М. Кауфман
А. Сидман

ПРАКТИЧЕСКОЕ РУКОВОДСТВО по расчетам схем в электронике

СПРАВОЧНИК В ДВУХ ТОМАХ

Под редакцией доктора технических наук Ф.Н. ПОКРОВСКОГО

Том 1

МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ 1991

ББК 32.85
К30
УДК 621.38.049.001.24(035.5)

Перевод с английского Н.В. Пароля, Е.А. Юдачевой

Рецензенты В. Л. Шпер, Р. Ш. Рудицкий

KAUFMAN M., SEIDMAN A.H.
Handbook of electronics calculation for engineers and technicians. – New York, McGraw-Hill, 1988.

Кауфман М., Сидман А.Г.

К30 Практическое руководство по расчетам схем в электронике: Справочник. В 2-х т. Т. 1: Пер. с англ./ Под ред. Ф.Н. Покровского. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 368 с.: ил.

ISBN 5-283-02511-X

В первом томе приведены основы анализа электрических цепей, характеристики элементов, правила выбора полупроводниковых приборов. Включены главы по усилителям звуковой частоты, резонансным усилителям, цепям обратной связи, генераторам сигналов, источникам питания. Даны сведения по операционным усилителям. Изложеиы основы цифровой и видеотехники.

Для широкого круга специалистов в области электротехники, электроники и радиотехники, а также для радиолюбителей.

К $\frac{2302030700\text{-}277}{051\,(01)\text{-}91}$ 205-91 **ББК 32.85**

ISBN 5-283-02511-X (т. 1, рус.)
ISBN 5-283-02506-3 (рус.)
ISBN 0-07-033528-1 (англ).

© McGraw-Hill, 1988

©Перевод на русский язык, Энергоатомиздат, 1991

ПРЕДИСЛОВИЕ

В предлагаемом справочнике по радиоэлектронике отдано предпочтение практическим задачам по сравнению с теоретическими проблемами. Справочник напоминает "поваренную книгу" и рассчитан на использование инженерами и техниками в их повседневной работе.

В книге рассмотрены сотни различных тщательно отобранных задач, представляющих практический интерес для современных специалистов по радиоэлектронике. В их число входят выбор полупроводниковых приборов, обратные связи, микропроцессоры, основы тонкопленочной технологии, цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи, а также другие проблемы.

Это второе издание справочника. В нем много материала переработано (гл. 5, 6, 10–12, 16) по сравнению с первым изданием. Добавлено значительное количество задач. При изложении материала сделан акцент на практическом рассмотрении проблем.

Примерно 75% объема справочника содержит изложение уже разработанных задач. Остальной материал посвящен краткому описанию теоретически важных проблем в каждой из рассматриваемых областей.

Для наглядности изложения приведены многочисленные структурные и принципиальные схемы, а также графики и таблицы.

Материал всех глав изложен по следующей однотипной схеме:

1) постановка задачи;

2) теоретические основы, необходимые для ее решения;

3) подробное решение задачи.

При решении задач используется по возможности простой математический аппарат – в основном арифметические и алгебраические соотношения.

Справочник поможет читателю не только решить сотни задач, но и правильно выбрать компоненты схем. Особенно это относится к гл. 4 (выбор *RLC*-компонентов) и гл. 5 (выбор полупроводниковых приборов).

Несмотря на тщательное редактирование, возможно, что при таком большом объеме и разнообразии материала в текст вкрались отдельные ошибки и опечатки. Издатели будут признательны читателям за информацию о замеченных недостатках.

Издатели выражают искреннюю благодарность специалистам, принявшим участие в создании справочника.

Милтон Кауфман, Артур Сидман

Глава 1

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ

Е. Джордж

1.1. ВВЕДЕНИЕ

В этой главе рассмотрен математический аппарат, необходимый для инженеров и техников. Речь пойдет о комплексных числах, элементарной алгебре, экспоненциальных функциях, логарифмах, тригонометрических функциях и векторной алгебре.

1.2. КОМПЛЕКСНЫЕ ЧИСЛА

Любое число может быть представлено в виде комплексного числа, состоящего из действительной и мнимой частей. Обычно оно записывается в виде $a + bi$ или $a + jb$, где $i = j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица ($j^2 = -1$).

Комплексные числа, содержащие a и b, отличные от нуля, можно складывать как действительные числа, при этом действительные части комплексных чисел складываются с действительными, а мнимые – с соответствующими мнимыми частями.

Задача 1.1. Сложите числа $2 + j6$ и $5 - j8$ и запишите их сумму Y.

Решение. $Y = 2 + j6 + (5 - j8) = (2 + 5) + j(6 - 8) = 7 - j2$.

Задача 1.2. Отнимите от $-1 + j8$ число $3 - j6$ и запишите полученный результат Z.

Решение. $Z = -1 + j8 - (3 - j6) = -1 + j8 - 3 + j6 = (-1 - 3) + j(8 + 6) = -4 + j14$.

Задача 1.3. Умножьте число $7 - j2$ на $(-4 - j14)$ и запишите их произведение L.

Решение. $L = (Y)(Z) = (7 - j2)(-4 + j14) =$

$= (7)(-4) + (7)(j14) + (-j2)(-4) + (-j2)(j14) =$

$= -28 + j98 + j8 - j^2 \cdot 28 = -28 + j98 + j8 + 28 =$

$= (-28 + 28) + j(98 + 8) = 0 + j106 = j106$ (чисто мнимое число).

Задача 1.4. Найдите число Q, обратное Y.

Решение. $Q = 1/Y = 1/(7 - j2)$. Чтобы вычислить обратное число, необходимо числитель и знаменатель умножить на исходное число с измененным знаком мнимой части. В данном примере этим числом будет $7 + j2$. Таким образом,

$$Q = \frac{1}{7 - j2} = \frac{1}{7 - j^2}\,\frac{(7 + j2)}{(7 + j2)} =$$

$$= \frac{7 + j2}{(7)(7) + (-j2)(j2) + j14 - j14} =$$

$$= \frac{7 + j2}{49 + 4} = \frac{7 + j2}{53} = \frac{7}{53} + j\,\frac{2}{53} =$$

$$= 0{,}132 + j0{,}038.$$

Комплексное число $(a + jb)$, умноженное на комплексное число, имеющее мнимую часть с обратным знаком $(a - jb)$, – всегда действительное число $a^2 + b^2$.

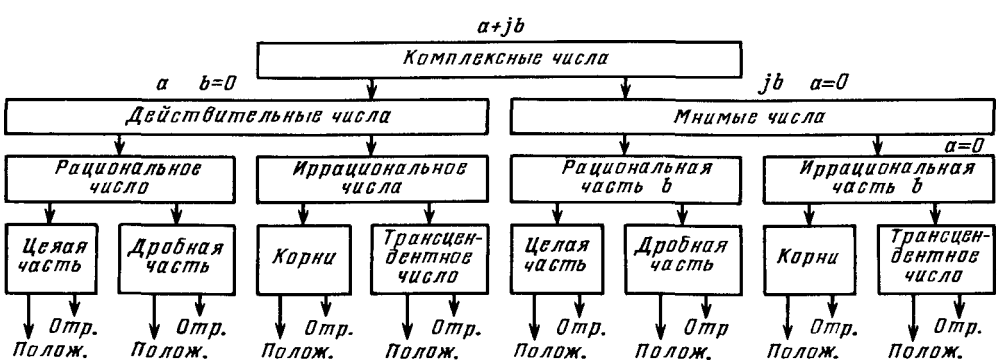


Рис. 1.1. Семейство комплексных чисел

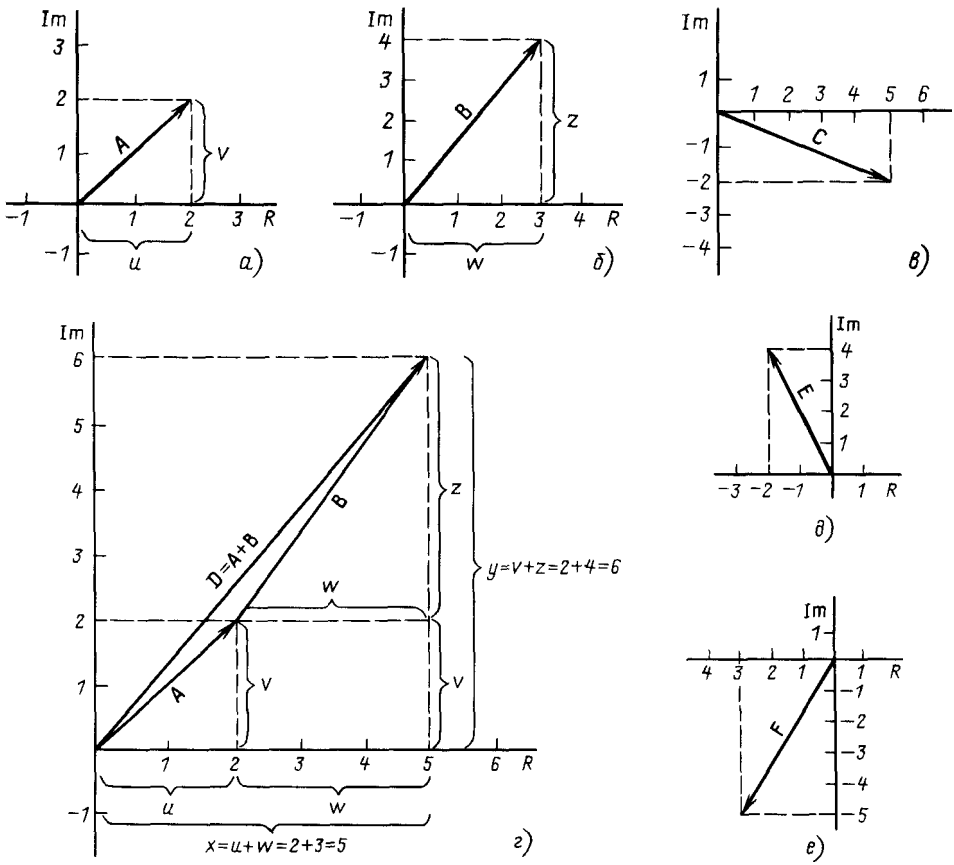


Рис. 1.2. К решению задачи 1.5

Графическое изображение комплексных чисел. Комплексное число (рис. 1.1) может быть представлено графически на комплексной плоскости, при этом ось ординат называется мнимой осью, а ось абсцисс – действительной. Отрезки на осях отображают действительную и мнимую части числа с учетом знаков + и – в общепринятых направлениях.

Задача 1.5. Нарисуйте: а) A = 2 + *j*2; б) B = = 3 + *j*4; в) C = 5 – *j*2; г) D = A + B; д) E = = –2 + *j*4; е) F = – 3 – *j*5.

Решение: а) см. рис. 1.2,*а*; б) см. рис. 1.2,*б*; в) см. рис. 1.2,*в*; г) см. рис. 1.2,*г*; д) см. рис. 1.2, *д*; е) см. рис. 1.2,*е*.

1.3. ЭЛЕМЕНТАРНАЯ АЛГЕБРА

В алгебре во многих случаях числа удобно обозначать буквами. Например, запись закона Ома $U = RI$ означает, что напряжение U (в вольтах) равно произведению R (в омах) на ток I (в амперах).

Алгебраическое выражение в общем виде представляет собой комбинацию величин (чисел или букв), коэффициентов, соединенных между собой знаками алгебраических действий. В общем виде оно записывается следующим образом:

$$a_0x^n + a_1x^{n-1} + \ldots + a_{n-2}x^2 + a_{n-1}x^1 + a_nx^0 = 0, \qquad (1.1)$$

где $a_0, \ldots, a_n$ – коэффициенты при переменной величине x. Выражение (1.1) называется многочленом n-й степени переменной величины x. Многочлен может состоять из одного или более членов. Коэффициент a_n при x^0 представляет собой постоянную величину.

Сложение и вычитание многочленов. *Задача 1.6.* Сложите многочлены $5x^2 - 8x - 3$, $2x^2 + 9x - 2$ и $4x^2 + 6x - 7$.

Решение.

$$\begin{array}{r} 5x^2 - 8x - 3 \\ +\ 2x^2 + 9x - 2 \\ 4x^2 + 6x - 7 \\ \hline 11x^2 + 7x - 12. \end{array}$$

Задача 1.7. Отнимите от многочлена $-2x + 8x^2 + 9$ многочлен $5x^2 - 8x + 2$.

Решение.

$$\begin{array}{l} 8x^2 - 2x + 9 - (5x^2 - 8x + 2) = \\ = -\ 8x^2 - 2x + 9 \\ \qquad 5x^2 + 8x - 2 \\ \hline \qquad 3x^2 + 6x + 7. \end{array}$$

Заметьте, что каждый член вычитаемого изменяет свой знак и при этом складывается с уменьшением. Вычитаемое должно быть записано в степенях уменьшения x. В любых случаях при сложении или вычитании подобные члены комбинируются, а именно: члены с x^2 – с членами с x^2, члены с x – с x, постоянные – с постоянными.

Умножение и деление многочленов. *Задача 1.8.* Умножьте: а) $x + 3$ на $x - 4$; б) $4x^3$ на $(-6x^2 + 5)$.

Решение.

а) $(x + 3)(x - 4) = xx - 4x + 3x + (3)(-4) = x^2 + x(-4 + 3) - 12 = x^2 - x - 12;$

б) $(4x^3)(-6x^2 + 5) = (4)(-6)(x^3)(x^2) + (4)(5)x^3 = -24x^5 + 20x^3.$

При умножении степени x складываются.

Задача 1.9. Разделите: а) $-15x^4$ на $3x^3$; б) $x^2 + 6x + 8$ на $x + 2$; в) $x^2 - 30 + 5x$ на $8 + x$.

Решение.

а) $\dfrac{-15x^4}{3x^3} = -5x^1 = -5x.$

При делении q-степени x в знаменателе вычитается из p-степени x в числителе, т.е.

$$x^p/x^q = x^{p-q};$$

б) $\dfrac{x^2 + 6x - 8}{x + 2} =$

$$\begin{array}{l} \qquad x + 4 \\ = x + 2 \overline{)\, x^2 + 6x + 8} \\ \quad \ominus x \quad \ominus 2x \\ \hline \qquad 4x + 8 \\ \quad \ominus\ 4x \ominus 8 \\ \hline \qquad\quad 0 \end{array}.$$

При делении делимое и делитель следует записать по мере уменьшения степени переменной и выполнить следующие операции.

1. Разделить первый член делимого на первый член делителя, чтобы найти первый член частного.
2. Умножить полученное число на делитель.
3. Вычесть результат из делимого.
4. Выписать следующий остающийся член.
5. Повторить процедуру до исчерпания всех членов x.

Если после последнего вычитания остается какое-то число, то оно называется остатком;

в) $\dfrac{x^2 - 30x + 5x}{8 + x} =$

$$\begin{array}{l} \qquad x - 3 \\ = x + 8 \overline{)\, x^2 + 5x - 30} \\ \quad \ominus\ x^2 \ominus 8x \\ \hline \qquad -3x - 30 \\ \quad \pm\ 3x \pm 24 \\ \hline \qquad\quad -6 \end{array}.$$

Заметьте, что частное от деления $Q(x) = x - 3$ и остаток $R = -6$. Полный ответ записывается в виде

$$x - 3 + \frac{-6}{x + 8} = Q(x) + \frac{\text{остаток } R}{\text{делитель}}.$$

Алгебраические уравнения и формулы. Алгебраическое уравнение – это математическое утверждение, указывающее на наличие равенства двух алгебраических выражений. Например, уравнение $3x - 7 = x + 1$ означает, что двучлен в его левой части равен двучлену в правой части.

Решение уравнений первой степени. В таких уравнениях степень неизвестной переменной равна 1. К левой и правой частям уравнения можно прибавить (отнять) одинаковые постоянные. Правую и левую части можно также умножить или разделить на одинаковые постоянные (за исключением нуля).

Задача 1.10. Решите относительно x или y следующие уравнения: а) $x + 2 = 9$; б) $2x - 1 =$

= 15; в) $(y - 9)/2 = (y + 12)/9$; г) $(x + 5)/6 = (2x)/3 - 1/2$.

Решение.

а) $x + 2 = 9$. Следует вычесть 2 из левой и правой частей уравнения, т.е. $x + 2 - 2 = 9 - 2$, $x = 7$;

б) $2x - 1 = 15$. После прибавления 1 к левой и правой частям уравнения, запишем $2x - 1 + 1 = 15 + 1$, т.е. $2x = 16$. Теперь разделим обе части на 2, тогда $2x/2 = 16/2$, а $x = 8$.

Правильность решения можно проверить, подставляя найденное значение в исходное уравнение. Например,

$$2(8) - 1 = 15;\ 16 - 1 = 15;\ 15 = 15;$$

в) $$\frac{y - 9}{2} = \frac{y + 12}{9}.$$

Сначала умножим обе части уравнения на 18:

$$\frac{y - 9}{2}(18) = \frac{y + 12}{9}(18).$$

После преобразований имеем

$$(y - 9)(9) = (y + 12)(2),\ 9y - 81 = 2y + 24.$$

Теперь прибавим 81 к обеим частям уравнения $9y - 81 + 81 = 2y + 24 + 81$ и приведем подобные члены $9y = 2y + 105$. Отнимем $2y$ из обеих частей уравнения $9y - 2y = 2y - 2y + 105$ и снова приведем подобные члены $7y = 105$.

Наконец, разделим обе части уравнения на 7: $7y/7 = 105/7$, и получим результат $y = 15$.

В этом уравнении изначально обе его части умножены на наибольший общий делитель (НОД) или наименьший общий множитель делителя;

г) $$\frac{2x + 5}{6} = \frac{2x}{3} - \frac{1}{2}.$$

Сначала умножим обе части уравнения на НОД=6:

$$\frac{2x + 5}{6}(6) = \frac{2x}{3}(6) - \frac{1}{2}(6),$$

$$2x + 5 = 2(2)x - 3,$$

$$2x + 5 = 4x - 3.$$

Затем отнимем 5 из обеих частей уравнения: $2x + 5 - 5 = 4x - 3 - 5$, и приведем подобные члены $2x = 4x - 8$. Теперь отнимем $4x$ из обеих частей уравнения: $2x - 4x = 4x - 4x - 8$, и вновь приведем подобные члены: $-2x = -8$.

После деления обеих частей уравнения на -2: $-2x/(-2) = (-8)/(-2)$, получим $x = +4$.

Буквенные уравнения. Уравнения, в которых величины представлены буквами алфавита, называются буквенными. Такие уравнения можно преобразовывать и решать относительно какой-либо частной буквы.

Задача 1.11. Дано уравнение $U = ZI$, решите его относительно I.

Решение. После деления обеих частей уравнения на Z получаем

$$\frac{U}{Z} = \frac{ZI}{Z} = I.$$

Величина $1/Z$ называется проводимостью и обозначается символом Y. Поэтому окончательное решенне может быть записано в виде $I = YU$. Это одна из форм записи закона Ома.

Задача 1.12. Известно, что $^\circ F = (9/5)\ ^\circ C + 32$, решите уравнение относительно $^\circ C$.

Решение. После вычитания 32 из обеих частей уравнения имеем $^\circ F - 32 = (9/5)\ ^\circ C + 32 - 32 = (9/5)\ ^\circ C$. Теперь умножим обе части на 5/9 и получим $5(^\circ F - 32)/9 = ^\circ C$.

Графическое представленне уравнений. В линейном уравнении степени x и y равны единице. Такое уравненне имеет бесконечное множество решений, иначе говоря, пар величин, которые можно отобразить на координатной плоскости.

Табличный метод. В этом случае выбирают несколько значений x (независимой переменной) и вычисляются соответствующие значения y (зависимой переменной). Чтобы провести прямую линию на плоскостн, необходимо определить две точки (иногда больше двух).

Задача 1.13. Начертите график $-4x + 6y = 12$.

Решение. Сначала упростим уравнение, разделив обе его части на 2. Оно будет иметь вид $-2x + 3y = 6$. Затем приступим к построению графика. Поскольку переменная x независимая, она может принимать различные значения: 4, 3, 2, 1 ,0, –1, –2, –3, –4. Каждое из этих значений подставляется в уравнение, и вычисляется соответствующее значение y. Результаты представлены в табл. 1.1.

Таблица 1.1. **Результаты вычислеиий**

x	4	3	2	1	0	–1	–2	–3	–4
y	14/3	4	10/3	8/3	2	4/3	2/3	0	–2/3

Соответствующий график показан на рис. 1.3. В точке с координатами (0, 2) функция пересекает ось y, а в точке (–3, 0) – ось x

Метод наклона. Он более эффективен, чем предыдущий метод, и позволяет упростить вычисления. Любое линейное уравнение можно

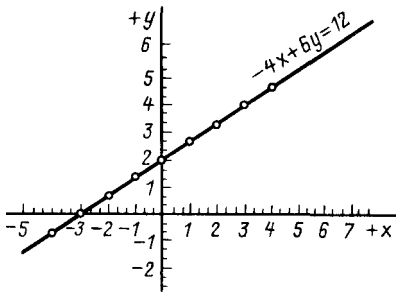


Рис. 1.3. График функции $-4x + 6y = 12$

записать в виде

$$y = mx + b, \qquad (1.2)$$

где m – наклон $(\Delta y/\Delta x)$ прямой линии к оси абсцисс; b – точка пересечения прямой с осью y. Уравнение (1.2) называется уравнением прямой.

Задача 1.14. Постройте график уравнения $3y - 6x = 12$.

Решение. После деления на 3 (общий сомножитель) обеих частей уравнения имеем

$$y = \frac{6x + 12}{3}.$$

Сравнивая полученное соотношение $y = 2x + 4$ с (1.2), видим, что $m = 2$, $b = 4$.

Примем точку $P_1 = (0, 4)$ за исходную точку для построения графика. Наклон m составляет +2 или +2/+1. Из исходной точки отметим две единицы в направлении оси y и одну единицу вправо по оси x. В результате получаем новую точку $P_2 = (1, 6)$ (рис. 1.4, *а*). Поскольку две точки определяют положение прямой линии на координатной плоскости, строим график, показанный на рис. 1.4,*б*.

Квадратные уравнения. В них содержится член со второй степенью (не выше) неизвестного. В общем виде квадратное уравнение записывается в виде

$$ax^2 + bx + c = 0. \qquad (1.3)$$

Оно имеет два корня. Ниже рассматриваются два метода решения таких уравнений.

Метод коэффициентов. В соответствии с этим методом следует предпринять следующие действия: 1) перенести все члены уравнения в левую часть, тогда правая часть будет равна нулю; 2) вынести за скобки общий множитель (если это невозможно, то следует воспользоваться другим методом решения); 3) считать коэффициенты при неизвестных равными нулю; 4) решить два результирующих уравнения и получить значения требуемых корней.

Задача 1.15. Решите уравнение $3x^2 - 6x = 0$ относительно x.

Решение. Вынесем за скобки общий множитель $3x$, тогда уравнение примет вид

$$(3x)(x - 2) = 0.$$

Так как произведение равно нулю, то каждый сомножитель может быть равен нулю, т.е.

$$3x = 0, \quad x = 0;$$

$$x - 2 = 0, \quad x = 2.$$

Таким образом, уравнение имеет два действительных корня.

Задача 1.16. Найдите корни уравнения $y^2 - y - 6 = 0$.

Решение. После разложения левой части уравнения на множители, получаем

$$(y - 3)(y + 2) = 0.$$

Решая его относительно каждого из сомножителей, имеем

$$y - 3 = 0, \quad y = 3;$$

$$y + 2 = 0, \quad y = -2.$$

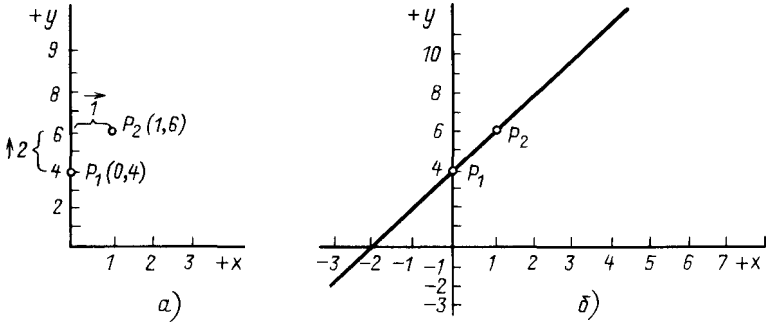


Рис. 1.4. К решению задачи 1.14

Итак, получены два действительных корня.

Биноминальная формула. Дано квадратное уравнение

$$ax^2 + bx + c = 0.$$

Его корни вычисляются по формуле

$$x_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}. \qquad (1.4)$$

Задача 1.17. Дано $3\omega^2 + 24\omega - 33 = 0$. Найдите ω

Решение. После деления всех членов уравнения на 3 имеем

$$\omega^2 + 8\omega - 11 = 0.$$

Сравнивая его с одним видом квадратного уравнения, получаем $a = 1$, $b = 8$, $c = -11$.

С помощью (1.4), полагая $x = \omega$, вычисляем

$$\omega = \frac{-8 \pm \sqrt{(8)^2 - 4(1)(-11)}}{2(1)} =$$

$$= \frac{-8}{2} \pm \frac{\sqrt{108}}{2} = -4 \pm \frac{6\sqrt{3}}{2} =$$

$$= -4 \pm 3\sqrt{3}.$$

Итак, $\omega_1 = -9{,}166$ и $\omega_2 = +1{,}196$. Оба корня действительны.

Задача 1.18. Найдите корни уравнения

$$z^2 + 8z + 25 = 0.$$

Решение. $a = 1$, $b = 8$, $c = 25$. С помощью (1.4) получаем

$$z = \frac{-8 \pm \sqrt{8^2 - 4 \cdot 1 \cdot 25}}{2 \cdot 1} =$$

$$= \frac{-8 \pm \sqrt{-36}}{2} = -4 \pm \frac{\sqrt{36}\sqrt{-1}}{2}.$$

Итак, $z_1 = -4 + j3$ и $z_2 = -4 - j3$. Оба корня представляют собой комплексные числа и называются сопряженными. Математически они записываются как $z_1 = z_2^*$ или $z_2 = z_1^*$. Дискриминант уравнения (1.4) позволяет определить основные свойства корней уравнения.

1. Если дискриминант больше нуля, то корни являются действительными различными числами.

2. Если дискриминант равен нулю, то корни равны и представляют собой действительные числа.

3. Если дискриминант меньше нуля, то корни являются комплексными числами.

1.4. ПОКАЗАТЕЛИ СТЕПЕНИ И ОБЩЕПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

Показатель степени показывает, сколько раз число умножается само на себя. Например, $y \cdot y \cdot y \cdot y = y^4$. Показатель 4 означает, что y умножается само на себя 4 раза. Применительно к показателям степени действуют следующие правила:

$$a^m \cdot a^n = a^{m+n}; \qquad (1.5)$$

$$\frac{a^p}{a^q} = a^{p-q} = \frac{1}{a^{q-p}} \quad (a \neq 0); \qquad (1.6)$$

$$a^{+u} = \frac{1}{a^{-u}} \text{ и } a^{-k} = \frac{1}{a^{+k}} \quad (a \neq 0); \qquad (1.7)$$

$$a^0 \equiv 1 \quad (a \neq 0); \qquad (1.8)$$

$$a^{\omega} \cdot b^{\omega} = (a \cdot b)^{\omega}; \qquad (1.9)$$

$$\frac{a^z}{b^z} = \left(\frac{a}{b}\right)^z \quad (b \neq 0); \qquad (1.10)$$

$$(a^u)^v = a^{uv}; \qquad (1.11)$$

$$a^{P/R} = \sqrt[R]{aP} = (\sqrt[R]{a})^P \quad (a > 0); \qquad (1.12)$$

$$a^{1/R} = \sqrt[R]{a}, \text{ если } R \text{ четное число.} \qquad (1.13)$$

Задача 1.19. Упростите выражение $27^{2/3}$.

Решение. С помощью (1.12) находим

$$27^{2/3} = (\sqrt[3]{27})^2 = (3)^2 = 9.$$

Задача 1.20. Упростите выражение $(c^3d^2)/(c^{-2}d^{-1}f)$.

С учетом уравнений (1.5) и (1.7) можно записать

$$\frac{c^3d^2}{c^{-2}d^{-1}f} = \frac{c^3d^2c^2d^1}{f} = \frac{c^5d^3}{f}.$$

Задача 1.21. Упростите запись $(\sqrt{5a^3b^7})^0 \times 7(a^2b^4)^0$.

Решение. Из уравнения (1.8) следует, что $(1) \cdot (7) \cdot (1) = 7$.

Задача 1.22. Упростите выражение

$$\left(\frac{3x^2y^4}{5z^5}\right)^3.$$

Решение. С помощью уравнений (1.9) и (1.11) получаем

$$\left(\frac{3x^2y^4}{5z^5}\right)^3 = \frac{3^3(x^2)^3(y^4)^3}{5^3(z^5)^3} =$$

$$= \frac{27x^6y^{12}}{125z^{15}}.$$

Задача 1.23. Упростите выражение $\sqrt[-5]{32}$.

Решение. С учетом уравнений (1.7) и (1.13) находим

$$\sqrt[-5]{32} = 32^{-1/5} = 1/32^{1/5} =$$

$$= 1/\sqrt[5]{32} = 1/2.$$

Общепринятые сокращения. Общепринятые стандартные сокращения позволяют инженерам и научным работникам записывать большие и малые числа в весьма компактной форме. Например, число 68 миллионов можно записать полностью 68 000 000 или сокращенно $68 \cdot 10^6$, где 10^6 – миллион. В сокращенной форме запятая ставится справа от первого значащего разряда (исключая нуль). Итак, $6{,}8 \cdot 10^7$ – сокращенная запись числа 68 000 000.

Общепринятыми следующие обозначения сокращенных величин (справа от числа приводятся приставки к наименованиям исходной единицы): 10^1 – дека; 10^2 – гекто; 10^3 – кило; 10^6 – мега; 10^9 – гига; 10^{12} – тера; 10^{-1} – деци; 10^{-2} – санти; 10^{-3} – милли; 10^{-6} – микро; 10^{-9} – нано; 10^{-12} – пико; 10^{-15} – фемто; 10^{-18} – атто.

Задача 1.24. Запишите в сокращенной форме следующие утверждения: а) ангстрем – одна десятибиллионная доля метра (1 Å = $= 10^{-10}$ м); б) скорость света c равна приблизительно 30 гигасантиметров в секунду; в) длина волны излучения λ желтого цвета составляет примерно 0,0000228 дюйма (1 дюйм = $2{,}540 \cdot 10^{-2}$ м); г) заряд 1 Кл содержит примерно 6 250 000 000 000 000 000 электронов; д) рок-музыка передается на частоте 99 Х, или 99 МГц.

Решение. а) 1 Å = $1/(10 \cdot 10^9) = 1/10^{10} =$ $= 1 \cdot 10^{-10}$ м; б) $c = 30 \cdot 10^9$ см/с = $= 3 \cdot 10^{10}$ см/с = $3 \cdot 10^{-10} \cdot 10^{-2}$ м/с = $= 3 \cdot 10^8$ м/с; в) $\lambda = 2{,}28 \cdot 10^{-5}$ дюйм, или $22{,}8 \cdot 10^{-6}$ дюйм, или 22,8 мкдюйм; г) число электронов $N_e = 6{,}25 \cdot 10^{18}$; д) $f = 99 \cdot 10^6 =$ $= 9{,}9 \cdot 10^7$ Гц.

1.5. ЛОГАРИФМЫ

Существуют два типа логарифмов: десятичные и натуральные. Десятичный логарифм числа N представляет собой степень x, в которую надо возвести основание 10, чтобы получить заданное число, т.е.

$$N = 10^x; \tag{1.14}$$

$$\log_{10} N = \log N = x. \tag{1.15}$$

Натуральный логарифм числа M представляет собой степень y, в которую надо возвести основание e, чтобы получить заданное число, т.е.

$$M = e^y; \tag{1.16}$$

$$\log_e M = \ln M = y. \tag{1.17}$$

Основание $e \simeq 2{,}72$. Натуральные логарифмы называются также неперовыми.

Применительно к логарифмам действуют следующие правила:

$$\log AB = \log A + \log B; \tag{1.18}$$

$$\log \frac{C}{D} = \log C - \log D; \tag{1.19}$$

$$\log F^p = P \log F; \tag{1.20}$$

$$\log \sqrt[n]{G} = \frac{1}{n} \log G; \tag{1.21}$$

$$\log H^{P/Q} = \frac{P}{Q} \log H; \tag{1.22}$$

$$\log 1 = 0. \tag{1.23}$$

Десятичные логарифмы. Число N, записанное в сокращенной форме и возведенное в 10-ю степень, называется характеристикой логарифма. Мантисса определяется с помощью таблицы логарифмов. Полный логарифм представляет собой сумму характеристики и мантиссы. Характеристики десятичных логарифмов в таблицах не указываются. Проще всего вычислить логарифм числа с помощью микрокалькулятора.

Задача 1.25. Найдите: а) характеристику $N = 240\,000$; полные десятичные логарифмы; б) $P = 8\,230\,000$; в) $Q = 0{,}00036$; г) число R, если $\log R = 4{,}8825$; антилогарифмы: д) $S = (246)(583)$; е) $T = \sqrt{3{,}56}$.

Решение. а) $N = 240\,000 = 2{,}4 \cdot 10^5$, поэтому характеристика равна 5; б) $P = 8{,}23 \cdot 10^6$, таким образом, характеристика равна 6. Мантисса находится по специальным таблицам и составляет 0,9154. Полный логарифм $N =$ $= 6{,}9154$; в) $Q = 3{,}6 \cdot 10^{-4}$, поэтому характеристика равна –4. Мантисса определяется по специальным таблицам и составляет 0,5563. В этом случае $Q = 6{,}5563 - 10$; г) число R равно антилогарифму (4,8825). До запятой слева должно быть пять значащих цифр в оригинальной записи числа R. Поэтому $R =$ $= 76{,}300$; д) $\log S = \log 246 + \log 583 = 2{,}3909 +$

+ 2,7657 = 5,1566. Теперь антилогарифм S = = (5,1566) $\simeq$ 143 000 (включая интерполяцию); е) $\log T = \log(3{,}56)^{1/2} = 1/2$; log 3,56 = = 1/2(0,5514) = 0,2757. Антилогарифм T (0,2757) $\simeq$ 1,89.

Задача 1.26. Найдите наружный диаметр внутреннего проводника коаксиальной воздушной передающей линии с характеристическим сопротивлением 50 Ом при внутреннем диаметре наружного полупроводника 1,02 см. Характеристическое сопротивление $Z_0 = 138 \log (d_0/d_i)$, где d_0 и d_i – соответственно наружный и внутренний диаметры проводников коаксиальной линии.

Решение. Подставляя в выражение для Z_0 известные значения, получаем

$$50 = 138 \cdot \log 1{,}02 d_i;$$

$$\log \frac{1{,}02}{d_i} = 0{,}3623;$$

$$\frac{1{,}02}{d_i} = \text{антилогарифм } (0{,}3623);$$

$$\frac{1{,}02}{d_i} = 2{,}303.$$

Итак, d_i = 0,443 см.

Основание натурального логарифма. Величина е при использовании в качестве основания натурального логарифма подчиняется правилам (1,5) – (1.13). Например, $e^0 = 1$, а $e^A \times e^B = e^{A+B}$. Иногда этот параметр называется основанием Непера или Эйлера. Соотношение Эйлера связывает величину е с тригонометрическими функциями в виде

$$e^{\pm j\theta} = \cos\theta \pm j \sin\theta = a + jb, \qquad (1.24)$$

где $a = \cos\theta$; $b = \sin\theta$.

Параметр е может быть также описан следующим рядом:

$$e = \frac{1}{0!} + \frac{1}{1!} + \frac{1}{2!} + \frac{1}{3!} + \frac{1}{4!} + \ldots, \qquad (1.25)$$

где 0! = 1; 1! = 1; 2! = 2 · 1; 3! = 3 · 2 · 1 = 6 и т.д. Выражение 3! называется три-факториалом.

Натуральный логарифм. Чтобы перейти от $\log N$ к $\ln M$, надо $\log N$ умножить на 2,303. Чтобы перейти от $\ln M$ к $\log N$, следует $\ln M$ умножить на 0,434. Натуральные логарифмы "подчиняются" правилам (1.18) – (1.23).

1.6. ОСНОВНЫЕ ТРИГОНОМЕТРИЧЕСКИЕ ФУНКЦИИ

Угол образуется при вращении линии (луча) вокруг какой-либо точки. Начальное положение линии называется опорным положением луча, а ее итоговое положение – конечным положением луча. Оба положения луча называются сторонами угла, а точка их пересечения – его вершиной (рис. 1.5). Треугольник, один из углов которого прямой (90°), называется прямоугольным (рис. 1.6). Сумма углов треугольника равна 180°, или

$$\alpha + \beta + \gamma = 180^\circ. \qquad (1.26)$$

Так как $\gamma = 90^\circ$, то

$$\alpha + \beta = 90^\circ. \qquad (1.27)$$

В соответствии с теоремой Пифагора сумма квадратов сторон треугольника равна квадрату гипотенузы. Применительно к рис. 1.6

$$a^2 + b^2 = R^2. \qquad (1.28)$$

Синус, косинус и таигеис. Обращаясь к рис. 1.6, запишем

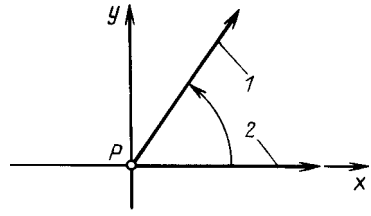


Рис. 1.5. Образование угла:
P – вершина; *1* – противоположная сторона; *2* – прилежащая сторона

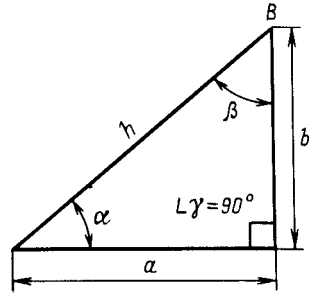


Рис. 1.6. Прямоугольный треугольник:
h – гипотенуза; a – противоположная сторона к $\angle \alpha$, прилежащая сторона к $\angle \alpha$; $в$ – противоположная сторона к $\angle \alpha$, прилежащая сторона к $\angle \beta$;

$$\sin\alpha = \frac{\text{противоположная сторона}}{\text{гипотенуза}} = \frac{b}{h}; \quad (1.29)$$

$$\cos\alpha = \frac{\text{прилежащая сторона}}{\text{гипотенуза}} = \frac{a}{h}; \quad (1.30)$$

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{\text{противоположная сторона}}{\text{прилежащая стороиа}} = \frac{\sin\alpha}{\cos\alpha}, \quad (1.31)$$

Другие круговые тригоиометрические фуикции. К функциям "вторичного" значения относятся секанс (sec), котангенс (ctg) и косеканс (csc), причем

$$\sec = \frac{\text{гипотенуза}}{\text{прилежащая сторона}}; \quad (1.32а)$$

$$\operatorname{ctg} = \frac{\text{прилежащая сторона}}{\text{противоположная сторона}}; \quad (1.32б)$$

$$\operatorname{csc} = \frac{\text{гипотенуза}}{\text{противоположная сторона}}. \quad (1.32в)$$

Эти функции связаны с основными следующими соотношениями:

$$\sec\alpha = \frac{1}{\cos\alpha}; \quad (1.33а)$$

$$\operatorname{ctg}\alpha = \frac{1}{\operatorname{tg}\alpha}; \quad (1.33б)$$

$$\operatorname{csc}\alpha = \frac{1}{\sin\alpha}. \quad (1.33в)$$

Если углы α и β комплементарны, то можно записать (рис. 1.6)

$$\sin\alpha = \cos\beta; \quad (1.34а)$$

$$\operatorname{tg}\alpha = \operatorname{ctg}\beta; \quad (1.34б)$$

$$\cos\alpha = \operatorname{csc}\beta. \quad (1.34в)$$

Обратные тригоиометрические функции. Обратными тригонометрическими функциями называются функции, в которых роли независимых и зависимых переменных меняются местами. Типичный пример инверсии: "30° – угол, синус которого равен 1/2"; прямое утверждение: "Синус 30° равен 1/2". Справедливы следующие утверждения:

1) синус угла α равен b/h;
2) косинус угла α равен a/h;
3) тангенс угла α равен b/a.

Математически фраза "угол, синус которого" сокращенно записывается в двух формах: либо arcsin, либо $\sin^{-1}$. Если основные тригонометрические функции выражать через обратные, то

$$\alpha = \arcsin\frac{b}{h} = \sin^{-1}\frac{b}{h}; \quad (1.35а)$$

$$\alpha = \arccos\frac{a}{h} = \cos^{-1}\frac{a}{h}; \quad (1.35б)$$

$$\alpha = \operatorname{arctg}\frac{b}{a} = \operatorname{tg}^{-1}\frac{b}{a}. \quad (1.35в)$$

Если тригонометрические функции выражать через "вторичные", то

$$\alpha = \operatorname{arcsec}\frac{h}{a}; \quad (1.36а)$$

$$\alpha = \operatorname{arcctg}\frac{a}{b}; \quad (1.36б)$$

$$\alpha = \operatorname{arccsc}\frac{h}{b}. \quad (1.36в)$$

Углы и квадраиты. Углы считаются положительными, если они отсчитываются против часовой стрелки относительно опорного луча, и отрицательными, если по часовой стрелке. Положительное направление x (горизонтально вправо) совпадает с направлением опорного луча. Углы в интервале от 0 до 90° называются острыми (прямой угол равен 90°), а в диапазоне от 90 до 180° – тупыми.

Угол 1° (один градус) представляет собой угол, вершина которого находится в центре окружности, опирающейся на дугу, длина которой составляет 1/360 длины окружности l (рис. 1.7,*а*).

Существуют две системы деления градусов на более мелкие единицы. В соответствии с одной из них градус делится на 60 мин и каждая минута – на 60 с. Другая система предусматривает деление градуса на десятые, сотые, тысячные доли и т.д.

Углы также можно измерять в радианах (рад), при этом полная окружность делится на 2π, или 6,28 равных частей (рис. 1.7,*б*). Один радиан соответствует углу, опирающемуся на дугу, длина которой равна радиусу окружности, причем считается, что вершина угла находится в центре этой окружности. В соответствии с другой системой исчисления окружность делится на 400 частей, каждая из которых соответствует угловой единице 1 градиент.

Соотношения между угловыми единицами приведены в табл. 1.2.

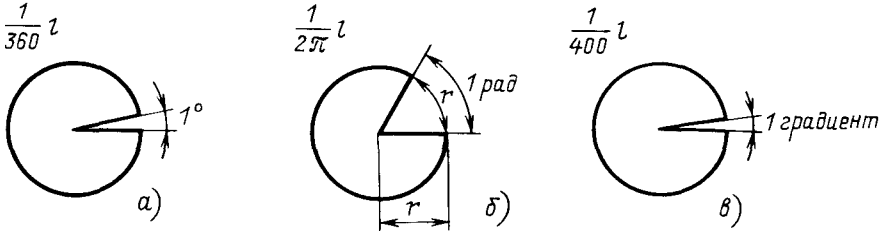


Рис. 1.7. Угловые измерения:
а – в градусах; *б* – в радианах; *в* – в градиентах

Таблица 1.2. **Соотношения между угловыми единицами**

Градусы	Радианы	Градиенты
1°	$17{,}45 \cdot 10^{-3}$	1,11
57,296°, или 57°17′45″	1	63,662
0,9°, или 0°54′00″	$15{,}71 \cdot 10^{-3}$	1

Окружность можно разделить на четыре части или квадранта. Первому (*I*) квадранту соответствуют углы в диапазоне от 0 до 90°, второму (*II*) – от 90 до 180°, третьему (*III*) – от 180 до 270°, и четвертому (*IV*) – от 270 до 360°. Углы 0, 90, 180 и 270° называются квадратными углами. Знаки тригонометрических функций во всех квадрантах показаны на рис. 1.8.

Графики тригонометрических фуикций. *Синус.* График синуса, записанный в виде $y = A\sin\theta$, приведен на рис. 1.9, *а* для $A = 1$.

Косинус. График косинуса $y = B\cos\theta$ для $B = 1$ показан на рис. 1.9,*б*.

Тангенс. График тангенса $y = D\,\mathrm{tg}\,\theta$ для $D = 1$ приведен на рис. 1.9,*в*.

Амплитуда, частота и фаза. На рис. 1.10 показаны три синусоидальных колебания с различными амплитудами: $y_A = \sin\omega t$, $y_B = 2\sin\omega t$ и $y_C = 3\sin\omega t$. На рис. 1.11 проиллюстрировано влияние изменения частоты (при постоянной амплитуде) на форму колебаний. На рис. 1.12 показано изменение исходного напряжения $u = U_{max}\sin(\omega t + \varphi)$, когда фазовый угол $\varphi \neq 0$.

В общем виде уравнение синусоидального колебания записывается следующим образом:

$$u = U_{max}\sin[\omega t - (\pm\varphi)], \qquad (1.37)$$

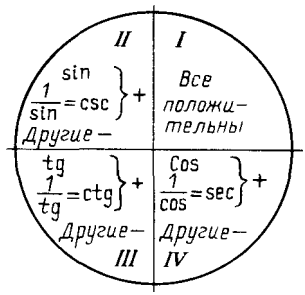


Рис. 1.8. Квадранты и знаки тригонометрических функций

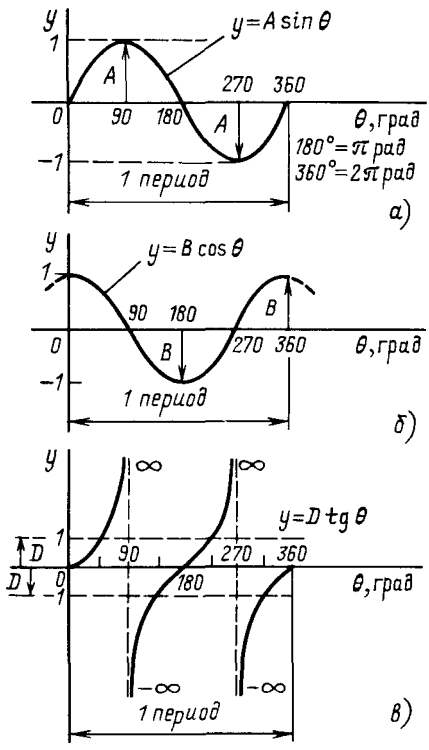


Рис. 1.9. Графики основных тригонометрических функций:
а – синус; *б* – косинус; *в* – тангенс

где U_{max} – пик амплитуды; ω – угловая частота, рад/с; t – время; φ – фазовый угол.

Для анализа синусоидального колебания целесообразно иметь в виду выражения

$$\theta = \omega t = 2\pi f; \qquad (1.38а)$$

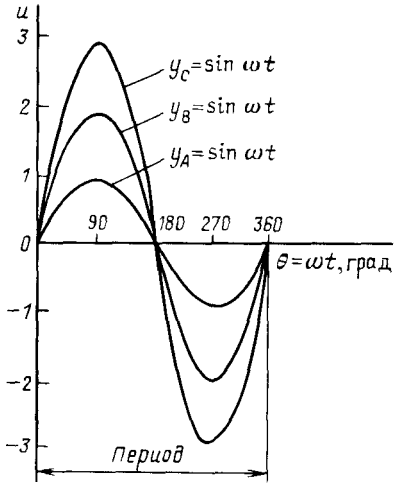


Рис. 1.10. Изменения амплитуды синусоидального колебания

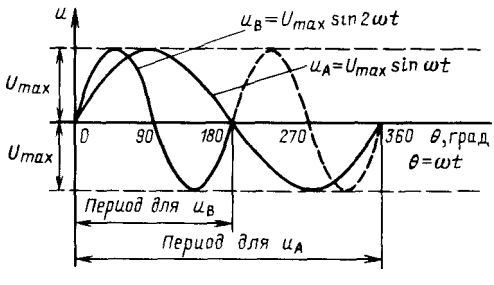


Рис. 1.11. Изменения частоты синусоидального колебания

$$T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega}; \qquad (1.38б)$$

$$\pi = 180^\circ. \qquad (1.38в)$$

Задача 1.27. а) Рассчитайте угловую частоту для синусоидального колебания 60 Гц; б) какой угол θ соответствует времени 10 мс?

Решение.

а) $\omega = 2\pi f = 6{,}28 \cdot 60 = 377$ рад/с;

б) $\theta = \omega t = 377 \cdot 10 \cdot 10^{-3} =$

$= 377 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 3{,}77$ рад $= 216^\circ$.

Задача 1.28. Найдите угол θ для синусоидального колебания частотой 400 Гц, если $t = 2$ мс: а) в радианах; б) в градусах.

Решение.

а) $\theta = 2\pi f t = 6{,}28 \cdot 400 \cdot 2 \cdot 10^3 = 5{,}024$ рад;

б) $\theta = 5{,}024 \cdot 180/\pi = 288^\circ$.

Задача 1.29. Ток изменяется по закону $i(t) = 3\sin(400\pi t + \pi/4)$. Определите: а) частоту f; б) значение $i(t)$ при $t = 5$ мс.

Решение.

а) $\omega = 2\pi f = 400\pi$, поэтому $f = 400\pi/2\pi =$ $= 200$ Гц;

б) i (5 мс) $= 3\sin(400\pi \cdot 5 \cdot 10^{-3} + \pi/4) =$

$= 3\sin(2\pi + \pi/4) = 3\sin\left(\frac{9\pi}{4}\right) =$

$= 3\sin(405^\circ) = 3\sin(45^\circ) = 2{,}12$ А.

Задача 1.30. Период косинусоидального напряжения составляет 800 мкс. Вычислите: а) частоту; б) угловую частоту; в) мгновенное значение колебания при $t = 66{,}7$ мкс, если амплитуда составляет 50 мА и фазовый угол -0°.

Решение.

а) $f = 1/T = 1/(800 \cdot 10^{-6}) = 1{,}25$ кГц;

б) $\omega = 6{,}28 \cdot 1{,}25 \cdot 10^3 = 7{,}85$ град/с;

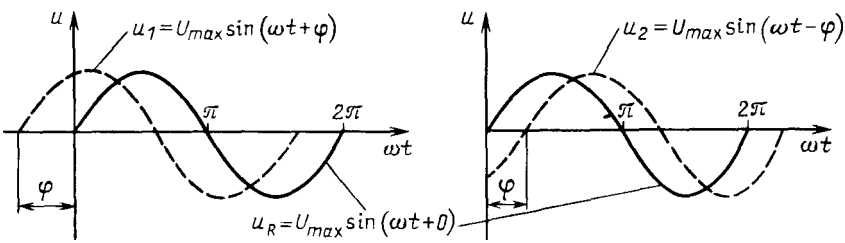


Рис. 1.12. Изменения фазы синусоидального колебания

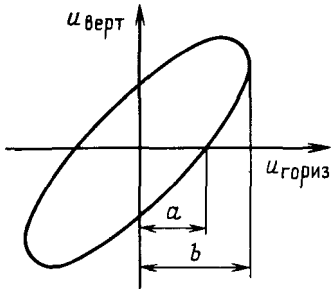


Рис. 1.13. Измерение фазового угла с помощью фигуры Лиссажу

в) $i(t = 66{,}7\text{ мкс}) = 50 \cdot 10^{-3} \times$

$\times \cos(7{,}85 \cdot 10^3 \cdot 66{,}7 \cdot 10^{-6}) =$

$= 50 \cdot 10^{-3} \cos(0{,}523\text{ рад}) =$

$= 0{,}05\cos(30^\circ) = 43{,}3\text{ мА}.$

Задача 1.31. Для фигуры Лиссажу, показанной на рис. 1.13, $a = 3$ см, $b = 3{,}75$ см. Определите фазовый угол φ.

Решение. Угол

$$\varphi = \sin^{-1}\frac{a}{b}. \qquad (1.39)$$

Отсюда $\varphi = \sin^{-1}(3/3{,}75) = \sin^{-1}(0{,}8)$. Из таблиц тригонометрических функций получаем $\varphi = 53{,}1^\circ$.

Задача 1.32. Нарисуйте зависимости $u_1 = 2\sin(\omega t - \pi/4)$ и $u_2 = 3\cos(\omega t - 60)$. Примите кривую $u_1 = f(\omega t)$ за исходное колебание.

Решение. Из рассмотрения характеристики $u_1 = f(\omega t)$ фазовый угол $\pi/4$ рад $= 45^\circ$ (рис. 1.14). Удобно выразить напряжение u_2 в виде синусоидального колебания. Для этого воспользуемся соотношениями

$$\cos(\omega t + 90^\circ) = \sin\omega t; \qquad (1.40а)$$

$$\sin(\omega t - 90^\circ) = \cos\omega t. \qquad (1.40б)$$

С помощью (1.40а) напряжение $u_2 = 3\sin\times$ $\times (\omega t + 30^\circ) = 3\sin[\omega t - (-30^\circ)]$, т.е. оно сдвинуто по отношению к u_1 влево, как показано на рис. 1.14.

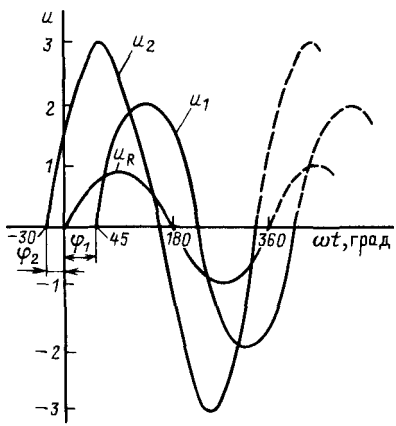


Рис. 1.14. Решение задачи 1.32 (см. текст)

1.7. КОМПЛЕКСНАЯ АЛГЕБРА

Импеданс последовательной цепи, Ом,

$$\mathbf{Z} = R \pm jX, \qquad (1.41)$$

где R – активное, а X – реактивное сопротивления цепи. Если реактивное сопротивление имеет индуктивный характер ($X_L = \omega L$), то в уравнении (1.41) используется знак +, если емкостный ($X_C = 1/(\omega C)$, то знак –.

Проводимость параллельной цепи, См,

$$\mathbf{Y} = G \pm jB, \qquad (1.42)$$

где G и B – соответственно активная и реактивная проводимости цепи. Если проводимость B имеет индуктивный характер ($B_L = 1/(\omega L)$, то в (1.42) будет знак –, если емкостный ($B_C = \omega C$), то знак +.

Импеданс $\mathbf{Z}$ или проводимость $\mathbf{Y}$ отображаются на комплексной плоскости, причем по оси ординат откладываются мнимые величины, а по оси абсцисс – действительные.

Импеданс и проводимость – величины обратные, поэтому

$$\mathbf{Z} = \frac{1}{\mathbf{Y}}; \qquad (1.43а)$$

$$\mathbf{Y} = \frac{1}{\mathbf{Z}}. \qquad (1.43б)$$

Задача 1.33. Вычислите импеданс последовательной цепи, если $R = 600$ Ом, а $X_L = 800$ Ом, и постройте треугольник импедансов для этой цепи.

Решение. Треугольник импедансов показан на рис. 1.15. Наибольший импеданс

$$|\mathbf{Z}| = \sqrt{600^2 + 800^2} = 1000\text{ Ом}.$$

Угол $\theta = \text{tg}^{-1}(X_L/R) = \text{tg}^{-1}(800/600) = \text{tg}^{-1}(1{,}33)$. Из таблиц тригонометрических функций находим, что $\theta = 53$.

Задача 1.34. Определите R в последовательной цепи, если максимальный импеданс составляет 1300 Ом, а реактивная составляющая равна 1200 Ом.

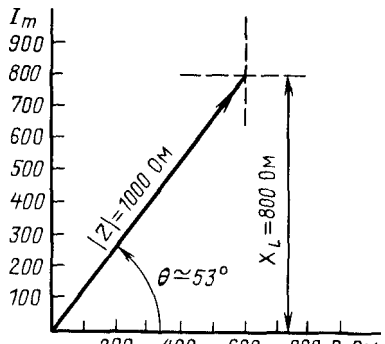


Рис. 1.15. Диаграмма импедансов последовательной *RL*-цепи

Решение. Известно, что $Z^2 = R^2 + X^2$, поэтому $R^2 = Z^2 - X^2$ или $R = \sqrt{Z^2 - X^2}$. Подставляя соответствующие значения, получаем

$$R = \sqrt{1300^2 - 1200^2} = 500 \text{ Ом}.$$

Задача 1.35. Импеданс между точками *a* и *b* в последовательной *RL*-цепи (рис. 1.16,*а*) составляет $50 + j50$ Ом. Найдите проводимость между этими точками.

Решение. $\mathbf{Y}_{ab} = 1/\mathbf{Z}_{ab} = 1/(50 + j50)$. Умножая числитель и знаменатель на число, сопряженное знаменателю $(50 - j50)$, получаем

$$\mathbf{Y}_{ab} = \frac{50 - j50}{2500 + 2500} =$$

$= (10 - j10)$ мСм (см. рис. 1.16,*б*).

Тригоиометрическая и показательиая формы записи комплексиых чисел. Хотя операции умножения, деления, возведения в степень и извлечения корня из комплексных чисел можно выполнять, используя алгебраическую форму их записи (например, $\mathbf{Z} = R + jX$), для их осуществления удобнее применять тригонометрическую или показательную форму записи комплексных чисел.

В тригонометрической форме комплексиое число записывается в виде

$$\mathbf{Z} = |\mathbf{Z}| \angle\theta^\circ,$$

где $|\mathbf{Z}|$ – наибольшее значение числа; $\theta = \operatorname{tg}^{-1}(X/R)$, причем

$$R = |\mathbf{Z}|\cos\theta; \qquad (1.44а)$$

$$X = |\mathbf{Z}|\sin\theta. \qquad (1.44б)$$

В экспоненциальной форме число записывается в виде

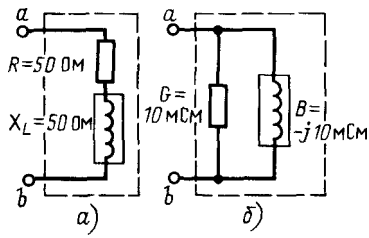


Рис. 1.16. К решению задачи 1.35

$$\mathbf{Z} = |\mathbf{Z}|e^{-j\theta}.$$

При умножении комплексных чисел в тригонометрической или экспоненциальной формах их амплитуды перемножаются, а углы складываются, при делении амплитуды делятся, а углы вычитаются.

Задача 1.36. а) Перемножьте числа $10 \angle 30^\circ$ и $2 \angle 60^\circ$; б) разделите $10 \angle 30^\circ$ на $2 \angle 60^\circ$. Ответы запишите в тригонометрической и экспоненциальной формах.

Решение.

а) $10 \angle 30^\circ \cdot 2 \angle 60^\circ = (10 \cdot 2) \angle 30^\circ + 60^\circ =$

$= 20 \angle 90^\circ = 20e^{j90^\circ}$;

б) $10 \angle 30^\circ / 2 \angle 60^\circ = (10/2) \angle 30^\circ - 60^\circ =$

$= 5 \angle -30^\circ = 5e^{j30^\circ}$.

Векторные преобразоваиия. Синусоидальная функция может быть представлена в экспоненциальной или полярной форме, т.е.

$$x = Ae^{j\varphi} \qquad (1.45а)$$

или

$$x = A \angle \varphi, \qquad (1.45б)$$

где A – амплитуда; φ – фазовый угол. Токи и напряжения обычно выражаются в действующих значениях, которые равны максимальной амплитуде, умноженной на 0,707 или деленной на $\sqrt{2} \simeq 1{,}414$.

Векторную величину можно преобразовать в функцию времени. Например, если $\mathbf{U} = 70{,}7e^{j30^\circ}$ и $\omega = 1000$ рад/с, то $u(t) = \sqrt{2}\ 70{,}7\sin(1000t + 30^\circ) = 100\sin(1000t + 30^\circ)$.

Необходимо учитывать следующие соотношения:

$$A \angle \varphi = Ae^{j\varphi} = A(\cos\varphi + j\sin\varphi); \qquad (1.46а)$$

$$A \angle -\varphi = Ae^{-j\varphi} = A(\cos\varphi - j\sin\varphi). \qquad (1.46б)$$

Задача 1.37. Запишите $u(t) = 28{,}28\sin(1000t + 45^\circ)$ в векторной форме.

Решение. Напряжение $\mathbf{U} = (0{,}707 \cdot 28{,}28) \times \times e^{j45^\circ} = 20\angle 45^\circ = 20e^{j45^\circ}$.

Задача 1.38. На двух импедансах, включенных последовательно, напряжение

$$u_A + u_B = 75\sin(377t + 45^\circ) + 25\sin(377t + 60^\circ).$$

Напишите сумму напряжений в векторной форме.

Решение. С учетом вышеприведенных соотношений

$$\mathbf{U}_A = (0{,}707 \cdot 75)\angle 45^\circ = 53\angle 45^\circ \text{ В};$$

$$\mathbf{U}_B = (0{,}707 \cdot 25)\angle 60^\circ = 17{,}7\angle 60^\circ \text{ В}.$$

Так как u_A и u_B имеют одну и ту же частоту, векторы можно складывать (сложение векторов различных частот недопустимо). Используя уравнения Эйлера, получаем

$$53(\cos 45^\circ + j\sin 45^\circ) = 37{,}5 + j37{,}5;$$

$$17{,}7(\cos 60^\circ + j\sin 60^\circ) = 8{,}85 + j15{,}3.$$

Поскольку

$$\mathbf{U}_A + \mathbf{U}_B = (37{,}5 + 8{,}85) + j(37{,}5 + 15{,}3) =$$

$$= (46{,}35 + j52{,}8) \text{ Ом},$$

амплитуда составляет

$$\sqrt{46{,}35^2 + 52{,}8^2} = 70{,}2 \text{ В}.$$

Фазовый угол

$$\varphi = \operatorname{tg}^{-1}(52{,}8/46{,}35) = 48{,}72^\circ.$$

Поэтому

$$\mathbf{U}_A + \mathbf{U}_B = 70{,}2\angle 48{,}72^\circ =$$

$$= 70{,}2e^{j48{,}72^\circ} \text{ В}.$$

Глава 2

АНАЛИЗ ЦЕПЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Э.А. Джорг

2.1. ВВЕДЕНИЕ

Рассматривая электрические явления, мы прежде всего сталкиваемся с электрическими зарядами. В Международной системе единиц (СИ) единицей измерения заряда служит кулон (Кл). Наименьшим отрицательным зарядом обладает частица, называемая электроном ($-1{,}602 \cdot 10^{-19}$ Кл). Суммарный заряд приблизительно $6{,}24 \cdot 10^{18}$ электронов равен 1 Кл.

Электрический ток. Электрическим током называется направленное движение заряженных частиц (зарядов). Проходя через заданную точку x данного проводника, электроны обусловливают поток зарядов Q, измеряемых в кулонах. Количественно ток определяется как скорость изменения заряда в течение данного периода времени, т.е.

$$i = \frac{\Delta Q}{\Delta t}, \qquad (2.1)$$

где Δ (дельта) означает "изменение".

Единицей измерения тока служит ампер (А). Как следует из рис. 2.1, условное направление протекания тока противоположно направлению движения потока электронов. Такое направление тока принято в данной главе и большинстве следующих глав книги. Если поток зарядов неизменный и однонаправленный, то его определяют как постоянный ток и обозначают буквой I

Напряжение. Энергию часто определяют как способность выполнять работу. В системе СИ единицей измерения работы является джоуль (Дж). Буквенным обозначением работы служит символ W Если для перемещения заряда в 1 Кл из одной точки проводника в другую требуется энергия 1 Дж, между этими точками существует разность потенциалов или напряжение 1 В. Вольт – единица напряжения в си-

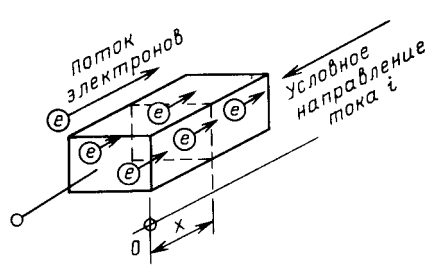


Рис. 2.1. Поток электронов и условное направление тока в проводнике

стеме СИ. Буквенное обозначение напряжения – U.

Запишем

$$U_{xy} = \frac{\Delta W}{\Delta Q}, \qquad (2.2)$$

где $U_{xy} = U_x - U_y$.

Мощность определяется как изменение энергии или работы во времени, т.е.

$$P = \frac{\Delta W}{\Delta t}. \qquad (2.3)$$

Этот параметр измеряется в ваттах (Вт) или джоулях в секунду (Дж/с). Мощность можно выразить также через напряжение и ток:

$$P = UI. \qquad (2.4)$$

Задача 2.1. Если $0{,}784 \cdot 10^{18}$ электронов проходят данную точку проводника за 643 мс, каково значение тока?

Решение. В соответствии с уравнением (2.1)

$$I = \frac{(0{,}784 \cdot 10^{18})(1{,}6 \cdot 10^{-19})}{643 \cdot 10^{-3}} =$$

$$= 1{,}95 \cdot 10^{-1} \text{ А} = 195 \text{ мА}.$$

Задача 2.2. Если разность потенциалов между двумя точками равна 36 В, какую работу нужно произвести, чтобы перенести заряд, равный 4 мкКл, из одной точки в другую?

Решение. В соответствии с уравнением (2.2)

$$W = 36 \cdot 4 \cdot 10^{-6} = 1{,}44 \cdot 10^{-4} \text{ Дж}.$$

2.2. СОПРОТИВЛЕНИЕ

Когда заряд перемещается по материалу, он испытывает противодействие. Это противодействие называется сопротивлением материала. Сопротивление зависит от длины, площади поперечного сечения и температуры материала. При постоянной температуре сопротивление

$$R = \frac{\rho l}{S}, \qquad (2.5)$$

где R – сопротивление [единицей измерения которого в системе СИ служит ом (Ом)]; ρ – удельное сопротивление материала, измеряемое в омах на метр (Ом · м) или омах на сантиметр (Ом · см); l – длина в метрах (м) или сантиметрах (см); S – площадь поперечного сечения в квадратных метрах ($м^2$) или квадратных сантиметрах ($см^2$). Сопротивление материала прямо пропорционально длине и обратно пропорционально площади поперечного сечения.

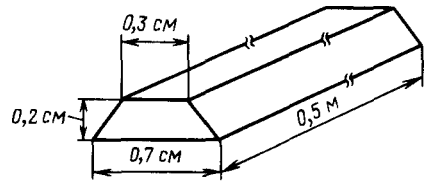


Рис. 2.2. Расчет сопротивления полупроводникового резистора

Задача 2.3. В качестве полупроводникового резистора используется брусок из германия (рис. 2.2) при температуре 20 °С. Найдите его сопротивление.

Решение. Из табл. 2.1 удельное сопротивление германия ρ = 0,45 Ом · м. Площадь трапецеидального поперечного сечения

$$S = 1/2h\,(b_1 + b_2),$$

где h = 0,2 см; b_1 = 0,3 см; b_2 = 0,7 см.

Таблица 2.1. **Значения удельного сопротивления материалов при 20 °С**

Материал	Удельное сопротивление ρ, Ом · м*	Материал	Удельное сопротивление ρ, Ом · м*
Алюминий	$2{,}83 \cdot 10^{-8}$	Графит	$8 \cdot 10^{-6}$
Сурьма	$4{,}17 \cdot 10^{-7}$	Железо	$9{,}8 \cdot 10^{-7}$
Бакелит, пластмассы	$1 \cdot 10^{10}$	Свинец	$2{,}2 \cdot 10^{-7}$
Латунь	$7 \cdot 10^{-8}$	Сплав манганин	$4{,}4 \cdot 10^{-7}$
Уголь	$3{,}5 \cdot 10^{-5}$	Ртуть	$9{,}6 \cdot 10^{-7}$
Сплав константан	$4{,}9 \cdot 10^{-7}$	Слюда	$1 \cdot 10^{14}$
Медь	$1{,}7 \cdot 10^{-8}$	Нихром	$1 \cdot 10^{-6}$
Нейзильбер	$3{,}3 \cdot 10^{-7}$	Эбонит	$1 \cdot 10^{16}$
Германий	0,45	Кремний	$1{,}3 \cdot 10^{3}$
Стекло	$1 \cdot 10^{12}$	Серебро	$1{,}6 \cdot 10^{-8}$
Золото	$2{,}4 \cdot 10^{-8}$	Сталь (4% Si)	$5 \cdot 10^{-7}$
		Вольфрам	$5{,}2 \cdot 10^{-8}$

* В зависимости от чистоты материала значения удельного сопротивления могут меняться.

Таблица 2.2. **Преобразование значений температуры при использовании различных шкал**

Исходная система измерения температуры	Желаемая система измерения температуры			
	по Цельсию, °C	по Кельвину, К	по Фаренгейту, °F	по Реикину, °R
По Цельсию, °C	1	+273,15	(9/5) °C + 32	(9/5) °C + 491,67
По Кельвину, К	−273,15	1	(9/5) К − 459,67	(9/5) К
По Фареигейту, °F	(5/9) (°F − 32)	(5/9) °F + 255,38	1	+459,67
По Реикину, °R	(5/9) °R − 273,15	(5/9) °R	−459,67	1

В соответствии с ураинением (2.5)

$$R = \frac{0{,}45 \cdot 0{,}5}{1/2 \cdot 0{,}002(0{,}003 + 0{,}007)} =$$

$$= 22{,}5 \text{ кОм}.$$

Проводимость. Величина, обратная сопротивлению, иазывается проводимостью:

$$G = \frac{1}{R} = R^{-1}. \qquad (2.6)$$

Единицей проводимости служит симеис (Ом).

Проводимость характеризует способиость материала проводить электричество. Удельная проводимость $\sigma = 1/\rho$; тогда ураинеиие (2.5) можно записать в виде

$$R = \frac{l}{\sigma S}. \qquad (2.7)$$

Единицей измереиия удельной проводимости является сименс иа метр (См/м). Поскольку $G = 1/R$, с учетом уравнения (2.7)

$$G = \frac{\sigma S}{l}. \qquad (2.8)$$

Задача 2.4. Найдите проводимость иихромового провода, сопротивление которого составляет 721,8 Ом.

Решение.

$$G = 1/721{,}8 = 1{,}385 \cdot 10^{-3} \text{ Ом} = 1{,}385 \text{ мСм}.$$

Задача 2.5. Длина слитка золота составляет 0,75 м, а его поперечное сечеиие равио 5 см^2. Требуется определить удельную проводимость и проводимость слитка.

Решение. Из табл. 2.1 иаходим, что $G = 1/(2{,}4 \cdot 10^{-8})$ См/м. В соответствии с уравнением (2.8)

$$G = (4{,}167 \cdot 10^{7})(5 \cdot 10^{-2})^2/0{,}8 =$$

$$= 130{,}22 \text{ кСм}.$$

Единицы измереиия температуры в системе СИ. В системе СИ единицей измерения температуры служит кельвин (К). Однако допустимо выражать температуру и в градусах Цельсия (°C), поскольку в обоих случаях разиость между температурой кипения и замерзаиия воды составляет 100 градусов. Следовательно, изменеиие температуры иа 1 градус по шкале Цельсия эквивалентно измеиеиию температуры иа 1 градус по шкале Кельвина. Формулы преобразования значений температуры по шкалам Цельсия, Кельвина, Фаренгейта и Реикина приведены в табл. 2.2. По шкалам Фареигейта и Реикина разность между точками кипеиия и замерзаиия воды составляет 180 градусов; в системе единиц СИ оии ие используются.

2.3. ЗАКОН ОМА

Закои Ома гласит, что при постоянных виешних условиях иапряжение U иа сопротивлеиии R прямо пропорциоиально току, протекающему через иего, т.е.

$$U = RI, \qquad (2.9)$$

где U – иапряжеиие, В; R – сопротивлеиие, Ом; I – ток, А. Разделив обе части уравиеиия (2.9) на R, получим

$$I = \frac{U}{R}. \qquad (2.10а)$$

Поскольку $1/R = G$, то

$$I = UG. \qquad (2.10б)$$

После делеиия обеих частей уравиеиия (2.9) иа I имеем

$$R = \frac{U}{I} \qquad (2.11а)$$

или

$$G = \frac{I}{U}. \qquad (2.11б)$$

Рассеиваемая моциость. В соответствии с уравиением (2.4) $P = UI$. Используя выражеиие

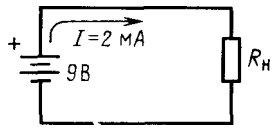


Рис. 2.3. Расчет значений $R_н$, $G_н$ и P в простой цепи постоянного тока

(2.9), мощность, рассеиваемую на резисторе, можно выразить через ток I в виде

$$P = I^2R \qquad (2.12а)$$

или

$$P = I^2/G \qquad (2.12б)$$

и через напряжение U в виде

$$P = U^2/R \qquad (2.13а)$$

или

$$P = U^2G. \qquad (2.13б)$$

Задача 2.6. Телевизионный приемник соединен с внешней антенной кабелем, длина которого 25 м, линейное сопротивление 0,11 Ом/м. Определите сопротивление и проводимость кабеля.

Решение.

$R = 0{,}11 \cdot 25 = 2{,}75$ Ом;

$G = 1/2{,}75 = 0{,}364$ См.

Задача 2.7. Обратившись к рис. 2.3, найдите значения параметров $R_н$, $G_н$ и P

Решение.

$$R_н = \frac{U}{I} = \frac{9}{2 \cdot 10^{-3}} = 4{,}5 \text{ кОм};$$

$$G_н = \frac{1}{R_н} = 0{,}222 \text{ мСм};$$

$$P = IU = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 9 = 18 \text{ мВт}.$$

2.4. ЭКВИВАЛЕНТНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Последовательное соединение элемеитов. Соединеиие элементов цепи, при котором через них протекает один и тот же ток, называется последовательным. На рис. 2.4 элементы располагаются "цепочкой", конец одного из них соединен с началом другого. Такая конфигурация цепи обеспечивает единственный путь прохождения тока.

Эквивалентное последовательное сопротивление. В последовательной цепи общее или эквивалентное сопротивление источника равно

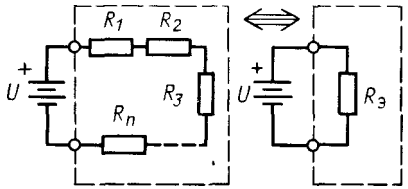


Рис. 2.4. Определение эквивалентного сопротивлеиия цепи из последовательно соединенных резисторов

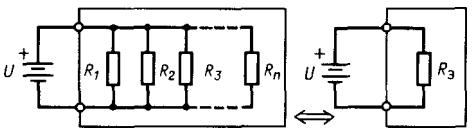


Рис. 2.5. Определение эквивалентного сопротивления цепи из параллельно соединенных резисторов

сумме значений сопротивлений отдельных резисторов, т.е.

$$R_э = R_1 + R_2 + R_3 + \ldots + R_n. \qquad (2.14)$$

Параллельное соединение элемеитов. Соединение элементов цепи, при котором на них падает одно и то же напряжение, называется параллельным (рис. 2.5).

Эквивалентное параллельиое сопротивление. В параллельной схеме эквивалентное сопротивление равно обратному значению суммы обратных значений отдельных сопротивлений, т.е.

$$R_э = \frac{1}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3 + \ldots + 1/R_n}. \qquad (2.15)$$

Тогда в случае двух резисторов R_A и R_B

$$R_э = R_A \,||\, R_B = \frac{R_AR_B}{R_A + R_B}, \qquad (2.16)$$

где знак $||$ обозначает параллельное соединение. Эквивалентное параллельное сопротивление всегда меньше меньшего значения сопротивления параллельных резисторов.

Следствие эквивалентности Джорга. Если резистор с сопротивлением R соединен параллельно с резистором, имеющим сопротивление R/n, то эквивалентиое сопротивление

$$R_э = \frac{R}{1+n}. \qquad (2.17)$$

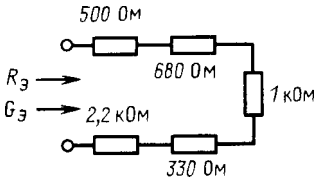


Рис. 2.6. Расчет эквивалентного сопротивления и эквивалентной проводимости цепи из последовательно соединенных резисторов

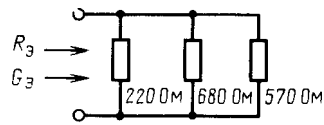


Рис. 2.7. Расчет эквивалентного сопротивления и эквивалентной проводимости цепи из параллельно соединенных резисторов

Эквивалентная проводимость. При параллельном соединении элементов проводимость определяется так же, как и сопротивление при последовательном, и наоборот. Следствие Джорга применяется в том случае, когда проводимость G последовательно соединена с другой проводимостью, имеющей значение G/n.

Задача 2.8. Определите эквивалентное сопротивление и проводимость схемы на рис. 2.6.

Решение. Поскольку резисторы соединены последовательно, в соответствии с уравнением (2.14)

$$R_э = 0{,}5 + 0{,}68 + 1 + 0{,}33 + 2{,}2 = 4{,}71 \text{ кОм};$$

$$G_э = 1/R_э = 1/4{,}71 = 0{,}212 \text{ мСм}.$$

Задача 2.9. Найдите эквивалентное сопротивление и проводимость схемы на рис. 2.7.

Решение. Поскольку резисторы соединены параллельно, в соответствии с уравнением (2.15)

$$G_э = 1/220 + 1/680 + 1/570 = 7{,}8 \text{ мСм};$$

$$R_э = 1/(7{,}8 \cdot 10^{-3}) = 128{,}2 \text{ Ом}.$$

Задача 2.10. Обратившись к рис. 2.8, найдите, во-первых, эквивалентное сопротивление, во-вторых, эквивалентную проводимость.

Решение. На рис. 2.8,*а* сопротивление 4,5 кОм составляет 1/2 параллельно соединенного с ним сопротивления 9 кОм. В соответствии с уравнением (2.17) $R_э = 9/(1 + 2) = 3$ кОм.

На рис. 2.8,*б* проводимости соединены последовательно, поэтому $G_э = 16/(1 + 3) = 3$ мСм (проводимость 4 мСм составляет 1/3 проводимости 12 мСм).

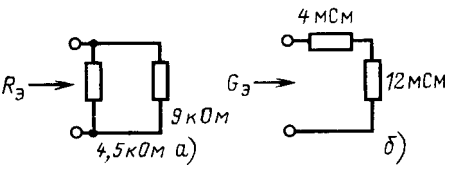


Рис. 2.8. *а* – нахождение эквивалентного сопротивления; *б* – нахождение эквивалентной проводимости

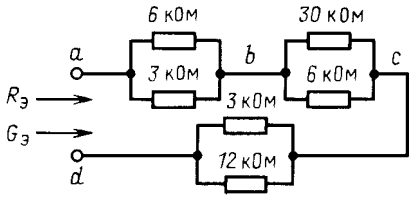


Рис. 2.9. Определение эквивалентного сопротивления и эквивалентной проводимости последовательно-параллельной цепи

Последовательно-параллельное соединение элементов. При анализе последовательно-параллельного соединения элементов используется следующий подход:

1) обозначаются все места соединений (узлы);

2) выделяются участки последовательных и параллельных соединений;

3) каждый выделенный участок упрощается с учетом уравнений (2.14) – (2.16) или (2.17);

4) между соответствующими узлами вводятся эквивалентные элементы;

5) схема приводится к окончательному максимально упрощенному виду.

Задача 2.11. Определите эквивалентные значения $R_э$ и $G_э$ в схеме на рис. 2.9.

Решение.

$$R_э = R_{ad} = R_{ab} + R_{bc} + R_{cd}.$$

Все три участка схемы состоят из параллельно соединенных элементов. Между собой эти участки соединены последовательно. В соответствии с уравнением (2.17) $R_{ab} = 2$ кОм, $R_{bc} = 5$ кОм и $R_{cd} = 2{,}4$ кОм. Тогда

$$R_э = 2 + 5 + 2{,}4 = 9{,}4 \text{ кОм},$$

а $G_э = 1/9{,}4 = 0{,}109$ мСм.

Задача 2.12. Найдите эквивалентные значения $R_э$ и $G_э$ в схеме на рис. 2.10.

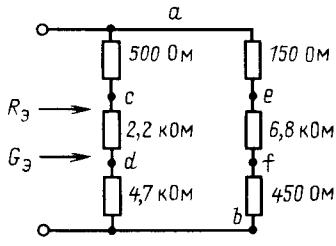


Рис. 2.10. Определение эквивалентного сопротивления и эквивалентной проводимости параллельно-последовательной цепи

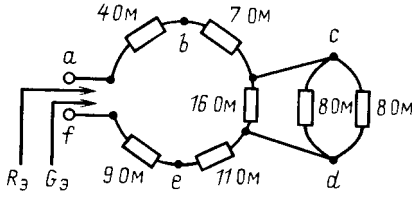


Рис. 2.11. Расчет эквивалентного сопротивления и эквивалентной проводимости последовательно-параллельной цепи

Решение. В схеме $R_{acdb} \| R_{aefb}$, причем каждый участок состоит из последовательно соединенных элементов. Можно записать, что

$$R_{acdb} = R_{ac} + R_{cd} + R_{db} =$$

$$= 500 + 2200 + 4700 = 7{,}4 \text{ кОм};$$

$$R_{aefb} = R_{ae} + R_{ef} + R_{fb} =$$

$$= 150 + 6800 + 450 = 7{,}4 \text{ кОм},$$

причем

$$R_э = 7{,}4 \| 7{,}4 = 3{,}7 \text{ кОм}, \text{ а } G_э = 0{,}27 \text{ мСм}.$$

Задача 2.13. Вычислите эквивалентные значения $R_э$ и $G_э$ в схеме на рис. 2.11.

Решение.

$$R_{cd} = 16 \| 8 \| 8 = 3{,}2 \text{ Ом}.$$

Помещая сопротивление 3,2 Ом между узлами c и d, получаем

$$R_э = R_{af} = 4 + 7 + 3{,}2 + 11 + 9 = 34{,}2 \text{ Ом},$$

$$G_э = 1/34{,}2 = 29{,}24 \text{ мСм}.$$

Преобразование схемы треугольника в звезду и наоборот. Обратившись к рис. 2.12, запишем следующие выражения:

$$R_1 = \frac{R_a R_c}{R_a + R_b + R_c}; \qquad (2.18а)$$

$$R_2 = \frac{R_b R_c}{R_a + R_b + R_c}; \qquad (2.18б)$$

$$R_3 = \frac{R_b R_a}{R_a + R_b + R_c}; \qquad (2.18в)$$

и

$$R_a = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_2}; \qquad (2.19а)$$

$$R_b = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_1}; \qquad (2.19б)$$

$$R_c = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_3}. \qquad (2.19в)$$

Задача 2.14. Вычислите эквивалентные значения $R_э$ и $G_э$ для мостовой схемы на рис. 2.13,*а*.

Решение. Преобразуем треугольник *wxy* в звезду. В соответствии с уравнениями (2.18)

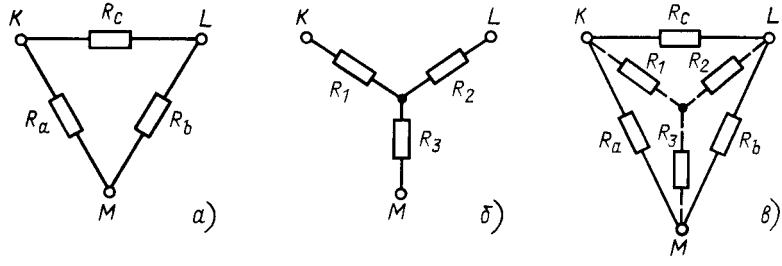


Рис. 2.12. Преобразование треугольника в звезду и звезды в треугольник:
а – треугольник; *б* – звезда; *в* – преобразование

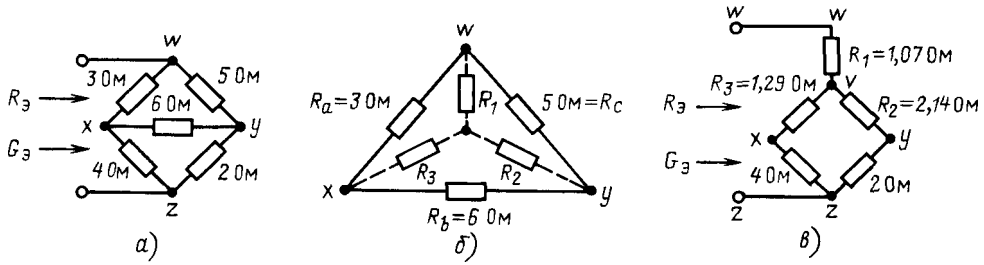


Рис. 2.13. Расчет эквивалентного сопротивления и эквивалентной проводимости мостовой схемы: *а* – мостовая схема; *б* – преобразование треугольника в верхней части схемы в звезду; *в* – упрощенная схема

$$R_1 = (3 \cdot 5)/14 = 1{,}07 \text{ кОм},$$

$$R_2 = (6 \cdot 5)/14 = 2{,}14 \text{ кОм} \quad \text{и}$$

$$R_3 = (3 \cdot 6)/14 = 1{,}29 \text{ кОм}$$

(рис. 2.13,*б*). Если внутренний узел звезды обозначить через v и эквивалентную звезду поместить между узлами wxy (рис. 2.13,*в*), то R_{vx} окажется соединенным последовательно с R_{xz}, а R_{vy} – последовательно с R_{yz}. Следовательно, $R_{vxz} = 5{,}29$ кОм, а $R_{vyz} = 4{,}14$ кОм. Кроме того,

$$R_{vz} = R_{vxz} \parallel R_{vyz} = 5{,}29 \parallel 4{,}14 =$$

$$= 2{,}32 \text{ кОм}.$$

Таким образом,

$$R_э = R_1 + R_{vz} = 1{,}07 + 2{,}32 =$$

$$= 3{,}39 \text{ кОм}, \text{ а } G_э = 1/R_э = 0{,}295 \text{ мСм}.$$

2.5. ЗАКОНЫ КИРХГОФА

Первый закон Кирхгофа (для токов). В любой схеме алгебраическая сумма токов, подходящих к каждому узлу, равна нулю, т.е.

$$\Sigma I_{вх} = 0. \qquad (2.20а)$$

Поскольку токи, направленные к узлу, считаются положительными, а токи, направленные от узла, – отрицательными, первый закон Кирхгофа можно записать в виде

$$\Sigma I_{вх} = \Sigma I_{вых}. \qquad (2.20б)$$

Второй закон Кирхгофа (для напряжений). В любом замкнутом контуре алгебраическая сумма падений напряжений на элементах равна нулю вие зависимости от направления обхода контура, т.е.

$$\Sigma U_{под} = 0. \qquad (2.21а)$$

Если при обходе контура мы движемся от + к –, то речь идет о падении напряжения ($U_{пад}$), если же от – к +, то о его подъеме ($U_{под}$). Подъем напряжения можно рассматривать как отрицательное падение напряжения и второй закон Кирхгофа записать в виде

$$\Sigma U_{пад} = \Sigma U_{под}. \qquad (2.21б)$$

Задача 2.15. Найдите значение I_C в схеме на рис. 2.14.

Решение. Ток $I_A = 20$ мА, а $I_B = 5$ мА, причем I_B протекает также через R_3, поскольку R_3 и R_4 соединены последовательно. Применяя первый закон Кирхгофа к узлу y, получаем $I_A - I_B - I_C = 0$. Следовательно, $I_C =$ = 15 мА и ток направлен вниз, как это показано на рисунке.

Задача 2.16. Определите значение R в схеме на рис. 2.15.

Решение. Применяя второй закон Кирхгофа, получаем

$$-U_{da} + U_{ab} + U_{bc} + U_{cd} = 0.$$

Таким образом,

$$U_{cd} = U_{da} - U_{ab} - U_{bc}.$$

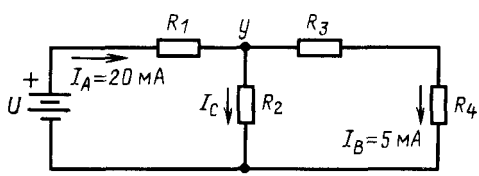


Рис. 2.14. Применение первого закона Кирхгофа для определения I_C

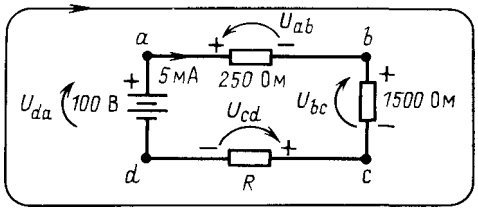


Рис. 2.15. Применение второго закона Кирхгофа для нахождения R

Напряжение

$$U_{ab} = 250 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 1{,}25 \text{ В},$$

а

$$U_{bc} = 1500 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 7{,}5 \text{ В}.$$

Следовательно,

$$U_{cd} = 100 - 1{,}25 - 7{,}5 = 91{,}25 \text{ В и}$$

$$R = 91{,}25/(5 \cdot 10^{-3}) = 18{,}25 \text{ кОм}.$$

2.6. ДЕЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Принцип делеиия напряжеиия. При рассмотрении схем из последовательно соединенных резисторов (рис. 2.16) необходимо знать значение напряжения на каждом отдельном элементе. Напряжение U_n на любом резисторе R_n равно произведению общего приложенного напряжения на частное от деления R_n на $R_{общ}$, т.е.

$$U_n = U_{общ} \frac{R_n}{R_{общ}}. \qquad (2.22)$$

Из уравнения (2.22) видно, что напряжение U_n прямо пропорционально R_n. Принцип деления напряжения применим только к последовательной схеме, когда через все элементы протекает один и тот же ток.

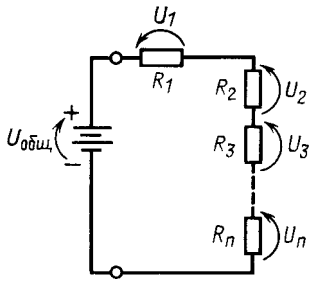


Рис. 2.16. Пояснение принципа деления напряжения

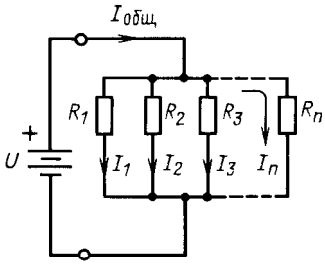


Рис. 2.17. Пояснение принципа деления тока

Принцип деления тока. В схеме, содержащей n параллельных ветвей (рис. 2.17), иногда желательно знать значение тока в какой-нибудь конкретной ветви. Ток I_n в ветви R_n равен произведению общего тока $I_{общ}$ и частного от деления эквивалентного сопротивления параллельной цепи $R_э$ на сопротивление R_n:

$$I_n = I_{общ} \frac{R_э}{R_n}. \qquad (2.23)$$

Принцип деления тока применим только к параллельным схемам, где ко всем элементам приложено одно и то же напряжение.

Если два резистора R_A и R_B соединены параллельно, то протекающий через резистор R_A ток

$$I_A = I_{общ} \frac{R_B}{R_A + R_B}. \qquad (2.24а)$$

Протекающий через резистор R_B ток

$$I_B = I_{общ} \frac{R_A}{R_A + R_B}. \qquad (2.24б)$$

Ток в ветви обратно пропорционален ее сопротивлению. Ветвь с большим сопротивлением "пропускает" меньший ток, и наоборот.

Задача 2.17. Используя принцип напряжения, найдите значения напряжения U_A, U_B и U_C в схеме на рис. 2.18.

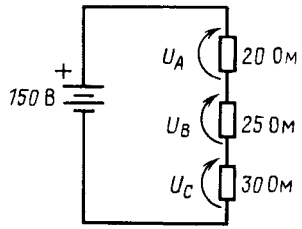


Рис. 2.18. Применение принципа деления напряжения для определения U_A, U_B и U_C

Решение. В соответствии с уравнением (2.22)

$$U_A = 150 \cdot 20/(20 + 25 + 30) =$$

$$= 150 \cdot 20/75 = 40 \text{ В};$$

$$U_B = 150 \cdot 25/75 = 50 \text{ В};$$

$$U_C = 150 \cdot 30/75 = 60 \text{ В}.$$

Задача 2.18. Используя принцип деления напряжения, вычислите $U_{вых}$ в схеме на рис. 2.19.

Решение. В соответствии с уравнением (2.22)

$$U_{вых} = 120(10 + 15)/(8 + 10 + 15 + 7) = 75 \text{ В}.$$

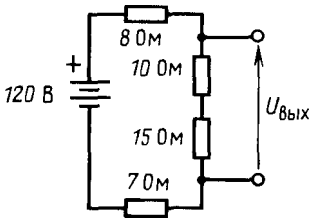


Рис. 2.19. Применение принципа деления напряжения для определения $U_{вых}$

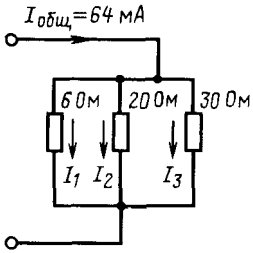


Рис. 2.20. Применение принципа деления тока для определения I_1, I_2, I_3

Задача 2.19. Используя принцип деления токов, определите I_1, I_2 и I_3 в схеме иа рис. 2.20.

Решение.

$$R_э = 6 \parallel 20 \parallel 30 = 4 \text{ Ом}.$$

В соответствии с уравнением (2.23)

$$I_1 = 64 \cdot 4/6 = 42{,}67 \text{ мА};$$

$$I_2 = 64 \cdot 4/20 = 12{,}8 \text{ мА};$$

$$I_3 = 64 \cdot 4/30 = 8{,}53 \text{ мА}.$$

2.7. АНАЛИЗ ЦЕПЕЙ МЕТОДОМ КОНТУРНЫХ ТОКОВ

Простым контуром называется замкнутый контур, не содержащий внутри себя других замкнутых контуров. Сложный контур – это также замкнутый контур, но внутри него могут быть другие замкнутые контуры. Если схема цепи вычерчена аккуратно, то она напоминает оконную раму, где окнами являются простые контуры.

Используя для решения задач, связанных со схемами, метод анализа контурных токов, необходимо:

1) задать направления всех токов в простых контурах;

2) ввести стрелки, указывающие падения напряжений на всех элементах, исходя из направления токов в контуре. Если к какому-либо элементу относится не одна стрелка в результате протекания через него токов двух контуров, то обозначьте каждую стрелку отдельно в пределах соответствующего контура;

3) записать закон Кирхгофа для напряжений в каждом контуре, используя любое направление обхода. Удобно идти по направлению тока в контуре;

4) переписать результирующие уравиения в виде системы.

Задача 2.20. Запишите уравнения контуров для схемы, показанной на рис. 2.21, *а*.

Решение. 1. Предположим, что в схеме иа рис. 2.21,*б* токи контуров I_x и I_y текут по часовой стрелке.

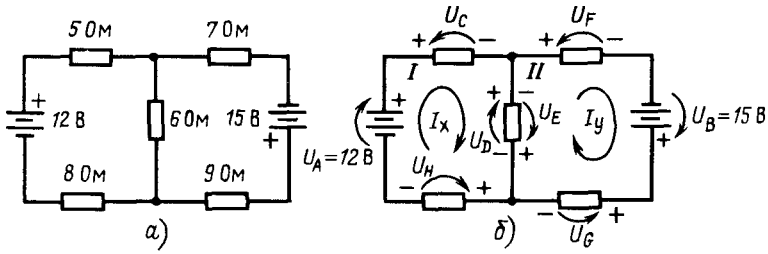


Рис. 2.21. Анализ схемы методом контурных токов:
а – исходная схема; *б* – принятые направления токов и напряжений на элементах

2. Укажем стрелками $U_A - U_H$ падения напряжения на элементах.

3. Применим закон Кирхгофа для напряжений к контуру *I*

$$U_A + U_E = U_C + U_D + U_H$$

или

$$U_A + 6I_y = (5 + 6 + 8)I_X$$

и к контуру *II*

$$U_B + U_D = U_F + U_G + U_E$$

или

$$U_B + 6I_x = (7 + 9 + 6)I_y .$$

4. Перепишем уравнения в виде

$$19I_x - 6I_y = 12;$$

$$-6I_x + 22I_y = 15.$$

Уравнение Джорга для контуров. Это обобщенное уравнение, которое позволяет записывать уравнения контуров методом проверки. Для цепей постоянного тока

$\Sigma U_{\text{под}}$ (обусловленная напряжениями источников) = Σ (падений напряжений на собственных сопротивлениях контура) $\pm \Sigma$ (падений напряжений на общих сопротивлениях контуров). (2.25)

Уравнение Джорга для контуров представляет собой алгебраическую сумму подъемов напряжений. Если приходится сталкиваться с падением напряжения, обусловленным источником напряжения, то его рассматривают как отрицательный подъем. Знак плюс перед падением напряжения на общем сопротивлении ставится тогда, когда токи обоих контуров через данный элемент текут в одном направлении. Знак минус используется в том случае, если направления протекания токов противоположны. Собственное сопротивление равно общему сопротивлению, с которым приходится встретиться при обходе полного контура. Общее сопротивление – это сопротивление, через которое текут токи двух различных контуров.

Падение напряжения на собственном сопротивлении равно произведению собственного сопротивления контура на собственный ток. Собственный ток – это ток анализируемого контура. Падение напряжения на общем сопротивлении равно произведению общего сопротивления и общего тока. Общий ток – это ток, протекающий через общее сопротивление.

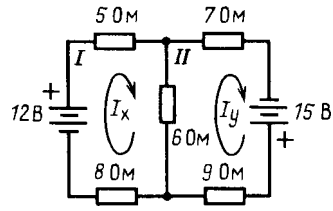


Рис. 2.22. Анализ двухконтурной схемы

Задача 2.21. Запишите уравнения Джорга для контуров схемы на рис. 2.22.

Решение. Исходя из уравнения (2.25), для контура *I* алгебраическая сумма подъемов напряжения за счет источников равна 12 В. Падение напряжения на собственном сопротивлении равно $(5 + 6 + 8)I_x$. Падение напряжения на общем сопротивлении равно $6I_y$. Следовательно,

$$12 = 19I_x - 6I_y .$$

Знак минус выбран потому, что токи, текущие через резистор 6 Ом, имеют противоположные направления.

Применяя уравнение (2.25) к контуру *II*, получаем

$$15 = -6I_x + 22I_y .$$

Детерминанты. Квадратная матрица чисел, ограниченная с обеих сторон вертикальными линиями, называется детерминантом (определителем). Детерминант второго порядка (2 × 2) записывается следующим образом:

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix}, \qquad (2.26)$$

где элемент в общем виде обозначается как a_{ij}. Индекс i характеризует номер ряда, а индекс j – номер столбца элемента a_{ij}. Например, в уравнении (2.26) элемент a_{21} находится во втором ряду первого столбца детерминанта Δ.

Детерминант третьего порядка (3 × 3) записывается в виде

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} . \qquad (2.27)$$

Задача 2.22. Дано:

$$19I_x - 6I_y = 12 \text{ и } -6I_x + 22I_y = 15.$$

Используя детерминанты, решите эти уравнения относительно I_x и I_y.

Решение. Запишем детерминант коэффициентов

$$\Delta = \begin{vmatrix} 19 & -6 \\ -6 & 22 \end{vmatrix},$$



где показаны первичная P и вторичная S диагонали. Значение Δ равно произведению элементов первичной диагонали минус произведение элементов вторичной диагонали. Следовательно,

$$\Delta = 19 \cdot 22 - (-6)(-6) = 382.$$

Если требуется узнать значение какого-либо неизвестного параметра, например I_x, коэффициенты при I_x в детерминанте коэффициентов заменяются так называемыми "силовыми функциями" схемы. Тогда по правилу Крамера

$$I_x = \frac{\Delta_x}{\Delta} \text{ и } I_y = \frac{\Delta_y}{\Delta}. \qquad (2.28)$$

В этой задаче такими функциями являются 12 и 15 В. В соответствии с уравнением (2.28)

$$I_x = \frac{\begin{vmatrix} 12 & -6 \\ 15 & 22 \end{vmatrix}}{382} = \frac{354}{382} = 0{,}927 \text{ А};$$

$$I_y = \frac{\begin{vmatrix} 19 & -12 \\ -6 & 15 \end{vmatrix}}{382} = \frac{357}{382} = 0{,}935 \text{ А}.$$

Задача 2.23. Дано:

$5I_A + 0I_B + 4I_C = 40$; $0I_A + I_B - 4I_C = -5$; $-I_A + I_B + I_C = 0$.

Решите уравнения относительно I_A, I_B и I_C, используя детерминанты.

Решение. Детерминант коэффициентов

$$\Delta = \begin{vmatrix} 5 & 0 & 4 \\ 0 & 1 & -4 \\ -1 & 1 & 1 \end{vmatrix}.$$

Если два левых столбца повторить справа от детерминанта, тогда можно образовать три первичные и три вторичные диагонали. Теперь значение детерминанта равно сумме произведений первичных диагоналей минус сумма произведений вторичных диагоналей. (3 × 3 – это детерминант наивысшего порядка, к которому можно применять метод диагоналей.) Следовательно,

$$\Delta = \begin{vmatrix} 5 & 0 & 4 \\ 0 & 1 & -4 \\ -1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \begin{matrix} 5 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & 1 \end{matrix} = 5 - (-24) = 29,$$

а $S_1 = 24$; $S_2 = -20$; $S_3 = 0$; $P_1 = 5$; $P_2 = 0$; $P_3 = 0$.

По правилу Крамера

$$I_A = \frac{\Delta_A}{\Delta}; \quad I_B = \frac{\Delta_B}{\Delta}; \quad I_C = \frac{\Delta_C}{\Delta}. \qquad (2.29)$$

Отсюда

$$\Delta_A = \begin{vmatrix} 40 & 0 & 4 \\ -5 & 1 & -4 \\ 0 & 1 & 1 \end{vmatrix} \begin{matrix} 40 & 0 \\ -5 & 1 \\ 0 & 1 \end{matrix} = 20 - (-160) = 180,$$

$$\Delta_B = \begin{vmatrix} 5 & 40 & 4 \\ 0 & -5 & -4 \\ -1 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{matrix} 5 & 40 \\ 0 & -5 \\ -1 & 0 \end{matrix} = 135 - (-20) = 115;$$

$$\Delta_C = \begin{vmatrix} 5 & 0 & 40 \\ 0 & 1 & -5 \\ -1 & 1 & 0 \end{vmatrix} \begin{matrix} 5 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & 1 \end{matrix} = 0 - (-65) = 65,$$

В соответствии с уравнением (2.29)

$I_A = 180/29 = 6{,}21$ А;

$I_B = 115/29 = 3{,}97$ А;

$I_C = 65/29 = 2{,}24$ А.

Разложение Лапласа. Этот метод предназначен для детерминантов четвертого и более высоких порядков. Его можно использовать и для детерминантов второго и третьего порядков, но для них предпочтительнее применять правило Крамера. Разложение Лапласа не следует путать с преобразованием Лапласа.

Рассмотрим применение разложения Лапласа на примере детерминанта четвертого порядка.

1. В детерминанте положение элемента определяется следующим образом:

$$PV = (-1)^{(i+j)}. \qquad (2.30)$$

Если сумма $i + j$ нечетная, то $PV = -1$, если сумма $i + j$ четная, то $PV = +1$.

2. Любой ряд и любой столбец можно разложить.

3. В разложении каждый элемент содержит следующее произведение: (элемент детерминанта) · (*PV*-элемент) · (алгебраическое дополнение), т.е.

$$(a_{ij})(-1)^{(i+j)}(\Delta_{ij}).$$

4. Алгебраическое дополнение (детерминант младшего порядка) Δ_{ij} образуется из данного детерминанта вычеркиванием ряда i и столбца j элемента a_{ij}.

5. Произведение $(-1)^{(i+j)}(\Delta_{ij})$ называют кофактором элемента a_{ij} и обозначают A_{ij}.

6. Детерминант четвертого порядка содержит четыре полных члена. Если, например, разложение образовано по третьему ряду детерминанта четвертого порядка

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{vmatrix},$$

то

$$\Delta = a_{31}A_{31} + a_{32}A_{32} + a_{33}A_{33} + a_{34}A_{34} = a_{31}(-1)^4\Delta_{31} + a_{32}(-1)^5\Delta_{32} + a_{33}(-1)^6\Delta_{33} + a_{34}(-1)^7\Delta_{34} = a_{31}\Delta_{31} - a_{32}\Delta_{32} + a_{33}\Delta_{33} + a_{34}\Delta_{34}. \quad (2.31)$$

Отметим, что здесь для разложения можно выбрать три других ряда и четыре различных столбца. Следовательно, имеется возможность выбрать один из восьми вариантов, каждый из которых приводит к одному и тому же результату.

Задача 2.24. Дано:

$$50 = 56I_A - 7I_B - 9I_C - 0I_D;$$

$$30 = -7I_A + 21I_B - 6I_C + 8I_D;$$

$$30 = -9I_A - 6I_B + 26I_C + 10I_D \quad \text{и}$$

$$80 = 0I_A + 8I_B + 10I_C + 53I_D.$$

Для расчета детерминанта коэффициентов нужно применить разложение Лапласа.

Решение. Детерминант коэффициентов

$$\Delta = \begin{vmatrix} 56 & -7 & -9 & -0 \\ -7 & 21 & -6 & 8 \\ -9 & -6 & 26 & 10 \\ 0 & 8 & 10 & 53 \end{vmatrix}.$$

В целях сокращения объема расчетов выберем для разложения ряд или столбец с наибольшим количеством нулей. Выберем четвертый ряд и получим

$$\Delta = a_{41}A_{41} + a_{42}A_{42} + a_{43}A_{43} + a_{44}A_{44} = -a_{41}\Delta_{41} + a_{42}\Delta_{42} + a_{43}\Delta_{43} + a_{44}\Delta_{44} =$$

$$= -(0)\Delta_{41} + 8\begin{vmatrix} 56 & -9 & -0 \\ -7 & -6 & 8 \\ -9 & 26 & 10 \end{vmatrix} -$$

$$- 10\begin{vmatrix} 56 & -7 & -0 \\ -7 & 21 & 8 \\ -9 & -6 & 10 \end{vmatrix} + 53\begin{vmatrix} 56 & -7 & -9 \\ -7 & 21 & -6 \\ -9 & -6 & 26 \end{vmatrix}.$$

Поскольку элемент $a_{41} = 0$, значение Δ_{41} нас не интересует, следовательно, первый член Δ равен нулю. Каждое алгебраическое дополнение представляет собой детерминант младшего порядка 3 × 3. Решим эти дополнения, применив правило Крамера, о котором шла речь в предшествующем параграфе. Тогда

$$\Delta = 8(-14{,}990) - 10(14{,}462) + 53(26{,}341) =$$

$$= 1\,131\,533.$$

Если, например, нужно найти ток I_A, то предыдущие этапы повторяются с величинами (2.28), заменяющими элементы первого столбца в детерминанте коэффициентов. Ток I_A равен значению результирующего детерминанта, деленному на детерминант коэффициентов. Поскольку вычисления получаются весьма громоздкими, расчет детерминантов высших порядков следует производить на ЭВМ.

2.8. АНАЛИЗ ЦЕПЕЙ МЕТОДОМ УЗЛОВЫХ ПОТЕНЦИАЛОВ

Другим методом исследования цепей является метод узловых потенциалов. Он используется при нахождении неизвестных напряжений по известным токам в узлах данной схемы. Анализ цепей методом узловых потенциалов осуществляется следующим образом:

1) все узлы обозначают буквами или цифрами;

2) один из узлов выбирают в качестве опорного (нулевое напряжение или земля);

3) считают, что все остальные узлы имеют потенциалы выше опорного;

4) токи через все элементы направляют от анализируемого узла к опорному. Условливаются о направлении токов между узлами, ни один из которых не является опорным.

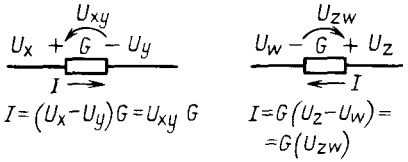


Рис. 2.23. Направления напряжений при принятых направлениях тока I

Напряжения определяются принятым направлением токов (рис. 2.23);

5) к каждому узлу, за исключением опорного, применяют закон Кирхгофа для токов.

Задача 2.25. Выразите напряжения схемы на рис. 2.24 в форме детерминантов.

Решение. Обозначим узлы A, B, C и D. Узел D примем за опорный. Токи через G_1, G_3 и G_5 текут от соответствующих узлов к опорному узлу D. Считаем, что через G_2 ток течет от узла A к узлу B, а через G_4 – от узла B к узлу C. Применяя к каждому узлу (за исключением опорного) закон Кирхгофа для токов, получаем соответственно для узлов A, B и C

$$9 = 0{,}3U_A - 0{,}1U_B - 0U_C;$$

$$3 = -0{,}1U_A + 0{,}8U_B - 0{,}3U_C;$$

$$6 = 0U_A - 0{,}3U_B + 0{,}8U_C.$$

Следовательно,

$$\Delta = \begin{vmatrix} 0{,}3 & -0{,}1 & -0 \\ -0{,}1 & 0{,}8 & -0{,}3 \\ 0 & -0{,}3 & 0{,}8 \end{vmatrix};$$

$$\Delta_A = \begin{vmatrix} 9 & -0{,}1 & -0 \\ -3 & 0{,}8 & -0{,}3 \\ 6 & -0{,}3 & 0{,}8 \end{vmatrix};$$

$$\Delta_B = \begin{vmatrix} 0{,}3 & 9 & -0 \\ -0{,}1 & -3 & -0{,}3 \\ 0 & 6 & 0{,}8 \end{vmatrix};$$

$$\Delta_C = \begin{vmatrix} 0{,}3 & -0{,}1 & 9 \\ -0{,}1 & 0{,}8 & -3 \\ 0 & -0{,}3 & 6 \end{vmatrix}$$

и

$$U_A = \Delta_A/\Delta;\ U_B = \Delta_B/\Delta;\ U_C = \Delta_C/\Delta.$$

Уравнение Джорга для узлов – это обобщенное соотношение, позволяющее записать соответствующие уравнения для узлов, подлежащие решению, методом проверки. Для цепей постоянного тока

$$\Sigma\ (I_{вх}, \text{ обусловленных источниками тока}) = \Sigma\ (\text{токов, протекающих через собственные проводимости контура}) - \Sigma\ (\text{токов, протекающих через общие проводимости контуров}). \qquad (2.32)$$

Уравнение Джорга для узлов представляет собой алгебраическую сумму токов, подходящих к узлу ($I_{вх}$) и обусловленных источниками. Ток, текущий от узла под действием источника, рассматривается как отрицательный входящий ток. Ток, текущий через собственные проводимости контура, – это произведение суммарной проводимости, соединенной с узлом, и напряжения на узле. Ток общей проводимости – это произведение проводимости, соединяющей узел с соседним узлом (не опорным), и напряжения на соседнем узле.

Задача 2.26. Запишите уравнения для узлов схемы на рис. 2.25, используя уравнение Джорга.

Решение. Обозначим узлы A, B, C и R (опорный узел). В узле A ток $I_{вх}$, обусловленный источниками тока, равен −3 А. Ток через собственные проводимости равен

$$(0{,}4 + 0{,}1 + 0{,}3 + 0{,}6)U_A = 1{,}4U_A.$$

Токи общих проводимостей равны соответственно $0{,}6U_B$ и $0{,}5U_C$. Следовательно

$$-3 = 1{,}4U_A - 0{,}6U_B - 0{,}5U_C.$$

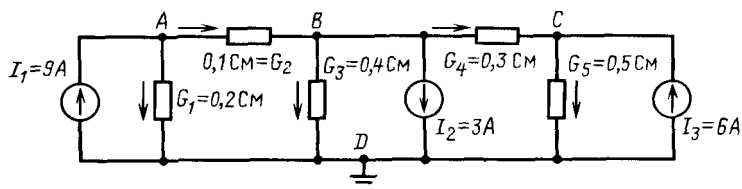


Рис. 2.24. Анализ схемы методом узловых напряжений

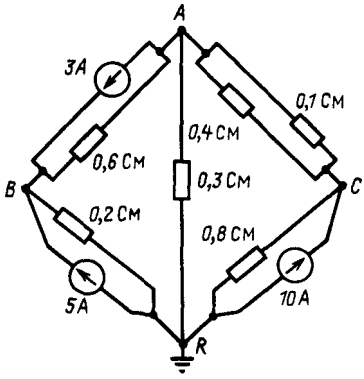


Рис. 2.25. Анализ мостовой схемы методом узловых напряжений

В узлах B и C получим аналогичные уравнения, т.е.

$$5 = -0{,}6U_A + 0{,}8U_B - 0U_C;$$

$$10 = -0{,}5U_A - 0U_B + 1{,}3U_C.$$

2.9. ТЕОРЕМЫ ТЕВЕНИНА И НОРТОНА

Теорема Тевенина (иногда называемая теоремой Гельмгольца) гласит, что любую линейную схему с источниками постоянного тока, независимо от степени ее сложности, можно заменить простой схемой, состоящей из источника напряжения U_T, включенного последовательно с сопротивлением R_T (рис. 2.26), при этом обе схемы оказываются идентичными по отношению к выходным выводам.

При доказательстве теоремы все источники постоянного напряжения будем считать независимыми. Напряжение или ток независимого источника не зависит от схемы, к которой он подсоединен. Например, батарею обычно считают независимым источником напряжения. Параметры зависимых источников определяются параметрами соединенных с ними схем. Зависимые источники используются, в частности, в моделях транзисторов.

Теорема Тевенина применяется следующим образом.

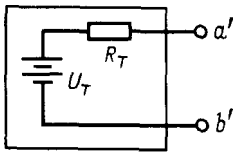


Рис. 2.26. Эквивалентная схема Тевенина резистивной цепи постоянного тока

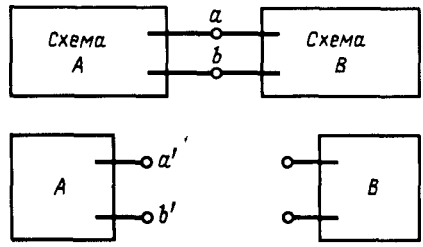


Рис. 2.27. Построение эквивалентной схемы Тевенина для схемы A. Схема B является нагрузкой схемы A

1. Если необходимо найти отклик (напряжение или ток) какого-то конкретного элемента схемы, схема делится на две части (рис. 2.27). Выводы схемы A обозначаются a' и b'. Далее независимые источники схемы устанавливаются на нуль: источники напряжения закорачиваются, а источники тока размыкаются.

2. Используя соответствующий анализ схемы, рассмотренный в этой главе, находят эквивалентное сопротивление между выводами a' и b', называемое сопротивлением Тевенина (R_T).

3. Источники схемы A восстанавливают и определяют напряжение разомкнутой цепи между выводами a' и b' (напряжение холостого хода), называемое напряжением Тевенина (U_T).

4. Схему A перерисовывают в виде источника напряжения U_T, последовательно соединенного с сопротивлением R_T (см. рис. 2.26). Как указывалось ранее, по отношению к выводам a' и b' свойства эквивалентной схемы Тевенина идентичны свойствам схемы A.

Теорему Нортона применяют следующим образом.

1. Устанавливая на нуль источники схемы A, находят между точками a' и b' кажущуюся проводимость $G_N = 1/R_T = 1/R_N$

2. Восстанавливают источники в схеме A и закорачивают выводы a' и b'. Применяя соответствующие методы, находят ток короткого замыкания I_N, текущий между выводами a' и b'.

3. Схему A перерисовывают в виде источника тока I_N, параллельно соединенного с проводимостью G_N, как показано на рис. 2.28. По отношению к выводам a' и b' электрические свойства эквивалентной схемы Нортона идентичны свойствам схемы A.

Эквивалентные схемы Тевенина и Нортона связаны между собой выражениями

$$U_T = R_T I_N; \qquad (2.33a)$$

$$I_N = G_N U_T. \qquad (2.33б)$$

Преобразование источников. В соответствии с уравнением (2.33) схему, содержащую источник напряжения с последовательным сопротивлением, можно преобразовать в схему, содержащую источник тока с параллельной проводимостью (или сопротивлением), и наоборот (рис. 2.29).

Задача 2.27. Применяя теорему Тевенина, вычислите ток иагрузки $I_н$ схемы на рис. 2.30,*а*.

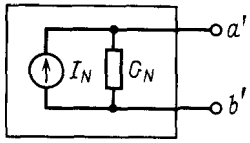


Рис. 2.28. Эквивалентная схема Нортона резистивной цепи постоянного тока

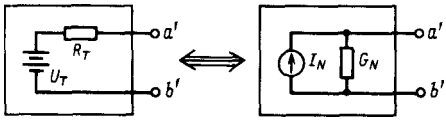


Рис. 2.29. Преобразование источников

Решение. Закоротив источник напряжения 50 В, определим, что $R_T = 6 + 10 \,||\, 10 = 11$ кОм. Применив принцип деления напряжения, вычислим, что $U_T = 50 \cdot 10/(10 + 10) = 25$ В. (когда выводы a' и b' разомкнуты, через сопротивление 6 кОм ток не течет.) Схема Тевенина показана на рис. 2.30,*б*. Ток нагрузки $I_н = 25/(11 + 1) = 2{,}08$ мА.

Задача 2.28. а) Начертите эквивалентную схему Тевенина для схемы, показанной на рис. 2.31,*а* и определите $I_н$. б) Преобразовав источники, изобразите эквивалентную схему Нортона.

Решение.

а) На рис. 2.31,*б*

$$I_x = (40 - 25)/5 = 3 \text{ А};$$

$$U_T = 2 \cdot 3 + 25 = 31 \text{ В}.$$

Закоротив источники напряжения, получим

$$R_T = 3 \,||\, 2 + 5 = 6{,}2 \text{ Ом}.$$

Схема Тевенина вместе с $R_н$ показана на рис. 2.31,*в*, где

$$I_н = 31/(6{,}2 + 20) = 1{,}18 \text{ А}.$$

б) Схема Нортона показана на рис. 2.31,*г*, где

$$I_N = 31/6{,}2 = 5 \text{ А}, \text{ а } G_A = 1/6{,}2 = \mathbf{161{,}3} \text{ См}.$$

Задача 2.29. С помощью теоремы Тевенина найдите $I_н$ в мостовой схеме рис. 2.32, *а*.

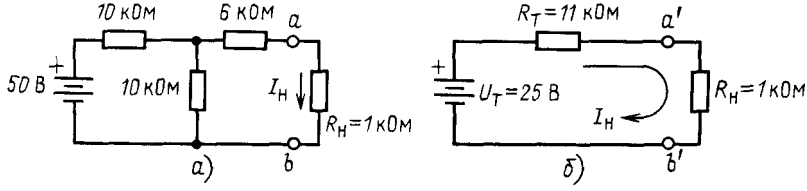


Рис. 2.30. Применение теоремы Тевенина для определения $I_н$:
а – исходная схема; *б* – эквивалентная схема Тевенина с $R_н$, расположенным между выводами a'–b'

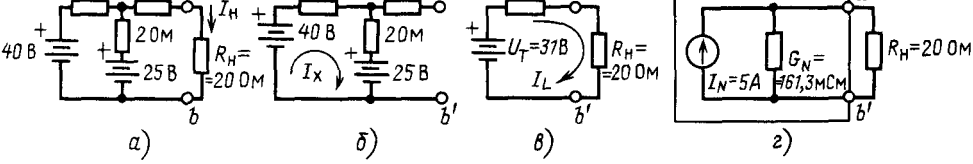


Рис. 2.31. Применение теоремы Тевинина:
а – исходная схема; *б* – определение U_T; *в* – эквивалентная схема Тевенина; *г* – эквивалентная схема Нортона

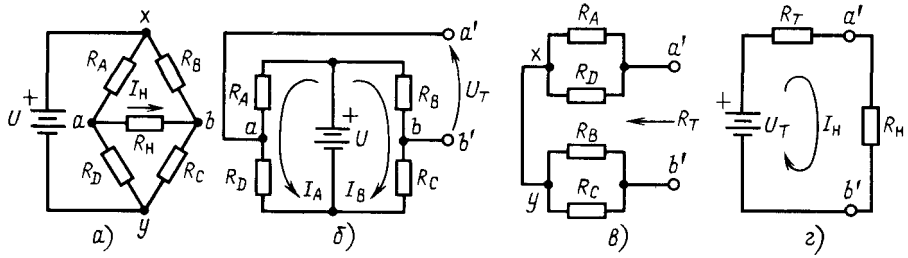


Рис. 2.32. Определение тока нагрузки $I_н$ в мостовой схеме:
а – исходная схема; *б* – определение U_T; *в* – определение R_T; *г* – нагрузка $R_н$ подсоединена к выводам эквивалентной схемы Тевенина

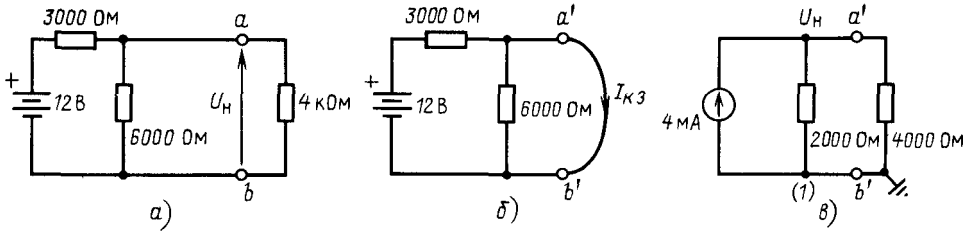


Рис. 2.33. Определение $U_н$ с помощью теоремы Нортона:
а – исходная схема; *б* – определение $I_{КЗ}$; *в* – схема Нортона

Решение. Отключив $R_н$ от выводов *a* и *b* (рис. 2.32,*б*), получим

$$I_A \approx U/(R_A + R_D) \text{ и } I_B = U/(R_B + R_C).$$

Следовательно,

$$U_T = -I_A R_A + I_B R_B = U(R_B R_D - R_A R_C)/[(R_A + R_D)(R_B + R_C)].$$

Из рис. 2.32,*в* видим, что

$$R_T = R_A R_D/(R_A + R_D) + R_B R_C/(R_B + R_C).$$

Далее из рис. 2.32,*г* получаем

$$I_и = U_T/(R_T + R_н).$$

Задача 2.30. Определите $U_н$ в схеме на рис. 2.33, *а*, используя теорему Нортона.

Решение. Исключив нагрузку 4 кОм и закоротив выводы *a'* и *b'* на рис. 2.33,*б*, получим

$$I_{КЗ} = I_н = 12/3000 = 4 \text{ мА}.$$

Закоротив источник 12 В, получим

$$R_N = 3000 \parallel 6000 = 2 \text{ кОм}.$$

Схема Нортона показана на рис. 2.33,*в*. Напряжение на нагрузке

$$U_н = 4 \cdot 2 \parallel 4 = 5{,}33 \text{ В}.$$

2.10. ДРУГИЕ ТЕОРЕМЫ

В этом параграфе рассмотрим некоторые дополнительные теоремы, полезные при анализе цепей.

Принцип суперпозиции. В линейной цепи постоянного тока с несколькими источниками (напряжения или тока) общая реакция схемы определяется путем вычисления реакций каждого отдельно взятого источника и последующего алгебраического их суммирования.

Задача 2.31. Используя метод суперпозиции, найдите ток, текущий через резистор 22 кОм, в схеме на рис. 2.34, *а*.

Решение. Пусть ток I_x, направленный вверх (рис. 2.34,*а*), будет общим током, текущим через резистор 22 кОм. Закоротив источник напряжения 150 В, получим схему на рис. 2.34,*б*. Ток I_1 – это ток, обусловленный только источником напряжения 200 В. Ток источника

$$I_A = 200/(18 + 22 \parallel 12) = 7{,}76 \text{ мА}.$$

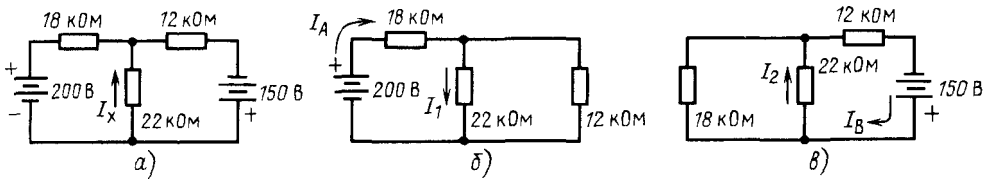


Рис. 2.34. Определение с помощью принципа суперпозиции значения неизвестного тока I_x: *а* – исходная схема; *б* – вычисление I_1, обусловленного источником напряжения 200 В; *в* – определение I_2, обусловленного источником напряжения 150 В

По принципу деления токов

$$I_1 = 7{,}76 \cdot 12/(12 + 22) = 2{,}74 \text{ мА}.$$

Закоротив теперь источник напряжения 200 В, получим схему на рис. 2.34,*в*. Ток источника

$$I_B = 150/(12 + 18 \parallel 22) = 6{,}85 \text{ мА}.$$

Далее, опять по принципу деления токов

$$I_2 = 6{,}85 \cdot 18/(18 + 22) = 3{,}08 \text{ мА}.$$

Ток I_x равен алгебраической сумме токов I_1 и I_2 или

$$I_x = 3{,}08 - 2{,}74 = 0{,}34 \text{ мА}.$$

Он тоже направлен вверх, как мы и предполагали.

Условие передачи максимальной мощности в нагрузку. Максимальная мощность передается в нагрузку из линейной цепи постоянного тока при условии, что сопротивление нагрузки равно сопротивлению Тевенина (или обратно пропорционально проводимости Нортона) этой цепи. Тогда максимальная мощность, передаваемая в нагрузку,

$$P_{\text{н}max} = \frac{U_T^2}{4R_T}, \qquad (2.34\text{а})$$

или

$$P_{\text{н}max} = \frac{I_N^2}{4G_N}. \qquad (2.34\text{б})$$

Задача 2.32. а) Найдите сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$, при котором в схеме на рис. 2.35 в нагрузку передается максимальная мощность, вычислите максимальную мощность. б) Определите $P_{\text{н}}$, если $R_{\text{н}} = 2$ кОм.

Решение.

а) Чтобы в нагрузку передавалась максимальная мощность, необходимо, чтобы $R_{\text{н}} = R_T = 4$ кОм. В соответствии с уравнением (2.34а)

$$P_{\text{н}max} = 50^2(4 \cdot 4 \cdot 10^3) = 156 \text{ мВт}.$$

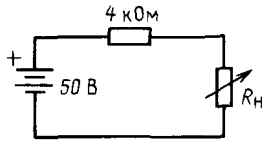


Рис. 2.35. Применение теоремы о передаче максимальной мощности

б) $P_{\text{н}} = I^2R = [50/(4 + 2)]^2\, 2 = 139$ мВт.

Теорема Миллмена. Эквивалентное напряжение нескольких источников напряжения, включенных параллельно друг другу, каждый из которых включен последовательно с данным резистором, определяется в виде

$$U_{\text{э}} = \frac{U_1G_1 + U_2G_2 + U_3G_3 + \ldots}{G_1 + G_2 + G_3 + \ldots}, \qquad (2.35)$$

где $G = 1/R$.

Эквивалентный ток нескольких источников тока, соединенных последовательно, каждый из которых включен параллельно резистору, определяется в виде

$$I_{\text{э}} = \frac{I_1R_1 + I_2R_2 + I_3R_3 + \ldots}{R_1 + R_2 + R_3 + \ldots}. \qquad (2.36)$$

Задача 2.33. Используя теорему Миллмена, определите $I_{\text{н}}$ в схеме на рис. 2.36, *а*.

Решение. В соответствии с уравнением (2.35)

$$U_{\text{э}} = \frac{20(1/5) + 50(1/10) + 90(1/15)}{1/5 + 1/10 + 1/15} = 40{,}91 \text{ В}.$$

Здесь

$$R_{\text{э}} = 1/G_{\text{э}} = 1/(11/30) = 2{,}73 \text{ Ом}.$$

Из рис. 2.36,*б* следует, что

$$I_{\text{н}} = 40{,}91/(2{,}73 + 2) = 8{,}65 \text{ А}.$$

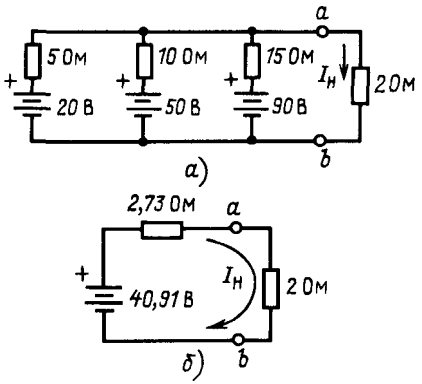


Рис. 2.36. Применение теоремы Миллмена для определения неизвестного тока:
а – исходная схема; *б* – результирующая схема для расчета тока нагрузки $I_н$

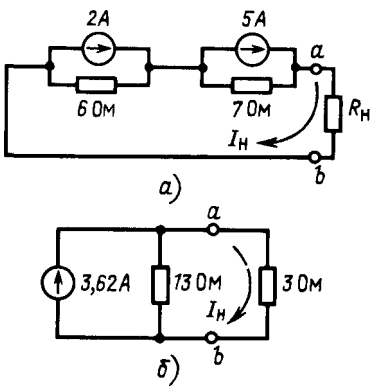


Рис. 2.37. Применение теоремы Миллмена к схеме, содержащей последовательно соединенные источники тока:
а – исходная схема; *б* – результирующая схема для расчета тока нагрузки $I_н$

Задача 2.34. С помощью теоремы Миллмена вычислите $I_н$ в схеме на рис. 2.37, *а*.

Решение. В соответствии с уравнением (2.36)

$$I_э = \frac{2 \cdot 6 + 5 \cdot 7}{6 + 7} = 3{,}62 \text{ А}.$$

Здесь $R_э = 6 + 7 = 13$ Ом. Обратимся теперь к рис. 2.37,*б*. Применяя принцип деления токов, получаем

$$I_н = 3{,}62 \cdot 13/(13 + 3) = 2{,}94 \text{ А}.$$

Теорема компенсации. Предположим, что известны ток, протекающий в данной ветви

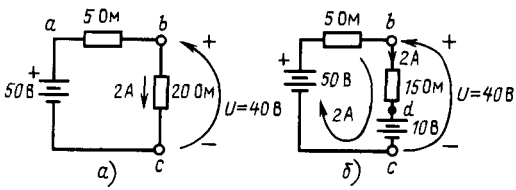


Рис. 2.38. Применение теоремы компенсации:
а – исходная схема; *б* – возможное решение

контура, и напряжение на ней. Тогда в цепи постоянного тока в эту ветвь можно ввести любую комбинацию элементов при условии, что сохранятся первоначальные значения напряжения и тока.

Задача 2.35. На рис. 2.38, *а* ток в ветви $b - c$ равен 2 А, а напряжение на ней 40 В. Используйте принцип компенсации для замены резистора 20 Ом.

Решение. Один из вариантов решения показан на рис. 2.38,*б*. Ток

$$I_{bc} = (50 - 40)/5 = 2 \text{ А},$$

а

$$U_{bc} = 2 \cdot 15 + 10 = 40 \text{ В},$$

что и требовалось доказать.

Теорема Теллегена. Если в данной цепи напряжения ветвей выбраны так, чтобы в пределах каждого замкнутого контура они удовлетворяли закону Кирхгофа для напряжений, а токи в ветвях в каждом узле удовлетворяли закону Кирхгофа для токов, то алгебраическая сумма произведений в ветвях U_k и токов I_k, текущих через эти ветви, равна нулю, т.е.

$$\sum_{k=1}^{n} U_k I_k = 0. \qquad (2.37)$$

Задача 2.26. В схеме на рис. 2.39 содержится шесть элементов. Пусть

$$U_1 = 5 \text{ В}, \; U_2 = 2 \text{ В}, \; U_6 = 12 \text{ В}, \; I_1 = 3 \text{ А},$$

$$I_2 = 2\text{А}, \; I_3 = 0{,}5 \text{ А}.$$

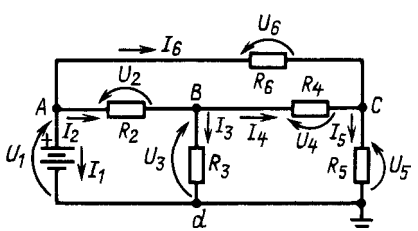


Рис. 2.39. Применение теоремы Теллегена

Требуется доказать, что справедливо уравнение (2.37).

Решение. В этой задаче $k = 6$, причем

$$U_3 = U_1 - U_2 = 5 - 2 = 3 \text{ В}.$$

Аналогично

$$U_4 = U_6 - U_2 = 12 - 2 = 10 \text{ В},$$

а

$$U_5 = U_3 - U_4 = 3 - 10 = -7 \text{ В}.$$

В узле A ток

$$I_6 = -(I_2 + I_3) = -(3 + 2) = -5 \text{ А},$$

в узле B

$$I_4 = I_2 - I_3 = 2 - 0{,}5 = 1{,}5 \text{ А}$$

и в узле C

$$I_5 = I_4 + I_6 = 1{,}5 - 5 = -3{,}5 \text{ А}.$$

В соответствии с уравнением (2.37)

$$5 \cdot 3 + 2 \cdot 2 + 3 \cdot 0{,}5 + 10 \cdot 1{,}5 +$$

$$+ (-7)(-3{,}5) + 12(-5) = 15 + 4 +$$

$$+ 1{,}5 + 15 + 24{,}5 - 60 = 0.$$

Топология цепей. При исследовании процессов в сложных цепях представляет интерес геометрическая конфигурация цепи, т.е. ее топология. Если конфигурация известна, то можно определить, какому методу анализа цепи – контурных токов или узловых напряжений – соответствует наименьшее количество уравнений. Особенно полезно рассматривать топологию цепей в случае сложных схем, когда выбор метода анализа не очевиден.

Приведем некоторые определения, с которыми приходится встречаться при исследовании топологии цепей.

Граф. Топологическим графом называют графическое представление геометрической структуры схемы. На графе сохраняются узлы схемы, а ветви схемы заменяются линиями, форма которых может быть произвольной.

Изоморфные графы. Графы, имеющие различную геометрическую форму, но характеризующие одну и ту же схему, являются идентичными или изоморфными. Длина или кривизна линий значения не имеет. Например, на рис. 2.40 показаны электрическая схема и несколько ее изоморфных графов.

Ребро графа – линия, которая представляет элемент схемы с двумя локализованными конечными точками.

Степенью узла или вершиной графа называется число ребер, подходящих к узлу.

Планарный граф. Граф называется планарным, если его можно изобразить на

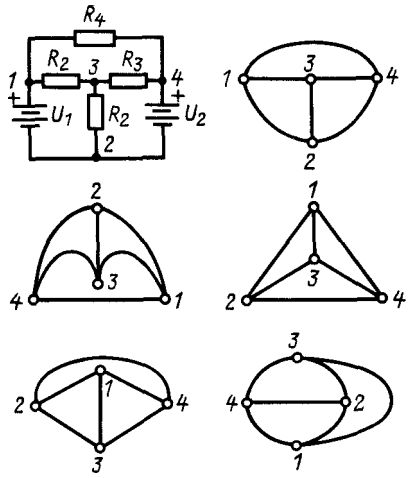


Рис. 2.40. Электрическая схема и несколько ее изоморфных графов

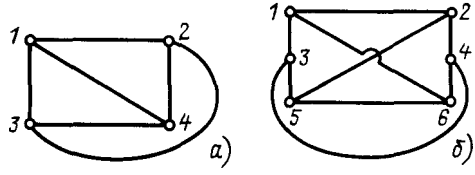


Рис. 2.41. Планарный (*а*) и непланарный (*б*) графы

плоскости без пересечения ребер в местах, не являющихся узлами. В противном случае граф будет непланарным. На рис. 2.41 приведены примеры планарного и непланарного графов.

Ориентированный граф – граф, ребрам которого присвоены направления.

Связанный граф – это граф, в котором между каждой парой узлов существует прямая связь.

Подграфом называется часть данного графа. Например, путь между двумя узлами на графе является подграфом.

Дополнение подграфа – оставшаяся часть графа после того, как сделан выбор конкретного подграфа. На рис. 2.42 показаны граф, выбранный подграф и дополнение подграфа.

Контур графа – это замкнутый маршрут обхода узлов по ребрам с возвращением к исходному узлу. В таком контуре каждый узел является узлом второй степени.

Дерево содержит все узлы данного графа, но не содержит ни одного контура. На рис. 2.43 показаны данный граф и некоторые возможные виды деревьев.

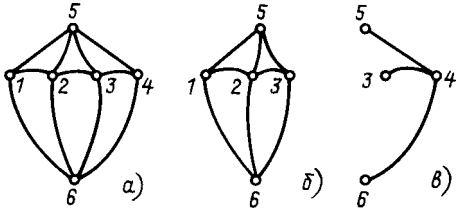


Рис. 2.42. Граф (*а*), подграф (*б*) и дополнение подграфа (*в*)

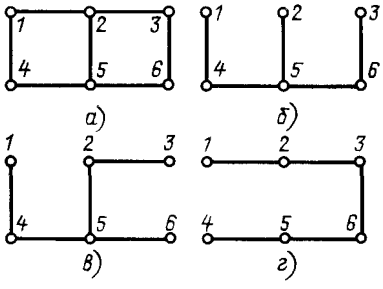


Рис. 2.43. Граф (*а*) и возможные виды деревьев (*б–г*)

Ветвь – ребро дерева. Кодерево – дополнение данного дерева. Хорды графа представляют собой ребра кодерева. "Оконная рама" – это контур схемы, не содержащий внутри себя других контуров. Набор инциденций – это набор всех ребер, общих для данного узла.

Соотношения. Количество ветвей на единицу меньше количества узлов в дереве, т.е.

$$b = n - 1. \qquad (2.38)$$

Число ветвей в дереве плюс количество хорд l в его кодереве равно количеству ребер e в графе. Можно записать

$$b = l - e. \qquad (2.39)$$

Количество хорд на единицу превышает разность между количеством ребер и узлов, т.е.

$$l = 1 + (e - n). \qquad (2.40)$$

Число независимых уравнений для узлов, необходимых для нахождения напряжений на ветвях,

$$I_E = n - 1 - u_s, \qquad (2.41)$$

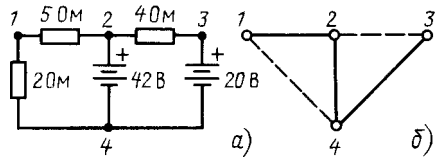


Рис. 2.44. Электрическая схема (*а*) и граф (*б*)

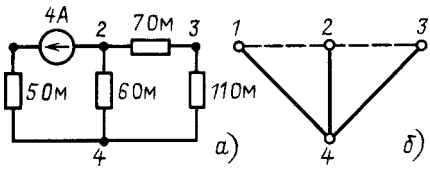


Рис. 2.45. Электрическая схема (*а*) и ее граф (*б*)

где u_s – количество источников напряжения, выбранных в качестве ветвей дерева.

Число независимых уравнений контуров, необходимых для нахождения контурных токов,

$$U_E = e - n + 1 - i_s, \qquad (2.42)$$

где i_s – количество источников тока, выбранных в качестве хорд.

Задача 2.37. Определите количество независимых уравнений для узлов в схеме на рис. 2.44,*а*.

Решение. Граф схемы изображен на рис. 2.44,*б*, где дерево показано сплошными линиями, а кодерево – пунктиром. В качестве ветвей дерева выбраны два источника напряжения, следовательно, $u_s = 2$. Количество узлов равно четырем. В соответствии с уравнением (2.41) $I_E = 4 - 1 - 2 = 1$. Следовательно, требуется одно уравнение для узлов.

Задача 2.38. Определите количество независимых уравнений для контуров в схеме на рис. 2.45,*а*.

Решение. Граф схемы представлен на рис. 2.45,*б*, где дерево показано сплошными линиями, а кодерево – пунктиром. Поскольку источник тока заменен хордой, $i_s = 1$. Количество ребер равно 5, а количество узлов 4. В соответствии с уравнением (2.42) $U_E = 5 - 4 + 1 - 1 = 1$. Следовательно, требуется одно уравнение для контуров.

Глава 3

АНАЛИЗ ЦЕПЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Э.А. Джорг

3.1. ВВЕДЕНИЕ

Напряжения и токи, значения которых меняются во времени, называют переменными, часто при этом имея в виду, что они изменяются по гармоническому закону (рис. 3.1)

$$i(t) = I_{max}\sin(\omega t \pm \phi), \qquad (3.1)$$

где $i(t)$ – мгновенное значение тока, изменяющегося во времени; I_{max} – амплитуда (максимальное значение) тока; ω – угловая частота, измеряемая в радианах в секунду (рад/с); ϕ – фазовый угол, измеряемый в радианах или градусах. Угол ϕ характеризует сдвиг сигнала вправо или влево относительно исходного.

Аналогичное выражение можно записать для переменного напряжения:

$$u(t) = U_{max}\sin(\omega t \pm \phi), \qquad (3.2)$$

где $u(t)$ – мгновенное значение напряжения, изменяющегося во времени; U_{max} – амплитуда (максимальное значение) напряжения.

Угловая частота связана с частотой f (числом циклов изменения периодического процесса в единицу времени), измеряемой в герцах, следующими соотношениями:

$$\omega = 2\pi f \qquad (3.3а)$$

или

$$f = \omega/2\pi. \qquad (3.3б)$$

Период T, т.е. время одного полного цикла, измеряемый в секундах,

$$T = \frac{1}{f}, \qquad (3.4а)$$

или

$$T = \frac{2\pi}{\omega}. \qquad (3.4б)$$

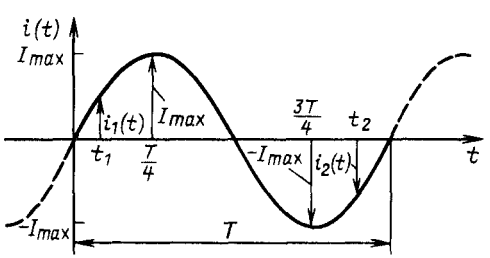


Рис. 3.1. Сигнал синусоидальной формы

Среднее значение. Среднее значение периодического сигнала равно общей площади фигуры, ограниченной графическим изображением сигнала и осью абсцисс, деленной на период T или на 2π радиан. Поскольку у синусоидального сигнала положительный и отрицательный полупериоды равны, его среднее значение равно нулю.

Общее выражение для среднего значения любого периодического сигнала запишем на примере тока

$$I_{ср} = \frac{1}{T}\int_0^T i\,dt, \qquad (3.5а)$$

или

$$I_{ср} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i\,d(\omega t). \qquad (3.5б)$$

Среднеквадратичное значение. Среднеквадратичное значение периодического сигнала равно значению постоянного тока, рассеивающего такую же мощность на данном резисторе. Для синусоидальной формы сигнала

$$I_{срк} = 0{,}707 I_{max} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}; \qquad (3.6а)$$

$$U_{срк} = 0{,}707 U_{max} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}}. \qquad (3.6б)$$

В общем виде

$$I_{срк} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i^2 d(\omega t)}. \qquad (3.7)$$

В дальнейшем среднеквадратичные значения напряжения и тока будут обозначаться просто U и I соответственно.

Задача 3.1. Дано:

$$i(t) = 100\sin(2000t + 45^\circ)\ \text{А}.$$

Определите значения I_{max}, $I_{ср}$, I, ω, f, T, ϕ и максимальный размах сигнала $I_{м.р}$.

Решение.

$I_{max} = 100$ А; $I_{ср} = 0$;

$I = 0{,}707 \cdot 100 = 70{,}7$ А;

$\omega = 2000$ рад/с;

$f = 2000/6{,}28 = 318{,}3$ Гц;

$T = 1/318{,}3 = 3{,}14$ мс;

$\phi = 45^\circ$; $I_{м.р} = 2 \cdot I_{max} = 2 \cdot 100 =$

$= 200$ А.

Задача 3.2. Найдите среднее значение периодического сигнала, показанного на рис. 3.2. Период $T = 23$ с.

Решение. Площадь одного периода

$$1/2 \cdot 5 \cdot 8 + 1/2 \cdot 7 \cdot 8 + 0 + 9 \cdot 4 = 84.$$

Следовательно,

$$U_{ср} = 84/23 = 3{,}65 \text{ В}.$$

Задача 3.3. Определите среднеквадратичное значение периодического сигнала, показанного на рис. 3.3. Период $T = 8$ с.

Решение.

$$I = \sqrt{\frac{2^2 \cdot 2 + (-4)^2 \cdot 1 + 5^2 \cdot 2 + 1^2 \cdot 3}{8}} =$$

$= 3{,}1$ А.

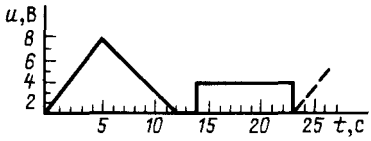


Рис. 3.2. Определение среднего значения постоянной составляющей периодического сигнала

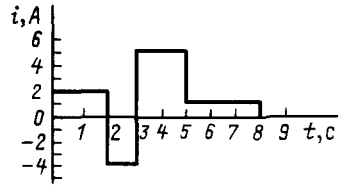


Рис. 3.3. Определение среднеквадратичного значения периодического сигнала

3.2. КОНДЕНСАТОРЫ И КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

Кроме резисторов (о которых речь шла в гл. 2) двумя другими важными элементами схем являются конденсаторы и катушки индуктивности. Резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности относятся к так называемым пассивным элементам схемы. В отличие от резисторов, которые лишь рассеивают энергию, конденсаторы и катушки индуктивности ее запасают и возвращают в схему, в которую они включены.

Конденсаторы. В принципе конденсатор представляет собой две параллельные проводящие пластины, разделенные слоем изоляционного материала, называемого диэлектриком (рис. 3.4). В гл. 4 приводится описание различных типов конденсаторов. Если площадь пластины обозначить через A, а толщину диэлектрика — через d, то емкость конденсатора, Ф,

$$C = \frac{\epsilon A}{d}, \qquad (3.8)$$

где ϵ — абсолютная диэлектрическая проницаемость, измеряемая в фарадах на метр (Ф/м), которая равна произведению относительной диэлектрической проницаемости k и диэлектрической проницаемости вакуума ϵ_0. Поэтому можно записать

$$\epsilon = k\epsilon_0. \qquad (3.9)$$

Значение $\epsilon_0 = 8{,}854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м.

В табл. 3.1 приведены значения относительной диэлектрической проницаемости различных материалов.

Заряд, Кл, запасаемый конденсатором,

$$Q = Cu, \qquad (3.10)$$

где u — напряжение, В, приложенное к конденсатору; C — емкость, Ф.

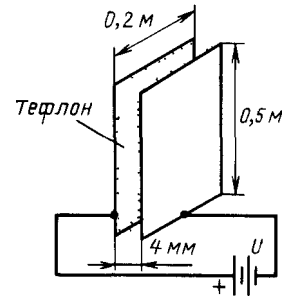


Рис. 3.4. Принцип построения конденсатора из параллельных пластин

Таблица 3.1. **Приближенные значения относительной диэлектрической проницаемости некоторых материалов (T = 20 °С, давление атмосферное, частота $f < 1$ МГц)**

Диэлектрик	k	Диэлектрик	k
Воздух	1,0059	Янтарь	2,9
Битум	2,7	Пчелиный воск	2,7
Бакелит	$6\left(3\frac{1}{2} - 8\frac{1}{2}\right)$	Целлулоид	6,2
Керамика	$5\frac{1}{2} \times 10^3 (4k - 7k)$	Дистиллированная вода	78
Эбонит	2,8	Стекло (оконное)	6
Этил	26	Слюда	$5\left(6 - 7\frac{1}{2}\right)$
Глицерин	56	Парафин	4 (3–5)
Бумага	2,5 (2–4)	Керосин	4 (2–6)
Нефть	4 (2–6)	Полиэтилен	2,3
Полистирол	2,6	Фарфор	$6,5\left(6 - 7\frac{1}{2}\right)$
Кварц	3,8	Пирекс (стекло)	4,8
Резина	$3\left(2 - 3\frac{1}{2}\right)$	Сланец	6,8
Почва	2,9	Тефлон	2
Вакуум	1,0	Вазелин	2,2
Вода	81	Майлар	3
Дерево	$5,5\left(2\frac{1}{2} - 8\frac{1}{2}\right)$		

Последовательное соединение конденсаторов. Эквивалентная емкость нескольких последовательно соединенных конденсаторов

$$C_э = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3 + \ldots}. \quad (3.11)$$

Эквивалентная емкость двух последовательно соединенных конденсаторов C_1 и C_2

$$C_э = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}. \quad (3.12)$$

Если конденсатор емкостью C последовательно соединен с конденсатором емкостью C/n, то

$$C_э = \frac{C}{n+1}. \quad (3.13)$$

Параллельное соединение конденсаторов. Эквивалентная емкость нескольких параллельно соединенных конденсаторов

$$C_э = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots \quad (3.14)$$

Ток и напряжение в конденсаторе. Мгновенное значение тока, текущего через конденсатор,

$$i_C = \frac{C du_C}{dt} = \frac{C \Delta u_C}{\Delta t}. \quad (3.15)$$

Мгновенное значение напряжения на конденсаторе

$$u_C = \frac{1}{C} \int i_C dt. \quad (3.16)$$

В цепи постоянного тока в стационарном режиме конденсатор можно заменить разрывом цепи.

Энергия, запасаемая конденсатором. Мгновенное значение энергии, запасенной конденсатором,

$$w_C = 1/2 C u_C^2. \quad (3.17)$$

Если емкость C выражена в фарадах (Ф), u_C – в вольтах (В), то энергия получится в джоулях (Дж).

Задача 3.4. Для конденсатора, представляющего собой две параллельные пластины (рис. 3.4), необходимо найти: а) емкость; б) заряд на каждой пластине при u = 350 В.

Решение. а) Площадь пластины A = $= 0,5 \cdot 0,2 = 0,1$ м^2. Из табл. 3.1 находим, что для тефлона k = 2. В соответствии с уравнением (3.8)

$$C = (8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 0,1)/0,004 =$$

$$= 4,425 \cdot 10^{-10} \text{ Ф} = 442,5 \text{ пФ}.$$

б) В соответствии с уравнением (3.10)

$$Q = 4,425 \cdot 10^{-10} \cdot 350 = 1,549 \cdot 10^{-7} \text{ Кл}.$$

Задача 3.5. Определите эквивалентную емкость конденсаторов 6 и 3 мкФ, соединенных последовательно и параллельно.

Решение. В первом случае в соответствии с уравнением (3.12) $C_э = (6 \cdot 3)/(6 + 3) =$ = 2 мкФ. Эквивалентная емкость всегда меньше значения емкости любого из конденсаторов, соединенных последовательно. Во втором случае в соответствии с уравнением (3.14) $C_э = 6 + 3 = 9$ мкФ.

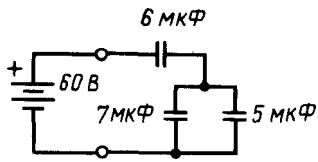


Рис. 3.5. Определение эквивалентной емкости цепи, состоящей из последовательно-параллельно соединенных конденсаторов

Задача 3.6. Найдите эквивалентную емкость последовательно-параллельной схемы на рис. 3.5.

Решение. Емкость двух параллельно соединенных конденсаторов 5 и 7 мкФ равна 12 мкФ. В соответствии с уравнением (3.12) эквивалентная емкость схемы

$$C_э = (6 \cdot 12)/(6 + 12) = 4 \text{ мкФ}.$$

Задача 3.7. Напряжение на конденсаторе емкостью 3 мкФ изменяется, как показано на рис. 3.6, *а*. Изобразите кривую тока i_C, протекающего через конденсатор.

Решение. Характеристика тока через конденсатор приведена на рис. 3.6,*б*. В соответствии с уравнением (3.15) на интервале от 0 до 4 мс $\Delta u_C/\Delta t = 8/0{,}004 = 2000$ В/с, следовательно, $i_C = 3 \cdot 10^{-6} \cdot 2000 = 6$ мА. На интервале от 4 до 8 мс напряжение u_C постоянно, значит,

$$\Delta u_C/\Delta t = 0 \quad \text{и} \quad i_C = 0.$$

На интервале от 8 до 9 мс

$$\Delta u_C/\Delta t = -8/0{,}001 = -8000 \text{ В/с},$$

а ток

$$i_C = -8000 \cdot 3 \cdot 10^{-6} = 24 \text{ мА}.$$

На интервале от 9 до 10 мс $u_C = i_C = 0$. На интервале от 10 до 13 мс

$$\Delta u_C/\Delta t = 16/0{,}003 = 5330 \text{ В/с} \quad \text{и}$$

$$i_C = 5330 \cdot 3 \cdot 10^{-6} = 16 \text{ мА}.$$

Аналогично в интервале от 13 до 16 мс $i_C = -16$ мА.

Катушки индуктивности. Катушка индуктивности – это проволока, намотанная вокруг сердечника из магнитного материала или свернутая в спираль без сердечника (рис. 3.7). Способность катушки индуктивности противостоять изменению тока, протекающего через нее, называется собственной индуктивностью (или просто индуктивностью) L. Для катушек индуктивности простой геометрической формы (рис. 3.7) индуктивность, Гн,

$$L = \frac{N^2 \mu A}{l}, \qquad (3.18)$$

где N – количество витков; A – площадь поперечного сечения сердечника; l – длина сердечника, м; μ – магнитная проницаемость, Гн/м.

Единицей измерения индуктивности служит генри (Гн). В гл. 4 приводится описание катушек индуктивности, имеющих различную геометрию.

Магнитная проницаемость равна произведению относительной магнитной проницаемости $\mu_{отн}$ и магнитной проницаемости вакуума $\mu_0 = 4 \cdot 10^{-7}$ Гн/м, т.е.

$$\mu = \mu_{отн}\mu_0 . \qquad (3.19)$$

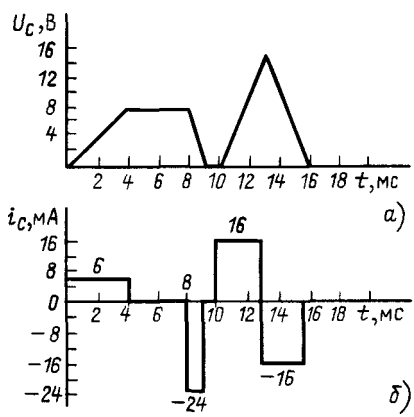


Рис. 3.6. Эпюры напряжения (*а*) на конденсаторе и тока, протекающего через него (*б*)

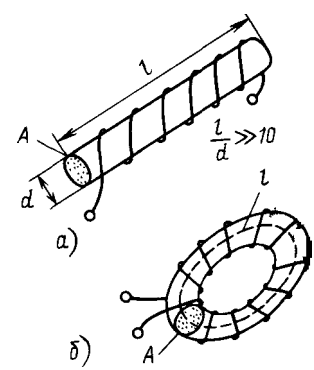


Рис. 3.7. Различные конфигурации катушек индуктивности:
а – стержень; *б* – тороид

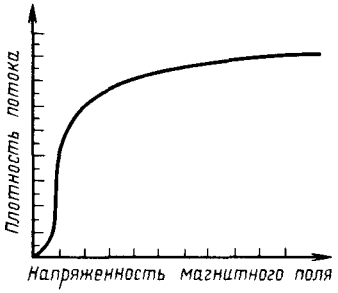


Рис. 3.8. Кривая намагничивания отожженного железа

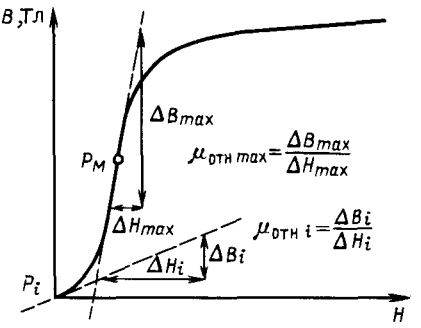


Рис. 3.9. Определение исходной магнитной и максимальной магнитной проницаемостей

На рис. 3.8 приведена типичная кривая намагничивания отожженного железа. Значения относительной магнитной проницаемости для различных материалов представлены в табл. 3.2. Через $\mu_{отн i}$ обозначен тангенс угла наклона кривой намагниченности при $H = 0$. Максимальная магнитная проницаемость $\mu_{отн.max}$ имеет место в точке максимальной крутизны кривой намагничивания (рис. 3.9). Для воздуха $\mu_{отн} = 0$.

Последовательное соединение катушек индуктивности. Эквивалентная индуктивность нескольких последовательно соединенных катушек (при отсутствии магнитной связи между нимн)

$$L_э = L_1 + L_2 + L_3 + \ldots \qquad (3.20)$$

(Влияние магнитного взаимодействия между катушками индуктивностн рассматривается в гл. 4.)

Параллельное соединение катушек индуктивности. Эквивалентная индуктивность нескольких параллельно соединенных катушек (при отсутствии магнитной связи между ними)

$$L_э = \frac{1}{1/L_1 + 1/L_2 + 1/L_3 + \ldots} \qquad (3.21а)$$

Если две катушки L_1 н L_2 соединены параллельно, то эквивалентная индуктивность

$$L_э = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} . \qquad (3.21б)$$

Если катушка с индуктивностью L параллельно соединена с другой катушкой, индуктивность которой равна L/n, то

$$L_э = \frac{L}{n+1} . \qquad (3.22)$$

Напряжение и ток в катушке индуктивности. Мгновенное значение напряжения на катушке индуктнвности

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} . \qquad (3.23)$$

Таблица 3.2. **Значения относительной магнитной проиицаемостн $\mu_{отн}$ и $\mu_{оти.max}$**

Материал	$\mu_{отн}$, Гн/м	$\mu_{отн.max}$, Гн/м
Чугун	125	500
Литая сталь	175	1,500
Холоднокатаная сталь	180	2,000
Железо	200	5,000
Низкоуглеродистая сталь	250	2,500
Кремнистая сталь (4%)	500	7,000
Специальный чугун (чистота 99,5%)	5,000	180,000
Пермаллой (78,50Ni, 21,2%Fe, 0,3%Mn)	2,500	25,000
Пермаллой 4–79 (4% Mo, 79% Ni, 17%Fe)	20,000	100,000
Супермаллой (79% Ni, 5% Mo, 0,3% Mn, 15,7% Fe)	100,000	800,000

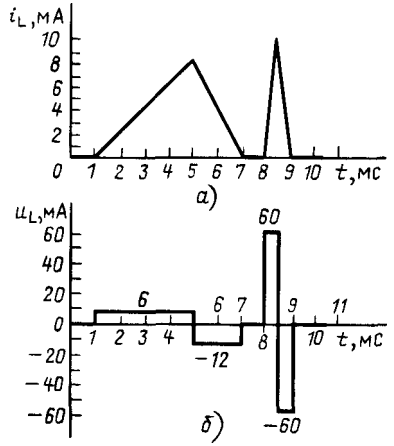


Рис. 3.10. Ток через катушку индуктивности (*а*) и напряжение на катушке (*б*)

Мгновенное значение тока, протекающего через катушку индуктивности,

$$i_L = \frac{1}{L}\int u_L\,dt\,. \qquad (3.24)$$

В цепи постоянного тока в стационарном режиме катушку индуктивности можно заменить короткозамкнутой цепью.

Энергия, запасаемая катушкой индуктивности. Мгновенное значение энергии, запасаемой катушкой индуктивности,

$$w_L = 1/2Li_L^2\,. \qquad (3.25)$$

Задача 3.8. Кривая тока, протекающего через катушку с индуктивностью 3 мГн, показана на рис. 3,10, *а*. Изобразите форму напряжения на катушке.

Решение. Измеиение напряжения на катушке показано на рис. 3.10,*б*. На интервале от 0 до 1 мс $i_L = 0$ и, следовательно, $u_L = 0$. На интервале от 1 до 5 мс $\Delta i_L/\Delta t = 0,008/0,004 = 2$ А/с. В соответствии с уравнением (2.23) $u_L = 2 \cdot 0,003 = 6$ мВ. Остальная часть графика получена таким же способом.

Задача 3.9. Вычислите $L_э$ в схеме на рис. 3.11.

Решение. Эквивалентная индуктивность

$$L_э = L_1 + L_2 \,||\, L_3 + L_4 + L_5 \,||\, (L_6 + L_7) = 3 + 24 \,||\, 12 + 7 + 30 \,||\, (2 + 4) =$$

$$= 3 + 8 + 7 + 5 = 23 \text{ мГн}.$$

Задача 3.10. Определите I_T в схеме на рис. 3.12, *а*, работающей в стациоиарном режиме.

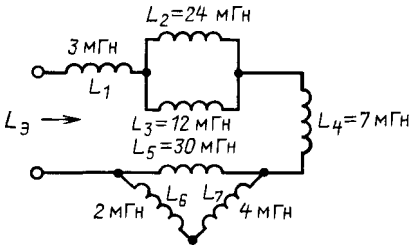


Рис. 3.11. Определение эквивалентной индуктивности цепи, состоящей из последовательно-параллельно осединенных катушек индуктивности. Магнитная связь между катушками отсутствует

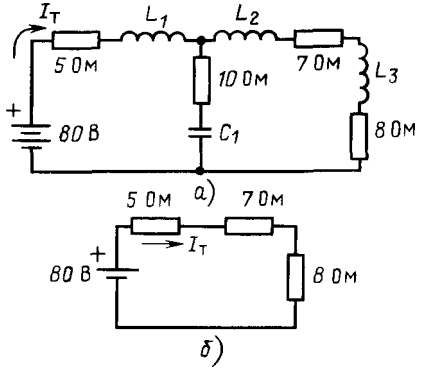


Рис. 3.12. Определение тока I_T в установившемся режиме постоянного тока:
а – исходная схема; *б* – упрощенная схема

Решение. В установившемся режиме конденсатор можно представить как разрыв в цепи, а индуктивность – как короткое замыкание. Перечертим схему с учетом этих обстоятельств и получим вариант схемы, показанный на рис. 3.12,*б*. Ток

$$I_T = 80/(5 + 7 + 8) = 80/20 = 4 \text{ А}.$$

3.3. СООТНОШЕНИЯ МЕЖДУ ТОКОМ И НАПРЯЖЕНИЕМ, ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ

Активное сопротивление. Источник переменного напряжения $u = U_{max}\sin\omega t$ соединен с сопротивлением R, как показано на рис. 3.13, *а*. По закону Ома

$$i = \frac{u}{R} = \frac{U_{max}}{R}\sin\omega t =$$

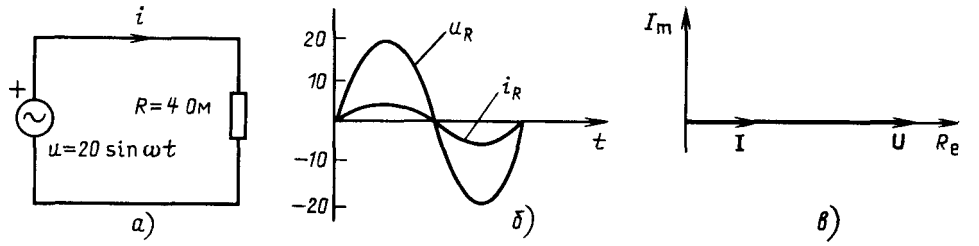


Рис. 3.13. Напряжение на резистивном элементе и ток через него:
а – схема; *б* – временны́е диаграммы; *в* – векторная диаграмма

$$= I_{max} \sin \omega t, \qquad (3.26)$$

где $I_{max} = U_{max}/R$. Рассмотрим зависимости u и i от времени (рис. 3.13,*б*). Отметим, что напряжение на сопротивлении и ток, текущий через него, совпадают по фазе. Напряжение и ток можно представить в виде векторов (см. гл. 1), вращающихся с частотой ω (рис. 3.13,*в*), где

$$\mathbf{I} = I\angle 0^\circ; \qquad (3.27а)$$

$$\mathbf{U} = U\angle 0^\circ. \qquad (3.27б)$$

Полное сопротивление

$$\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{U}}{\mathbf{I}}. \qquad (3.28)$$

В схеме, содержащей только резистивные элементы, полное сопротивление представляет собой действительную величину и равно R.

Индуктивное сопротивление. В схеме на рис. 3.14,*а* протекающий через индуктивность L ток $i = I_{max} \sin \omega t$. В соответствии с уравнением (3.23)

$$u = \omega L I_{max} \cos \omega t =$$

$$= U_{max} \sin(\omega t + 90^\circ), \qquad (3.29)$$

где $U_{max} = \omega L I_{max}$, а $\cos \omega t = \sin(\omega t + 90^\circ)$. Рассмотрев зависимости u и i от времени (рис. 3.14,*б*), отметим, что напряжение на индуктивности опережает ток, протекающий через нее на 90° (или ток отстает от напряжения на 90°). Представляя ток и напряжение в виде векторной диаграммы (рис. 3.14,*в*), получаем

$$\mathbf{I} = I\angle 0^\circ; \qquad (3.30а)$$

$$\mathbf{U} = U\angle 90^\circ. \qquad (3.30б)$$

Полное сопротивление чисто индуктивной цепи представляет собой мнимую величину, т.е.

$$\mathbf{Z} = jX_L, \qquad (3.31)$$

где $X_L = 2\pi f L$ – индуктивное сопротивление цепи.

Емкостное сопротивление. На емкости C в схеме на рис. 3.15,*а* напряжение $u = U_{max} \sin \omega t$. В соответствии с уравнением (3.15)

$$i = CU_{max} \cos \omega t =$$

$$= I_{max} \sin(\omega t + 90^\circ), \qquad (3.32)$$

где $I_{max} = \omega C U_{max}$, а $\cos \omega t = \sin(\omega t +$

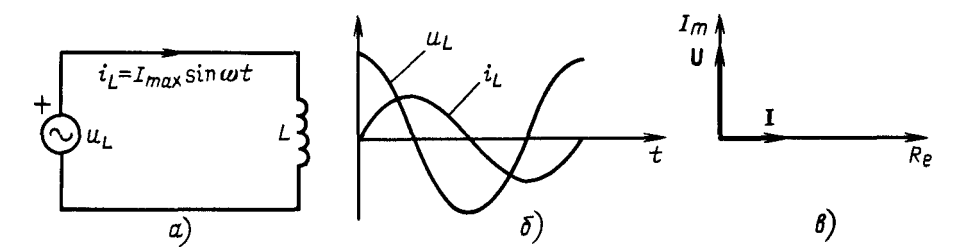


Рис. 3.14. Напряжение на индуктивном элементе и ток через него:
а – электрическая схема; *б* – временны́е диаграммы; *в* – векторная диаграмма

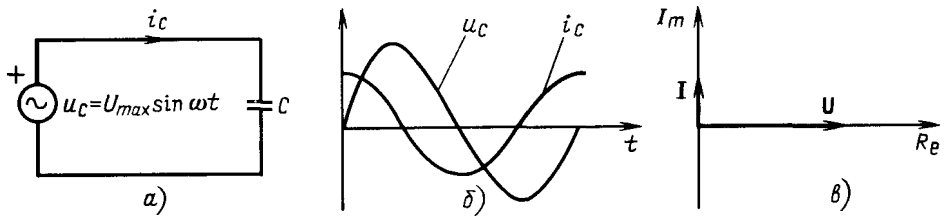


Рис. 3.15. Напряжение на емкостном элементе и ток через него:
а – электрическая схема; *б* – временные диаграммы; *в* – векторная диаграмма

$\underline{/}\ 90^\circ$). Рассмотрев зависимости u и i от времени (рис. 3.15,*б*), отметим, что ток, протекающий через емкость, опережает напряжение на 90° (или напряжение отстает от тока на 90°). Представляя ток и напряжение в виде векторной диаграммы (рис. 3.15,*в*), получаем

$$\mathbf{I} = \mathbf{I}\,\underline{/\ 90^\circ}\,; \qquad (3.33а)$$

$$\mathbf{U} = \mathbf{U}\underline{/0^\circ}. \qquad (3.33б)$$

Полное сопротивление чисто емкостной цепи представляет собой мнимую величину

$$\mathbf{Z} = -jX_C, \qquad (3.34)$$

где $X_C = 1/(2\pi fC)$ – емкостное сопротивление цепи.

Задача 3.11. Имеется черный ящик с определенными значениями напряжения и тока на выводах. Определите в каждом случае, какой идеальный пассивный элемент находится внутри черного ящика и найдите его параметры.

а) $i = 4\sin(754t - 70^\circ)$;

$u = 1600\sin(754t + 20^\circ)$;

б) $i = 7\sin(377t + 120^\circ)$;

$u = 70\cos(377t + 30^\circ)$;

в) $i = 60\sin(1000t + 45^\circ)$;

$u = 300\sin(1000t + \pi/4)$;

г) $i = 0{,}5\sin(200t + 140^\circ)$;

$u = 250\sin(200t + 50^\circ)$;

д) $i = 4\cos(400t + 60^\circ)$;

$u = 3800\sin(400t + 60^\circ)$.

Решение. а) Напряжение опережает ток на $20^\circ - (-70^\circ) = 90^\circ$. Следовательно, пассивным элементом является катушка индуктивности. Индуктивное сопротивление $X_L = 1600/4 = 400$ Ом. Тогда

$$L = X_L/\omega = 400/754 = 0{,}53 \text{ Гн}.$$

б) Ток

$$i = 7\sin(377t + 120^\circ).$$

Его можно также выразить в виде

$$i = 7\cos(377t + 30^\circ).$$

Поскольку ток и напряжение находятся в фазе, значит, элемент резистивный, а его сопротивление равно $70/7 = 10$ Ом.

в) Поскольку $\pi/4$ рад $= 45^\circ$, ток и напряжение находятся в фазе, значит, элемент резистивный, а его сопротивление равно $300/60 = 5$ Ом.

г) Ток опережает напряжение на $140^\circ - 50^\circ = 90^\circ$, значит, реактивный элемент – конденсатор. Емкостное сопротивление $X_C = 250/0{,}5 = 500$ Ом, тогда

$$C = 1/(\omega X_C) = 1/(200 \cdot 500) = 10 \text{ мкФ}.$$

д) Выражение для тока можно переписать в виде

$$i = 4\sin(400t + 150^\circ).$$

Ток опережает напряжение на $150^\circ - 60^\circ = 90^\circ$, следовательно, реактивный элемент – конденсатор. Емкостное сопротивление $X_C = 3800/4 = 950$ Ом, тогда $C = 1/(400 \cdot 950) = 2{,}63$ мкФ.

Значения реактивных сопротивлений на нулевой и высоких частотах. Конденсаторы и катушки индуктивности – это частотно-зависимые элементы. В некоторых случаях их можно представлять соответственно разрывом или коротким замыканием цепи.

К о н д е н с а т о р ы. Поскольку $X_C = 1/(\omega C)$, в случае постоянного тока (частота равна нулю) X_C стремится к бесконечности и конденсатор можно заменить разрывом цепи. На очень высоких частотах X_C стремится к

нулю, поэтому конденсатор можно считать короткозамкнутой цепью.

Катушки индуктивности. Поскольку $X_L = \omega L$, на постоянном токе $X_L = 0$ катушку индуктивности можно заменить короткозамкнутой цепью, а на высоких частотах X_L стремится к бесконечности, поэтому катушку можно представить разрывом цепи.

3.4. ПОЛНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ И ТРЕУГОЛЬНИК СОПРОТИВЛЕНИЙ

В общем виде полное сопротивление

$$Z = R \pm jX. \qquad (3.35)$$

Полное сопротивление является комплексным числом. Однако это не вектор. Действительная часть комплексного сопротивления обозначается буквой R (активная составляющая), а мнимая часть – буквой X (реактивная составляющая). Знак плюс ставится перед индуктивным сопротивлением, а знак минус – перед емкостным. Полное сопротивление Z выражается в омах, а соответственно R и X также выражаются в омах.

Для смешанных цепей переменного тока, состоящих как из активных, так и из реактивных элементов (*RL*, *RC* или *RLC*), можно построить треугольник сопротивлений в комплексной плоскости. Поскольку в последовательной цепи через все элементы течет один и тот же ток, можно построить также и треугольник напряжений. Треугольники сопротивлений и напряжений для данной схемы будут подобными.

Треугольник сопротивлений для последовательной *RL*-цепи. В последовательной *RL*-цепи (рис. 3.16,*а*) $Z = R + jX$. Угол $\theta = \operatorname{arctg}(X_L/R)$ (см. гл. 1). На рис. 3.16,*б* показаны треугольники сопротивлений и напряжений. Так как через все элементы течет один и тот же ток I, то $U_R = IR$, а $U_L = jIX_L$. Значения R и U_R в соответствующих треугольниках отложены по действительной оси, а X_L и U_L – по мнимой. Полное сопротивление Z и общее напряжение $U_{общ}$ являются гипотенузами соответствующих прямоугольных треугольников. Угол θ один и тот же, поскольку треугольники подобны.

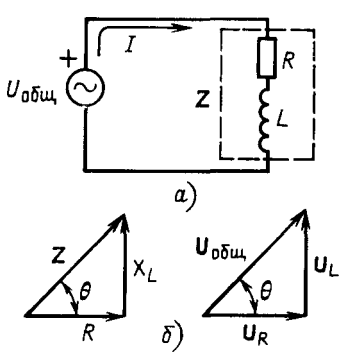


Рис. 3.16. Последовательное соединение резистивного и индуктивного элементов:
а–*RL*-цепь; *б* – треугольники сопротивлений и напряжений

Треугольник сопротивлений для последовательной *RC*-цепи. В последовательной *RC*-цепи (рис. 3.17,*а*)

$$Z = R - jX_C, \text{ а } \theta = -\operatorname{arctg}(X_C/R).$$

Треугольники сопротивлений и напряжений показаны на рис. 3.17,*б*.

Треугольник сопротивлений для последовательной *RLC*-цепи. В последовательной *RLC*-цепи (рис. 3.18) $Z = R + j(X_L - X_C)$. Если $X_L > X_C$, то цепь ведет себя как индуктивная, если $X_L < X_C$ – как емкостная. Треугольники сопротивлений и напряжений для этих случаев показаны соответственно на рис. 3.16,*б* и 3.17,*б*. Угол

$$\theta = \operatorname{arctg}[(X_L - X_C)/R].$$

Если $X_L = X_C$, то схема ведет себя как чисто резистивная, т.е. по ней течет максимальный ток. Частота, при которой $X_L = X_C$, называется резонансной частотой последовательной цепи и записывается в виде

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \qquad (3.36)$$

Задача 3.12. Полное сопротивление цепи равно 1000 Ом, а фазовый угол составляет 35°. Найдите активную и реактивную составляющие цепи, если $\omega = 2500$ рад/с.

Решение. Поскольку фазовый угол положительный, реактивной составляющей является индуктивность. Взглянув на треугольник сопротивлений на рис. 3.16,*б*, увидим, что

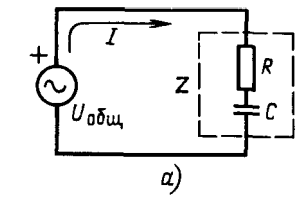
$$R = |Z|\cos\theta = 1000\cos 35^\circ = 819{,}2 \text{ Ом};$$

$$X_L = |Z|\sin\theta = 1000\sin 35^\circ = 573{,}6 \text{ Ом};$$

$$L = |X_L|/\omega = 573{,}6/2500 = 0{,}229 \text{ Гн}.$$

Задача 3.13. В последовательной цепи сопротивление равно 520 Ом, а фазовый угол –70°. На частоте 60 Гц определите: а) реактивное сопротивление; б) полное сопротивление цепи.

Решение. а) Поскольку фазовый угол отрицательный – это последовательная *RC*-цепь. Обращаясь к треугольнику сопротивлений на рис. 3.17,*б*, получаем



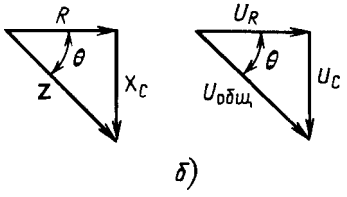


Рис. 3.17. Последовательное соединение резистивного и емкостного элементов:
а – *RC*-цепь; *б* – треугольники сопротивлений и напряжений

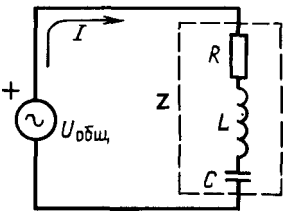


Рис. 3.18. Последовательная *RLC*-цепь

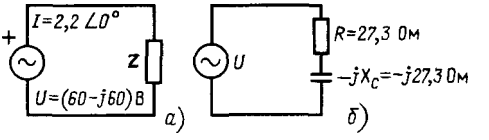


Рис. 3.19. К определению импеданса Z:
а – схема; *б* – значение Z зависит от параметров резистора, включенного последовательно с конденсатором

$X_C = 520\text{tg}\,70^\circ = 1428{,}7$ Ом.

б) Полное сопротивление

$|\mathbf{Z}| = 520/\cos 70^\circ = 1520{,}4$ Ом.

Задача 3.14. В последовательной *RLC*-цепи X_C = 15 кОм, X_L = 22 кОм и R = 12 кОм. Вычислите значение и фазовый угол Z.

Решение.

$$\mathbf{Z} = 12{,}000 + j(22{,}000 - 15{,}000) =$$

$$= 12{,}000 + j7000;$$

$$|\mathbf{Z}| = \sqrt{12{,}000^2 + 7000^2} = 13892{,}4 \text{ Ом}.$$

Фазовый угол

$$\theta = \text{arctg}(7000/12{,}000) = 30{,}26^\circ.$$

Задача 3.15. Вычислите полное сопротивление Z для схемы на рис. 3.19*а*.

Решение. В полярных координатах

$$\mathbf{U} = \sqrt{60^2 + 60^2}\ \underline{/\ -\text{arctg}(60/60)} =$$

$$= 84{,}85\ \underline{/\ -45^\circ}.$$

Полное сопротивление

$$\mathbf{Z} = \mathbf{U}/\mathbf{I} = (84{,}85\ \underline{/\ -45^\circ})(2{,}2\ \underline{/\ 0^\circ}) =$$

$$= 38{,}57\ \underline{/\ -45^\circ}\ \text{Ом}.$$

В прямоугольных координатах

$$\mathbf{Z} = 38{,}75[\cos(-45^\circ) + j\sin(-45^\circ)] =$$

$$= (27{,}3 - j27{,}3)\ \text{Ом}.$$

Из рис. 3.19,*б* видно, что активная и емкостная составляющие полного сопротивления равны 27,3 Ом.

3.5. ПОЛНАЯ ПРОВОДИМОСТЬ И ТРЕУГОЛЬНИК ПРОВОДИМОСТЕЙ

Полная проводимость – это отношение тока, протекающего через цепь, к напряжению на ней, т.е.

$$\mathbf{Y} = \frac{\mathbf{I}}{\mathbf{U}}. \qquad (3.37)$$

Единицей измерения полной проводимости служит сименс. Полная проводимость обратно пропорциональна полному сопротивлению:

$$\mathbf{Y} = \frac{1}{\mathbf{Z}}. \qquad (3.38)$$

Поскольку полное сопротивление не является вектором, полная проводимость – также скалярная величина.

В общем виде полную проводимость

$$\mathbf{Y} = G \pm jB, \qquad (3.39)$$

где G – активная составляющая проводимости; B – ее реактивная составляющая. Знак

плюс ставится перед емкостной проводимостью, а знак минус – перед индуктивной.

Обычно ошибочно считают, что $G = 1/R$, а $B = 1/X$. В действительности

$$\mathbf{Y} = \frac{1}{\mathbf{Z}} = \frac{1}{R \pm jX} = \frac{R \pm jX}{R^2 + X^2},$$

где

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2}; \qquad (3.40а)$$

$$B = \frac{X}{R^2 + X^2}, \qquad (3.40б)$$

а также

$$R = \frac{G}{G^2 + B^2}; \qquad (3.41а)$$

$$X = \frac{B}{G^2 + B^2}. \qquad (3.41б)$$

В параллельных *RC*-, *RL*- и *RLC*-цепях можно построить в комплексной плоскости треугольник проводимостей аналогично треугольнику сопротивлений. Поскольку в параллельной цепи напряжение на всех элементах одно и то же, можно также построить треугольник токов, причем треугольники проводимостей и токов окажутся подобными.

Треугольник проводимостей для параллельной *RC*-цепи. В параллельной *RC*-цепи (рис. 3.20, *а*) $\mathbf{Y} = G + j\omega C$. Угол $\theta = \operatorname{arctg}(\omega C/G)$. Треугольники проводимостей и токов показаны на рис. 3.20, *б*.

Треугольник проводимостей для параллельной *RL*-цепи. В параллельной *RL*-цепи

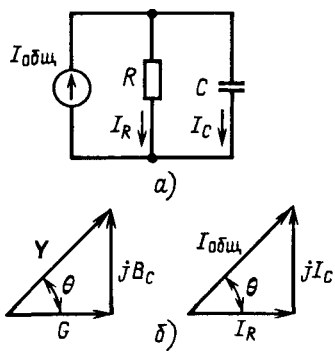


Рис. 3.20. Параллельное соединение резистивного и емкостного элементов:

а – схема; *б* – треугольники проводимостей и токов

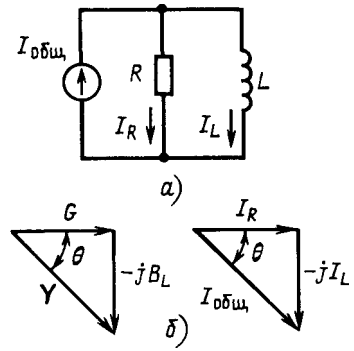


Рис. 3.21. Параллельное соединение резистивного и индуктивного элементов:

а – схема; *б* – треугольники проводимостей и токов

(рис. 3.21, *а*) $\mathbf{Y} = G - j/(\omega L)$, а $\theta = -\operatorname{arctg}(1/\omega LG)$. Треугольники проводимостей и токов показаны на рис. 3.21, *б*.

Треугольник проводимостей для параллельной *RLC*-цепи. В параллельной *RLC*-цепи (рис. 3.22)

$$\mathbf{Y} = G + j(B_C - B_L),$$

где

$$B_C = \omega C, \text{ а } B_L = 1/\omega L.$$

Если $B_C > B_L$, то схема ведет себя как емкостная, а если $B_C < B_L$ – то как индуктивная. В этом случае треугольники проводимостей и токов выглядят так, как показано на рис. 3.20, *б* и 3.21, *б* соответственно. Угол

$$\theta = \operatorname{arctg}[(B_C - B_L)/G].$$

Если $B_C = B_L$, то $\mathbf{Y} = G$, при этом полное сопротивление имеет максимальное значение. Резонансная частота, при которой выполняется это условие, определяется уравнением (3.36).

Задача 3.16. Для параллельной схемы на рис. 3.23, *а*: а) найдите параметры G, B_C,

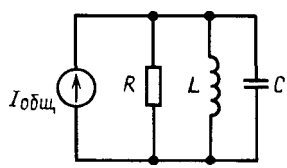


Рис. 3.22. Параллельная *RLC*-цепь

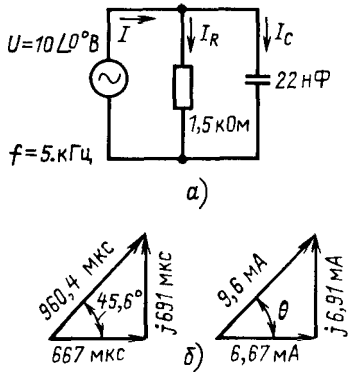


Рис. 3.23. Параллельная *RC*-цепь (*а*) и треугольники проводимостей и токов (*б*)

$\mathbf{I}_R$, $\mathbf{I}_C$, I, Y; б) начертите треугольники проводимостей и токов.

Решение.

а) $G = 1/1500 = 0{,}667$ мСм;

$B_C = 6{,}28 \cdot 5000 \cdot 22 \cdot 10^{-9} = 0{,}691$ мСм;

$\mathbf{I}_R = 0{,}667 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \angle 0^\circ = 6{,}67 \angle 0^\circ$ мА;

$\mathbf{I}_C = (0{,}691 \cdot 10^{-3}) \angle 90^\circ \cdot 10 \angle 0^\circ =$

$= 6{,}91 \angle 90^\circ$ мА;

$\mathbf{I} = \mathbf{I}_R + j\mathbf{I}_C = 6{,}67 + j6{,}91$ мА.

Угол

$\theta = \operatorname{arctg}(0{,}691/0{,}667) = 45{,}6^\circ$,

следовательно,

$\mathbf{Y} = \sqrt{0{,}667^2 + 0{,}691^2} \angle 45{,}6^\circ =$

$= 0{,}96 \angle 45{,}6^\circ$ мСм.

б) Треугольники проводимостей и токов показаны на рис. 3.23,*б*.

Задача 3.17. Для параллельной *RLC*-цепи $G = 8$ мСм, $B_C = 5$ мСм и $B_L = 10$ мСм. Определите: а) полную проводимость Y; б) ток I, если к цепи приложено напряжение 25 В.

Решение.

а) $\mathbf{Y} = 8 + j(5 - 10) = 8 - j5 =$

$= 9{,}43 \angle -32^\circ$ мСм.

Знак минус указывает на то, что проводимость параллельной схемы имеет индуктивный характер.

б) $\mathbf{I} = (9{,}43 \cdot 10^{-3}) \angle -32^\circ \cdot 25 \angle 0^\circ =$

$= 0{,}23575 \angle -32^\circ$ А.

Задача 3.18. Напряжение на выводах параллельной *RLC*-цепи равно $100 \angle 53^\circ$ В, ток через них равен $5 \angle 0^\circ$ А. Определите: а) значения Z и Y; б) B_L, если $B_C = 0{,}01$ См; в) токи в ветвях.

Решение.

а) $\mathbf{Z} = (100 \angle 53^\circ)/5 \angle 0^\circ = 12 + j16$ Ом;

$\mathbf{Y} = 1/(12 + j16) = 0{,}05 \angle -53^\circ =$

$= 0{,}03 - j0{,}04$ См.

б) $-0{,}04 = 0{,}01 - B_L$, откуда $B_L = 0{,}05$ См.

в) $\mathbf{I}_R = 100 \angle 53^\circ \cdot 0{,}03 = 3 \angle 53^\circ$ А;

$\mathbf{I}_C = 100 \angle 53^\circ \cdot 0{,}01 \angle 90^\circ = 1 \angle 143^\circ$ А;

$\mathbf{I}_L = 100 \angle 53^\circ \cdot 0{,}05 \angle -90^\circ = 5 \angle -37^\circ$ А.

3.6. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ПОЛНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ И ПРОВОДИМОСТЬ

Аналогично активным сопротивлениям полные сопротивления и проводимости можно соединять последовательно, параллельно и параллельно-последовательно. Для математического описания цепей с активными сопротивлениями достаточно действительных чисел, а для цепей, содержащих реактивные элементы, требуются комплексные числа.

Эквивалентное полное сопротивление последовательной цепи

$$\mathbf{Z}_э = \mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3 + \ldots \qquad (3.42)$$

В последовательной схеме с полными сопротивлениями обращаются так же, как и с соединенными последовательно резисторами.

Эквивалентная полная проводимость последовательной цепи

$$\mathbf{Y}_э = \frac{1}{1/\mathbf{Y}_1 + 1/\mathbf{Y}_2 + 1/\mathbf{Y}_3 + \ldots}. \qquad (3.43)$$

В последовательной схеме с полными проводимостями поступают так же, как и с последовательно соединенными активными проводимостями.

Эквивалентное полное сопротивление параллельной цепи

$$\mathbf{Z}_э = \frac{1}{1/\mathbf{Z}_1 + 1/\mathbf{Z}_2 + 1/\mathbf{Z}_3 + \ldots}. \qquad (3.44)$$

В параллельной схеме с полными сопротивлениями оперируют так же, как и с параллельно соединенными резисторами.

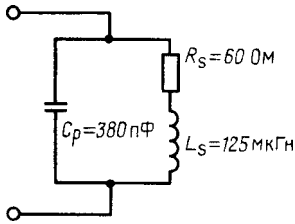


Рис. 3.24. Преобразование исходной цепи в параллельную

Эквивалентная полная проводимость параллельной цепи

$$Y_э = Y_1 + Y_2 + Y_3 + \ldots \qquad (3.45)$$

В параллельной схеме с полными проводимостями поступают так же, как и с соединенными параллельно активными проводимостями.

Преобразование последовательной цепи в параллельную и наоборот. С помощью выражений (3.40) и (3.41) можно преобразовывать последовательно *RL*-или *RC*-цепи в параллельные и наоборот. Чтобы различить элементы последовательной и параллельной схем, используют нижние индексы соответственно "пос" для последовательной и "пар" для параллельной схемы.

Задача 3.19. Преобразуйте схему на рис. 3.24 в параллельную. Частота f = 750 кГц.

Решение. Вычислим реактивное сопротивление элемента $L_{пос}$:

$$X_{L_{пос}} = 6{,}28 \cdot 0{,}750 \cdot 10^6 \cdot 125 \cdot 10^{-6} = 589 \text{ Ом}.$$

В соответствии с уравнением (3.40а)

$$G_{пар} = 60/(60^2 + 589^2) = 0{,}17 \text{ мСм}.$$

Следовательно,

$$R_{пар} = 1/(0{,}17 \cdot 10^3) = 5882 \text{ Ом}.$$

В соответствии с уравнением (3.40б)

$$B_{пар} = 589/(60^2 + 589^2) = 1{,}68 \text{ мСм},$$

а

$$L_{пар} = 1/(6{,}28 \cdot 0{,}750 \cdot 10^6 \cdot 1{,}68 \cdot 10^{-3}) = 0{,}127 \text{ мГн}.$$

Результирующая схема содержит включенные параллельно емкость 380 пФ, резистор 5882 Ом и индуктивность 0,127 мГн.

Задача 3.20. Преобразуйте схему на рис. 3.25 в последовательную. Частота f = 400 Гц.

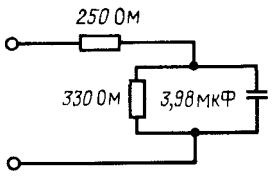


Рис. 3.25. Преобразование исходной цепи в последовательную цепь

Решение. Реактивная составляющая проводимости

$$G = 1/330 = 3 \text{ мСм},$$

$$B = 6{,}28 \cdot 400 \cdot 3{,}98 \cdot 10^{-6} = 10 \text{ мСм}.$$

В соответствии с уравнением (3.41а)

$$R_{пос} = (3 \cdot 10^{-3})/(9 \cdot 10^{-6} + 100 \cdot 10^{-6}) = 27{,}7 \text{ Ом}.$$

В соответствии с уравнением (3.41б)

$$X_{пос} = (10 \cdot 10^{-3})/(9 \cdot 10^{-6} + 100 \cdot 10^{-6}) = 91{,}6 \text{ Ом}.$$

Емкость

$$C_{пос} = 1/(6{,}28 \cdot 400 \cdot 91{,}6) = 4{,}34 \text{ мкФ}.$$

Общее последовательное сопротивление схемы 250 + 27,7 = 277,7 Ом. Следовательно, цепь содержит последовательно соединенные сопротивление 277,7 Ом и емкость 4,34 мкФ.

3.7. ЗАКОНЫ КИРХГОФА ДЛЯ ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Законы Кирхгофа для напряжений и токов применяются к цепям переменного тока в установившемся режиме точно так же, как и к цепям постоянного тока (см. гл. 2). Единственное отличие заключается в том, что при анализе цепей переменного тока используются комплексные числа и векторы.

Задача 3.21. Определите ток ветви I_n и полное сопротивление $\mathbf{Z}_n$ схемы на рис. 3.26.

Решение. Применяя закон Кирхгофа для токов к узлу *a*, получаем

$$I = I_n + I_R.$$

Ток

$$I_R = (200 \angle 53{,}1^\circ)/40 \angle 0^\circ = 5 \angle 53{,}1^\circ \text{ А}.$$

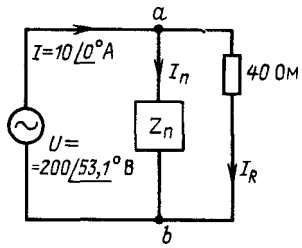


Рис. 3.26. Определение тока $\mathbf{I}_n$ и полного сопротивления $\mathbf{Z}_n$

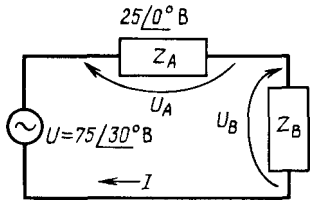


Рис. 3.27. Определение напряжения U_B и полных сопротивлений $\mathbf{Z}_A$ и $\mathbf{Z}_B$

Тогда

$$I_n = I - I_R = 10\angle 0^\circ - 5\angle 53{,}1^\circ =$$

$$= 10 + j0 - (3 + j4) = 8{,}06\angle -29{,}7^\circ \text{ А}.$$

Полное сопротивление

$$\mathbf{Z}_n = \mathbf{U}/\mathbf{I}_n = (200\angle 53{,}1^\circ)/(8{,}06\angle -29{,}7^\circ) =$$

$$= 24{,}8\angle 82{,}8^\circ \text{ Ом}.$$

В прямоугольных координатах $\mathbf{Z}_n = 3{,}11 + j24{,}6$ Ом, что эквивалентно резистору 3,11 Ом, включенному последовательно с индуктивным сопротивлением 24,6 Ом.

Задача 3.22. Для схемы на рис. 3.27 найдите: а) напряжение $\mathbf{U}_B$; б) при $\mathbf{I} = 0{,}548\angle 43{,}2$ А значения $\mathbf{Z}_A$, $\mathbf{Z}_B$.

Решение.

а) Применяя закон Кирхгофа для напряжений в замкнутом контуре, получаем

$$\mathbf{U}_B = \mathbf{U} - \mathbf{U}_A = 75\angle 30^\circ - 25\angle 0^\circ =$$

$$= 64{,}95 + j37{,}5 - (25 + j0) =$$

$$= 54{,}79\angle 43{,}2^\circ \text{ В}.$$

б) $\mathbf{Z}_A = \mathbf{U}_A/\mathbf{I} = (25\angle 0^\circ)/(0{,}548\angle 43{,}2^\circ) =$

$$= 45{,}6\angle -43{,}2^\circ \text{ Ом},$$

$$\mathbf{Z}_B = \mathbf{U}_B/\mathbf{I} = (54{,}79\angle 43{,}2^\circ)/(0{,}548\angle 43{,}2^\circ) =$$

$$= 100 \text{ Ом}.$$

3.8. ДЕЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ В ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Делители напряжений и токов в цепях переменного тока выполняются так же, как и в цепях постоянного тока (см. гл. 2). Единственным отличием является то, что при анализе цепей переменного тока используются комплексные числа и векторы.

Принцип деления напряжений. В последовательной схеме с комплексными сопротивлениями напряжение $\mathbf{U}_n$ на любом элементе $\mathbf{Z}_n$ равно произведению приложенного напряжения $U_{\text{общ}}$ и $\mathbf{Z}_n$, деленного на сумму импедансов $\mathbf{Z}_{\text{общ}}$, т.е.

$$\mathbf{U}_n = \mathbf{U}_{\text{общ}} \frac{\mathbf{Z}_n}{\mathbf{Z}_{\text{общ}}}. \qquad (3.46)$$

Прияцип деления токов. В параллельной схеме с комплексными сопротивлениями ток $\mathbf{I}_n$ в конкретной ветви $\mathbf{Z}_n$ равен произведению общего тока $\mathbf{I}_{\text{общ}}$ и эквивалентного полного сопротивления $\mathbf{Z}_э$, деленного на $\mathbf{Z}_n$. Можно записать

$$\mathbf{I}_n = \mathbf{I}_{\text{общ}} \frac{\mathbf{Z}_э}{\mathbf{Z}_n}. \qquad (3.47)$$

В случае параллельного соединения двух комплексных сопротивлений $\mathbf{Z}_1$ и $\mathbf{Z}_2$ протекающий через $\mathbf{Z}_1$ ток

$$\mathbf{I}_1 = \mathbf{I}_{\text{общ}} \frac{\mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2}. \qquad (3.48а)$$

Протекающий через Z ток

$$\mathbf{I}_2 = \mathbf{I}_{\text{общ}} \frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2}. \qquad (3.48б)$$

Задача 3.23. Используя принцип деления напряжений, найдите напряжение на катушке индуктивности в схеме на рис. 3.28.

Решение. Сопротивление

$$\mathbf{Z}_{\text{общ}} = 7 + j(30 - 6) = 7 + j24 =$$

$$= 25\angle 73{,}74^\circ \text{ Ом}.$$

Кроме того, $j30 = 30\angle 90^\circ$ Ом. Следовательно, в соответствии с уравнением (3.46)

$$\mathbf{U}_L = (30\angle 90^\circ)(100\angle 60^\circ)/(25\angle 73{,}74^\circ) =$$

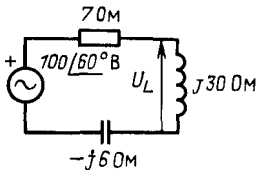


Рис. 3.28. Определение напряжения U_L методом деления напряжения

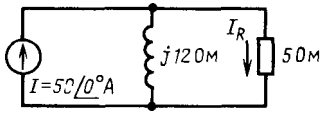


Рис. 3.29. Определение тока I_R методом деления тока

$$= 120 \angle 76{,}25^\circ \text{ В}.$$

Задача 3.24. Используя принцип деления токов, вычислите ток I_R, протекающий через резистор 5 Ом в схеме на рис. 3.29.

Решение. В соответствии с уравнением (3.48б)

$$\mathbf{I}_R = 50 \angle 0^\circ \cdot j12/(5 + j12) =$$

$$= 46{,}15 \angle 22{,}6^\circ \text{ А}.$$

3.9. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ КОНТУРНЫХ ТОКОВ И УЗЛОВЫХ НАПРЯЖЕНИЙ ДЛЯ АНАЛИЗА ЦЕПЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Методы контурных токов и узловых напряжений, описанные в гл. 2 для анализа цепей постоянного тока, применимы также и к цепям переменного тока в установившемся режиме.

Задача 3.25. Определите контурные токи в схеме на рис. 3.30.

Решение. Подъем напряжения, обусловленный источником напряжения в контуре *I*, равен $100 \angle 0^\circ$ В, а в контуре *II* – $250 \angle 0^\circ$ В. Для контура *I* собственный импеданс $-j20 + j50 = j30$ Ом. Общее комплексное сопротивление между контурами *I* и *II* составляет $j50$ Ом. Для контура *II* собственный импеданс $j50 - j90 = -j40$ Ом. Результирующие уравнения для контуров можно записать в виде

$$100 = j30\mathbf{I}_1 + j50\mathbf{I}_2;$$

$$250 = j50\mathbf{I}_1 - j40\mathbf{I}_2.$$

Решая эти уравнения с помощью детерминантов, получаем

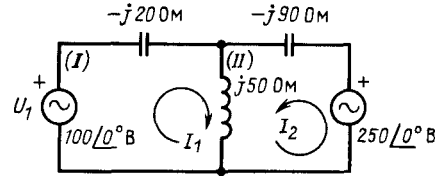


Рис. 3.30. Расчет контурных токов $\mathbf{I}_1$ и $\mathbf{I}_2$

$$\Delta = \begin{vmatrix} j30 & j50 \\ j50 & -j40 \end{vmatrix} = -j^2 \cdot 1200 -$$

$$- j^2 \cdot 2500 = 3700.$$

Применяя правило Крамера, получаем

$$\mathbf{I}_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta} \quad \text{и} \quad \mathbf{I}_2 = \frac{\Delta_2}{\Delta};$$

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} 100 & j50 \\ 250 & -j40 \end{vmatrix} = -j400 -$$

$$-j12\,500 = -j16\,500;$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} j30 & 100 \\ j50 & 250 \end{vmatrix} = j7500 -$$

$$-j5000 = j2500.$$

Следовательно,

$$\mathbf{I}_1 = -j16\,500/3700 =$$

$$= -j4{,}46 = 4{,}46 \angle -90^\circ \text{ А};$$

$$\mathbf{I}_2 = j2500/3700 = j0{,}676 = 0{,}676 \angle 90^\circ \text{ А}.$$

Задача 3.26. Запишите уравнения для узлов схемы на рис. 3.31.

Решение. Применяя закон Кирхгофа для токов, получаем:

для узла *1*

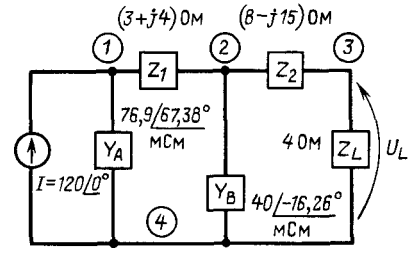


Рис. 3.31. Схема для составления уравнений узловых напряжений

$$120\angle 0^\circ = (76{,}9\cdot 10^{-3})\angle 67{,}38^\circ U_1 -$$

$$- [1/(3+j4)](U_1 - U_2) - 0U_3;$$

для узла *2*

$$0 = -U_1/(3+j4) + [1/(3+j4) +$$

$$+ (40\cdot 10^{-3}\angle -16{,}26^\circ + 1/(8-j15)] \times$$

$$\times U_2 - U_3/(8-j15);$$

для узла *3*

$$0 = -0U_1 - U_2/(8-j14) +$$

$$+ [1/4 + 1/(8-j15)]U_3.$$

3.10. ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРЕМ ТЕВЕНИНА И НОРТОНА К ЦЕПЯМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Теоремы Тевенина и Нортона, приведенные в гл. 2 применительно к цепям постоянного тока, используются и для цепей переменного тока. Как и в случае постоянного тока, можно размыкать и закорачивать только независимые источники.

Задача 3.27. Замените схему на рис. 3.32, *а* эквивалентной схемой Тевенина относительно выводов *x* и *y*.

Решение. После отсоединения комплексного сопротивления $\mathbf{Z}_C$ от выводов *x* и *y* получается схема, приведенная на рис. 3.32,*б*. Ток

$$\mathbf{I} = (12{,}5\angle 0^\circ - 10\angle 30^\circ)/(0{,}5 + j0{,}7 +$$

$$+ 0{,}4 + j1{,}5) = 2{,}65\angle -15{,}22^\circ \text{ А},$$

напряжение

$$\mathbf{U}_T = \mathbf{U}_{gA} - \mathbf{I}\mathbf{Z}_A = 12{,}5\angle 0^\circ -$$

$$- (0{,}5 + j0{,}7)(2{,}65\angle -15{,}22^\circ) =$$

$$= 10{,}83\angle -7{,}64^\circ \text{ В}.$$

Закоротив источники напряжения, определим

$$\mathbf{Z}_T = \mathbf{Z}_A \parallel \mathbf{Z}_B = (0{,}5+j0{,}7)(0{,}4 +$$

$$+ j1{,}5)/(0{,}5 + j0{,}7 + 0{,}4 + j1{,}5) =$$

$$= 0{,}58\angle 61{,}78^\circ \text{ Ом}.$$

Эквивалентная схема Тевенина показана на рис. 3.32,*в*.

Преобразование источников. В цепях переменного тока

$$\mathbf{I}_N = \mathbf{Y}_N\mathbf{U}_T; \qquad (3.49а)$$

$$\mathbf{Y}_N = \frac{1}{\mathbf{Z}_T}. \qquad (3.49б)$$

Задача 3.28. Начертите эквивалентную схему Нортона для схемы на рис. 3.32,*а*, используя результат решения задачи 3.27.

Решение. В соответствии с уравнением (3.49б)

$$\mathbf{Y}_N = 1/(0{,}58\angle 61{,}78^\circ) = 1{,}7\angle -61{,}78^\circ \text{ См}.$$

Подставляя полученное значение в уравнение (3.49а), получаем

$$\mathbf{I}_N = (1{,}72\angle -61{,}78^\circ)(10{,}83\angle -7{,}64^\circ) =$$

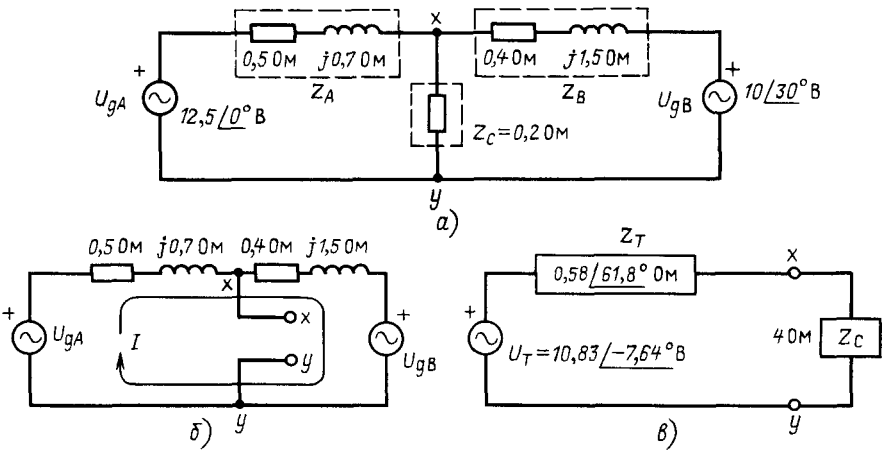


Рис. 3.32. Построение эквивалентной схемы Тевенина:
а – исходная схема; *б* – полное сопротивление $\mathbf{Z}_C$ отключено от выводов *x* – *y*; *в* – эквивалентная схема Тевенина

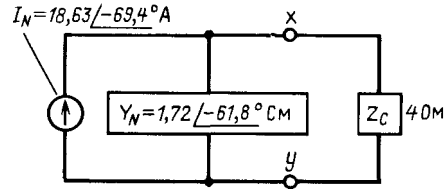


Рис. 3.33. Эквивалентная схема Нортона

$= 18{,}63 \angle -69{,}42^\circ$ А.

Эквивалентная схема Нортона показана на рис. 3.33.

Задача 3.29. Начертите эквивалентную схему Нортона для той части схемы на рис. 3.34,*а*, которая расположена слева от зажимов *x* и *y*.

Решение. Когда нагрузка отсоединена от выводов *x* и *y* и закорочен источник напряжения, получаются две идентичные параллельные *LC*-цепи, соединенные между собой последовательно (рис. 3.34,*б*). Отсюда

$$\mathbf{Z}_T = \mathbf{Z}_A \,||\, \mathbf{Z}_B + \mathbf{Z}_C \,||\, \mathbf{Z}_D =$$

$$= 2(j15)(-j30)/(j15 - j30) = 60 \angle 90^\circ \text{ Ом}.$$

Закорачивая выводы *x* и *y* на рис. 3.34,*в*, получаем

$$\mathbf{I}_{КЗ} = \mathbf{I}_N = (120 \angle 0^\circ)/(60 \angle 90^\circ) =$$

$$= 2 \angle -90^\circ \text{ А}.$$

Полная проводимость

$$\mathbf{Y}_N = 1/\mathbf{Z}_T = 1/(60 \angle 90^\circ) =$$

$$= 16{,}67 \angle -90^\circ \text{ См}.$$

Эквивалентная схема Нортона показана на рис. 3.34,*г*.

Применение теорем Тевенина и Нортона в случае зависимых источников. В цепях, содержащих зависимые источникн, $\mathbf{Z}_T$ нельзя определить способом, описанным выше для независимых источников. Вместо этого следует разомкнуть выводы и найти напряжение холостого хода $\mathbf{U}_{XX}(\mathbf{U}_T)$, а затем их закоротить и рассчитать ток короткого замыкания $\mathbf{I}_{КЗ}$. Полное сопротивление Тевенина определяется из уравнения

$$\mathbf{Z}_T = \frac{\mathbf{U}_{XX}}{\mathbf{I}_{КЗ}}. \qquad (3.50)$$

Ниже (на примере двух задач) показан другой метод расчета $\mathbf{Z}_T(\mathbf{Y}_N)$.

Задача 3.30. Гибридная схема усилительного каскада с общим эмиттером показана на рис. 3.35,*а*. Найдите проводимость $\mathbf{Y}_N$ на выходных выводах *2* и *2′*.

Решение. Заметим, что в схеме имеются два зависимых источника: источник тока $h_{21э}\mathbf{I}_1$ и источник напряжения $h_{12э}\mathbf{U}_2$. Источник напряжения $\mathbf{U}_2$ включен между выходными выводами *2* и *2′* (рис. 3.35,*б*). (При нахожденин

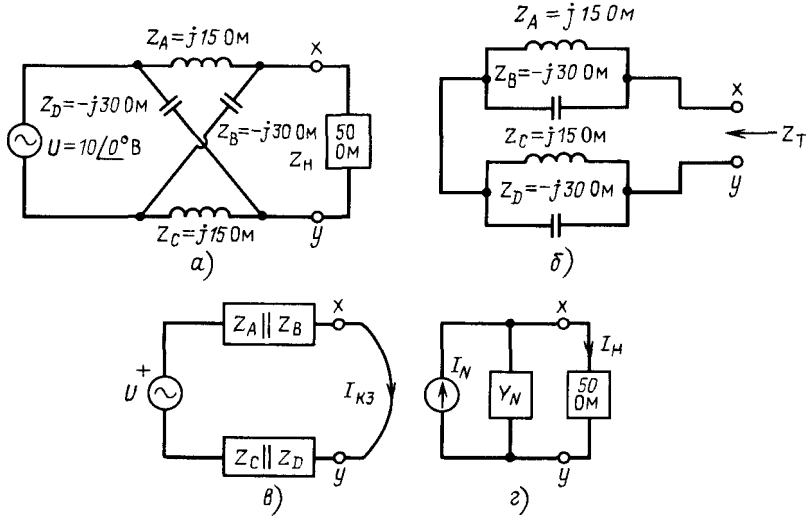


Рис. 3.34. Построение эквиавлентной схемы Нортона:
а – исходная схема; *б* – определение $\mathbf{Z}_T$; *в* – определение $\mathbf{I}_{КЗ}$; *г* – эквивалентная схема Нортона

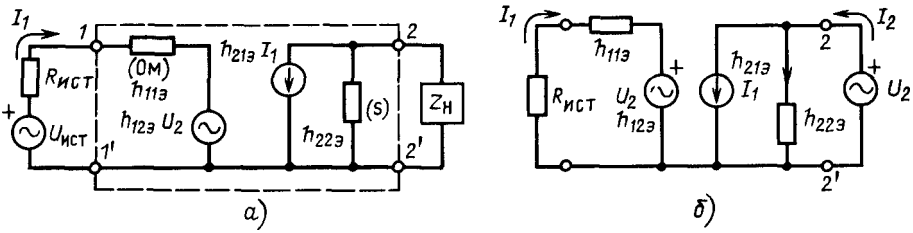


Рис. 3.35. Определение полной выходной проводимости Y_N усилителя:
а – исходная схема, содержащая два зависимых источника; *б* – определение проводимости Нортона $Y_N = I_2/U_2$

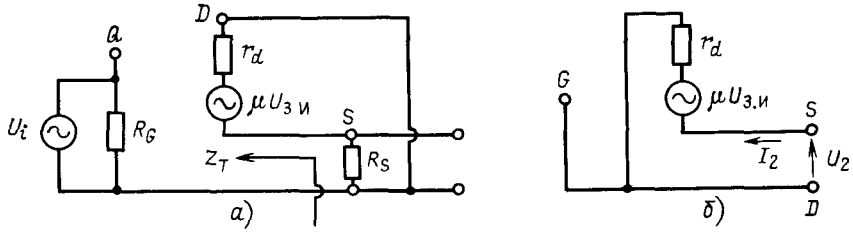


Рис. 3.36. Определение полного выходного сопротивления (Z_T) стокового повторителя:
а – исходная схема, содержащая один зависимый источник; *б* – $Z_T = U_2/I_2$

полной выходной проводимости или сопротивления усилителя источник сигнала $U_{ист}$ закорачивается.) Выходная проводимость равна I_2/U_2.

Применяя закон Кирхгофа к выходной части схемы, получаем

$$-h_{12э}U_2 = R_и I_1 + h_{11э}I_1.$$

Решая уравнение относительно I_1/U_2, получаем

$$I_1/U_2 = -h_{12э}/(h_{11э} + R_и).$$

Применяя закон Кирхгофа для напряжений к выходной части схемы, имеем

$$-h_{21э}I_1 + I_2 = h_{22э}U_2.$$

Решая уравнение относительно $I_2/U_2 = Y_N$, получаем

$$Y_N = h_{21э}(I_1/U_2) + h_{22э}.$$

После замены выражения для I_1/U_2 можно записать

$$Y_N = h_{22э} - h_{21э}h_{12э}/(h_{11э} + R_и).$$

Задача 3.31. Модель стокового повторителя для малых сигналов показана на рис. 3.36,*а*. Определите полное выходное сопротивление (Тевенина) цепи относительно выводов *S*–*D*.

Решение. Модель имеет один зависимый источник $\mu U_{З.И}$. Закорачивая U_i, отсоединяя сопротивление $R_и$ и прикладывая напряжение U_2 к выходным выводам (*S*–*D*), получаем схему на рис. 3.36,*б*, причем

$$U_2 = \mu U_{З.И} + r_d I_2.$$

Напряжение $U_{З.И}$ – это напряжение на выводах затвора (*G*) и истока (*S*). Очевидно, что $U_{З.И} = -U_2$. Следовательно,

$$U_2 = -\mu U_2 + r_d I_2.$$

Решая это уравнение относительно U_2/I_2, получаем

$$Z_T = \frac{U_2}{I_2} = \frac{r_d}{1 + \mu}.$$

3.11. ПРИМЕНЕНИЕ ДРУГИХ ТЕОРЕМ К ЦЕПЯМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

К цепям переменного тока можно применять теоремы суперпозиции, компенсации, передачи максимальной мощности, Миллмена и Теллегена, т.е. исследовать их топологию в общем так же, как описано в гл. 2 для цепей постоянного тока. Однако некоторые теоремы требуют дополнительных замечаний.

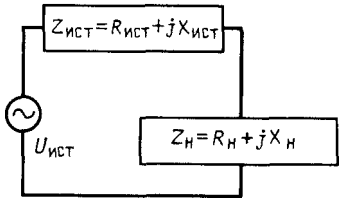


Рис. 3.37. Пример применения теоремы о передаче в нагрузку максимальной мощности к цепи переменного тока

Теорема суперпозиции. Метод суперпозиции можно использовать применительно к цепям, содержащим одновременно источники постоянного и переменного тока с различными частотами.

Теорема передачи максимальной мощности. Как видно из рассмотрения рис. 3.37, полное (комплексное) сопротивление источника

$$\mathbf{Z}_{ист} = R_{ист} + jX_{ист},$$

а полное сопротивление нагрузки $\mathbf{Z}_н = R_н + jX_н$. Мощность, передаваемую в нагрузку, можно записать следующим образом:

$$P_н = \frac{|\mathbf{U}_{ист}|^2 R_н}{(R_{ист} + R_н)^2 + (X_{ист} + X_н)^2}. \qquad (3.51)$$

Для того, чтобы в нагрузку передавалась максимальная мощность, должны выполняться условия

$$R_н = \sqrt{R_{ист}^2 + (X_{ист} + X_н)^2} \qquad (3.52а)$$

и

$$X_н = -X_{ист}. \qquad (3.52б)$$

Максимальная мощность передается от источника в нагрузку, если полное сопротивление нагрузки является комплексно-сопряженным числом по отношению к полному сопротивлению источника. После преобразований уравнения (3.51) с учетом

$$R_н = R_{ист}, \text{ а } X_н = -X_{ист}$$

получаем выражение для максимальной мощности

$$P_{нmax} = \frac{|\mathbf{U}_{ист}|^2}{4R_н}. \qquad (3.53)$$

Теорема Миллмена. В случае нескольких источников с одной и той же частотой в уравнении (2.35) проводимости G становятся полными проводимостями $\mathbf{Y}$, а напряжения – векторами. Аналогично и в уравнении (2.36) все активные сопротивления R заменяются комплексными сопротивлениями $\mathbf{Z}$, а токи – векторными величинами.

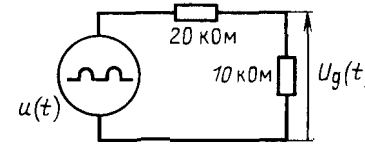


Рис. 3.38. Применение принципа суперпозиции для определения $u_{вых}(t)$

Задача 3.32. Полуволна выпрямленного синусоидального сигнала с амплитудой 200 В приложена к последовательной схеме (рис. 3.38). Выражение для первых трех членов $u(t)$ записывается в виде

$$u(t) = 200/\pi +$$

$$+ 100\sin 377t - 40\cos 754t.$$

Используя принцип суперпозиции, определите напряжение $u_{вых}(t)$, если входное напряжение имеет максимальное значение.

Решение. Применяя принцип деления напряжения, найдем постоянную составляющую

$$u_{вых}(t)_0 = (200/\pi)(10/30) = 21{,}22 \text{ В}.$$

Основная гармоника

$$u_{вых}(t)_1 = (100\sin 377t)(10/30) =$$

$$= 33{,}33\sin 377t \text{ В}.$$

И наконец, вторая гармоника

$$u_{вых}(t)_2 = (-40\cos 754t)(10/30) =$$

$$= -13{,}33\cos 754t \text{ В}.$$

Общее выходное напряжение

$$u_{вых}(t) = 21{,}22 +$$

$$+ 33{,}33\sin 377t - 13{,}33\cos 754t.$$

Задача 3.33. Источник с комплексным сопротивлением $\mathbf{Z}_{ист} = 63 + j16$ Ом передает энергию в нагрузку с меняющимся активным сопротивлением. Вычислить $R_н$, при котором в нагрузку передается максимальная мощность.

Решение. Добиться передачи максимума мощности, определенного уравнением (3.53), нельзя, поскольку регулируется только активное сопротивление. В соответствии с уравнением (3.53) наибольшая мощность передается в нагрузку при

$$R_н = \sqrt{63^2 + 16^2} = 65 \text{ Ом}.$$

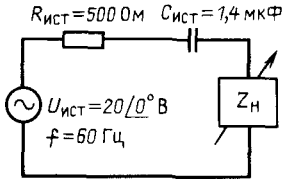


Рис. 3.39. Определение $\mathbf{Z}_н$, при котором выполняется условие передачи в нагрузку максимальной мощности

Задача 3.34. Необходимо, обратившись к рис. 3.39: а) рассчитать значение $\mathbf{Z}_н$, обеспечивающее передачу в нагрузку максимальной мощности; б) определить значение $P_{н.max}$.

Решение.

а) $R_н = 500$ Ом, а $X_н = 1/(\omega C_{ист})$,

следовательно,

$$L = 1/(\omega C_{ист}) = 1/(377^2 \cdot 1{,}4 \cdot 10^{-6}) =$$

$$= 5{,}03 \text{ Гн}.$$

б) В соответствии с уравнением (3.53)

$$P_{н.max} = 20^2/(4 \cdot 500) = 0{,}2 \text{ Вт}.$$

Задача 3.35. С помощью уравнений Тевенина и Миллмена найдите мощность, рассеиваемую на сопротивлении $R_н$ в схеме на рис. 3.40, *а*.

Решение. Отсоединяя от выводов *а* и *с* нагрузку 60 Ом и рассматривая часть схемы слева от выводов *а* и *b*, согласно теореме Миллмена

$$\mathbf{U}_T = (12/4 + 10/2 + 4/1)(1/4 +$$

$$+ 1/2 + 1) = 6{,}86 \text{ В}.$$

Если закорочен источник напряжения и разомкнут источника тока, то

$$\mathbf{Z}_T = 1/(1/4 + 1/2 + 1) = 0{,}57 \text{ Ом}.$$

Повторяя процедуру для участка схемы справа от выводов *с* и *b*, определяем

$$\mathbf{U}_T = (6/3 + 2/1)/(1+3 + 1) = 3{,}01 \text{ В},$$

а

$$\mathbf{Z}_T = 1/(1/3 + 1) = 0{,}75 \text{ Ом}.$$

Результирующая эквивалентная схема Тевенина показана на рис. 3.40,*б* Ток нагрузки

$$I_н = (6{,}86 - 3{,}01)/(6 + 0{,}75 + 0{,}57) =$$

$$= 0{,}526 \text{ А}.$$

Мощность, рассеиваемая в нагрузке,

$$P_н = I^2 P = (0{,}526)^2 \cdot 6 = 1{,}66 \text{ Вт}.$$

3.12. МОЩНОСТЬ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА И ТРЕУГОЛЬНИК МОЩНОСТЕЙ

Мгновенное значение мощности в цепи переменного тока можно определить из выражения

$$p = ui = (U_{max}\sin\omega t) \times$$

$$\times [I_{max}\sin(\omega t + \phi)], \qquad (3.54)$$

где ϕ – фазовый угол между напряжением и током.

Средняя (активная) мощность

$$P_{ср} = 1/2 U_{max} I_{max} \cos\phi, \qquad (3.55а)$$

или

$$P_{ср} = UI\cos\phi. \qquad (3.55б)$$

Если $\phi \leqslant 90^\circ$ или $\phi \geqslant -90^\circ$, то $P_{ср} > 0$ и схема поглощает энергию; если же $\phi > 90^\circ$ или $\phi < 270^\circ$, то $P_{ср} < 0$ и схема отдает энергию.

Мощность в резистивной цепи. Для резистивной цепи $\phi = 0^\circ$ и

$$P = UI = I^2 R = \frac{U^2}{R} = U^2 G. \qquad (3.56)$$

Из рассмотрения рис. 3.41 видно, что в любой момент времени напряжение и ток имеют один и тот же знак (положительный или отри-

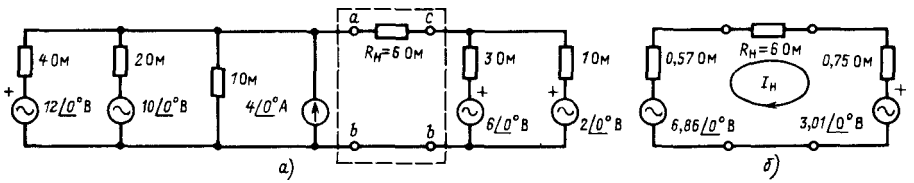


Рис. 3.40. Применение теорем Миллмена и Тевенина:
а – исходная схема; *б* – эквивалентная схема Тевенина

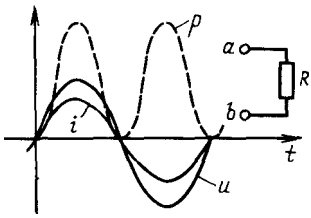


Рис. 3.41. Временны́е диаграммы для резистивной цепи (мгновенные значения напряжения и тока совпадают по фазе)

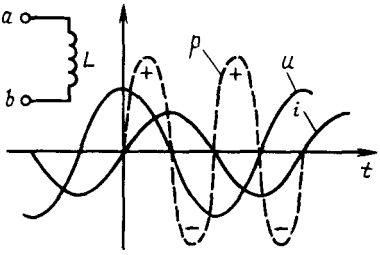


Рис. 3.42. Временны́е диаграммы для индуктивной цепи (ток отстает по фазе от напряжения на 90°)

цательный). Поскольку мощность – это произведение напряжения и тока, ее значение в резистивной цепи всегда положительно. Мощность рассеивается в резисторе и не возвращается в схему.

Мощность в индуктивной цепи. Из рассмотрения рис. 3.42 следует, что в индуктивной цепи напряженне опережает ток на 90°. Наличие положительных импульсов мощности свидетельствует о том, что энергия поступает в индуктивность и накапливается в ней. Во время отрицательного импульса мощности энергия возвращается в схему. В индуктивном элементе нет необратимого преобразования электрической энергии в другие виды. Средняя (активная) мощность, рассеиваемая в чисто индуктивной цепи, равна нулю.

Мощность в емкостной цепи. Из рассмотрения рис. 3.43 следует, что в емкостной цепи ток опережает напряженне на 90°. Во время положительного импульса мощности энергия запасается в емкости, а во время отрицательного импульса она возвращается в схему. Поэтому средняя мощность, рассеиваемая в чисто емкостной цепи, равна нулю.

Итак, мощность рассеивается только в сопротивленни. Средняя мощность на индуктивном и емкостном элементах равна нулю. В общем случае, когда $\mathbf{Z} = R \pm jX$, мощность рассеивается только в сопротивленни R.

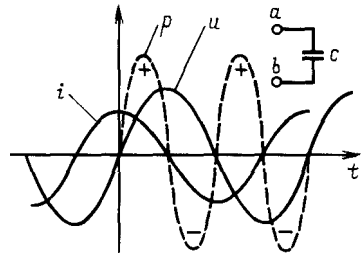


Рис. 3.43. Временны́е диаграммы для емкостной цепи (ток опережает по фазе напряжение на 90°)

Полная, активная и реактивная мощности. Произведение общего напряжения на общий ток называют полной мощностью:

$$P_s = UI. \tag{3.57}$$

Отношение активной мощности к полной

$$\frac{P}{P_s} = \frac{UI\cos\phi}{UI} = \cos\phi\,. \tag{3.58}$$

Поскольку выражение (3.58) является косинусоидальной функцией, можно построить прямоугольный треугольник мощностей (рис. 3.44). По одной из сторон угла откладывается активная мощность, а полная – по гипотенузе треугольника в соответствии с определением косинуса. Противоположная сторона треугольника, деленная на гипотенузу н равная $\sin\phi$, представляет собой реактивную мощность P_q. Реактивную мощность можно рассматривать как скорость P_q. Реактивную мощность можно рассматривать как скорость, с которой энергия попеременно запасается и высвобождается реактивным элементом.

Из прямоугольного треугольника (рис. 3.44)

$$P_s^2 = P^2 + P_q^2\,. \tag{3.59}$$

Размерностью P_s являются вольт-амперы (В · А), P_q –реактивные вольт-амперы (вар), и, естественно, P измеряется в ваттах (Вт).

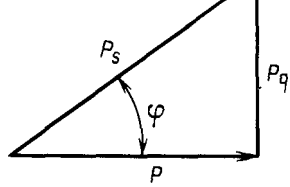


Рис. 3.44. Треугольник мощностей

Косинус ϕ называется коэффициентом мощности (*КМ*) цепи. Можно записать

$$КМ = \cos\phi. \qquad (3.60)$$

Коэффициент мощности в *RL*-цепи – это коэффициент запаздывания мощности, а в *RC*-цепи – коэффициент опережения мощности. Отношение $P_q/P_s = \sin\phi$ называется коэффициентом реактивности (*КР*) цепи, причем

$$КР = \sin\phi. \qquad (3.61)$$

Задача 3.36. В цепи, соединенной с источником напряжения 40 В, рассеивается 30 Вт. При условии, что ток, протекающий по цепи, равен 3 А, вычислите P_s, P, P_q, *КМ*, ϕ и $\mathbf{Z}$.

Решение.

$P_s = 40 \cdot 3 = 120$ В · А,

$P = 30$ Вт (задано).

В соответствии с уравнением (3.59)

$$P_q = \sqrt{120^2 - 30^2} = 116{,}2 \text{ вар},$$

$$КМ = \cos\phi = 30/120 = 0{,}25.$$

Вследствие недостаточности информации, мы не можем сказать, является этот коэффициент мощности коэффициентом опережения или запаздывания.

Угол $\phi = \arccos(0{,}25) = 75{,}52^\circ$;

$|\mathbf{Z}| = 40/3 = 13{,}34$ Ом

и

$\mathbf{Z} = 13{,}34 \angle 75{,}52^\circ$ Ом.

Задача 3.37. Определите напряжение на каждом элементе, а также общую мощность P_s, P, P_q и ϕ в последовательной *RLC*-цепи, показанной на рис. 3.45,*а*.

Решение. Ток

$$\mathbf{I} = (130/0^\circ)/(12 + j3 - j8) = 10/22{,}6^\circ \text{ А}.$$

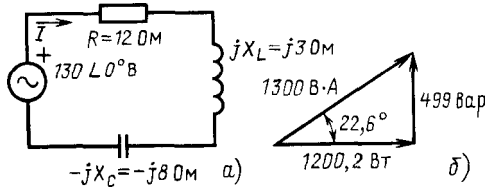


Рис. 3.45. Определение мощности в цепи переменного тока:

а – исходная схема; *б* – треугольник мощностей

Тогда

$$\mathbf{U}_R = (10 \angle 22{,}6^\circ) \cdot 10 = 120 \angle 22{,}6^\circ \text{ В};$$

$$\mathbf{U}_L = (10 \angle 22{,}6^\circ)(3 \angle 90^\circ) = 30 \angle 112{,}6^\circ \text{ В};$$

$$\mathbf{U}_C = (10 \angle 22{,}6^\circ)(8 \angle -90^\circ) = 80 \angle -67{,}4^\circ \text{ В}.$$

Фазовый угол

$\theta = \operatorname{arctg}(-5/12) = -22{,}6^\circ$;

$P_s = 130 \cdot 10 = 1300$ В · А;

$P = 1300\cos(-22{,}6^\circ) = 1200{,}2$ Вт;

$P_q = 1300\sin(-22{,}6^\circ) = -499{,}6$ вар;

$КМ = \cos(-22{,}6^\circ) = 0{,}923$ (опережение).

Треугольник мощностей показан на рис. 3.45,*б*.

Задача 3.38. Имеется черный ящик с проводимостью $20 \angle -60^\circ$ мСм, соединенный с источником напряжения 120 В, 60 Гц. Вычислить значения P, P_s, P_q и *КМ*.

Решение. Полное сопротивление

$$\mathbf{Z} = 1/(20 \angle -60^\circ) = 50 \angle 60^\circ =$$

$$= 25 + j43{,}3 \text{ Ом},$$

т.е. речь идет о резисторе 25 Ом, последовательно соединенном с индуктивным сопротивлением 43,3 Ом. Ток

$$\mathbf{I} = 120 \angle 0^\circ)/(50 \angle 60^\circ) = 2{,}4 \angle -60^\circ \text{ А}.$$

Мощность

$P = 120 \cdot 2{,}4\cos(-60^\circ) = 144$ Вт;

$P_s = 120 \cdot 2{,}4 = 288$ В · А;

$P_q = 288\sin(-60^\circ) = -249{,}4$ вар

и

$КМ = \cos(-60^\circ) = 0{,}5$ (запаздывание).

Треугольник мощностей показан на рис. 3.46.

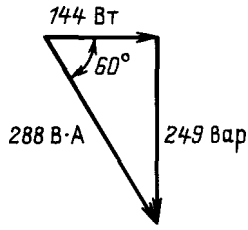


Рис. 3.46. Треугольник мощностей к задаче 3.38

Глава 4

ВЫБОР ПАССИВНЫХ (R, L, C) КОМПОНЕНТОВ СХЕМ

М.Е. Левин

4.1. ВВЕДЕНИЕ

Пассивные элементы, резисторы (R), катушки индуктивности (L) и конденсаторы (C) широко применяются в электронных схемах. В этой главе обсуждаются факторы, влияющие на их выбор.

4.2. РЕЗИСТОРЫ

При выборе резисторов необходимо учитывать следующие факторы.

1. Номинальное и предельно допустимые значения сопротивлений.
2. Допустимую мощность рассеивания.
3. Способность резисторов проводить ток.
4. Максимально допустимое напряжение.
5. Допуски или точность.
6. Температурный коэффициент и ограничения по тепловому режиму.
7. Коэффициент напряжения.
8. Шум.
9. Габариты и требования к монтажу.
10. Паразитные индуктивноть и емкость.
11. Стабильность при воздействии внешних условий: во время пайки, при ударах, вибрации, перепадах температуры, повышенной влажности, изменении высоты, а также механическую прочность, прочность изоляции, длительность сохранности цветового кода.
12. Дрейф значения электрического сопротивления.
13. Влияние частоты.
14. Стоимость.
15. Максимальную температуру и коэффициент понижения номинального значения при изменении температуры.

Допуски на резисторы с постоянным сопротивлением. С точки зрения допусков резисторы можно классифицировать следующим образом: 1) общего назначения (допуск 5% и более); 2) полупрецизионные (допуск между 1 и 5%); 3) прецизионные (допуск между 0,5 и 1%); 4) повышенной точности (допуск менее 0,5%).

Композиционные резисторы. Они относятся к резисторам общего назначения и имеют наиболее широкие допуски и наименьшую стоимость. Резисторы этого типа изготавливаются прессованием при высокой температуре смеси частиц углерода, резистивного материала и связующего вещества. Готовые резисторы имеют форму цилиндра с двумя проволочными выводами (рис. 4.1).

Размеры композиционных резисторов зависят от мощности рассеивания: 0,125; 0,25; 0,5; 1 и 2 Вт. Допустимое отклонение действительного значения сопротивления от номинального измеряется в процентах, и для большинства типов резисторов оно составляет соответственно 5, 10 и 20%. Промышленностью выпускаются резисторы с сопротивлениями от единиц ом до сотен мегаом. Номинальные значения и допуски маркируются на корпусе резистора с помощью кольцевых цветных полос (рис. 4.2). Значение сопротивления указывается четырьмя полосами (при допуске 20% – темя). Иногда добавляется еще одна полоса для указания уровня надежности резистора. Номинальные значения сопротивлений выбираются из определенного ряда чисел (табл. 4.1).

Ряды номинальных значений связаны с предельными отклонениями и соответствуют стандартам Ассоциации радиоэлектронной промышленности, военных технических условий и Международной электротехнической комиссии (табл. 4.2). Например, в ряду с предельно допустимыми отклонениями ±20% между резисторами с сопротивлениями 1 и 10 кОм находятся резисторы с сопротивлениями 1,5; 2,2; 3,3; 4,7 и 6,8 кОм.

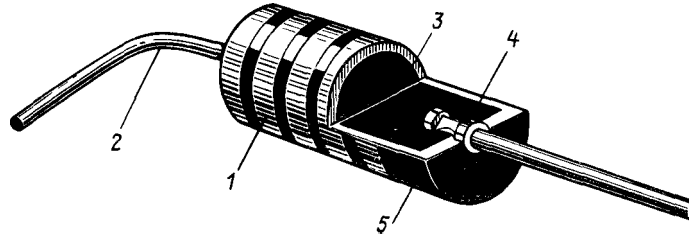


Рис. 4.1. Композиционный резистор в разрезе:
1 – цветовой код; *2* – выход, покрытый припоем; *3* – сплошной резистивный элемент; *4* – утопленный вывод; *5* – залитый корпус

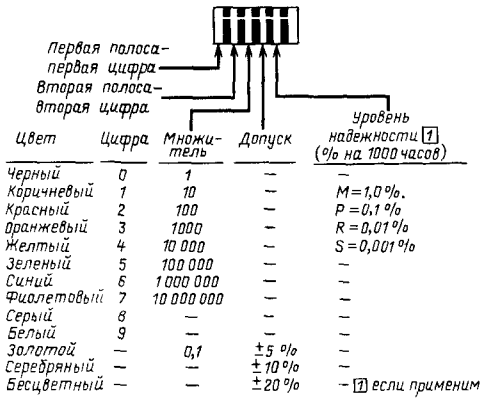


Таблица 4.1. Номинальные значения композиционных резисторов

Допуск, %	Стандартный ряд значений					
±5	10	15	22	33	47	68
	11	16	24	36	51	75
	12	18	27	39	56	82
	13	20	30	43	62	91
±10	10	15	22	33	47	68
	12	18	27	39	56	82
±20	10	15	22	33	47	68

Рис. 4.2. Цветовое кодирование резисторов

Таблица 4.2. Стандартизованные ряды номинальных

Допуски, %	*	±1	±2	*	±1	±2	*	±1	±2	*
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Номинальные значения	1,00	1,00	1,00	1,47	1,47	–	2,15	2,15	–	3,16
	1,01	–	–	1,49	–	–	2,18	–	–	3,20
	1,02	1,02	–	1,50	1,50	1,5	2,21	2,21	2,2	3,24
	1,04	–	–	1,52	–	–	2,23	–	–	3,28
	1,05	1,05	–	1,54	1,54	1,54	2,26	2,26	–	3,32
	1,06	–	–	1,56	–	–	2,29	–	–	3,36
	1,07	1,07	–	1,58	1,58	–	2,32	2,32	–	3,40
	1,09	–	–	1,60	–	–	2,34	–	–	3,44
	1,10	1,10	1,1	1,62	1,62	1,6	2,37	2,37	2,4	3,48
	1,11	–	–	1,64	–	–	2,40	–	–	3,52
	1,13	1,13	–	1,65	1,65	–	2,43	2,43	–	3,57
	1,14	–	–	1,67	–	–	2,46	–	–	3,61
	1,15	1,15	–	1,69	1,69	–	2,49	2,49	–	3,65
	1,17	–	–	1,72	–	–	2,52	–	–	3,70
	1,18	1,18	–	1,74	1,74	–	2,55	2,55	–	3,74
	1,20	–	–	1,76	–	–	2,58	–	–	3,79
	1,21	1,21	1,2	1,78	1,78	1,8	2,61	2,61	–	3,83
	1,23	–	–	1,80	–	–	2,64	–	–	3,88
	1,24	1,24	–	1,82	1,82	–	2,67	2,67	–	3,92
	1,26	–	–	1,84		–	2,71	–	2,7	3,97
	1,27	1,27	–	1,87	1,87	–	2,74	2,74	–	4,02
	1,29	–	–	1,89	–	–	2,77	–	–	4,07
	1,30	1,30	1,3	1,91	1,91	–	2,80	2,80	–	4,12
	1,32	–	–	1,93	–	–	2,84	–	–	4,17
	1,33	1,33	–	1,96	1,96	–	2,87	2,87	–	4,22
	1,35	–	–	1,98	–	–	2,91	–	–	4,27
	1,37	1,37	–	2,00	2,00	2,0	2,94	2,94	–	4,32
	1,38	–	–	2,03	–	–	2,98	–	–	4,37
	1,40	1,40	–	2,05	2,05	–	3,01	3,01	3,0	4,42
	1,42	–	–	2,08	–	–	3,05	–	–	4,48
	1,43	1,43	–	2,10	2,10	–	3,09	3,09	–	4,53
	1,45	–	–	2,13	–	–	3,12	–	–	4,59

*Для допусков ±0,1; ±0,25 и ±0,5%.

Задача 4.1. Резистор имеет следующие цветные полосы, обозначающие номинальное значение его сопротивления: серую, красную, оранжевую, серебристую. Каковы номинальное значение сопротивления и его предельные значения?

Решение. На основании данных табл. 4.1, если

$$R = 82 \text{ кОм} \pm 10\,\%, \text{ то}$$

$$R_{max} = 82 + 8{,}2 = 90{,}2 \text{ кОм},$$

а

$$R_{min} = 82 - 8{,}2 = 73{,}8 \text{ кОм}.$$

Несмотря на то что предельные значения резисторов иногда значительно отличаются от номинального, комбинируя два резистора с широкими допусками, можно получить значение сопротивления, близкое к тому, которое требуется в схеме. Для этого сначала подбирается резистор с номинальным значением, близким к желаемому, и определяется его действительное сопротивление. Затем, исходя из разности между желаемым и действительным значениями сопротивлений, подбирается второй резистор. В зависимости от требований в каждом конкретном случае резисторы можно соединять последовательно или параллельно.

Задача 4.2. Покажите, как можно получить сопротивление с улучшенным допуском, комбинируя два резистора с большими допусками, если действительное значение первоначально выбранного резистора меньше желаемого значения сопротивления. Номинальное значение резистора равно 27 кОм ± 20%, а факти-

значений сопротивлений резисторов

±1	±2	*	±1	±2	*	±1	±2	±5	±10	±20
11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
3,16	–	4,64	4,64	4,7	6,81	6,81	6,8	1,0	1,0	1,0
–	–	4,70	–	–	6,90	–	–	1,1	–	–
3,24	–	4,75	4,75	–	6,98	6,98	–	1,2	1,2	–
–	–	4,81	–	–	7,06	–	–	1,3	–	–
3,32	3,3	4,87	4,87	–	7,15	7,15	–	1,5	1,5	1,5
–	–	4,93	–	–	7,23	–	–	1,6	–	–
3,40	–	4,99	4,99	–	7,32	7,32	–	1,8	1,8	–
–	–	5,05	–	–	7,41	–	–	2,0	–	–
3,48	–	5,11	5,11	5,1	7,50	7,50	7,5	2,2	2,2	2,2
–	–	5,17	–	–	7,59	–	–	2,4	–	–
3,57	–	5,23	5,23	–	7,68	7,68	–	2,7	2,7	–
–	–	5,30	–	–	7,77	–	–	3,0	–	–
3,65	3,6	5,36	5,36	–	7,87	7,87	–	3,3	3,3	3,3
–	–	5,42	–	–	7,96	–	–	3,6	–	–
3,74	–	5,49	5,49	–	8,06	8,06	–	3,9	3,9	–
–	–	5,56	–	–	8,16	–	–	4,3	–	–
3,83	–	5,62	5,62	5,6	8,25	8,25	8,2	4,7	4,7	4,7
–	–	5,69	–	–	8,35	–	–	5,1	–	–
3,92	3,9	5,76	5,76	–	8,45	8,45	–	5,6	5,6	–
–	–	5,83	–	–	8,56	–	–	6,2	–	–
4,02	–	5,90	5,90	–	8,66	8,66	–	6,8	6,8	6,8
–	–	5,97	–	–	8,76	–	–	7,5		–
4,12	–	6,04	6,04	–	8,87	8,87	–	8,2	8,2	–
–	–	6,12	–	–	8,98	–	–	9,1	–	–
4,22	–	6,19	6,19	6,2	9,09	9,09	9,1	–	–	–
–	–	6,26	–	–	9,20	–	–	–	–	–
4,32	4,3	6,34	6,34	–	9,31	9,31	–	–	–	–
–	–	6,42	–	–	9,42	–	–	–	–	–
4,42	–	6,49	6,49	–	9,53	9,53	–	–	–	–
–	–	6,57	–	–	9,65	–	–	–	–	–
4,53	–	6,65	6,65	–	9,76	9,76	–	–	–	–
–	–	6,73	–	–	9,88	–	–	–	–	–

чески измеренное значение сопротивления составляет 23,2 кОм. Хотелось бы "приблизить" значеиие сопротивления к 27 кОм.

Решение. Поскольку действительное значение сопротивления меньше 27 кОм, второй резистор нужно включить в схему последовательно с первым: 27 – 23,2 = 3,8 кОм.

Из ряда номинальных зиачений выберем резистор с сопротивлением, наиболее близким к полученному из расчета. В нашем случае это резистор 3,3 кОм ± 20%. (Можно также взять резистор 3,9 кОм ± 10%.) Предельные значения сопротивления резистора 3,3 кОм ± 20% – это соответственно 3,96 и 2,64 кОм. Общее зиачение сопротивления цепи, состоящей из двух последовательно соединенных резисторов, иаходится между

$$R_{max} = 23{,}2 + 3{,}96 =$$

$$= 27{,}16 \text{ кОм (или } +0{,}6\%)$$

и

$$R_{min} = 23{,}2 + 2{,}64 = 25{,}84 \text{ кОм}$$

(или $-4{,}3\%$).

Задача 4.3. Получите сопротивление с улучшенными допусками, комбинируя два резистора с большими допусками, если действительное значение первоначально выбранного резистора выше требуемого значения. Номинальное значение резистора равно 27 кОм ± ± 20%, а его измеренное сопротивление – 30,6 кОм. Желательно "приблизить" значение сопротивления к 27 кОм.

Решение. Поскольку действительное значение сопротивления резистора больше 27 кОм, нужно два резистора включить параллельно. Сопротивление резистора, включаемого параллельно имеющемуся, определяется из следующего соотношения:

$$30{,}6 \cdot 27 / (30{,}6 - 27) = 230 \text{ кОм}.$$

Используем резистор, сопротивление которого близко к 230 кОм. Этому требованию отвечает резистор 220 кОм ± 20% с предельными значениями

$$R_{max} = 264 \text{ кОм}$$

и

$$R_{min} = 176 \text{ кОм}.$$

Эквивалентное сопротивление параллельного соединения двух резисторов оказывается в пределах от

$$R_{max} = \frac{30{,}6 \cdot 264}{30{,}6 + 264} =$$

$$= 27{,}4 \text{ кОм (или } +1{,}5\%)$$

до

$$R_{min} = \frac{30{,}6 \cdot 176}{30{,}6 + 176} =$$

$$= 26{,}1 \text{ кОм (или } -3{,}3\%).$$

Резисторы с более жесткими допусками. Если требуются более жесткие допуски, то применяются металлопленочные, углеродистые или проволочные резисторы. Значения сопротивлений полупрецизионных резисторов с допусками 0,1; 0,25; 0,5; 1 и 2% также соответствуют стандартизованному ряду чисел (табл. 4.2).

Различные значения сопротивлений можно обозначить цветовым кодом на корпусе резистора. Для этого применяется такой же код, как и на рис. 4.2, но со следующими дополнениями: для коричневого и красного цветов – допуски соответственно 1 и 2%, а для серебристого – множитель 0,01.

Для резисторов с допусками 2% используется четырехполосная схема цветового кодирования, аналогичная показанной на рис. 4.2. Для резисторов с допусками 1% применяется пятиполосное цветовое кодирование (рис. 4.3).

Сопротивления резисторов с жесткими допусками часто указываются в виде четырехзначного числа, причем первые три цифры характеризуют числовое значение, а последняя – количество нулей, которое нужно к нему добавить. Если значение дробное, то для обозначения десятичной запятой используется буква, например 1271 = 1270 Ом, 12R7 = = 12,7 Ом.

Существует и еще один способ обозначения значения сопротивления: три цифры определяют собственно чнсловое значение, а следующая за ними буква обозначает множитель (R – омы, К – килоомы, М – мегаомы). Например, 53,6R = 53,6 Ом; 53,6 К = 53,6 кОм.

Специальные резисторы. К этим резисторам относятся те, которые не указаны в вышеприведенной классификации. Рассмотрим некоторые из них.

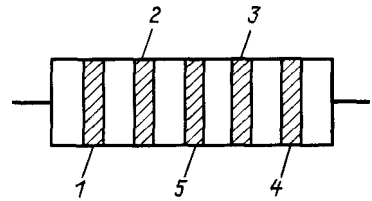


Рис. 4.3. Цветовое кодирование резисторов с максимальными отклонениями 1%:

1 – первая значащая цифра; *2* – вторая значащая цифра; *3* – множитель; *4* – допуск (ширина 1–1 1/2); *5* – третья значащая цифра

1. Резисторы повышенной точности (допуск 0,002%) и повышенной стабильности. Это проволочные устройства, представляющие собой изоляционные основания, на которые намотан провод с высоким удельным сопротивлением.

2. Высоковольтные резисторы, рассчитанные на работу при напряжениях порядка киловольт.

3. Высокомегаомные резисторы. Речь идет о резисторах с сопротивлениями от 10^7 до 10^{12} Ом. Обычно в качестве высокомегаомных используются металлопленочные или металлоокисные резисторы на керамической основе.

4. Металлопленочные схемы. Они выпускаются в двух вариантах: в корпусах с двухрядным (идентичным корпусам для интегральных схем) и однорядным расположением выводов. Последние применяются в качестве "утягивающих вниз или вверх" резисторов с интегральными схемами для управления светодиодами и в схемах ступенчатого аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований. Металлопленочные схемы позволяют располагать на печатной плате одновременно множество резисторов. Кроме того, за счет их высокой "плотности" на общей керамической подложке удается сохранять соотношения значений резисторов при изменениях температуры.

5. Проволочные резисторы с малой собственной индуктивностью. При их изготовлении провод наматывается в двух противоположных направлениях, чтобы магнитные поля компенсировали друг друга.

6. Мощные резисторы, представляющие собой проволочные резисторы с проводом, закрепленным на керамической подложке стекловидной эмалью. Часто они выполняются с подвижным контактом, что позволяет частично регулировать их сопротивление.

Влияние температуры. При выборе резисторов важно учитывать изменение их сопротивления в зависимости от колебаний температуры. Иногда для этого достаточно знать лишь характер изменения сопротивления отдельного резистора. В схемах делителей напряжения необходимо согласовывать вариации сопротивлений двух резисторов. В случае термисторных датчиков потребителю требуется, чтобы сопротивление изменялось в широких пределах, но в рабочем диапазоне температур эти изменения были бы заданными и контролируемыми.

Зависимость сопротивления от температуры обычно выражается в виде температурного коэффициента сопротивления, млн$^{-1}$/°С. Температурный коэффициент сопротивления представляет собой отклонение значения сопротивления, %, от его номинального значения при 25 °С и может быть положительным или отрицательным.

Задача 4.4. Резистор с температурным коэффициентом сопротивления +4000 млн$^{-1}$/°С имеет при +25 °С сопротивление 5 кОм. Каково его сопротивление при +75 °С?

Решение. 4000 млн$^{-1}$ = 4000 · 10^{-6} = 0,004. Изменение сопротивления определяется произведением этого коэффициента на разность температур. Следовательно, можно записать

$$R = 5[1 + 0{,}004(75 - 25)]\ 6\ \text{кОм}.$$

Недостатком описанного метода определения изменения сопротивления при колебаниях температуры является то, что температурный коэффициент сопротивления зависит от выбора температуры для номинального значения сопротивления. Изменение эталонной температуры приводит к новому значению температурного коэффициента.

Унифицирующим методом является определение теоретической температуры нулевого сопротивления при условии линейного соотношения между сопротивлением и температурой, что подразумевается при нахождении температурного коэффициента. С помощью метода подобия треугольников легко вычислить сопротивление при любой температуре.

Задача 4.5. Теоретическая температура нулевого сопротивления резистора равна −225 °С. Если при +25 °С его сопротивление составляет 5 кОм, то каково оно будет при +75 °С?

Решение. На основании подобия треугольников (рис. 4.4) запишем

$$\frac{R_1}{225 + 25} = \frac{R_2}{225 + 75}.$$

Если при +25 °С сопротивление R_1 = 5 кОм, то при +75 °С сопротивление R_2 = 6 кОм.

Задача 4.6. Определите теоретическую температуру нулевого сопротивления резистора, температурный коэффициент сопротивления (ТКС) которого при 25 °С составляет 4000 млн$^{-1}$/°С.

Решение. Общее уравнение, связывающее сопротивление, температуру и температурный

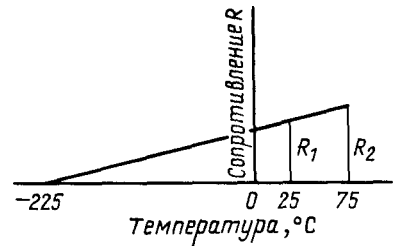


Рис. 4.4. Применение метода нулевого сопротивления для определения изменения значения сопротивления под действием температуры

коэффициент, имеет вид

$$R = R_{25^\circ}(1 + \text{ТКС} \cdot \Delta T). \qquad (4.1)$$

Перепишем это уравненне для $R = 0$ и получим

$$1 + \text{ТКС} \cdot \Delta T = 0,$$

откуда

$$\Delta T = -(1/\text{ТКС}).$$

При ТКС = 0,004

$$\Delta T = -(1/\text{ТКС}) = -250\ ^\circ\text{C}.$$

Следовательно, предполагаемая температура нулевого сопротивления

$$T_0 = +25 - 250 = -225\ ^\circ\text{C}.$$

Максимальио допустимое наприжение в иепрывиом режиме работы – это максимальное значение напряжения, которое можно приложить к резистору, не рискуя превысить его допустимую мощность.

Задача 4.7. Определите максимальное напряжение, которое можно приложить к резистору 500 Ом, 2 Вт.

Решение. Мощность

$$P = \frac{U^2}{R},$$

следовательно,

$$U = \sqrt{2 \cdot 500} = 31{,}6\ \text{В}.$$

Критическое сопротинление. Критическое сопротивление последовательно включенных резисторов ($R_{\text{кр}}$) – это сопротивление, при котором максимально допустимое напряжение соответствует допустимой мощности рассеивания.

Задача 4.8. Максимальное допустимое напряжение, которое можно приложить к совокупности последовательно соединенных резисторов при мощности рассеивания 1/4 Вт, составляет 250 В. Вычислите критическое сопротивление.

Решение. Поскольку мощность $1/4 = 250^2/R$, сопротивление $R = 250$ кОм.

Шум. При любой температуре выше абсолютного нуля случайное движение электронов в резисторе создает шумовые токи и шумовые напряжения на его выводах. Их значения невелики. Шумовое напряжение определяется абсолютной температурой, значением сопротивления и шириной полосы частот.

Шумовое напряжение в резисторе

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{4kTR\pi f}, \qquad (4.2)$$

где $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура, К; R – сопротивление, Ом; Δf – ширина полосы частот, в пределах которой определяется шумовое напряжение, Гц. Этот шум известен под названием белого или джонсонова шума.

Задача 4.9. Определите шумовое напряжение, возникающее в резисторе 1 МОм при комнатной температуре (27 °С) в полосе частот шириной 10 кГц.

Решение. Температура $T = 27 + 273 = 300$ К. В соответствии с уравнением (4.2)

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{4 \cdot 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 10^6 \cdot 10^4} = 13 \cdot 10^{-6}\ \text{В} = 13\ \text{мкВ}.$$

Явления, обусловленные высокими частотами. Вследствие индуктивности выводов и проводов, а также из-за наличия емкости между витками проволочных резисторов, между выводами и между частицами углерода в композиционных резисторах, высокочастотная модель резистора отличается от низкочастотной. На рис. 4.5 показана обобщенная модель резистора, работающего на высокой частоте. Типичные высокочастотные характиристики некоторых постоянных резисторов показаны на рис. 4.6.

Задача 4.10. Используя соответствующую кривую на рис. 4.6, определите на частоте 5 МГц сопротивление резистора $R_{\text{ВЧ}}$ с параметрами на постоянном токе 100 кОм, 1/8 Вт.

Решение. Произведение частоты и сопротивления на постоянном токе (рис. 4.6)

$$П = 5 \cdot 0{,}1 = 0{,}5.$$

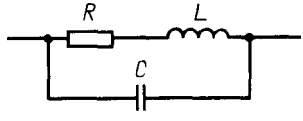


Рис. 4.5. Эквивалентная схема резистора, работающего на высокой частоте

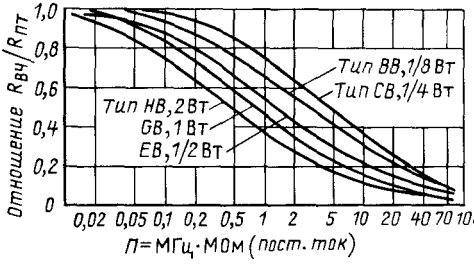


Рис. 4.6. Высокочастотные характеристики различных типов постоянных резисторов

Из кривой, соответствующей мощности 1/8 Вт, на рис. 4.6 получаем отношение

$$\frac{R_{ВЧ}}{R_{ПТ}} = 0{,}75,$$

отсюда

$$U_{ВЧ} = 0{,}75 \cdot 100 = 75 \text{ кОм}.$$

Номинальная мощность – максимальная мощность, Вт, которую резистор может безопасно рассеивать при температуре окружающей среды вплоть до 70 °С. При более высокой температуре номинальная мощность линейно уменьшается. На рис. 4.7 показана типичная кривая снижения номинальной мощности.

Задача 4.11. Резистор, рассчитанный на 10 Вт, используется при температуре окружающей среды 110 °С. Определите максимальную мощность, которую он может безопасно рассеивать.

Решение. Из кривой на рис. 4.7 получаем коэффициент снижения мощности при 110 °С, равный 55%. Следовательно, резистор может безопасно рассеивать $0{,}55 \cdot 10 = 5{,}5$ Вт.

Переменные резисторы – потенциометры. При выборе резисторов с переменным сопротивлением кроме факторов, перечисленных для резисторов с фиксированным сопротивлением, следует учитывать и некоторые дополнительные факторы.

1. Разрешающую способность или наименьшее изменение сопротивления, которое можно реализовать при повороте скользящего контакта потенциометра. Эта характеристика важна для проволочных потенциометров.

2. Ток подвижного контакта или максимальный ток, который может протекать через вывод подвижного контакта.

3. Минимальное сопротивление переменного резистора, т.е. сопротивление между ползунком скользящего контакта и концевыми выводами в моменты нахождения подвижного контакта в соответствующей конечной точке.

4. Стабильность установки значения или воспроизводимость значения сопротивления при повторной установке подвижного контакта потенциометра в одно и то же положение.

5. Максимально допустимое количество поворотов подвижного контакта.

6. Количество витков.

7. Количество соосно соединенных потенциометров и влияние этого соединения на снижение номинальных характеристик под действием температуры.

8. Возможность соединения оси потенциометра с выключателем.

9. Функциональную характеристику переменного резистора или зависимость сопротивления от смещения подвижного контакта. Типичные кривые функциональных характеристик приведены на рис. 4.8.

Термисторы – полупроводниковые резисторы, сопротивление которых существенно меняется при колебаниях температуры. Их температурный коэффициент может быть положительным или отрицательным. Конструктивно они выполняются в виде дисков, шайб или блоков с болтовым креплением. Термисторы широко применяются для измерения и контроля температуры, а также в схемах с временной задержкой и индикаторах уровня жидкости. На рис. 4.9 показано условное графическое изображение термистора, а на рис. 4.10–4.12 даны зависимости сопротивления различных приборов от температуры и статическая вольт-амперная характеристика термистора.

Краткие характеристики различных типов резисторов. В табл. 4.3 приведены краткие характеристики различных типов постоянных и переменных резисторов, выпускаемых промышленностью, и указаны основные области применения их.

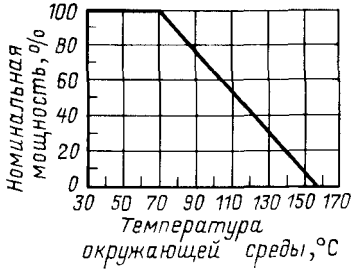


Рис. 4.7. Кривая уменьшения номинальной мощности под действием температуры

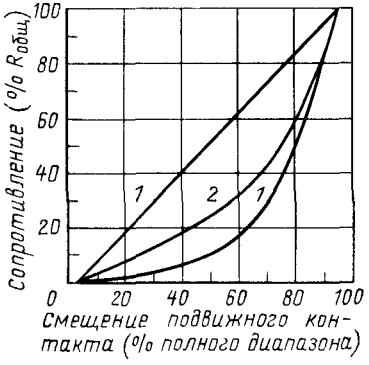


Рис. 4.8. Примеры функциональных характеристик потенциометров:
1 – линейная; *2* – нелинейная

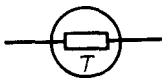


Рис. 4.9. Графическое условное обозначение термистора

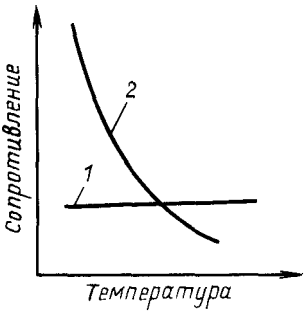


Рис. 4.10. Зависимости сопротивления проводника *1* (положительный ТКС) и термистора *2* (отрицательный ТКС) от температуры

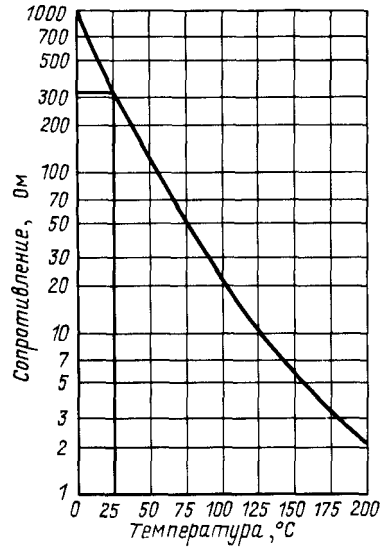
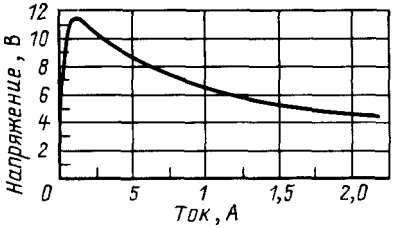


Рис. 4.11. Завнсимость сопротивления термнстора от температуры:
1 – эталонная температура (стандарт NL Industries, Ins)



← Рис. 4.12. Статическая вольт-амперная характеристика термистора

Таблица 4.3. Краткие характеристики различных типов постояниых и перемеииых резисторов

Категория	Тип	Основное свойство	Мощность рассеивания	Температурный коэффициент (ТКС), млн$^{-1}$/°С	Диапазон значений сопротивлений
Общего назначения ($\Delta R \geqslant \geqslant 5\%$)	Композиционные	Стонмость	1/8 – 2 Вт	>500	1 Ом – $\geqslant$ 100 МОм
	Залитые проволочные	ТКС	1/2 ÷ 2 Вт	$\geqslant 200$	0,1 Ом ÷ 2,4 кОм
	Проволочные на керамическом каркасе	Высокая мощность при низком напряжении	2–50 Вт	$\geqslant 200$	0,1 Ом – 30 кОм
	Керметные	Гибкость	1/8–5 Вт	200	4,3 Ом–1,5 МОм
	Металлооксидные (оксид олова)	Надежность	1/8–20 Вт	200	4,3 Ом – 2,5 МОм
	Углеродистые (импорт)	Стоимость	1/4–2 Вт	>200	10 Ом – $\geqslant$ 1 МОм
	Керметные пленочные	Стабильность	1/4–3 Вт	150	10 Ом – 10 МОм

Таблица 4.3 (продолжение)

Категория	Тип	Основное свойство	Мощность рассеивания	Температурный коэффициент (ТКС) млн$^{-1}$/°С	Диапазон значений сопротивлений
Полупрецизионные (1% < $<\Delta R<5\%$)	Керметные	Гибкость	1/8–2 Вт	⩽200	1 Ом – 1,5 МОм
	Металлооксидные (оксид олова)	Надежность	1/8–2 Вт	⩽200	4,3 Ом – 1,5 МОм
Мощные ($P\geqslant 2$ Вт)	Проволочные на керамическом каркасе	Стоимость	2–50 Вт	⩾200	0,1 Ом – 30 кОм
	Проволочные с покрытием, с осевыми выводами	Позволяют автоматическую установку	1/2–15 Вт	⩽50	0,1 Ом – 175 кОм
	Проволочные трубчатые и плоские		4–250 Вт	⩽100	0,1 Ом – ⩾1 МОм
Прецизионные ($\Delta R\leqslant 1\%$)	Металлопленочные	Допуски	1/10–1 Вт	⩽20	0,1 Ом – 1 МОм
	Керметные	Устойчивы к окружающей среде	1/10–1 Вт	⩽100	1 Ом – 1 МОм
	Металлооксидные (оксид олова)	Мощность	1/10–1/2 Вт	⩽100	10 Ом – 1 МОм
	Тонкопленочные	Размеры Металлопленочные схемы	1/20–5 Вт	⩽100	10 Ом – 100 МОм
	Проволочные герметизированные	Мощность, ТКС	1/20–1 Вт	⩽20	0,1 Ом – ⩾1 МОм
Повышенной точности ($\Delta R\leqslant 0{,}5\%$)	Тонкопленочные	Гибкость	1/20–1/2 Вт	⩽25	20 Ом – 1 МОм
	Проволочные герметизированные	Низкий шум	1/20–1 Вт	⩽20	0,1 Ом – ⩾1 МОм
Переменные резисторы (потенциометры, триммеры)	Проволочные	ТКС	5 при 70 °С	± 20	10 Ом – 100 кОм
	Из проводящей пластмассы	Износоустойчивость	2 при 70 °С	± 250–500	1–100 кОм
	Керметные	Устойчивы к окружающей среде	12 при 70 °С	± (250–500)	500 Ом – 2 МОм
	Композиционные	Стоимость	5 при 70 °С	± (300–2000)	100 Ом – 2 МОм
Металлопленочные схемы	Толстопленочные	Стоимость	2 Вт/блок	200	10 Ом – 10 МОм
	Тонкопленочные	Эксплуатационные характеристики	2 Вт/блок	100	10 Ом – 1 МОм

4.3. КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

Вокруг проводника, по которому протекает электрический ток, возникает магнитное поле. Если проводник свернуть в катушку, то магнитный поток окажется значительно большим, чем в случае прямого отрезка провода или одиночного витка. При возрастании тока магнитный поток увеличивается. Увеличение магнитного потока приводит к появлению на проводнике (катушке) напряжения, полярность которого препятствует изменению потока. Способность катушки препятствовать изменению магнитного потока называется собственной индуктивностью или просто индуктивностью, а катушки называют катушками индуктивности.

Чем больше магнитный поток, тем выше индуктивность. Сердечник из магнитного материала (железа), помещенный внутри катушки, концентрирует магнитное поле и тем самым увеличивает ее индуктивность. Так как магнитный поток в железе определяется областью петли гистерезиса, индуктивность катушки с магнитным сердечником зависит от множества факторов и является величиной переменной.

Если две катушки связаны общим магнитным полем (трансформатор), то мерой взаимодействия потоков между катушками будет взаимная индуктивность. Единицей измерения индуктивности служит генри (Гн), в этих же единицах измеряется взаимная индуктивность. Индуктивность 1 Гн – это достаточно большая единица, поэтому на практике часто применяют кратные ей единицы измерения индуктивности, а именно миллигенри (мГн) и микрогенри (мкГн).

Если к катушкам индуктивности приложить переменное напряжение, то они поведут себя как реактивные сопротивления:

$$X_L = j2\pi fL,$$

где $j = \sqrt{-1}$ (означает поворот вектора по часовой стрелке на 90°); L – индуктивность, Гн, f – частота, Гц.

Промышленностью выпускаются катушки индуктивности разнообразных видов и конфигураций. Катушки с небольшими значениями индуктивности по форме и размерам близки к композиционным резисторам мощностью 1 Вт. В этом случае индуктивность измеряется в микрогенри и обозначается цветовым кодом, идентичным тому, который используется для маркировки композиционных резисторов. При больших значениях индуктивности применяются катушки с сердечниками из карбонильного железа. Если требуются еще более высокие значения индуктивности (для шин питания при низких частотах), то используются катушки с сердечниками, выполненными из пластин листовой стали.

Катушки с переменной индуктивностью имеют подвижные сердечники из карбонильного железа, которые можно перемещать с помощью специальных инструментов или регулировочных ручек. Несмотря на многообразие катушек индуктивности, выпускаемых промышленностью, инженеры и техники должны уметь рассчитывать и наматывать катушки самостоятельно. В следующих параграфах рассмотрены факторы, имеющие важное значение при проектировании обычных катушек индуктивности без сердечника.

Выбор катушек индуктивности. При выборе катушек индуктивности необходимо учитывать следующие факторы:

1) номинальное значение индуктивности;
2) габариты и требования к монтажу;
3) добротность;
4) частотный диапазон;
5) наличие или отсутствие сердечника;
6) уровень постоянного тока и амплитуду переменного тока в катушках с железным сердечником;
7) влияние паразитной емкости и собственную резонансную частоту;
8) для связанных катушек: соотношение количества витков, взаимную индуктивность и емкостную связь между витками;
9) воздействие окружающей среды: температуру, влажность, ударную нагрузку, вибрацию, изоляцию, перепады температуры;
10) рассеиваемую мощность;
11) экранирование;
12) фиксированная или переменная индуктивность.

Конструкция небольших катушек индуктивности без сердечника. Ниже приведены уравнения, позволяющие рассчитывать параметры наиболее часто встречающихся типов катушек индуктивности без сердечника (рис. 4.13).

1. Однослойная катушка индуктивности без сердечника (соленоид) (рис. 4.13,*а*). Ее индуктивность

$$L = \frac{0{,}394r^2N^2}{9r + 10l}. \qquad (4.3)$$

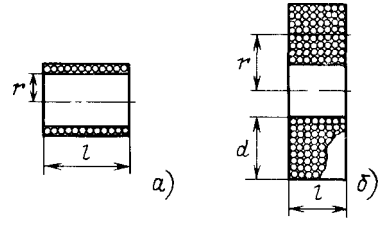


Рис. 4.13. Расчет индуктивности некоторых типов катушек без сердечника:
а – однослойной; *б* – многослойной

Если размеры катушки выражены в сантиметрах, то индуктивность, рассчитанная по этой формуле, имеет размериость микрогенри. Точность полученного значения находится в пределах 1% для катушек, длина которых $l > 2/3r$.

Задача 4.12. Определите индуктивность катушки диаметром 1,27 и длиной 5,08 см, состоящей из 20 витков.

Решение. Подставляя известные значения в уравиение (4.3), с учетом $r = 0{,}5 \cdot 1{,}27 = 0{,}64$ см получаем

$$L = \frac{0{,}394(0{,}64)^2(20)^2}{9 \cdot 0{,}64 + 10 \cdot 5{,}08} = 1{,}14 \text{ мкГн}.$$

Задача 4.13. Вычислите количество витков у катушки, индуктивность которой составляет 20 мкГн, диаметр 5, а длина 3,8 см.

Решение. Воспользуемся снова уравнением (4.3) и определим, что $r = 2{,}5$ см. Тогда можно записать

$$20 = \frac{0{,}394(2{,}5)^2N^2}{9 \cdot 2{,}5 + 10 \cdot 3{,}8},$$

откуда $N = 22$ витка

2. Часто однослойные катушки наматывают очень плотно, и в этом случае количество витков на единицу длины (p) определяется размером провода и толщиной изоляции. Длина катушки

$$l = \frac{N}{p}. \qquad (4.4)$$

Подставляя (4.4) в (4.3) и решая последнее относительно N, получаем

$$N = \frac{12{,}7L}{pr^2}\left[1 + \sqrt{\frac{0{,}14r^3p^2}{L}}\right]. \qquad (4.5)$$

Задача 4.14. Определите количество витков, требуемое для обмотки однослойной катушки, индуктивность которой равна 120 мкГн, диаметр 2,5 см, при условии, что катушка выполиена из плотно намотанного эмалированного провода № 22. Вычислите также длину катушки l.

Решение. С помощью таблицы проводов определим, что для эмалированного провода № 22 количество витков на единицу длины $p = 14{,}6$ витков/см. После подстановки данных значений в уравнение (4.5) имеем

$$N = \frac{12{,}7 \cdot 120}{14{,}6(1{,}25)^2}\left[1 + \sqrt{\frac{0{,}14\,(1{,}25)^3\,(14{,}6)^2}{120}}\right] = 148 \text{ витков};$$

$$l = \frac{N}{p} = 148/14{,}6 = 10{,}14 \text{ см}.$$

3. Короткие катушки индуктивности без сердечников. Для катушек, длина которых находится в интервале $2/3r < l < r/10$, уравнение (4.3) принимает вид

$$L = \frac{0{,}394r^2N^2}{\left(9 - \frac{r}{5l}\right)r + 10l}, \qquad (4.6)$$

при этом точность решения находится в пределах ±2%.

Задача 4.15. Определите индуктивность соленоида без сердечника диаметром 10 и длиной 2,5 см, состоящего из 5 витков.

Решение. Подставляя имеющиеся значения в уравнение (4.6), получаем

$$L = \frac{0{,}394(5)^2(5)^2}{[9 - (5/12{,}5)]\,5 + 10 \cdot 2{,}5} =$$

$$= 3{,}7 \text{ мкГн}.$$

4. Катушки с многослойной обмоткой (рис. 4.13,*б*). Ее индуктивность, мкГн, рассчитывается по формуле

$$L = \frac{0{,}315r^2N^2}{6r + 9l + 10d}, \qquad (4.7)$$

где r – средний радиус, см; l – длина, см; d – радиальная толщина обмотки, см; N – количество витков.

Задача 4.16. Вычислите индуктивность катушки с многослойной обмоткой, состоящей из 400 витков, если средний радиус $r = 2{,}5$ см, длина обмотки $l = 2$ см, радиальная толщина $d = 1{,}2$ см.

Решение. Подставляя данные значения в уравнение (4.7), получаем

$$L = \frac{0{,}315(2{,}5)^2(400)^2}{6 \cdot 2{,}5 + 9 \cdot 2 + 10 \cdot 1{,}2} =$$

$$= 7000 \text{ мкГн} = 7 \text{ мГн}.$$

5. Индуктивность прямого провода. Этот параметр имеет значение только на высоких частотах, поскольку отрезки такого провода используются для соединения как пассивных, так и активных компонентов и в качестве выводов. Индуктивность прямого провода из немагнитного материала определяется по формуле

$$L = 0{,}002l\left[2{,}3\log\left(\frac{4l}{d} - 0{,}75\right)\right] \qquad (4.8)$$

где l и d – длина и диаметр соответственно, причем $l \gg d$.

Задача 4.17. Определите индуктивность провода № 22 длиной 1,25 см и его реактивное сопротивление на частоте 50 МГц.

Решение. Диаметр провода № 22 равен 0,065 см. Подставляя данные значения в уравнение (4.8), получаем

$$L = 0{,}002 \cdot 1{,}25[2{,}3\log(4 \cdot 1{,}25/0{,}065 - 0{,}75)] = 0{,}011 \text{ мкГн};$$

$$X_L = 2\pi fL = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 0{,}011 \times 10^{-6} = 3{,}5 \text{ Ом}.$$

Хотя на рис. 4.13,*б* показана обмотка, в которой каждый слой намотан плотно и располагается непосредственно над предыдущим слоем [описывается такая обмотка уравнением (4.7)], большинство прямоугольных многослойных катушек индуктивности имеют обмотку универсального или галетного типа (рис. 4.14). При выполнении последней провод наматывается не перпендикулярно образующей каркаса, а под некоторым углом к ней. Как только провод доходит до края катушки, направление его укладки меняется.

Такая конструкция обусловлена соображениями механической прочности, уменьшения распределенной емкости и увеличения добротности (которую обсудим позднее). Катушка, имеющая форму, показанную на рис. 4.13,*б*, но с универсальной обмоткой, обладает приблизительно на 10% большей индуктивностью, чем получается из расчета по формуле (4.7) при одном и том же количестве витков. Применяются также и другие способы намотки катушек, позволяющие уменьшить их распределенную емкость.

Взаимная индуктиинность. Если две катушки располагаются близко друг от друга и через одну из них течет ток, то он создает во второй катушке пропорциональный магнитный поток. При изменении тока в первой катушке во второй наводится напряжение, пропорциональное изменению тока. Это явление называется взаимной индукцией, а коэффициент пропорциональности – взаимной индуктивностью. Взаимная индуктивность первой катушки M_{12} всегда равна взаимной индуктивности второй катушки M_{21}, т.е.

$$M_{12} = M_{21} = M. \tag{4.9}$$

Связь между катушками определяется коэффициентом связи K, который зависит только от геометрических размеров и взаимного расположения катушек, т.е.

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \tag{4.10}$$

где L_1 и L_2 – индуктивности отдельных катушек.

Если катушки не имеют сердечников и отсутствуют токи утечки, то теоретически максимальный коэффициент связи $K = 1$. Однако на практике трудно получить высокие коэффициенты связи, применяя катушки без сердечников. В трансформаторах промежуточной частоты, например, обычно $K = 0{,}01$. В катушках с железными сердечниками значение K может приближаться к единице.

1. Измерение взаимной индуктивности. Хотя и существуют мостовые схемы для измерения полного сопротивления, позволяющие измерять взаимную индуктивность M, чаще всего для этого используются специальные мосты. Если две катушки индуктивности L_1 и L_2 включены последовательно, то их можно соединить двумя способами: во-первых, конец одной обмотки с началом другой, тогда получим согласное включение, при котором взаимная индуктивность складывается с собственной индуктивностью катушек (способствует ей), во-вторых, конец одной обмотки с концом другой, тогда получим встречное включение, при котором взаимная индуктивность противодействует собственной, т.е. вычитается из нее.

Соответственно запишем

$$L_C = L_1 + L_2 + 2M \text{ (согласное включение)};$$

$$L_B = L_1 + L_2 - 2M \text{ (встречное включение)}.$$

Вычитая второе уравнение из первого и решая его относительно M, получаем

$$M = \frac{L_C - L_B}{4}. \tag{4.11}$$

Задача 4.18. Вычислите взаимную индуктивность и коэффициент связи K трансформатора, в котором $L_1 = 1$ Гн, $L_2 = 0{,}25$ Гн, $L_C = 1{,}45$ Гн и $L_B = 1{,}05$ Гн.

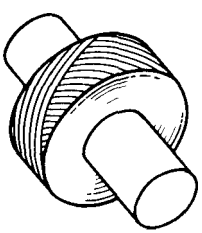


Рис. 4.14. Универсальная или галетная обмотка

Решение. Взаимная индуктивность

$$M = \frac{L_C - L_B}{4} = \frac{1{,}45 - 1{,}05}{4} =$$

$$= 0{,}1 \text{ Гн},$$

а коэффициент связи

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{0{,}1}{\sqrt{1 \cdot 0{,}25}} = 0{,}2.$$

2. Определение M и K на основе физических размеров катушек. Вообще говоря, исходя из физических размеров, довольно сложно вычислить собственную индуктивность. В предшествующем параграфе приведены уравнения, позволяющие найти индуктивность только некоторых катушек, имеющих относительно простую форму. Гораздо труднее на основе физических размеров определить взаимную индуктивность. Простые решения для M и K можно получить только для катушек и трансформаторов на основе однослойных соленоидов.

Случай 1. От произвольной точки обмотки однослойного соленоида сделан отвод (рис. 4.15). Необходимо найти взаимную индуктивность и коэффициент связи между обмотками AB и BC. Обмотки включены согласно, поэтому взаимная индуктивность между ними увеличивает общую индуктивность катушки:

$$L = L_{AC} = L_{AB} + L_{BC} + 2M.$$

Решая это уравнение относительно M, получаем

$$M = 1/2(L - L_{AB} - L_{BC}). \qquad (4.12)$$

Задача 4.19. На рис. 4.15 показана двадцативитковая катушка AC, равномерно намотанная так, что ее диаметр равен 1,27, а длина 5,08 см. Отвод B располагается на шестом витке от начала обмотки A. Определите M и K между обмотками AB и BC.

Решение. Индуктивность L = 1,14 мкГн (см. задачу 4.12). Длина обмотки AB l_{AB} = (6/20)5,08 = 1,52 см. В соответствии с

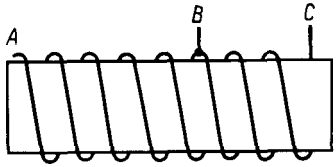


Рис. 4.15. Однослойный соленоид AC с отводом в точке B

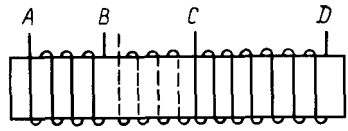


Рис. 4.16. Две отдельные катушки, идентично намотанные на общий каркас

уравнением (4.3) L_{AB} = 0,28 мкГн. Длина обмотки L_{BC} = 3,6 см, а N_{BC} = 14 витков. В соответствии с уравнением (4.3) L_{BC} = = 0,76 мкГн. Подставляя эти значения в уравнение (4.12), получаем

$$M = 1/2(1{,}14 - 0{,}28 - 0{,}76) = 0{,}05 \text{ мкГн};$$

$$K = \frac{0{,}05}{\sqrt{0{,}28 \cdot 0{,}76}} = 0{,}108.$$

Случай 2. Из обмотки AD односпойного соленоида изъяли среднюю часть (рис. 4.16). В результате получились две катушки AB и CD, намотанные идентично. Следуя принципам, использованным при выводе уравнения (4.12), можно показать, что

$$M_{AB-CD} = 1/2(L_{AD} + L_{BC} - L_{AC} - L_{BD}). \qquad (4.13)$$

Задача 4.20. На рис. 4.16 показана плотно намотанная из провода № 22 катушка индуктивности диаметром 2,54 см. Причем l_{AB} = = 2,54 см, l_{CD} = 5,08 см. Расстояние между катушками AB и CD составляет 1,27 см. Определите M_{AB-CD} и K.

Решение. Из решения задачи 4,14 знаем, что количество витков на единицу длины составляет 14,6 витков/см. Используя уравнение (4.3), составляем табл. 4.4.

Подставляя необходимые значения в уравнение (4.13), получаем

$$M = 1/2(105{,}7 + 9{,}0 - 39{,}4 - 72{,}5) =$$

$$= 1{,}4 \text{ мкГн};$$

Таблица 4.4. **К решению задачи 4.20**

Обмотка	Длина, см	Количество витков	L, мкГн
AB	2,54	37	23,7
AC	3,8	55,5	39,4
BC	1,27	18,5	9,0
BD	6,35	92,5	72,5
CD	5,08	74	55,9
AD	8,9	129,5	105,7

$$K = \frac{1{,}4}{\sqrt{23{,}7 \cdot 55{,}9}} = 0{,}038.$$

Параллельное включение связанных катушек индуктивности. Предположим, что катушки индуктивности AB и CD на рис. 4.16 соединены параллельно, и рассмотрим два случая.

Случай 1. При соединении выводов A с C и B с D направления магнитных полей совпадают и общая индуктивность

$$L = \frac{1}{\frac{1}{L_{AB}+M} + \frac{1}{L_{CD}+M}}. \quad (4.14)$$

Задача 4.21. Определите индуктивность параллельного соединения катушек из задачи 4.20 при согласном их включении.

Решение. Подставляя соответствующие значения в уравнение (4.14), находим

$$K = \frac{1}{\frac{1}{23{,}7+1{,}4} + \frac{1}{55{,}9+1{,}4}} =$$

$$= 19{,}6 \text{ мкГн}.$$

Случай 2. При соединении выводов A с D и B с C магнитные поля катушек направлены навстречу друг другу и общая индуктивность

$$L = \frac{1}{\frac{1}{L_{AB}-M} + \frac{1}{L_{CD}-M}}. \quad (4.15)$$

Задача 4.22. Вычислите индуктивность параллельного соединения катушек при встречном их включении (данные взять из задачи 4.20).

Решение. Подставляя соответствующие значения в уравнение (4.15), получаем

$$L = \frac{1}{\frac{1}{23{,}7-1{,}4} + \frac{1}{55{,}9-1{,}4}} =$$

$$= 15{,}8 \text{ мкГн}.$$

Добротность катушки Q (коэффициент потерь). Добротность катушки индуктивности

$$Q = \frac{X_L}{R_{\text{посл}}}, \quad (4.16)$$

где $R_{\text{посл}}$ – последовательное сопротивление потерь катушки. При рассмотрении схем, в которых катушка шунтируется элементом, имеющим активное сопротивление, проще осуществить такое преобразование схемы, при котором катушка индуктивности и эквивалентное сопротивление включены параллельно (рис. 4.17). Если добротность $Q > 5$, то легко показать, что

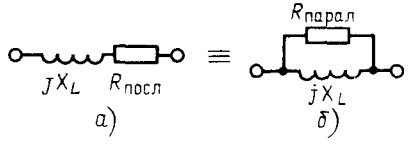


Рис. 4.17. Последовательная (*а*) и параллельная (*б*) RL-цепи

$$R_{\text{посл}} R_{\text{парал}} = X_L^2 \quad (4.17)$$

и

$$Q = \frac{X_L}{R_{\text{посл}}} = \frac{R_{\text{парал}}}{X_L}. \quad (4.18)$$

Задача 4.23. Катушка индуктивности, показанная на рис. 4.17, имеет реактивное сопротивление 250 Ом и последовательное сопротивление потерь $R_{\text{посл}} = 2{,}5$ Ом. Вычислите добротность и эквивалентное параллельное сопротивление катушки.

Решение. Из уравнения (4.18) имеем

$$Q = X_L/R_{\text{посл}} = 250/2{,}5 = 100;$$

$$Q = R_{\text{парал}}/X_L = 100;$$

$$R_{\text{парал}} = 250 \cdot 100 = 25 \text{ кОм}.$$

Задача 4.24. Катушка индуктивности (рис. 4.17, *а*) шунтируется резистором 50 кОм. Определите добротность катушки.

Решение. **Метод 1.** Преобразуем последовательное сопротивление потерь в параллельное (рис. 4.17, *б*), как это сделано в предыдущей задаче. Эквивалентное сопротивление последовательно соединенных резисторов 25 и 50 кОм составляет 16,67 кОм. Добротность

$$Q = 16\,670/250 = 67.$$

Метод 2. Преобразуем параллельную цепь с резистором 50 кОм в последовательную:

$$R_{\text{посл}} = X_L^2 / R_{\text{парал}} =$$

$$= (250)^2/50\,000 = 1{,}25 \text{ Ом}.$$

Общее сопротивление последовательной цепи

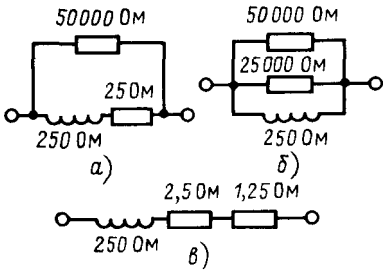


Рис. 4.18. Преобразование цепей к задаче 4.23: *а* – исходная цепь; *б* – эквивалентная параллельная цепь; *в* – эквивалентная последовательная цепь

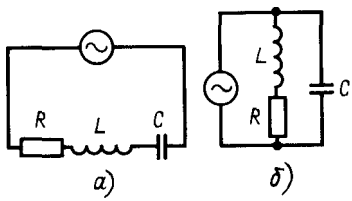


Рис. 4.19. Резонансные *RLC*-цепи: *а* – последовательная; *б* – параллельная

ия рис. 4.18 составляет 2,5 + 1,25 = 3,75 Ом. Добротность

$$Q = 250/3{,}75 = 67.$$

В основном добротность используется при рассмотрении резонансных цепей, как последовательных, так и параллельных. В последовательной цепи, содержащей элементы R, L и C (рис. 4.19,*а*), на резонансной частоте напряжение на конденсаторе и резисторе в Q раз превышает приложенное. На этом явлении основаны выпускаемые промышленностью приборы для измерения добротности. Полное сопротивление последовательной *RLC*-цепи можно выразить следующим образом:

$$Z = R_{\text{посл}}\left(1 + j\,2\,\frac{\Delta f}{f_{\text{р}}}\,Q\right), \qquad (4.19)$$

где $f_{\text{р}} = 1/2\pi\sqrt{LC}$ – резонансная частота последовательной цепи; Δf – отклонение частоты.

На рис. 4.20 показано семейство резонансных кривых, отражающих зависимость относительного значения тока от частоты при постоянной амплитуде приложенного напряжения, для последовательной *RLC*-цепи с тремя различными значениями последовательного сопротивления потерь. В случае *а* сопротивление потерь мало, Q = 150; в случае *б* сопротивление потерь выше, Q = 75; в случае *в* сопротивление потерь еще выше, Q = 30. Чем выше значение Q, тем уже резонансная кривая.

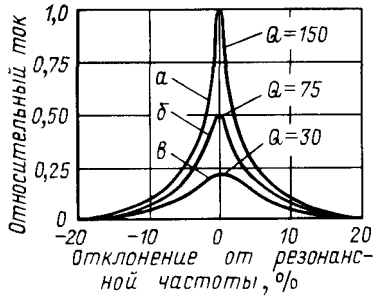


Рис. 4.20. Резонансные кривые, отражающие зависимость избирательности от добротности

Ширина полосы пропускания есть изменение частоты между двумя точками резонансной кривой, в которых ток уменьшается до 0,707 своего максимального значения. Следуя данному определению, получаем ширину полосы

$$\Delta f_{0,7} = f_{\text{р}}/Q, \qquad (4.20)$$

где $f_{\text{р}}$ – резонансная частота.

Аналогичный подход используется при рассмотрении параллельных цепей (рис. 4.19,*б*). В этом случае полное сопротивление

$$Z = \frac{R_{\text{парал}}}{1 + j\,2\,(\Delta f/f_{\text{р}})Q}, \qquad (4.21)$$

где $R_{\text{парал}}$ – параллельное сопротивление потерь на резонансной частоте (см. задачу 4,24).

Ширина полосы пропускания, также заданная уравнением (4.20), определяется разностью частот между двумя точками резонансной кривой, в которой полное сопротивление уменьшается до 0,707 своего значения при резонансе.

Задача 4.25. В последовательной *RLC*-цепи (рис. 4.21) определите: а) резонансную частоту; б) ток и напряжение на $R_{\text{посл}}$, L и C при резонансе; в) ширину полосы пропускания.

Решение.

а) Частота

$$f_{\text{р}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} =$$

$$= \frac{1}{2\pi\sqrt{100\cdot 10^{-6}\cdot 400\cdot 10^{-12}}} = 795 \text{ кГц};$$

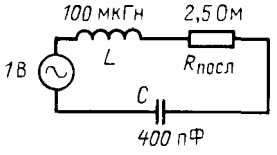


Рис. 4.21. Схема к задаче 4.25

б) На резонансной частоте

$$X_L = -X_C \text{ и } R_{\text{посл}} = 2{,}5 \text{ Ом}.$$

Тогда

$$I = \frac{1}{2{,}5} = 0{,}4 \text{ А};$$

$$Q = \frac{X_L}{R_{\text{посл}}} = \frac{250}{2{,}5} = 100;$$

$$U_L = U_C = QU = 100 \cdot 1 = 100 \text{ В};$$

в) $$\Delta f_{0{,}707} = \frac{f_p}{Q} =$$

$$= \frac{795 \cdot 10^3}{100} = \mathbf{7{,}95\ кГц}.$$

Собственная емкость катушки индуктивности. Между отдельными витками катушки индуктивности, а также между витками и другими элементами ее конструкции существуют элементарные распределенные емкости. Провода (проводники), разделенные изоляцией (диэлектриком), обусловливают увеличение емкости между витками. Кроме того, есть емкость на землю.

Совокупность различных видов распределенных емкостей можно заменить одной эквивалентной емкостью, называемой собственной емкостью катушки $C_{\text{сб}}$. Собственная емкость оказывает заметное влияние на параметры катушки индуктивности, что можно видеть из следующих уравнений.

Индуктивность с учетом собственной емкости

$$L_e = L\left(1 + \frac{C_{\text{сб}}}{C}\right); \qquad (4.22а)$$

сопротивление с учетом собственной емкости

$$R_e = R\left(1 + \frac{C_{\text{сб}}}{C}\right)^2; \qquad (4.22б)$$

добротность с учетом собственной емкости

$$Q_e = \frac{Q}{1 + C_{\text{сб}}/C}, \qquad (4.22в)$$

где $C_{\text{сб}}$ – собственная емкость катушки индуктивности; C – внешняя емкость, необходимая для настройки индуктивности L при резонансе; L – индуктивность катушки; R – сопротивление катушки; Q – добротность катушки.

Если индуктивность катушки известна, то собственную емкость можно определить экспериментально, измерив собственную резонансную частоту непосредственно измерителем частоты или с помощью измерителя добротности. В последнем случае находим частоту, на которой сопротивление цепи, включающей катушку индуктивности, не имеет реактивной составляющей.

Значение внешней емкости C, требуемое для настройки катушки в резонанс, определяется из выражения

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,(C + C_{\text{сб}})}}. \qquad (4.23)$$

Можно экспериментально найти значения внешней емкости, необходимые для введения катушки в резонанс на двух различных частотах. Подставляем полученные значения в уравнение (4.23) и решаем оба уравнения одновременно относительно $C_{\text{сб}}$:

$$C_{\text{сб}} = \frac{(f_1/f_2)^2 C_1 - C_2}{1 - (f_1/f_2)^2}, \qquad (4.24)$$

где $C_{\text{сб}}$ – собственная емкость катушки, пФ; f_1, f_2 – резонансные частоты; C_1, C_2 – внешние резонансные емкости, пФ.

Если частоты выберем так, что $f_2 = 2f_1$, тогда

$$C_{\text{сб}} = \frac{C_1 - 4C_2}{3}. \qquad (4.25)$$

Задача 4.26. Резонансная частота катушки индуктивности, параллельно соединенной с конденсатором емкостью 100 пФ, составляет 800 кГц. На частоте 1600 кГц для введения контура в резонанс нужно параллельно включить конденсатор 10 пФ. Определить $C_{\text{сб}}$.

Решение. Метод 1. В соответствии с уравнением (4.24)

$$C_{\text{сб}} = \frac{(800/1600)^2 \cdot 100 - 10}{1 - (800/1600)^2} = 20 \text{ пФ}.$$

Метод 2. В соответствии с уравнением (4.25)

$$C_{сб} = \frac{100 - 4 \cdot 10}{3} = 20 \text{ пФ}.$$

Задача 4.27. Для катушки индуктивности из задачи 4.26 измеренная на частоте 1600 кГц добротность $Q = 100$. Вычислите истинные индуктивность и добротность катушки на частоте 1600 кГц.

Решение. Индуктивность катушки с учетом собственной емкости, полученная в результате измерений на резонансной частоте, определяется из выражения

$$1600 \cdot 10^3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_e 10 \cdot 10^{12}}},$$

т.е.

$$L_e = 1000 \text{ мкГн}.$$

В соответствии с уравнением (4.22а)

$$1000 = L(1 + 20/10);$$

$$L = 333 \text{ мкГн}.$$

В соответствии с уравнением (4.22в)

$$Q_e = 100 = \frac{Q}{1 + (20/10)},$$

а истинная добротность

$$Q = 300.$$

Высокочастотные дроссели – это катушки индуктивности, намотанные так, чтобы свести к минимуму собственную емкость, при этом ставится цель получить максимально возможную собственную резонансную частоту, не зависящую от добротности. Достигается эта цель путем намотки катушки в виде последовательности секций с галетными обмотками.

Катушки индуктивности с железными сердечниками. Получить высокие значения индуктивности у катушек без сердечников, сохранив их приемлемые габариты, очень трудно. Индуктивность катушки определяется магнитным потоком, а поток можно увеличить, используя магнитные сердечники. На низких частотах применяются сердечники из стальных пластин. При повышении частоты возрастают потери, поэтому предпочтение отдается сердечникам из прессованного железного порошка или из ферритов. Кроме того, при использовании подвижных сердечников обеспечивается возможность регулировки индуктивности.

Явления, возникающие на высоких частотах. На низких частотах для обмоток катушек индуктивности применяются сплошные медные провода. По мере возрастания частоты сильнее проявляется поверхностный эффект, в сплошном проводнике ток течет по наружному слою, при этом увеличивается сопротивление потерь.

Для снижения влияния этого эффекта применяется провод, состоящий из изолированных проводников малого диаметра в оплетке. Такая мера эффективна на частотах порядка 450 кГц. На более высоких частотах влияние поверхностного эффекта проявляется сильнее, и следует использовать сплошной провод.

4.4. КОНДЕНСАТОРЫ

Конденсатор – это две проводящие пластины, разделенные диэлектриком. Если к пластинам прикладывается напряжение, то в диэлектрике между пластинами возникают электрические силовые линии. Количество этих линий может служить мерой емкости конструкции пластины – диэлектрик.

Основной единицей измерения емкости является фарада (Ф). Однако эта единица слишком велика для практического применения, поэтому обычно используются микрофарады (1 мкФ = 10^{-6} Ф) и пикофарады (1 пФ = $= 10^{-12}$ Ф).

Если к выводам конденсатора приложить постоянное напряжение, на пластинах появится заряд

$$q = Cu, \qquad (4.26)$$

где q – заряд, Кл; C – емкость, Ф; u – приложенное напряжение, В.

Когда конденсатор заряжается, он запасает энергию. Запасенная кондесатором энергия

$$w = 1/2Cu^2. \qquad (4.27)$$

Задача 4.28. Определите заряд и энергию, запасенную конденсатором емкостью 4 мкФ, если к его выводам приложено напряжение 200 В.

Решение. Заряд

$$q = (4 \cdot 10^{-6})200 = 0{,}8 \cdot 10^{-3} \text{ Кл},$$

а энергия

$$w = 1/2(4 \cdot 10^{-6})200^2 = 0{,}08 \text{ Дж}.$$

Если к конденсатору приложить переменное напряжение, то он будет попеременно заряжаться и разряжаться. Реактивное сопротивление конденсатора

$$X_C = \frac{1}{j2\pi fC} = \frac{1}{2\pi fC} \angle -90^\circ,$$

где $1/j = -j$ (поворот вектора по часовой стрелке на -90°); C – емкость, Ф; f – частота, Гц.

Если постоянное напряжение приложено к конденсатору через резистор (рис. 4.22,*а*),

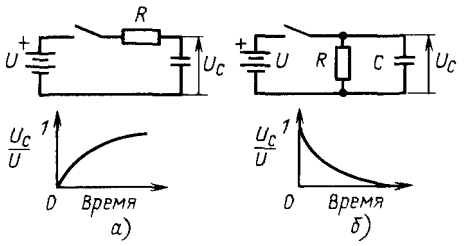


Рис. 4.22. *RC*-цепь:
а – заряд кондеисатора; *б* – разряд коидеисатора

то, для того чтобы кондеисатор зарядился, требуется время, определяемое постояниой времени $\tau = RC$ (τ измеряется в секундах, R – в омах, C – в фарадах). Если напряжение источника U, то напряжение на конденсаторе возрастает по экспоиенте:

$$u_C = U(1 - e^{-t/\tau}), \qquad (4.28)$$

где $e = 2{,}72$ – осиование иатурального логарифма; t – время, с. Используя уравнение (4.28), можно составить табл. 4.5 относительного измеиения напряжения u_C/U в зависимости от различных зиачений постояниой времеии τ.

Иногда удобнее использовать часто встречающиеся на практике значения постоянной времени, приведенные в правой части табл. 4.5, например время, которое требуется, чтобы иапряжение иа коидеисаторе возросло до 50% приложенного иапряжения U ($0{,}7RC$, или $0{,}7\tau$). Конденсатор заряжается практически

Таблица 4.5. Отиосительиое иапряжение заряда коидеисатора

Целые значения постоянной времени		Значения постоянной времени, часто применяемые на практике	
Время, выраженное через постоянные времени	u_C/U	Время, выраженное через постоянные времени	u_C/U
0	0	0	0
1	0,632	0,7	0,5
2	0,865	1,4	0,75
3	0,951	2,1	0,875
4	0,981	2,8	0,937
5	0,993	3,5	0,969
		4,2	0,984

Таблица 4.6. Относительиые иапряжения разряда коидеисатора

Целые значения постоянной времени		Значения постоянной времени, часто применяемые на практике	
Время, выраженное через постоянные времени	u_C/U	Время, выраженное через постоянные времени	u_C/U
0	1	0	0
1	0,375	0,7	0,5
2	0,135	1,4	0,25
3	0,049	2,1	0,125
4	0,019	2,8	0,063
5	0,007	3,5	0,031
		4,2	0,016

полностью по прошествии времеии, равиого пяти постояиным времеии. Если заряженный конденсатор разряжается через резистор (рис. 4.22,*б*), то иапряжение иа ием умеиьшается по экспоненте

$$u_C = Ue^{-t/\tau}. \qquad (4.29)$$

В табл. 4.6 приведеиы относительные значения напряжения u_C/U в зависимости от времени, выраженного через постояиные времеии τ. Коидеисатор практически полностью разряжается за время, равное пяти постоянным времени.

Задача 4.29. В схеме на рис. 4.22,*а* иапряжеиие

$U = 100$ В, $R = 10$ МОм и $C = 0{,}01$ мкФ.

Определите u_C через 0,2 с после замыкания контактов выключателя.

Решение. Постояниая времеии

$$\tau = RC = 10 \cdot 10^6 \cdot 0{,}01 \cdot 10^{-6} = 0{,}1 \text{ с},$$

$$t/\tau = 0{,}2/0{,}1 = 2.$$

Из левой части табл. 4.5 находим, что при $t/\tau = 2$ отношение $u_C/U = 0{,}865$. Следовательно,

$$u_C = 0{,}865 \cdot 100 = 86{,}5 \text{ В}.$$

Задача 4.30. В схеме иа рис. 4.22,*б* иапряжеиие $U = 100$ В, $R = 10$ МОм и $C = 0{,}01$ мкФ. Конденсатор полностью заряжен. Определите напряжение u_C через 0,21 с после размыкания контактов выключателя.

Решение. Из задачи 4,29 $\tau = 0{,}1$ с, $t/\tau = 0{,}21/0{,}1 = 2{,}0$. Из правой части табл. 4.6 находим, что $u_C/U = 0{,}125$. Следовательно,

$$u_C = 0{,}125 \cdot 100 = 12{,}5 \text{ В}.$$

Выбор конденсаторов. При выборе конденсаторов следует учитывать следующие факторы.

1. Номинальное предельное значение емкости.
2. Напряжение: постоянное, переменное, максимальное и его выбросы.
3. Габариты и требования к монтажу.
4. Температурный диапазон.
5. Температурный коэффициент емкости (ТКЕ).
6. Допуски или точность.
7. Изменение емкости при вариациях напряжения.
8. Утечки.
9. Полярный или неполярный.
10. Добротность.
11. Паразитные явления: последовательная индуктивность, последовательный резонанс.
12. Постоянный или переменный. В конденсаторах переменной емкости максимальное количество циклов регулировки.
13. Стабильность.
14. Влияние окружающей среды: удары, вибрация, температурный цикл, влажность, легкость пайки, механическая прочность, прочность изоляции, долговечность цветового кода.
15. Максимальное напряжение пульсаций.
16. Максимальный ток пульсаций.
17. Частотный диапазон.
18. Стоимость.

Последовательное и параллельное соединение конденсаторов. 1. Параллельное соединение конденсаторов. Если два или несколько конденсаторов соединены параллельно (рис. 4.23), то их эквивалентная емкость равна сумме отдельных емкостей:

$$C_э = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots \qquad (4.30)$$

Задача 4.31. Определите емкость параллельного соединения конденсаторов 0,001 мкФ и 100 пФ.

Решение. Прежде всего заметим, что емкости обоих конденсаторов нужно выразить в одних и тех же единицах, например пикофарадах. Для этого воспользуемся коэффициентом пересчета: 1 мкФ = 10^6 пФ. Следовательно, 0,001 мкФ = 1000 пФ, а $C_э$ = 1000 + 100 = = 1100 пФ.

2. Последовательное соединение конденсаторов. Если два или несколько конденсаторов

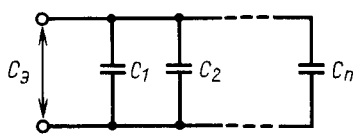


Рис. 4.23. Параллельное соединение конденсаторов

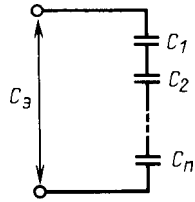


Рис. 4.24. Последовательное соединение конденсаторов

соединены последовательно (рис. 4.24), то результирующую емкость можно найти следующим образом:

$$\frac{1}{C_э} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots \qquad (4.31)$$

В случае двух конденсаторов

$$C_э = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}. \qquad (4.32)$$

Задача 4.32. Найдите емкость последовательно соединенных конденсаторов 2 и 4 мкФ.

Решение. Результирующая эквивалентная емкость

$$C_э = \frac{2 \cdot 4}{2+4} = 1{,}33 \text{ мкФ}.$$

Относительная диэлектрическая проницаемость. Используемые в конденсаторах диэлектрики оказывают значительное влияние на электрический поток и емкость. Относительная диэлектрическая проницаемость позволяет сравнить поток в вакууме и поток в диэлектрическом материале. В табл. 4.7 приведены значения диэлектрической проницаемости некоторых широко применяемых материалов.

Таблица 4.7. **Диэлектрическая проницаемость некоторых материалов**

Диэлектрик	ϵ
Вакуум	1
Воздух	1,0006
Тефлон	2
Полистирол	2,5
Майлар	3
Парафинированная бумага	4
Слюда	5
Оксид алюминия	7
Оксид тантала	25
Керамика (с низкой ϵ)	70
Керамика (с высокой ϵ)	100–10 000

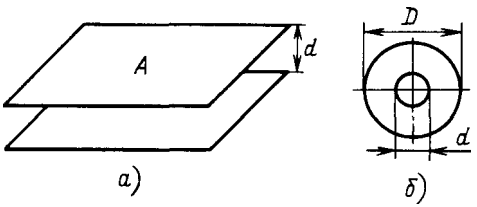


Рис. 4.25. Основные типы конденсаторов: *а* – плоский; *б* – цилиндрический

Расчет емкости по размерам кондеисатора. 1. Конденсаторы с параллельными пластинами (рис. 4.25,*а*). В этом случае емкость, пФ,

$$C = \frac{\epsilon A}{11{,}3d}, \qquad (4.33)$$

где ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость; A – площадь пластины, см^2; d – расстояние между пластинами, см.

Задача 4.33. Определите емкость конденсатора с параллельными пластинами. Размер пластин 2,5 × 100 см, расстояние между ними 0,025 см, диэлектрик – бумага ($\epsilon = 4$).

Решение. Подставляя данные значения в уравнение (4.33), получаем

$$C = \frac{4 \cdot 2{,}5 \cdot 100}{11{,}3 \cdot 0{,}025} =$$

$$= 3540 \text{ пФ}.$$

2. Цилиндрический конденсатор (коаксиальный кабель) (рис. 4.25,*б*). В этом случае емкость, пФ,

$$C = \frac{24{,}5\epsilon}{\log D/d}, \qquad (4.34)$$

где D – наружный диаметр кабеля; d – внутренний диаметр кабеля (оба диаметра измеряются в одних и тех же единицах).

Задача 4.34. Определите погонную емкость кабеля. Внутренний проводник имеет диаметр 0,06 см, наружный диаметр кабеля 0,4 см, $\epsilon = 2{,}23$.

Решение. Подставляя данные значения в уравнение (4.34), получаем

$$C = \frac{24{,}5 \cdot 2{,}23}{\log(0{,}4/0{,}06)} = 66{,}3 \text{ пФ/м}.$$

Полное сопротивление конденсатора. Оно не всегда является чисто реактивным. В него входят компоненты, обусловленные последовательными сопротивлениями выводов и пластин, потерями в диэлектрике, параллельным сопротивлением потерь и утечками. Одним из способов учета этих эффектов является их объединение в эквивалентное последовательное сопротивление $R_{\text{посл}}$, измеряемое непосредственно мостом для измерения полного сопротивления или косвенно, с помощью приборов типа измерителя добротности.

Полное сопротивление

$$Z = \sqrt{R^2_{\text{посл}} + X^2_C}. \qquad (4.35)$$

Задача 4.35. Электролитический конденсатор емкостью 20 мкФ на частоте 15,9 МГц имеет эквивалентное последовательное сопротивление 0,25 Ом. Найдите полное сопротивление конденсатора.

Решение. Реактивное сопротивление

$$X_C = \frac{1}{2\pi(15 \cdot 900)\,20 \cdot 10^{-6}} = 0{,}5 \text{ Ом},$$

а полное сопротивление

$$Z = \sqrt{0{,}25^2 + 0{,}5^2} = 0{,}56 \text{ Ом}.$$

Добротность и затухаиие. Затухание

$$d = \frac{R_{\text{посл}}}{X_C} 100\%. \qquad (4.36)$$

Добротность конденсатора определяется аналогично добротности катушки индуктивности, т.е.

$$Q = \frac{1}{d} = \frac{X_C}{R_{\text{посл}}}. \qquad (4.37)$$

Когда речь идет о параллельных схемах, включающих в себя конденсаторы, легче преобразовать $R_{\text{посл}}$ в $R_{\text{парал}}$. Конкретное значение $R_{\text{парал}}$ справедливо только на одной частоте по двум причинам: во-первых, при изменении частоты меняется X_C; во-вторых, это сопротивление также зависит от частоты. Можно записать

$$R_{\text{парал}} = \frac{X^2_C}{R_{\text{посл}}}; \qquad (4.38а)$$

$$Q = \frac{R_{\text{парал}}}{X_C}. \qquad (4.38б)$$

Задача 4.36. У конденсатора емкостью 100 пФ на частоте 1590 кГц сопротивление $R_{\text{посл}} = 20$ Ом. Определите затухание, добротность и $R_{\text{парал}}$

Решение. Реактивное сопротивлеиие

$$X_C = \frac{1}{2\pi(1590 \cdot 10^3)\, 100 \cdot 10^{-12}} =$$

$= 1$ кОм;

затухание

$$d = (20/1000)\, 100\% = 2\%;$$

добротность

$$Q = X_C/R = 1000/20 = 50;$$

$$R_{\text{парал}} = X_C^2/R_{\text{посл}} = (10^3)^2/20 =$$

$= 50$ кОм,

или

$$R_{\text{парал}} = QX_C = 50 \cdot 1000 = 50 \text{ кОм}$$

Температурный коэффициент емкости (ТКЕ). Так же как и резисторы, конденсаторы подвержеиы воздействиям температуры. Температурные измеиения сопротивления резисторов, за исключением термисторов, нежелательны. Колебания емкости конденсаторов под действием температуры можно использовать в схемах для температуриой компенсации, поэтому иекоторые типы кондеисаторов изготавливаются с заранее заданным температурным коэффициентом.

Температурный коэффициент емкости есть изменеиие емкости конденсатора при вариациях температуры на один градус Цельсия. Его размерность $\text{млн}^{-1}/^{\circ}\text{C}$. ТКЕ может быть положительным, отрицательным или нулевым.

Задача 4.37. Керамический кондеисатор емкостью 220 пФ имеет отрицательный ТКЕ $= -1500$. Определите изменение емкости при подъеме температуры от 25 до 75 °С.

Решение. Изменение емкости

$$\Delta C = C \cdot \text{ТКЕ} \cdot \Delta T =$$

$$= 220\, \frac{-1500}{10^6}\, (75 - 25) = -16{,}5 \text{ пФ}.$$

Задача 4.38. Схема настроеиа так, что колебания возникают на частоте 2 МГц. Индуктивность катушки равна 50 мкГн. Обнаружено, что частота колебаний "уходит вниз" на 0,014 МГц при изменении температуры от 25 до 60 °С в результате возрастания индуктивиости катушки. Покажите, как можно компенсировать эти изменения подбором ТКЕ конденсатора.

Решение. Для обеспечения резонанса требуется номинальная емкость

$$C_{\text{р}} = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L_{\text{р}}} =$$

$$= \frac{1}{4\pi^2 (2 \cdot 10^6)^2 50 \cdot 10^{-6}} = 126 \text{ пФ}.$$

Для схемы без компенсации можем записать

$$f_{\text{р}} - \Delta f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{\text{р}} + \Delta L) C_{\text{р}}}};$$

$$f_{\text{р}} \left(1 - \frac{\Delta f}{f_{\text{р}}}\right) =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_{\text{р}} (1 + \Delta L/L_{\text{р}})\, C_{\text{р}}}} =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_{\text{р}} C_{\text{р}}}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L_{\text{р}}}\right).$$

Следовательно,

$$\frac{\Delta f}{f_{\text{р}}} = \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L_{\text{р}}}$$

и

$$\frac{\Delta L}{L_{\text{р}}} = \frac{2\Delta f}{f_{\text{р}}}.$$

Подбирая ТКЕ конденсатора, удается компенсировать "уход" частоты:

$$f_{\text{р}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{\text{р}} + \Delta L)\, (C_{\text{р}} - \Delta C)}}.$$

Теперь определим требуемое для компенсации изменение емкости:

$$\frac{\Delta C}{C_{\text{р}}} = \frac{\Delta L}{L_{\text{р}}} = 2 \frac{\Delta f}{f_{\text{р}}};$$

$$\Delta C = 126 \cdot 2\, \frac{14\,000}{2\,000\,000} = 1{,}764 \text{ пФ}.$$

Существуют различные способы использования компенсирующего коиденсатора. Например, для получения настроечного коиденсатора $C_{\text{р}} = 126$ пФ соединим параллельно два конденсатора: постоянный, емкостью 100 пФ с отрицательным ТКЕ, и переменный, для точной настройки, емкостью 26 пФ (предположительно с нулевым ТКЕ).

Для определения ТКЕ воспользуемся формулой

$\Delta C = C \cdot \text{ТКЕ} \cdot \Delta T$, или $1{,}764 = 100\text{ТКЕ}(60 - 25)$

и иайдем

$$\text{ТКЕ} = \frac{1{,}764}{100 \cdot 35} 10^6 = 504 \text{ млн}^{-1}/^\circ\text{С}.$$

Эти требоваиия можно удовлетворить, если примеиить керамический коидеисатор емкостью 100 пФ с отрицательиым ТКЕ = 470.

Поскольку коидеисаторы для компеисации температуриого воздействия выпускаются с различными ТКЕ, существует и другой подход к выбору коидеисатора, заключающийся в том, что подбирается иужный ТКЕ, который используется в дальнейшем для определеиия фиксированной части C_p. Предположим, что отрицательный ТКЕ = 2200, тогда

$$\Delta C = 1{,}764 = C \cdot 2200 \cdot 10^{-6}(60-25)$$

и $C = 22{,}9$ пФ.

Выберем керамический коидеисатор емкостью 22 пФ с отрицательным ТКЕ = 2200. "Недостающую" емкость 101 пФ можно получить с помощью конденсатора переменной емкости.

Последовательиый резоиаис в кондеисаторе. Конденсаторы включаются в схемы посредством проволочных выводов, а, как известио, отрезки проводов обладают некоторой индуктивностью. Эквивалентиая схема кондеисатора

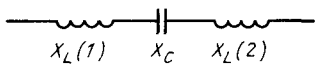


Рис. 4.26. Эквивалентиая реактивная схема кондеисатора:
X_C – емкостиое сопротивлеиие; $X_L = X_L\,(1) + X_L\,(2)$ – индуктивиое сопротивлеиие выводов

показана иа рис. 4.26 (предполагается, что $R_{\text{эпосл}} = 0$). Поиятно, что иа иекоторой частоте $X_L = X_C$. Кондеисатор иаходится в состоянии последовательного резоианса, и его реактивное сопротивлеиие минимально.

На более высоких частотах кондеисатор ведет себя как катушка индуктивиости.

На высоких частотах иекоторые схемы строятся таким образом, чтобы можио было воспользоваться эффектом минимального реактивного сопротивлеиия, поэтому в случае замены кондеисатора следует точно выдерживать ту же самую длину выводов. Некоторые конденсаторы, иапример плоские проходные, изготавливаются так, чтобы свести к минимуму влияние индуктивиости выводов.

Задача 4.39. Определите частоту последовательного резоиаиса коидеисатора емкостью 0,01 мкФ, если его выводы выполнеиы из провода № 22 и имеют длину 1,25 см (максимальиая длина, используемая иа практике).

Таблица 4.8. Характеристики коидеисаторов с постояниой емкостью

Типы конденсаторов	Диапазон емкостей	Максимальное рабочее напряжение, В	Максимальная рабочая температура, °С	Допуск, %	Сопротивление изоляции, МОм
Слюдяные	1 пФ – 0,1 мкФ	50 000	150	± (0,25–5)	>100 000
Серебряно-слюдяиые	1 пФ – 0,1 мкФ	75 000	125	± (1–20)	1000
Бумажные	500 пФ – 50 мкФ	1000 000	125	± (10–20)	100
Полистирольные	50 пФ – 10 мкФ	1000	85	±0,5	10 000
Поликарбоиатные	0,001 – 1 мкФ	600	140	±1	10 000
Полиэфириые	5000 пФ – 10 мкФ	600	125	±10	10 000
Керамические:					
с иизкой ϵ	1 пФ – 0,001 мкФ	6000	125	± (5–20)	1000
с высокой ϵ	100 пФ – 2,2 мкФ	100	85	+100 ÷ –20	100
Стеклянные	10 пФ – 0,15 мкФ	6000	125	± (1–20)	>100 000
Вакуумные	1–5000 пФ	60 000	85	±5	>100 000
Электролитические:					
алюминиевые фольговые	1 мкФ ÷ 1 Ф	700	85	+100 ÷ –20	<1
таиталовые фольговые	0,001 ÷ 1000 мкФ	100	125	± (5–20)	>1

Решение. Из задачи 4.17 знаем, что индуктивность двух выводов длиной 1,25 см составляет $2 \cdot 0{,}011 = 0{,}22$ мкГн. Частота последовательного резоиаиса

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi} \times$$

$$\times \frac{1}{\sqrt{0{,}022 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}01 \cdot 10^{-6}}} = 10{,}7 \text{ МГц}.$$

Конденсаторы с постоянной емкостью. Разнообразие выполняемых функций привело к созданию большого количества типов коидеисаторов с постоянной емкостью. В табл. 4.8 перечислеиы характеристики широко используемых конденсаторов постоянной емкости.

Конденсаторы с переменной емкостью. Они находят широкое примеиеиие в различных областях радиотехники, особенно в системах связи. Такие коидеисаторы можно подразделить иа два основиых типа. К первому типу относятся кондеисаторы с переменной емкостью с плавной перестройкой, которая требуется, иапример, для иастройки связных приемников в широком диапазоие частот. Осуществляется это путем расположеиия иа одиой оси иескольких кондеисаторов переменной емкости для иастройки в резоиаис одновременно иескольких схем.

Типичным коидеисатором, предназначеиием для этой цели, является воздушный кондеисатор с переменной емкостью. Он состоит из двух комплектов алюминиевых пластин, измеияющих свое взаимное расположеиие. Один иабор пластин – статор – фиксируется иеподвижно. Другой – ротор – располагается иа оси, укрепленной с помощью подшипииков. Он вращается и меняет площадь кондеисатора виутри статора.

Ко второму типу отиосится коидеисатор, емкость которого измеияется частично. Он иазывается триммером. Количество перестроек триммера ограиичеио. Емкость его регулируется до тех пор, пока не достигается желаемое зиачеиие, которое в дальнейшем остается иеизменным. Такие коидеисаторы примеияются в качестве сопрягающих для очеиь точной иастройки связиых приемников, работающих иа фиксированной частоте, резоиансных схем СВЧ-диапазоиа, для подстройки микрополосковых линий и регулировки характеристик фильтров.

Триммеры выпускаются с различными типами диэлектриков, а имеиио воздухом, слюдой, тефлоиом, керамикой, кварцем и стеклом. В случае примеиеиия в СВЧ-диапазоие триммеры, если у иих в качестве диэлектрика используются воздух, стекло или кварц, обладают очеиь высокой добротиостью.

Глава 5

ВЫБОР ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Л.К. Телкинг и Р.Ч. Телкинг

5.1. ВВЕДЕНИЕ

Специалист, собирающийся использовать полупроводниковые приборы, оказывается перед чрезвычайно широким выбором. Объединенным советом по электронным приборам зарегистрировано свыше 6000 типов диодов и не меньшее количество типов транзисторов. Кроме того, тысячи приборов выпускаются иа рынок под цифровым кодом изготовителя. Каталоги фирм состоят из множества объемистых томов. Извлечь из иих полезную информацию на первый взгляд почти иевозможно. Однако здесь на помощь приходят различные руководства и вспомогательные информационные материалы, призваиные облегчить решение задачи.

Если предполагается закупка больших партий приборов, то лучше всего обратиться к представителям фирм-изготовителей или в случае небольших партий связаться с местными поставщиками электроииых приборов.

Прекрасиым источником информации являются справочники DATA, издаваемые фирмой Derivation and Tabulation Associates, Inc., Orange, New Jersey. Эти книги выпускаются дважды в год и распространяются только по подписке. Фактически в них приводится перечень всех приборов, поступающих на рынок. Перечень разделен на категории различными способами с указанием предельных эксплуатационных данных и параметров приборов.

Обычно тем или иным способом удается сузить выбор до нескольких наиболее подходящих приборов. На этой стадии для всех рассматриваемых приборов нужно получить от изготовителя информационные листки с подробиым описаиием технических характеристик. Окончательный выбор делается после расчета требований к параметрам прибора по методике, описанной в этой главе, и подбора наименее дорогого типа прибора, отвечающего этим требоваииям.

Выбирая полупроводниковые приборы, прежде всего следует ответить на два вопроса.

Во-первых, какой тип корпуса предпочесть: герметизированный металлостеклянный или пластмассовый? Часто аналогичные приборы выпускаются и в герметизированных, и в пластмассовых корпусах. Герметизированные приборы лучше работают при высоких температурах и в некоторых условиях оказываются более надежными. Приборы в пластмассовых оболочках, на первых порах отличавшиеся меньшей надежностью, в последние годы были существенно усовершенствованы. Обычно они дешевле и при работе в пределах максимально допустимых данных весьма надежны.

Во-вторых, где искать нужный прибор: среди приборов, зарегистрированных Объединенным советом по электронным приборам или представленных на рынок под цифровым кодом изготовителя? Приборы, зарегистрированные Советом, имеют нумерацию в соответствии с известной системой, в которой используется буква с предшествующей цифрой (например, 1N4148, 2N6222).

При прочих равных условиях приборы, зарегистрированные Советом, предпочтительнее, так как, несмотря на то что они могут выпускаться разными фирмами, часть их предельных параметров устанавливается Советом, причем соблюдение этих требований строго обязательно для всех поставщиков, тогда как другие их характеристики не имеют жестких ограничений и могут отличаться у приборов, выпущенных различными фирмами. Если представляют интерес неустановленные параметры, то следует сверить их значения с техническими характеристиками, предоставляемыми предприятием-поставщиком.

5.2. ВЫБОР ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ ДИОДОВ ДЛЯ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Обычно используемые параметры плоскостных диодов приведены в табл. 5.1.

Задача 5.1. Выберите диоды VD_1, VD_2, VD_3 и VD_4 для выпрямительного моста (рис. 5.1). Максимальный ток, отбираемый нагрузкой, равен 800 мА, максимальная температура окружающей среды составляет 60 °С. При полной нагрузке на сетевом трансформаторе питания T_1 имеется номинальное среднеквадратичное выходное напряжение 250 В.

Теория. При выборе выпрямительного диода ключевыми параметрами являются обратное напряжение и средний или постоянный прямой ток. Если в данном случае используется входной емкостной фильтр, то важны также и броски тока.

Когда приложенное напряжение достигает максимума, ток течет или через диоды VD_1 и VD_4, или через VD_2 и VD_3, в то время как

Таблица 5.1. **Параметры плоскостных диодов**

Параметр	Обозначение	Определение
Постоянное прямое напряжение	$U_{пр}$	Напряжение на прямосмещенном диоде (анод положителен по отношению к катоду)
Постоянный прямой ток	$I_{пр}$	Постоянный ток, текущий через прямосмещенный диод
Постоянное обратное напряжение	$U_{обр}$	Напряжение на обратносмещенном диоде (анод отрицателен по отношению к катоду)
Постоянный обратный ток	$I_{обр}$	Ток утечки, текущий через обратносмещенный диод
Обратное напряжение пробоя	$U_{пр.обр}$	Максимальное обратное напряжение на диоде перед пробоем
Рассеиваемая мощность	$P_{рас}$	Максимальная мощность, которую может рассеивать диод
Рабочая температура перехода	$T_{п}$	Температура p–n-перехода
Емкость	$C_{д}$	Емкость диода в прямо- или обратносмещенном состояниях
Время обратного восстановления	$t_{вос.обр}$	Время, необходимое для того, чтобы обратный ток (или напряжение) достиг определенного значения после переключения диода из прямосмещенного состояния в обратносмещенное
Время прямого восстановления	$t_{вос.пр}$	Время, требуемое для того, чтобы прямой ток (или напряжение) достиг определенного значения после переключения диода из обратносмещенного состояния в прямосмещенное

Продолжение табл. 5.1

Параметр	Обозначение	Определение
Коэффициент шума	F	Отношение среднеквадратичных значений мощности шума на выходе приемника, в котором используется диод, и мощности шума на выходе идеального приемника с такими же коэффициентом усиления и шириной полосы
Потери преобразования	$L_{\text{прб}}$	Потеря мощности в смесительном диоде при преобразовании высокочастотного сигнала в сигнал на промежуточной частоте
Видеосопротивление	$R_{\text{в}}$	Полное сопротивление детекторного диода при слабых сигналах

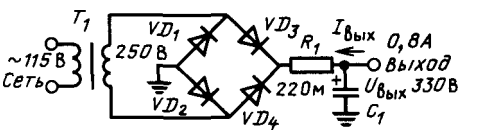


Рис. 5.1. Мостовая схема выпрямителя. Диоды VD_1 – VD_4 типа 1N4247

другая пара диодов находится в запертом состоянии, при этом максимальное обратное напряжение

$$U_{\text{обр}} = \sqrt{2}U_{\text{срк}} - 0{,}7, \qquad (5.1)$$

где $U_{\text{срк}}$ – среднеквадратичное напряжение вторичной обмотки трансформатора T_1; 0,7 – приближенное значение падения напряжения на проводящем диоде.

Поскольку каждый диод пропускает чередующиеся полупериоды, средний постоянный ток через него

$$I_{\text{пр}} = I_{\text{вых}}/2, \qquad (5.2)$$

где $I_{\text{вых}}$ – постоянный ток на выходе схемы.

Максимальные выбросы тока $I_{\text{выбр}}$ имеют место при включении схемы, когда конденсатор C_1 разряжен и к нему приложено максимальное входное напряжение. На пути тока встречаются два последовательно включенных проводящих диода, поэтому

$$I_{\text{выбр}} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{срк}} - 2 \cdot 0{,}7}{R_1}, \qquad (5.3)$$

что предполагает наличие пренебрежимо малых значений сопротивлений T_1 и источника питания. Если эти значения велики, то ток $I_{\text{выбр}}$ будет меньше.

Решение. Выбираем диод 1N4247. Технические характеристики диодов серии 1N4245–49 приведены ниже.

Диоды кремниевые 1N4245–49 фирмы General Electric типа A14 рассчитаны на ток 2,5 А. Они предназначены для работы в выпрямителях общего назначения и выпускаются в стеклянном корпусе, внутри которого отсутствуют органические материалы. Конструкция с осевыми выводами и двойным теплоотводом обеспечивает жесткое механическое крепление диода и превосходные тепловые характеристики.

Диоды 1N4245–49 относятся к приборам, защищенным от напряжений переходных процессов. Эти приборы рассеивают мощность до 1000 Вт в обратносмещенном состоянии без повреждений. Мощность, создаваемая напряжением переходных процессов, возникающих в бытовых или промышленных сетях, также рассеивается.

Предельные эксплуатационные данные (при 25 °С, если нет других указаний):

	1N4245	1N4246	1N4247	1N4248	1N4249
Обратное напряжение $U_{\text{обр}}$ ($T_{\text{п}} = -65 \div +160$ °С), В:					
максимальное импульсное $U_{\text{обр.и.max}}$	200	400	600	800	1000
постоянное $U_{\text{обр}}$	200	400	600	800	1000
Средний прямой ток $I_{\text{пр.ср}}$, А:					
$T = 55$ °С			1,0		
$T = 25$ °С			2,5		
Максимальные броски прямого тока $I_{\text{бр.пр}}$, А:					
однократные, полусинусоида, 0,0083 с, полная нагрузка по методу Объединенного совета по электронным приборам			25		

Максимальные броски прямого тока $I_{\text{бр.пр}}$, А:	
однократные, полусинусоида, 0,001 с, полная нагрузка $T_{\text{п}} = 160\ ^\circ\text{C}$	90
без нагрузки, $T_{\text{к}} = 25\ ^\circ\text{C}$	100
Рабочий диапазон температур перехода $T_{\text{п}}$, °С	$-65 \div +160$
Диапазон температур при хранении $T_{\text{хр}}$, °С	$-65 \div +160$
Защитный показатель I^2t для $t = 0{,}001 \div 0{,}01$ с	4,0
Максимальная мощность однократного обратного воздействия P_{max} (полусинусоида, 20 мкс при $T_{\text{п.}max}$), Вт	1000
Монтаж	В любом положении
Максимальная температура выводов ($T_{\text{в}}$) на расстоянии до 3,2 мм от корпуса в течение максимум 5 с во время монтажа, °С	290

Электрические характеристики диодов серии 1N4245–49 (при 25 °С, если нет других указаний)

Максимальное прямое напряжение $U_{\text{пр.}max}$ ($I_{\text{пр}} = 1{,}0$ А, $T = +55\ ^\circ\text{C}$), В	1,2
Максимальное прямое напряжение $U_{\text{пр.}max}$ ($I_{\text{пр}} = 2{,}5$ А, $T = +25\ ^\circ\text{C}$), В	1,25
Максимальный обратный ток $I_{\text{обр}}$ при номинальном $U_{\text{обр}}$, мкА:	
$T_{\text{п}} = +25\ ^\circ\text{C}$	1,0
$T_{\text{п}} = +125\ ^\circ\text{C}$	25
Время обратного восстановления $t_{\text{вос.обр}}$, мкс	2,5
Максимальное время прямого восстановления $t_{\text{вос.пр}}$, мкс	5,0
(Цепь восстановления в соответствии со стандартом MIL–S–19500/286B)	

Выбрав прибор, нужно прежде всего определить ранее указанные ключевые параметры. В соответствии с уравнением (5.1) обратное напряжение $U_{\text{обр}} = \sqrt{2} \cdot 250 - 0{,}7 = 353$ В. На первый взгляд подходит прибор, рассчитанный на 400 В.

Однако обычно сетевое напряжение колеблется в пределах $\pm 10\%$, а допуски и коэффициент нагрузки трансформатора T_1 иногда "добавляют" еще 10% или даже больше. В результате $U_{\text{обр}}$ может стать выше 400 В, так что следует использовать прибор из этой же серии, рассчитанный на более высокое напряжение.

В соответствии с уравнением (5.2) $I_{\text{пр}} = 0{,}8/2 = 0{,}4$ А. Такой ток протекает через каждый диод при максимальной нагрузке. Этот ток сравним с максимально допустимым током для диода 1N4247 при максимальной температуре окружающей среды 60 °С, составляющим 1 А или больше в зависимости от особенностей монтажа. (У выпрямителей такого типа наибольшая часть тепла рассеивается через выводы.)

Следует, однако, отметить, что максимальные значения приведены для резистивной нагрузки. При емкостной нагрузке ток через диод ограничивается значением $I_{\text{пр}}/2$, которое для данных диодов равно 0,5 А. Это связано с тем, что повторные броски тока большой амплитуды в емкостной цепи создают опасность для диодов.

В технических характеристиках редко указываются предельные значения токов для схем с емкостной нагрузкой, а если и указываются, то они, как правило, превышают 50%-ные значения тока для резистивной нагрузки. При отсутствии таких данных принять предельное значение равным 50% достаточно для обеспечения безопасной работы схемы.

В соответствии с уравнением (5.3) броски тока

$$I_{\text{выбр}} = \frac{2 \cdot 250 - 2 \cdot 0{,}7}{22} = 16\ \text{А}.$$

Однако, так же как и обратное напряжение, они могут изменяться почти на 20%, и в худшем случае $I_{\text{выбр}} = 20$ А. Этот ток не превышает максимально допустимого тока для условий измерений, определенных Объединенным

советом по электронным приборам, составляющего 25 А.

Следует, однако, рассмотреть и другие параметры, указанные в технических характеристиках. Некоторые из них говорят сами за себя, иные почти не используются, а о третьих стоит упомянуть. Если выполняются указанные условия, то в качестве предельных значений бросков тока можно использовать 90 или 100 А. Определить их проще путем измерения с помощью осциллографа с токовым зондом, чем аналитическими расчетами.

Обратный ток, вплоть до 25 мкА, не оказывает серьезного воздействия на схему выпрямителя. Не имеет также значения и падение прямого напряжения до 1,2 В при высоком выходном напряжении. Время обратного восстановления, составляющее 5 мкс, играет роль только на частотах, значительно превышающих 60 Гц, а также иногда при коммутации.

Предельно допустимое значение максимальной обратной мощности $P = 1000$ Вт указано для режима обратного пробоя, который может обусловливаться, например, переходными процессами в сети. Если используется защита с помощью плавкого предохранителя, то защитный показатель $I^2t = 4\ \text{А}^2 \cdot \text{с}$ указывает максимальное значение для плавкого предохранителя, защищающего диод.

Наконец, нужно заметить, что некоторые из этих параметров не зарегистрированы Объединенным советом по электронным приборам. Если они необходимы, то следует обратиться к техническим характеристикам, предоставляемым конкретными торговыми фирмами.

5.3. ВЫБОР СТАБИЛИТРОНА ДЛЯ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО СТАБИЛИЗАТОРА

В табл. 5.2 приведены обычно используемые параметры стабилитронов.

Задача 5.2. На рис. 5.2 показана схема стабилизатора напряжения, который при подаче на вход постоянного напряжения 25 В обеспечивает на выходе постоянное напряжение 12 В. Колебания выходного напряжения должны находиться в пределах ±10%. При изменении напряжения источника на 2 В выходное напряжение не должно отклоняться более чем на 100 мВ. Нагрузка $R_н$ может принимать любое значение между 400 Ом и 1 кОм. Максимальная температура окружающей среды составляет 40 °С. Подберите подходящий стабилитрон.

Теория. Работа стабилитрона в значительной степени зависит от тока $I_{ст}$, текущего через него. В данной схеме

$$I_{ст} = \frac{U_{вх} - U_{вых}}{R_1} - \frac{U_{вых}}{R_н}. \qquad (5.4)$$

Таблица 5.2. Параметры стабилитронов

Параметр	Обозначение	Определение
Напряжение стабилизации	$U_{ст}$	Номинальное напряжение, при котором диод оказывает стабилизирующее действие
Минимально допустимый ток стабилизации	$I_{ст.min}$	Минимальный ток, необходимый для работы стабилитрона
Максимальный ток стабилизации	$I_{ст.max}$	Максимальный ток, который может протекать через стабилитрон
Полное сопротивление стабилитрона в области лавинного пробоя через него	$Z_{ст}$	Показывает изменение напряжения на стабилитроне при небольших изменениях тока через него относительно указанного значения испытательного тока $I_{ст.исп}$

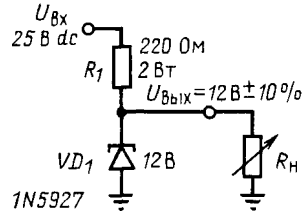


Рис. 5.2. Принципиальная схема параллельного стабилизатора

Желательно получить на выходе схемы неизменное постоянное напряжение $U_{вых}$. Однако при изменении $I_{ст}$ несколько меняется и $U_{вых}$:

$$\Delta U_{вых} = \Delta I_{ст} Z_{ст}, \qquad (5.5)$$

где $Z_{ст}$ – полное сопротивление стабилитрона в области лавинного пробоя.

При колебании входного напряжения в основном варьируется напряжение на резисторе R_1, а наибольшим изменениям подвергается ток через диод (поскольку выходные значения напряжения и тока относительно постоянны). Таким образом,

$$\Delta I_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{R_1}, \qquad (5.6)$$

и в соответствии с уравнением (5.5)

$$\Delta U_{\text{вых}} \simeq Z_{\text{ст}} \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{R_1}. \qquad (5.7)$$

Решение. Выбираем стабилитрон 1N5927B. Характеристики стабилитрона 1N5927B приведены ниже.

Предельные эксплуатационные данные, зарегистрированные Объединенным советом по электронным приборам, приведены в табл. 5.3.

Электрические характеристики (при $T_{\text{в}} = 30\ ^\circ\text{C}$, если ие указано другое значеиие) ($U_{\text{пр}.max} = 1{,}5$ В при $I_{\text{пр}} = 200$ мА для всех типов диодов):

Номер типа прибора фирмы Motorola 1N5927
Номинальное напряжение стабилизации $U_{\text{ст}}$ при $I_{\text{ст.исп}}$, В 12
Испытательный ток $I_{\text{ст.исп}}$, мА . . . 31,2
Максимальное полное сопротивление стабилитрона $Z_{\text{ст.исп}}$ в области лавинного пробоя при $I_{\text{ст.исп}}$, Ом 6,5
Максимальное полное сопротивление стабилитрона $Z_{\text{ст.к}}$ в области лавинного пробоя при $I_{\text{ст}.min} = 0{,}25$ мА, Ом 550
Максимальный обратный ток утечки $I_{\text{обр}}$ при $U_{\text{обр}} = 9{,}1$ В, мкА 1,0
Максимальный постоянный ток стабилизации $I_{\text{ст}.max}$, мА 125

Примечание. Допуски обозначены следующим образом: отсутствие буквы в конце цифрового обозначения диода – допуск ±20%, буква A в конце цифрового обозначения – ±10%, буква B – ±5%, буква C – ±2% и буква D – ±1%.

Таблица 5.3. **Предельные эксплуатациоиные даиные**

Параметр	Обозначение	Значение	Единица измерения
Мощность рассеивания при $T_{\text{в}} = 75\ ^\circ\text{C}$	P	1,5	Вт
(Длина выводов 9,5 мм) "Уход" параметра при $T_{\text{в}} = 75\ ^\circ\text{C}$	–	12	мВт/°C
Диапазон температур перехода (хранения)	$T_{\text{п}}, T_{\text{хр}}$	$-55 \div +200$	°C

Вообще стабилитроны хорошо работают при токе $I_{\text{ст.исп}}$, при котором они испытываются. Они также хорошо работают при повышенных токах, если не превышается допустимая рассеиваемая мощность. Следовательно, обычно стараются выбрать прибор, у которого $I_{\text{ст.исп}}$ сравним с минимальным $I_{\text{ст}}$ схемы. Такая ситуация имеет место, когда нагрузка составляет 400 Ом. Тогда в соответствии с уравнением (5.4)

$$I_{\text{ст}} = \frac{25 - 12}{220} - \frac{12}{400} = 29\ \text{мА}. \qquad (5.8)$$

Это значение близко к $I_{\text{ст.исп}} = 31{,}2$ мА для стабилитрона типа 1N5927B.

Необходимо также проверить максимальную рассеиваемую мощность при максимальном $I_{\text{ст}}$, когда $R_{\text{н}} = 1$ кОм. В этом случае

$$I_{\text{ст}.max} = \frac{25 - 12}{220} - \frac{12}{1000} = 47\ \text{мА}. \qquad (5.9)$$

Рассеиваемая мощность

$$P = I_{\text{ст}} U_{\text{ст}} = 47 \cdot 12 = 564\ \text{мВт}.$$

Это значение с запасом не превышает предельно допустимого значения, равного 1,5 Вт, при температуре выводов $T_{\text{в}} = 75\ ^\circ\text{C}$.

Степень изменения выходного напряжения вследствие колебания входного рассчитывается на основе указанного значения полного сопротивления стабилитрона при $I_{\text{ст.исп}}$, равного 6,5 Ом, по уравнению (5.7) в виде

$$\Delta U_{\text{вых}} = 6{,}5 \frac{2}{220} = 59\ \text{мВ},$$

что оказывается в пределах требований схемы.

Такое отклонение напряжения имеет место при $R_{\text{н}} = 400$ Ом, когда $I_{\text{ст}} = I_{\text{ст. исп}}$. При более высоких значениях $R_{\text{н}}$ ток $I_{\text{ст}}$ растет, а $Z_{\text{ст}}$ уменьшается, поэтому $\Delta U_{\text{вых}}$ становится несколько меньше.

Для того чтобы удовлетворить требованиям к допуску на колебания выходного напряжения (10%), используем стабилитрон 1N5927B с допуском ±5%. Стабилитрон 1N5927A с допуском ±10% не подходит, поскольку отклонения значений тока цепи и температуры вызовут дополнительные изменения выходного напряжения. Приближенно эти изменения можно оценить следующим образом.

Если $R_{\text{н}}$ находится в пределах от 400 Ом до 1 кОм, то $I_{\text{ст}}$ возрастает на 18 мА, что следует из уравнений (5.8) и (5.9). В результате согласно уравнению (5.5) выходное напряжение изменится на

$$\Delta U_{\text{вых}} = 6{,}5 \cdot 18 = 117\ \text{мВ}. \qquad (5.10)$$

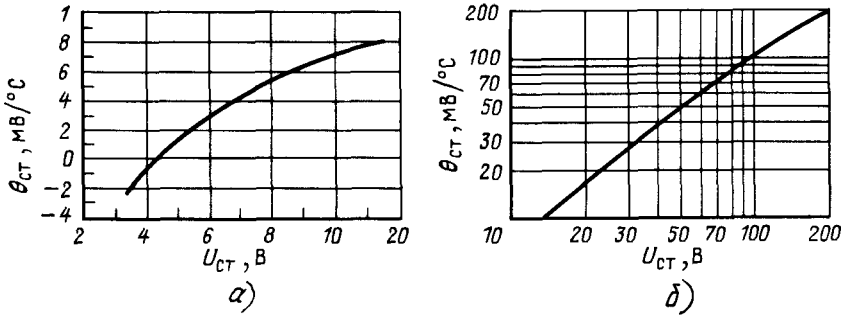


Рис. 5.3. Зависимость ТКН от напряжения стабилизатора: *а* – $U_{ст}$ = 12 В; *б* – $U_{ст}$ = 14 – 200 В

(Фактически изменения оказываются несколько меньшими, поскольку при большом токе сопротивление $Z_{ст}$ становится меньше 6,5 Ом.) Возрастание $I_{ст}$ приводит также к увеличению рассеиваемой мощности:

$$P = \Delta I_{ст} U_{вых} = 18 \cdot 12 = 216 \text{ мВт}.$$

Результирующий рост температуры рассчитывается на основе коэффициента снижения номинальной мощности, равного 12 мВт/°С: $\Delta T = \Delta P/12 = 216/12 = 18$ °С. Диапазон изменения температуры окружающей среды, составляющий 15 °С (от 25 до 40 °С), должен быть расширен до 33 °С. Температурный коэффициент по напряжению (ТКН) диода, у которого $U_{ст}$ = 12 В, на основании кривых, показанных на рис. 5.3,*а*, оказывается равным приблизительно +9 мВ/°С. Тогда

$$\Delta U_{вых} = \Delta T \cdot \text{ТКН} = 33 \cdot 9 = 297 \text{ мВ}. \quad (5.11)$$

После суммирования результатов (5.10) и (5.11) получаем общее возможное отклонение выходного напряжения, составляющее +414 мВ, которое добавляется к основному допуску (±5%), и, как и требовалось, при этом изменение напряжения на выходе не превысит ±10%.

Обратный ток и минимальный ток стабилизации в схеме не учитываются, поскольку диод не работает при низких уровнях тока.

Таблица 5.4. **Параметры светоизлучающих диодов**

Параметр	Обозначение	Определение
Прямое напряжение	$U_{пр}$	Постоянное прямое напряжение на светодиоде
Сила света, КД	I	Мера интенсивности (яркости) излучаемого света
Выходна мощность	$P_{вых}$	Мощность излучения или яркость светодиода
Максимум спектра излучения	λ_{max}	Длина волны наиболее ярко излучаемого цвета
Ширина спектра излучения	$\Delta\lambda$	Показатель чистоты излучаемого цвета

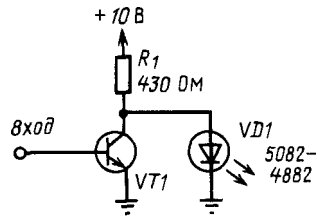


Рис. 5.4. Схема управления светодиодом

5.4. ВЫБОР СВЕТОДИОДОВ

В табл. 5.4 приведены наиболее часто используемые параметры светодиодов.

Задача 5.3. В схеме на рис. 5.4 транзистор VT_1 работает как коммутатор, т.е. он или насыщен, или заперт, а диод VD_1 является светодиодом. Температура окружающей среды может достигать 40 °С. Подберите для схемы подходящий светодиод.

Теория. Если транзистор VT_1 насыщен, то напряжение на его коллекторе составляет всего несколько десятых долей вольта, что недостаточно для прямого смещения диода VD_1, и последний не светится. Когда транзистор

VT_1 запирается, VD_1 оказывается прямосмещенным, и через него течет ток

$$I_{пр} = \frac{U_{и.п} - U_{пр}}{R_1}, \qquad (5.12)$$

где $U_{и.п}$ – напряжение источника питания; $U_{пр}$ – падение напряжения на VD_1 при протекании постоянного прямого тока.

Решение. Выбираем светоизлучающий диод серии 5082–4882. Характеристики светодиодов серии 5082–4880 приведены ниже.

Светодиоды серии 5082–4880 выпускаются с тремя различными типами линз: красной рассеивающей, прозрачной рассеивающей и просто прозрачной.

Красные рассеивающие линзы обеспечивают превосходное отношение контрастности состояний включено/выключено. Прозрачные линзы предназначены для применения в тех случаях, когда требуется точечный источник света. Особенно полезны они там, где свет должен фокусироваться или рассеиваться внешними оптическими устройствами. Прозрачные рассеивающие линзы применяются для маскирования красного цвета в выключенном состоянии. Выбор необходимого диода осуществляется в соответствии с табл. 5.5.

Предельные эксплуатационные характеристики диодов при $T = 25^{\circ}C$

Постоянная мощность рассеивания, мВт	100
Постоянный прямой ток, мА	50
Максимально допустимый импульсный прямой ток (длительность импульса 1 мкс, скорость 300 импульсов в секунду), А	1
Напряжение между выводами и корпусом, В	300
Диапазон изменения температур при работе и хранении, °С	От –55 до +100
Температура пайки выводов в течение 17 с, не дольше, °С	230

Таблица 5.5. Руководство по выбору светодиодов

Минимальный световой выход, мкд	Тип линзы		
	Красная рассеивающая	Прозрачная пластмассовая	Прозрачная рассеивающая
0,5	5082–4880	5082–4883	5082–4886
1,0	5082–4881	5082–4884	5082–4887
1,6	5082–4882	5082–4885	5082–4888

Электрические характеристики диодов приведены в табл. 5.6.

Если используется светодиод красного цвета, то $U_{пр} = 1{,}6$ В. В соответствии с уравнением (5.12)

$$I_{пр} = \frac{10 - 1{,}6}{430} = 19{,}5 \text{ мА}.$$

Для диода 5082–4882 указано значение прямого тока, равное 20 мА, следовательно, он хорошо работает при токе, обеспечиваемом схемой. Характерная для него высокая сила света (1,8 мкд) и красная рассеивающая линза с высокой контрастностью способствуют наилучшей различимости свечения. При максимальном прямом напряжении $U_{пр} = 2$ В мощность рассеивания составляет приблизительно 40 мВт, что не превышает предельного значения, равного 100 мВт.

Обычно светоизлучающие диоды имеют низкое обратное напряжение пробоя (в данном случае оно равно 3 В). Если схема построена так, что обратное напряжение к прибору не прикладывается, то это обстоятельство значения не имеет.

Конструкция светодиодов типа 5082–4882 (рис. 5.5) наилучшим образом подходит для монтажа на панелях со специальными зажимами. Поскольку выходной сигнал светодиодов представлен в визуальной форме, выбирая их, следует учесть множество факторов. Часто имеет значение внешний вид прибора. При определении соответствия яркости свечения требуемому значению необходимо иметь в виду следующие обстоятельства.

1. При одном и том же номере типа прибора яркость свечения может различаться у разных диодов более чем в 2 раза.

2. При возрастании температуры на 1 °С яркость обычно уменьшается приблизительно на 1 %. Это говорит о том, что при максимальной температуре, указанной в задаче, яркость понизится примерно на 15 %.

По сравнению с другими полупроводниковыми приборами светодиоды отличаются высокой надежностью и большой долговечностью, однако со временем яркость свечения существенно уменьшается.

Из вышесказанного можно заключить, что по возможности нужно выбирать прибор с большой яркостью.

Характерной особенностью светодиодов является также то, что при возрастании тока увеличивается их световая отдача. Однако с ростом постоянного тока возрастает температура перехода, которая ее уменьшает. При работе прибора в импульсном режиме, поддерживая постоянными средние значения тока и мощности, но увеличивая максимальные значения тока, можно увеличить яркость свечения более чем в 2 раза.

Таблица 5.6. **Электрические характеристики диодов при $T = 25$ °С**

Обозначение	Параметр	5082–4880			5082–4881			5082–4882			Единицы	Условия испытаний
		Мин.	Ном.	Макс.	Мин.	Ном.	Макс.	Мин.	Ном.	Макс.		
I	Сила света	0,5	0,8	–	1,0	1,3	–	1,6	1,8	–	мкд	$I_{пр}$ = = 20 мА
I	Сила света	–	–	–	–	–	–	–	–	0,8	мкд	$I_{пр}$ = = 10 мА
λ_{max}	Длина волны	–	655	–	–	655	–	–	655	–	нм	Измеряется в максимуме
τ	Быстродействие		10	–	–	10	–	–	10	–	нс	
C	Емкость	–	200	–	–	200	–	–	200	–	пФ	–
$\theta_{пк}$	Тепловое сопротивление		270	–	–	270	–	–	270	–	°С/Вт	Между переходом и выводом катода
$U_{пр}$	Прямое напряжение	–	1,6	2,0	–	1,6	2,0	–	1,6	2,0	В	$I_{пр}$ = = 20 мА
$U_{пр.обр}$	Обратное пробивное напряжение	3	4	–	3	4	–	3	4	–	В	$I_{обр}$ = = 10 мкА

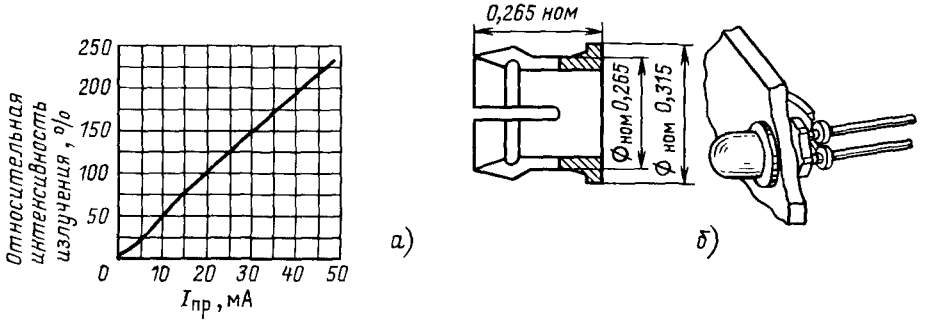


Рис. 5.5. Зависимость интенсивности излучения светодиодов серии 5082–4882 от постоянного прямого тока (*а*) и крепление диодов на панели (*б*)

5.5. ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКИЕ ИНДИКАТОРНЫЕ ПРИБОРЫ

Эти приборы не относятся ни к диодам, ни к полупроводникам. Однако остановимся на их рассмотрении из-за того, что функции, выполняемые ими, аналогичны функциям светодиодов, используемых в цифровых или буквенных индикаторах. Например, в цифровых или буквенных индикаторах часов широко применяются и светоизлучающие диоды, и жидкие кристаллы.

Жидкие кристаллы свет не излучают, а возможность считывания информации с таких индикаторов зависит от отсвещенности места, где они находятся (в принципе, так же обстоит дело и с напечатанной страницей, которую вы сейчас читаете). Жидкокристаллический индикатор состоит из отражающего фона и собственно жидких кристаллов, которые в обычном состоянии прозрачны, но теряют свою прозрачность и становятся черными на вид при приложении к ним напряжения.

Жидкий кристалл помещается между двумя прозрачными электропроводными слоями, в результате чего образуется слоистая структура, напоминающая структуру конденсатора, сос-

тоящую из пластин и диэлектрика. Электрические характеристики жидкокристаллических индикаторов напоминают характеристики конденсаторов небольшой емкости, поскольку жидкий кристалл – диэлектрик.

Потребляемая жидкокристаллическим индикатором мощность невелика, она расходуется только на заряд и разряд небольшой емкости при изменениях показаний индикатора. Это обстоятельство делает такие индикаторы исключительно привлекательными для применения в тех случаях, когда в качестве источников питания используются небольшие батареи. Основным их недостатком является плохая различимость изображения при слабом освещении, что может протребовать дополнительного источника света.

5.6. ВЫБОР ВАРИКАПОВ ДЛЯ НАСТРОЙКИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СХЕМ

В табл. 5.7 приведены наиболее часто встречающиеся параметры варикапов.

Задача 5.4. На рис. 5.6 показана параллельная резонансная схема. Выберите варикап VD_1 для настройки в резонанс катушки индуктивности L_1. Катушка с сердечником позволяет изменять индуктивность от 6,5 до 9,5 мкГн. Управляющее напряжение с помощью потенциометра R_1 варьируется в пределах от 2 до 45 В, при этом схема может перестраиваться с минимальной частоты порядка 16 до максимальной 20 МГц и выше. При колебаниях температуры окружающей среды от 25 до 50 °С резонансная частота не должна изменяться более чем на 1 %. Добротность катушки L_1 составляет 125, а добротность схемы должна быть не ниже 100.

Таблица 5.7. Параметры варикапов

Параметр	Обозначение	Определение
Последовательная индуктивность	$L_{посл}$	Индуктивность (главным образом, выводов) последовательная с емкостью диода
Температурный коэффициент емкости	ТКЕ	Изменение емкости, вызванное изменением температуры
Добротность	Q	Отношение реактивного сопротивления емкости к последовательному сопротивлению утечки
Коэффициент перекрытия до емкости	K_C	Отношение значений емкости при определенных значениях обратного напряжения

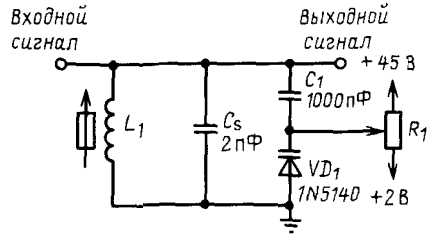


Рис. 5.6. Схема, настраиваемая в резонанс с помощью варикапа

Теория. Конденсатор C_1 не пропускает постоянный ток. Его емкость достаточно велика, чтобы для переменного тока он был короткозамкнутым и не влиял на настройку, при этом резонансная частота задается выражением

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 (C_д + C_{пар})}}, \qquad (5.13)$$

где $C_д$ – емкость диода VD_1. Когда управляющее напряжение, смещающее диод VD_1 в обратном направлении, возрастает, увеличивается толщина обедненного слоя вблизи p–n-перехода, и, таким образом, емкость уменьшается.

Из уравнения (5.13) индуктивность

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f^2 (C_д + C_{пар})} \qquad (5.14)$$

и емкость

$$C_д = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L_1} - C_{пар} \qquad (5.15)$$

Добротность схемы, на которую влияют добротности катушки индуктивности Q_L и диода Q_C, определяется в виде

$$Q = \frac{Q_L Q_C}{Q_L + Q_C}. \qquad (5.16)$$

(Добротность разделительного конденсатора C_1 велика и на схему влияния не оказывает.)

Решение. Выбираем варикап 1N5140. Технические характеристики варикапа 1N5140 приведены ниже.

Кремниевые варикапы предназначены для электронной настройки и генерации гармоник. Как и все твердотельные приборы, они отли-

чаются повышенной надежностью по сравнению с механическими устройствами. Предельные эксплуатационные данные варикапов приведены в табл. 5.8, а их электрические характеристики – в табл. 5.9 и 5.10.

Семейство диодов имеет предельное обратное напряжение 60 В, что соответствует управляющему напряжению в схеме. Необходимую номинальную емкость найдем из уравнения (5.15), используя параметры $f = 18$ МГц и $L_1 = 8$ мкГн, следующим образом:

$$C_д = \frac{1}{4\pi^2 (18 \cdot 10^6)^2 \cdot 8 \cdot 10^{-6}} - 2 \cdot 10^{-12} =$$

$$= (9{,}8 - 2) \cdot 10^{-12} = 7{,}8 \text{ пФ}.$$

Варикап 1N5140 имеет приблизительно такую же емкость, но его еще нужно проверить при граничных условиях. Максимальная емкость при $U_{обр} = 4$ В составляет 10 пФ ± 10 %, т.е. предельные значения равны 9 и 11 пФ соответственно. (При $U_{обр} < 4$ В получаются

Таблица 5.8. **Предельные эксплуатационные данные вариантов (при $T_к = 25$ °С, если вет других указаний)**

Параметр	Обозначение	Значение	Единица измерения	Параметр	Обозначение	Значение	Единица измерения
Постоянное обратное напряжение	$U_{обр}$	60	В	Мощность рассеивания при $T_к = 25$ °С	$P_к$	2,0	Вт
Постоянный прямой ток	$I_{пр}$	250	мА	Уменьшение значения мощности рассеивания при $T_к > 25$ °С		13,3	мВт/°С
Входная мощность высокочастотного сигнала[1]	$P_{вх}$	5,0	Вт	Температура перехода	$T_п$	+175	°С
Мощность рассеивания при $T = 25$ °С	P	400	мВт	Диапазон температур при хранении	$T_{хр}$	−65 ÷ ÷+200	°С
Уменьшение значения мощности рассеивания при $T > 25$ °С	–	2,67	мВт/°С				

[1] Предельное значение входной мощности высокочастотного сигнала приведено для случая, когда обеспечивается соответствующий теплоотвод.

Таблица 5.9. **Электрические характеристики варикапов ($T = 25$ °С, если вет других указаний)**

Параметр	Условия испытаний	Обозначение	Мин.	Ном.	Макс.	Единицы измерения
Обратное постояниое напряжение пробоя	$I_{обр} = 10$ мкА	$U_{пр.обр}$	60	70	–	В
Постоянный ток утечки при	$U_{обр} = 55$ В при	$I_{обр}$	–	–	0,02	мкА
постоянном обратном напряжении	$T = 25$ °С, $U_{обр} = 55$ В при $T = 150$ °С	–	–	–	20	мкА
Последовательная индуктивность	$f = 250$ МГц, $l = 1{,}6$ мм	$L_{пос}$	–	5,0	–	иГн
Емкость корпуса	$f = 1$ МГц, $l = 1{,}6$ мм	$C_к$	–	0,25	–	пФ
Температурный коэффициент емкости диода	$U_{обр} = 4$ В, $f = 1$ МГц	ТКЕ	–	200	300	10^{-6}/°С

Таблица 5.10. **Некоторые параметры варикапов**

Тип диода (варикапа)	Емкость диода $C_д$ ($U_{обр}$ = 4 В, f = 1 МГц), пФ			Добротность Q ($U_{обр}$ = 4 В, f = 50 МГц (мин.)	ТКН при $U_{обр}$ = = 4 В, f = 1 МГц		Коэффициент перекрытия по емкости K_C (C_4/C_{60}, f = 1 МГц)	
	Мин.	Ном.	Макс.		Мин.	Ном.	Мин.	Ном.
1N5139	6,1	6,8	7,5	350	0,37	0,40	2,7	2,9
1N5139A	6,5	6,8	7,1	350	0,37	0,40	2,7	2,9
1N5140	9,0	10,0	11,0	300	0,38	0,41	2,8	3,0
1N5140A	9,5	10,0	10,5	300	0,38	0,41	2,8	3,0

несколько большие значения емкости, но добротность становится ниже указанной.)

Схему требуется настроить с помощью катушки индуктивности на минимальную частоту 16 МГц при обоих предельных значениях емкости. Из уравнения (5.14) при $C_д$ = 9 пФ определим индуктивность:

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 (16\cdot 10^6)^2 (9+2)\cdot 10^{-12}} =$$

$$= 9{,}0 \text{ мкГн.} \qquad (5\ 17а)$$

Если же $C_д$ = 11 пФ, то

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 (16\cdot 10^6)^2 (11+2)\cdot 10^{-12}} =$$

$$= 7{,}6 \text{ мкГн.} \qquad (5.17б)$$

Оба эти значения находятся в пределах диапазона перестройки катушки индуктивности L_1 (от 6,5 до 9,5 мкГц). Способность $C_д$ настраивать схему на верхнюю предельную частоту 20 мГц путем изменения управляющего напряжения можно проверить при нижних предельных значениях индуктивности L_1 [уравнение (17а)] и емкости $C_д$.

Наивысшая резонансная частота соответствует управляющему напряжению 45 В. Из технических характеристик варикапа очевидно, что при этом емкость $C_д$ уменьшается с 9 приблизительно до 3,6 пФ (рис. 5.7). Частота рассчитывается с помощью уравнения (5.13) следующим образом:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{9{,}0\cdot 10^{-6}(3{,}6+2)\cdot 10^{-12}}} =$$

$$= 22{,}4 \text{ МГц,}$$

что значительно выше, чем требуется в задаче.

Отметим, что расчет производился для нижних предельных значений $C_д$. В случае номинальных или верхних предельных значений диапазон перестройки будет еще больше, поскольку параллельное сочетание ($C_д$ + + $C_{пар}$) изменится в большей степени.

Указанный в технических характеристиках коэффициент перекрытия по емкости на практике достигнуть нереально. Для его получения требуется, чтобы управляющее напряжение $U_{обр}$ было доведено до максимально допустимого для диода значения. Фактически напряжение $U_{обр}$ нужно поддерживать существенно

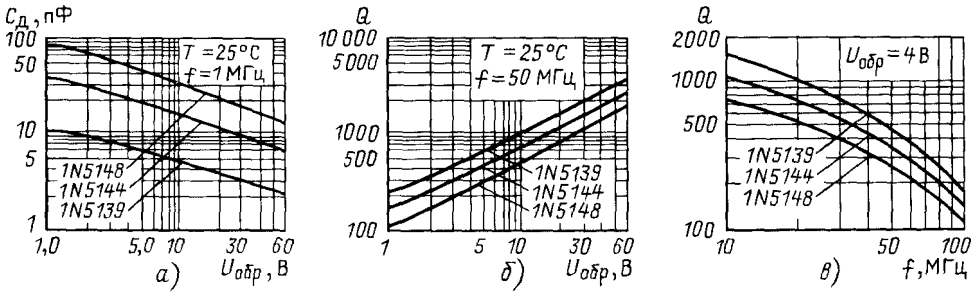


Рис. 5.7. Зависимости емкости диода от постоянного обратного напряжения (*а*), добротности диода от постоянного обратного напряжения (*б*) и добротности диода от частоты (*в*)

ниже указанного максимального значения, учитывая допуски и обеспечивая необходимый запас.

Добротность диода Q_C на частоте 50 МГц составляет 300. Из рис. 5.7 следует, что на частоте 20 МГц она возрастает приблизительно вдвое и становится равной 600. Если температура окружающей среды оказывается равной верхнему граничному значению $T = 50\ ^\circ C$, то добротность уменьшается на 10% и составляет 540. Тогда в соответствии с уравнением (5.16) добротность схемы

$$Q = \frac{540 \cdot 125}{540 + 125} = 101.$$

Следовательно, добротность схемы превышает требуемое значение, причем это наихудшее значение (при $U_{обр} = 4$ В), поскольку в пределах большей части диапазона перестройки частоты Q_C значительно выше.

Изменение резонансной частоты в зависимости от температуры отражает температурный коэффициент емкости диода, равный 300 млн$^{-1}$/$^\circ$C. При изменении температуры окружающей среды на 25 $^\circ$C изменение емкости $\Delta C_Д = 50 \cdot 300 \cdot 10^{-6} = 1500 \cdot 10^{-6} = 1{,}5\%$. Поскольку из уравнения (5.13) следует, что резонансная частота зависит от квадратного корня из $C_Д$, изменения частоты оказываются в 2 раза меньше и составляют 0,75%.

Параметры мощности рассеивания и постоянного прямого тока не рассматриваются, поскольку диод всегда находится в обратносмещенном состоянии. Обратный ток имеет значение только в том случае, если полное сопротивление (R_1) источника управляющего напряжения очень велико.

Условиям задачи удовлетворяет и диод 1N5140A с допуском 5%, но он, естественно, стоит дороже.

5.7. ВЫБОР ДИОДОВ ШОТКИ

В табл. 5.11 приведены параметры диодов Шотки и p–i–n-диодов, применяемых в приборах СВЧ: смесителях, детекторах и переключателях.

Задача 5,5 Показанный на рис. 5.8 балансный смеситель является одним из каскадов входной части приемника СВЧ, входная частота которого равна 5,0 ГГц, частота гетеродина 4,97 ГГц и выходная частота 30 МГц. В высокочастотной части схемы применяется полосковая линия. Полное входное сопротивление первичной обмотки трансформатора T_1 составляет 350 Ом. Выберите диоды VD_1 и VD_2, обладающие достаточным динамическим диапазоном для обеспечения низкого уровня искажений.

Таблица 5.11. **Параметры диодов Шотки и p–i–n-диодов**

Параметр	Обозначение	Определение
Время жизни носителей	τ	Среднее время существования носителей после пересечения прямосмещенного перехода; показатель скорости переключения диода
Коэффициент стоячей воды	КСВ	Отношение максимального тока к минимальному. Показатель рассогласования полного сопротивления линии передачи, обусловленного диодом
Полное сопротивление на промежуточной частоте	$Z_{пч}$	Полное сопротивление диода, используемого в качестве смесителя, на указанной промежуточной частоте
Развязка	–	Отношение выходного сигнала к входному, дБ, в случае использования диода в качестве переключателя, смещение на который подано так, чтобы развязать сигналы
Вносимые потери	–	Ослабление, дБ, сигнала, прошедшего через переключатель на p–i–n-диоде, смещение на который подано так, чтобы обеспечить передачу сигнала

Теория. Для получения на выходе разностной частоты на оба смесительных диода подается напряжение с частотой гетеродина. Фазы колебаний гетеродина Φ_1 и Φ_2 сдвинуты относительно друг друга на 180 $^\circ$ для обеспечения подавления шумов гетеродина на выходе. Потенциометр R_2 позволяет регулировать постоянный ток смещения между 20 и 150 мкА, что необходимо для получения наилучших характеристик.

Катушка индуктивности L_2 и конденсатор C_2 образуют последовательный резонансный контур с резоианской частотой 30 МГц для отведения сигнала на промежуточной частоте и развязки схемы по высокой частоте. Катушка индуктивности L_1 совместно с полным сопротивлением полосковой линии обеспечивает согласование полного сопротивления диодов с высокочастотной линией, и, наконец, конденсатор C_1 блокирует постоянный ток смещения. Катушки L_3 и L_4 являются высокочастотными дросселями.

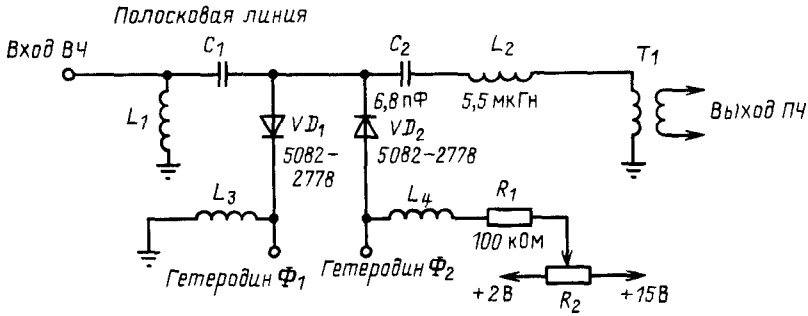


Рис. 5.8. Схема балансного смесителя

Решение. Выбираем согласованную пару диодов Шотки 5082–2778. Технические характеристики диодов Шотки приведены ниже.

Предельные эксплуатационные данные диодов Шотки:

Импульсная рассеиваемая мощности при $T = 25$ °С, Вт	1
Мощность рассеивания незатухающей гармонической волны при $T = 25$ °С, мВт	300
Рабочий диапазон температур $T_р$, °С	От –60 до +150
Диапазон температур хранения $T_{хр}$, °С	От –60 до +150
Максимальное натяжение выводов при монтаже, г	2
Температура монтажа (не более 10 с), °С	220

Электрические характеристики диодов Шотки по постоянному току приведены в табл. 5.12, а по высокой частоте – в табл. 5.13.

На рис. 5.9 приведены характеристики некоторых типов диодов и их размеры.

Диоды Шотки и диоды с точечными контактами, имеющие время жизни неосновных носителей около 100 пс, – это единственные типы диодов, которые подходят для работы в диапазоне гигагерц. В большинстве случаев диоды Шотки, известные также как диоды на "горячих" носителях, оказываются наиболее подходящими. Первым шагом при выборе диодов является поиск тех из них, которые обладают характеристиками, позволяющими использовать их в качестве смесителей.

Следующим шагом будет поиск таких смесительных диодов, которые подходят для конкретной физической структуры высокочастотной схемы. В подобных случаях широко применяются полосковые линии, состоящие из

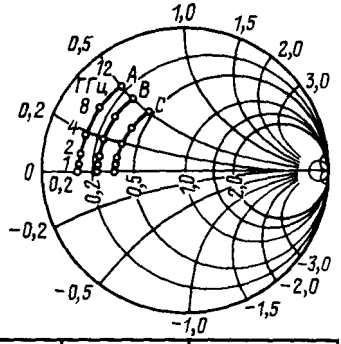
Таблица 5.12. Электрические характеристики диодов Шотки по постоянному току при $T = 25$ °С

Параметр	Обозначение	5082–2709; 5082–2768; 5082–2778	5082–2716; 5082–2769; 5082–2779	5082–2767	Единица измерения	Условия испытаний
Минимальное напряжение пробоя	$U_{пр.обр}$	3	3	3	В	$I_{обр} = 10$ мкА
Максимальное прямое напряжение	$U_{пр}$	1	–	–	В	$I_{пр} = 20$ мА, $I_{пр} = 30$ мА
Максимальная общая емкость диода	$C_д$	0,25	0,15	0,10	пФ	$U_{обр} = 0$, $F =$ = 1 МГц
Партия приборов, согласованных по постоянному току[1]	–	5082–2509	5082–2510	–	–	$U_{пр} = 15$ мВ при 1 мА

[1] Минимальный размер партии составляет 20 приборов или 20% заказа в зависимости от того, что меньше.

Таблица 5.13. **Электрические характеристики диодов Шотки по высокой частоте при T = 25 °С**

Параметр	Обозначение	5082–2768	5082–2769	Единица измерения	Условия испытаний
Максимальный коэффициент шума	$K_{ш.max}$	6,5 при 9,375 ГГц	7,5 при 16 ГГц	дБ	–
Максимальный КСВН	КСВН	1,5 : 1	1,5 : 1	–	Мощность гетеродина 1 мВт
Полное сопротивление на промежуточной частоте	$Z_{п.ч}$	250–500	250–500	Ом	$f_{п.ч}$ = 30 МГц, $K_{ш}$ = = 1,5 дБ
Пары, согласованные по высокой частоте	–	5082–2778	5082–2779	–	$\Delta K_{ш} \leqslant 0{,}3$ дБ, $\Delta Z_{п.ч} < 25$ Ом



Кривая	Выпрямленный ток, мА	Приближенное значение падающей мощности, мВт
A	1	0,5
B	1,5	10
C	3	20

Рис. 5.9. Характеристики проводимости диодов 5082–2709 и диодов 2509, 2768 и 2778 с самосмещением

полоски проводника, расположенной между двумя земляными пластинами и отделенной от них тонкими слоями изолятора. Окончательный выбор диода 5082–2778 основывается на следующих факторах.

1. Частота 5 ГГц включена в рекомендуемый диапазон для этих диодов.

2. Полное сопротивление на промежуточной частоте $Z_{п.ч}$ находится в диапазоне от 250 до 500 Ом, что обеспечивает хорошее согласование с полным входным сопротивлением трансформатора T_1, составляющим 400 Ом.

3. Максимальный коэффициент шума, равный 6,5 дБ, и коэффициент стоячей волны, равный 1,5 (для указанных условий), – это наилучшие значения, которые можно ожидать от диодов такого типа.

4. В балансном смесителе использована согласованная пара для обеспечения равных токов через каждую ветвь в целях оптимального подавления шума гетеродина.

Входная проводимость диода показана на диаграмме Смита (рис. 5.9). Эти данные необходимы для расчета схемы согласования по полному сопротивлению, в нашем случае включающей индуктивность L_1, расположенную на расстоянии долей длины волны от VD_1. Метод согласования полного сопротивления должен учитывать физическую конфигурацию проводника полосковой линии, что выходит за рамки рассмотрения данной главы.

5.8. ВЫБОР *p–i–n*-ДИОДА ДЛЯ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ "ПРИЕМ-ПЕРЕДАЧА"

Параметры, представляющие интерес в случае *p–i–n*-диодов, приведены в табл. 5.11. В обозначении *p–i–n* буквой *i* обозначен слой собственного (беспримесного) кремния, заключенный между полупроводниками *p*- и *n*-типов и определяющий особенности прибора. Эти диоды обладают переменным динамическим сопротивлением по отношению к высокочастотному сигналу, управление которым осуществляется постоянным прямым смещением, что позволяет применять диоды в различной аппаратуре СВЧ-диапазона, включая перестраиваемые аттенюаторы, ограничители, фазовращатели и переключатели.

Задача 5.6. Переключатель "прием-передача" на рис. 5.10 является частью входных каскадов приемника СВЧ, использующего общую антенну с мощным импульсным передатчиком СВЧ (типа радиолокационного приемопередатчика). Максимальная мощность высокочастотного сигнала, подаваемого на коммутатор, составляет 2,2 кВт, а длительность импульсов равна 1,0 мс. Приемник работает на частоте 400 МГц с коэффициентом заполнения 10%.

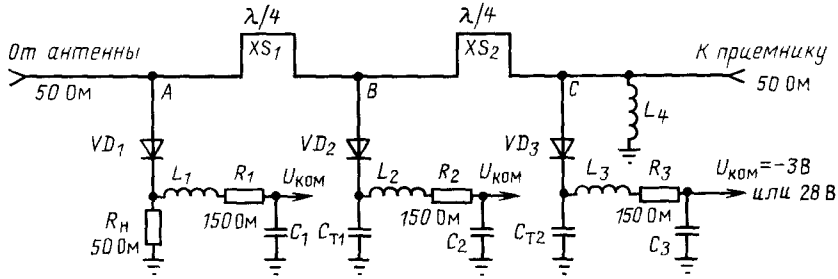


Рис. 5.10. Переключатель "прием-передача" для приемника СВЧ

Схема обычно строится из микрополосковых линий с сопротивлением 50 Ом на подложке из диоксида алюминия или на подложке, плакированной медью. Выберите диод, отвечающий требованиям коммутации и управления сигналом большой мощности.

Теория. Назначение переключателя "прием-передача" состоит в том, что изолировать приемник от любого отраженного высокочастотного сигнала, обусловленного рассогласованием антенны во время передачи, и обеспечить наименьшие потери на пути прохождения сигнала от антенны к приемнику во время приема.

Развязка во время передачи достигается за счет прямого смещения трех диодов. Электропроводность диода VD_2 в точке B обусловливает ситуацию, при которой участок XS_1 четвертьволновой микрополосковой линии ведет себя так, как будто в точке A имеет место разрыв цепи. Отчасти развязка обеспечивается при небольшом сигнале, отраженном между точками A и B.

В идеальном случае один такой четвертьволновый участок должен обеспечить полную развязку. Однако на практике могут потребоваться дополнительные секции (вместе со всеми связанными с ними компонентами). Необходимое количество секций определяется экспериментально. Следует отметить, что четвертьволновые микрополосковые секции занимают на плате много места. Поэтому в тех случаях, когда допустимо некоторое ухудшение характеристик переключателя, применяются микрополосковые секции значительно меньшей длины, чем $\lambda/4$.

При включении во время передачи диод VD_1 обеспечивает путь тока к мощному резистору 50 Ом, устраняя отраженный высокочастотный сигнал передатчика со входа переключателя "прием-передача". Катушки индуктивности $L_1 - L_3$ осуществляют развязку по высокой частоте, а конденсаторы $C_1 - C_3$ – развязку по постоянному напряжению $U_{ком}$. Резисторы $R_1 - R_3$ определяют постоянные токи смещения. Конденсаторы C_{T1} и C_{T2} применяются для подстройки индуктивностей выводов диодов и подбираются экспериментально. Катушка индуктивности L_4 отводит на землю постоянные токи смещения.

Таблица 5.14. Технические характеристики p–i–n-диодов M/A-Com.

Параметр	Номер				
	MA-4P103	MA-4P203	MA-4P303	MA-4P404	MA-4P505
	Тип кор				
	30	30	30	30	30
$U_{пр.min}$, В	30	100	200	300	500
$C_{п.max}/U_{обр}$, пФ/В	0,15/10	0,15/10	0,15/10	0,20/50	0,35/100
$R_{посл.max}/I_{пр}$, Ом/мА	1,5/20	1,5/10	1,5/10	0,6/50	0,45/100
τ_L, мкс	0,010	0,100	0,200	1,0	2,0
T_{rr}, мкс	0,001	0,20	0,065	0,140	0,350
$\theta_{п-к, max}$, °С/Вт	40	30	30	20	15

Удвоенная амплитуда высокочастотного тока не должна истощать заряд на p–n-переходе прямосмещенного диода (поскольку в этом случае диод заперся бы). Во избежание такой ситуации время жизни носителей должно удовлетворять условию

$$\tau > \frac{i_{вч}}{2\pi f I_{пост}}, \qquad (5.18)$$

где $i_{вч}$ – ток высокочастотного сигнала, текущий через диод; $I_{пост}$ – постоянный ток прямого смещения диода.

Средняя мощность, подаваемая на схему в точке A и обусловленная максимальной отраженной мощностью передаваемого импульса,

$$P_{ср} = P_{max} K_{зап}. \qquad (5.19)$$

Бóльшая часть этой мощности определяется высокочастотным током через диод VD_1 и сопротивлением $R_н$. Максимальный прямой высокочастотный ток через диод VD_1

$$i_{вч} = \sqrt{\frac{P_{ср}}{50 + R_{посл}}}. \qquad (5.20)$$

Максимальная мощность, рассеиваемая диодом

$$P_{рас.max} = i_{вч}^2 R_{посл}, \qquad (5.21)$$

где $R_{посл}$ – последовательное динамическое сопротивление диода.

Теперь можно рассмотреть тепловую характеристику. Если p–i–n-диод монтируется к хорошему теплоотводу, который можно считать бесконечным, то максимально допустимое тепловое сопротивление диода VD_1 определяется по формуле

$$\theta_{пк.max} = \frac{T_{п.max} - T}{P_{рас.max}}. \qquad (5.22)$$

Решение. Выбираем диод M/A-Com. типа MA-4P606-131. Технические характеристики диодов фирмы M/A-Com. Silicon Products, Inc. приведены в табл. 5.14.

Выбор диодов основан на следующих предположениях.

1. Найдем такие диоды, которые предназначены для режимов управления или переключения и, кроме того, своим конструктивным оформлением удовлетворяют конфигурации цепи. Стандартный p–i–n-диод, принадлежащий к семейству M/A-Com. типа MA-4P бескорпусный, что удобно для его монтажа с помощью эпоксидной смолы на подложку из диоксида алюминия. Из табл. 5.14 выбираем диод с $R_{посл} < 1$ Ом.

2. Определим требуемый срок жизни носителей τ, приняв $R_{полс\ max} = 1{,}0$ Ом. Сначала рассчитаем среднюю мощность $P_{ср}$ с учетом уравнения (5.19). Коэффициент заполнения 10 % в десятичных дробях соответствует 0,1, следовательно,

$$P_{ср} = 2200 \cdot 0{,}1 = 220 \text{ Вт}.$$

Далее с помощью уравнения (5.20) рассчитаем ток сигнала:

$$i_{вч} = \sqrt{\frac{220}{50 + 1}} = 2{,}08 \text{ А}.$$

Когда напряжение коммутации на рис. 5.10 составляет –3 В, диод находится в проводящем состоянии. Если резистор смещения $R_1 = 150$ Ом, то это напряжение обеспечивает ток смещения $I_{см} = 20$ мА. Теперь на основе

фирмы M/A-Com. Silicon Products, Inc.

модели					
MA-4P506	MA-4P604	MA-4P606	MA-4P607	MA-4P608	MA-4P709
пуса					
30	30	30	43	43	150
500	1000	1000	1000	1000	1500
0,70/100	0,30/100	0,60/100	1,3/100	2,5/150	3,3/250
0,3/100	1,2/100	0,7/100	0,4/100	0,35/150	0,35/250
0,3	3,0	4,0	5,0	5,0	8,0
0,350	0,700	1,0	1,5	1,5	2
10	20	10	7	5	2

уравнения (5.21) можно определить минимальный срок жизни носителей

$$\tau > \frac{2{,}08}{2\pi(400\cdot10^{6})\,(20\cdot10^{-3})} = 40 \text{ нс}.$$

Диод МА-4Р606 и некоторые другие приборы из табл. 5.14 отвечают критериям $R_{\text{посл}} \simeq \simeq 1{,}0$ Ом и $\tau > 40$ нс.

3. Нужно также гарантировать соответствующую теплопроводность. Требуемое тепловое сопротивление зависит от максимальной мощности, рассеиваемой на диоде, т.е. $P_{\text{рас.}max} = i_{\text{вч}}^2 R_{\text{посл}} = (2{,}08)^2 \cdot 1 = 4{,}3$ Вт.

Максимальная температура перехода $T_{\text{п.}max} = 125\ ^\circ$С. Считая, что температура окружающей среды $T = 25\ ^\circ$С, тепловое сопротивление между переходом и корпусом найдем из уравнения (5.22) в виде

$$\theta_{\text{п-к}} < \frac{125 - 25}{4{,}3} = 23\ ^\circ\text{С/Вт}.$$

Однако подложка не является совершенным теплоотводом, а температура окружающей среды может колебаться. Поэтому выберем диод, у которого $\theta_{\text{п-к}} = 10\ ^\circ$С/Вт.

4. Этим критериям отвечает диод МА-4Р606. (Другие диоды, например МА-4Р506, 4Р607, 4Р608 и 4Р709, также, по-видимому, обеспечат нормальную работу переключателя.)

5.9. СВЧ-ДИОДЫ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Существует несколько типов полупроводниковых приборов с двумя выводами, способных генерировать колебания в СВЧ-диапазоне при подаче на них постоянного напряжения. Чаще всего используются лавинно-пролетные диоды (ЛПД) и диоды Ганна. Кроме того, встречаются лавинно-ключевые (ЛКД), инжекционно-пролетные (ИПД) и туннельные диоды. Все эти диоды можно также использовать в качестве усилителей, прикладывая к их выводам высокочастотный сигнал. В СВЧ-диапазоне при частотах свыше 4 ГГц по своим энергетическим характеристикам эти приборы часто оказываются лучше мощных транзисторов.

Диоды Ганна. Названные по имени Дж. Б. Ганна, они изготавливаются из объемного полупроводника. Эти приборы не являются диодами в обычном смысле слова, поскольку у них нет p–n-переходов. Однако усиление и генерация СВЧ-колебаний возможны благодаря отрицательному объемному сопротивлению, которым обладает однородный полупроводниковый материал.

Лавинно-пролетные диоды (ЛПД). Эти приборы работают в лавинно-пролетном режиме, их характеристики определяются временем пролета электронов через высокоомные p- и n-слои. Усиление и генерирование СВЧ-колебаний возможно благодаря тому, что в ЛПД p–n-переход обладает свойством отрицательного сопротивления.

Лавинно-ключевые (ЛКД), инжекционно-пролетные (ИПД) и туннельные диоды также относятся к приборам лавинно-пролетного типа.

Во всех этих диодах используется свойство отрицательного сопротивления p–n-перехода для усиления и генерирования СВЧ-колебаний. Причем туннельный диод работает при прямом смещении, а лавинно-пролетные диоды в случае применения для этих же целей – при обратном.

Основными параметрами рассмотренных диодов являются частота генерируемых колебаний, рабочие токи и напряжения, минимальная выходная мощность незатухающей гармонической волны и полярность теплоотвода. Частота колебаний зависит от физических особенностей диодов и чувствительна к нагрузке и рабочей температуре. В табл. 5.15 приведены основные достоинства и недостатки каждого типа диодов.

Таблица 5.15. **Сравнение различных типов СВЧ-диодов с отрицательным сопротивлением**

Тип прибора	Достоинства	Недостатки
Диоды Ганна	Низкий коэффициент шума, высокая выходная мощность	Низкий коэффициент преобразования
ЛПД	Высокий коэффициент преобразования, высокая выходная мощность	Высокий коэффициент шума
ИПД	Низкий коэффициент шума	Низкая выходная мощность, узкая полоса частот
ЛКД	Высокий коэффициент преобразования	Сложность схем, наибольший коэффициент шума, низкая рабочая частота

5.10. ВЫБОР УСИЛИТЕЛЬНОГО БИПОЛЯРНОГО ПЛОСКОСТНОГО ТРАНЗИСТОРА

Параметры, применяемые для характеристики большинства типов транзисторов, приведены в табл. 5.16.

Таблица 5.16. **Параметры биполяриых плоскостных транзисторов**

Параметр	Обозначение	Определение
Напряжение коллектор–база (при разомкнутой цепи эмиттера)	$U_{КБО}$	Максимальное напряжение, которое можно приложить между коллектором и базой транзистора при разомкнутой цепи эмиттера
Напряжение коллектор–эмиттер ($R_{БЭ} = 0$)	$U_{КЭК}$	Максимальное напряжение, которое можно приложить между коллектором и эмиттером транзистора при короткозамкнутых выводах базы и эмиттера. Оио равно приблизительно половине $U_{КБО}$
Напряжеиие коллектор–эмиттер (при заданном сопротивлении в цепи база–эмиттер)	$U_{КЭР}$	В этом случае максимальное напряжение коллектор–эмиттер больше, чем $U_{КЭК}$, но меньше, чем $U_{КБО}$
Напряжение эмиттер–база (при разомкнутой цепи коллектора)	$U_{ЭБО}$	Максимальное напряжение, которое можно приложить между эмиттером и базой транзистора при разомкнутой цепи коллектора
Напряжение насыщения между коллектором и эмиттером	$U_{КЭ\,нас}$	Напряжение между коллектором и эмиттером полностью проводящего транзистора, как в транзисторном переключателе
Входное сопротивление в режиме малого сигнала	$h_{11б}$, $h_{11э}$	Входное сопротивление транзистора при закороченном для сигнала выходе. Этот и другие h-параметры называются гибридными. Второй нижний индекс относится к конфигурации схемы: б – для схем с общей базой и э – для схем с общим эмиттером
Выходная полная проводимость в режиме малого сигнала	$h_{22б}$, $h_{22э}$	Выходная полная проводимость транзистора при разомкнутой входиой цепи соответственно для схем с общей базой и общим эмиттером
Коэффициент обратной связи по напряжению для малого сигнала	$h_{12б}$, $h_{12э}$	Отношение напряжения на входе к напряжению на выходе при разомкнутой для сигнапа входной цепи соответственно для схем с общей базой и общим эмиттером
Полная проводимость прямой передачи в режиме малого сигнала	$h_{21б}$, $h_{21э}$	Отношение выходного тока сигнала ко входному при закороченной выходной цепи соответственно для схем с общей базой и общим эмиттером
Статический коэффициент передачи тока (коэффициеит усиления)	$h_{21Э}$	Отиошение постоянного коллекториого тока к постоянному базовому току для схемы с общим эмиттером
Постоянная мощность, рассеиваемая на коллекторе	$P_к$	Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора. Она равна произведению постоянного коллекторного тока и постоянного иапряжения между коллектором и эмиттером
Произведение коэффициента усиления иа ширину полосы	$f_{гр}$	Частота, при которой коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером равен единице
Предельная частота коэффициента передачи тока	$f_{h_{21б}}$, $f_{h_{21э}}$	Частота, при которой $h_{21б}$ (или $h_{21э}$) составляет 0,707 ее значения на частоте 1 кГц соответственно для схем с общей базой и общим эмиттером
Обратный ток коллекторного перехода (при разомкнутом выводе эмиттера)	$I_{КБО}$, $I_{КО}$	Ток обратного насыщения (утечки) между коллектором и базой при разомкнутом выводе эмиттера
Обратный ток между коллектором и эмиттером (при разомкнутом выводе базы)	$I_{КЭО}$	Ток обратного насыщения между коллектором и эмиттером при разомкнутом выводе базы

Окончание табл. 5.16

Параметр	Обозначение	Определение
Выходная емкость	C	Емкость транзистора между коллектором и базой. Эта емкость существенно влияет на высокочастотные характеристики транзисторного усилителя

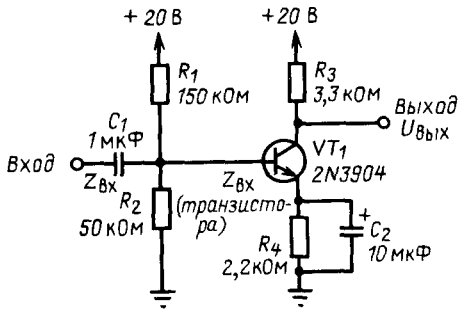


Рис. 5.11. Схема усилителя на биполярном плоскостном транзисторе

Задача 5.7. Транзистор VT_1 применяется в усилителе на рис. 5.11. Максимальная частота сигнала равна 25 кГц, минимальное полное входное сопротивление составляет 1 кОм. При замене транзистора постоянное выходное напряжение $U_{вых}$ не должно изменяться более чем на 1,5 В. Температура окружающей среды варьируется в диапазоне от 0 до +50 °С. Выберите для схемы усилителя подходящий биполярный плоскостной транзистор.

Теория. В такой схеме усилителя коэффициент усиления по напряжению в значительной степени не зависит от параметров транзистора. Однако на полное входное сопротивление каскада транзистор влияет, определяя нагрузку на предыдущий каскад. Изменение $Z_{вх}$ может отразиться на общем коэффициенте усиления. Как видно из этой задачи, часто требуется поддерживать некоторое максимальное значение $Z_{вх}$.

Полное входное сопротивление минимально в диапазоне средних и высоких частот, где конденсаторы C_1 и C_2 имеют малое сопротивление. Тогда $Z_{вх}$ транзистора приближенно определяется произведением $h_{21э}Z_э$, где $Z_э$ – полное сопротивление эмиттерной цепи. В этом случае $Z_э = r_э$, т.е. сопротивлению эмиттера транзистора VT_1. Для большинства режимов работы транзистора $r_э = I_Э/E_1$, где $E_1 = 26$ мВ (что следует из теории работы p–n-перехода). Таким образом,

$$Z_{вх.тран} = h_{21э}E_1/I_Э. \qquad (5.23)$$

Полное входное сопротивление всей схемы определяется параллельным соединением полного входного сопротивления транзистора $Z_{вх.тран}$ и резисторов смещения R_1 и R_2. Постоянное выходное напряжение

$$U_{вых} = 20 - I_K R_3, \qquad (5.24)$$

и

$$I_K \simeq I_Э = \frac{(20R_2)/(R_1 + R_2) - 0{,}7}{R_4}. \qquad (5.25)$$

Влиянием падения напряжения, обусловленного током базы, пренебрегаем, однако именно это падение напряжения заставляет изменяться напряжение $U_{вых}$ при смене транзисторов вследствие различных значений коэффициентов усиления по постоянному току $h_{21э}$.

Дополнительные изменения напряжения $\Delta U_Б$ и $\Delta U_{вых}$ определяются следующими выражениями:

$$\Delta U_Б = \Delta U_Э = \frac{R_1R_2}{(R_1 + R_2)} \times \frac{I_K}{h_{21Э}}; \qquad (5.26а)$$

$$\Delta U_{вых} = \frac{R_3}{R_4} \frac{R_1R_2}{(R_1 + R_2)} \times \frac{I_K}{h_{21Э}}. \qquad (5.26б)$$

Решение. Для данного случая подходят несколько типов транзисторов. Выбирая конкретный прибор, нужно прежде всего проверить возможность использования ранее применявшихся или имеющихся в наличии транзисторов, чтобы максимально сократить количество типов приборов, используемых в аппаратуре. Исходя из предположения, что другого подходящего прибора под рукой не оказалось, выбираем транзистор 2N3904.

Техиические характеристики транзистора 2N3904

Мощность рассеивания (при T = =25 °С) $P_{рас}$, мВт	625
$U_{КЭО}$ (мин), В	40
$h_{21Э}$ при $I_К$ = 10 мА (2N3904)	100–300
Коэффициент шума широкополосный (2N3904) $K_ш$ (макс.), дБ	5,0

Абсолютиые предельиые эксплуатациоиные данные транзисторов *1

Максимальная температура, °С*2:	
хранения $T_{хр}$	От –55 до +150
рабочая перехода $T_п$	150
Максимальная общая рассеиваемая мощность, Вт*3:	
при T = 25 °С	0,625
при T = 70 °С	0,400
при $T_К$ = 25 °С	1,0
Максимальные напряжения и ток:	
напряжение между коллектором и эмиттером $U_{КЭО}$, В	40
напряжение между коллектором и базой $U_{КБО}$, В	60
напряжение между эмиттером и базой $U_{ЭБО}$, В	6,0
ток коллектора $I_К$, мА	200

*1 Указанные предельные значения являются граничными. При их превышении эксплуатационные характеристики полупроводниковых приборов ухудшаются.

*2 Планарные транзисторы изготовлены по технологии, запатентованной фирмой Fairchild. У приборов этой фирмы $T_{хр}$, $T_п$, $P_{рас}$ – значения, зарегистрированные Объединенным советом по электронным приборам.

*3 При использовании приборов в импульсном режиме следует проконсультироваться со специалистом предприятия-изготовителя. Максимальная температура перехода составляет 150 °С, тепловое сопротивление между переходом и корпусом равно 125 °С/Вт (коэффициент понижения рассеиваемой мощности при увеличении температуры составляет 8,0 мВт/°С); тепловое сопротивление между переходом и окружающей средой равно 200 °С/Вт (коэффициент понижения рассеиваемой мощности при увеличении температуры составляет 5,0 мВт/°С).

Электрические параметры транзисторов приведены в табл. 5.17.

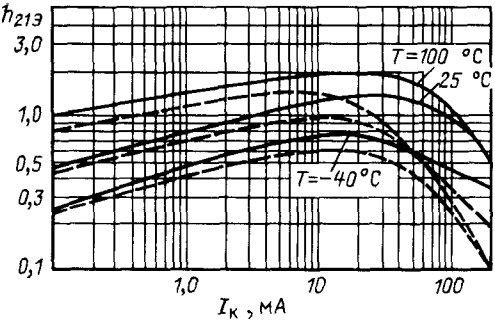


Рис. 5.12. Зависимость $h_{21Э}$, нормированного относительно коэффициента усилений импульса постоянного тока, от тока коллектора: – – – – $U_{КЭ}$ = 1,0 В; ——— $U_{КЭ}$ = 10 В

На рис. 5.12 показана завнсимость параметра $h_{21Э}$, номированного относительно коэффициента усиления импульса постоянного тока, от $I_К$.

Выбор транзистора основывается, главным образом, на следующих факторах: хороших характеристиках (напряжение 40–60 В, коэффициент усиления по току не менее 100 и ширнна полосы по коэффициенту усиления не менее 100 МГц), низкой стоимости, соответствии коллекторного тока транзистора току, требуемому схемой.

Коллекторный ток согласно уравнению (5.25)

$$I_К = \frac{(10 \cdot 50\ 10^3)/(150 \cdot 10^3 + 50 \cdot 10^3) - 0{,}7}{2{,}2 \cdot 10^3} =$$

$$= 1{,}95 \text{ мА}.$$

Далее с помощью уравнения (5.26б) рассчитываем влияние $h_{21Э}$ на выходное напряжение в виде

$$\Delta U_{вых} = \left(\frac{3{,}3 \cdot 10^3}{2{,}2 \cdot 10^3}\right)\left(\frac{50 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^3}{50 \cdot 10^3 + 150 \cdot 10^3}\right) \times$$

$$\times \left(\frac{1{,}95 \cdot 10^{-3}}{h_{21Э}}\right) = \frac{110}{h_{21Э}}. \qquad (5.27)$$

Ток характеризуется изменением выходного напряжения у реального транзистора по сравнению с идеализированным, у которого $h_{21Э} = \infty$. Это отклонение наиболее велико при низком предельном значении $h_{21Э}$. Из технических характеристик транзистора следует, что верхнее предельное значение примерно втрое больше нижнего, следовательно,

Таблица 5.17. Электрические параметры транзисторов ($T = 25\ ^\circ C$, если не указано другое значение)

Обозначение	Параметр	2N3903		2N3904		Единица измерения	Условия испытаний
		Мин.	Макс.	Мин.	Макс.		
$U_{КБО\ проб}$	Пробивное напряжение между коллектором и базой	60	–	60	–	В	$I_К = 10$ мкА, $I_Э = 0$
$U_{КЭО\ проб}$	Пробивное напряжение между коллектором и эмиттером	40	–	40	–	В	$I_К = 1{,}0$ мА, $I_Б = 0$
$U_{ЭБО\ проб}$	Пробивное напряжение между эмиттером и базой	6,0	–	6,0	–	В	$I_Э = 10$ мкА, $I_К = 0$
$I_{КЭХ}$	Обратный ток между коллектором и эмиттером	–	50	–	50	нА	$U_{КЭ} = 30$ В, $U_{ЭБ} = 3{,}0$ В
$I_{Б\ макс}$	Максимально допустимый постоянный ток базы	–	50	–	50	нА	$U_{КЭ} = 30$ В, $U_{ЭБ} = 3{,}0$ В
$h_{21Э}$	Коэффициент усиления по постоянному току*1	20	–	40	–	–	$I_К = 0{,}1$ мА, $U_{КЭ} = 1{,}0$ В
		35	–	70	–	–	$I_К = 1{,}0$ нА, $U_{КЭ} = 1{,}0$ В
		50	150	100	300	–	$I_К = 10$ нА, $U_{КЭ} = 1{,}0$ В
		30	–	60	–	–	$I_К = 50$ нА, $U_{КЭ} = 1{,}0$ В
		15	–	30	–	–	$I_К = 100$ мА, $U_{КЭ} = 1{,}0$ В
$U_{КЭ\ нас}$	Напряжение насыщения между коллектором и эмиттером*1	–	0,2	–	0,2	В	$I_К = 10$ мА, $I_Б = 1{,}0$ мА
		–	0,3	–	0,3	В	$I_К = 50$ мА, $I_Б = 5{,}0$ мА
$U_{БЭ\ нас}$	Напряжение насыщения между базой и эмиттером*1	0,65	0,85	0,65	0,85	В	$I_К = 10$ мА, $I_Б = 1{,}0$ мА
		–	0,95	–	0,95	В	$I_К = 50$ мА, $I_Б = 5{,}0$ мА
$f_{гр}$	Граничная частота коэффициента передачи тока	250	–	300	–	МГц	$I_К = 10$ мА, $U_{КЭ} = 20$ В, $f = 100$ МГц
$C_{22б}$	Выходная емкость	4,0	–	4,0	–	пФ	$I_Э = 0$, $U_{КБ} = 5{,}0$ В, $f = 100$ кГц
$C_{11б}$	Входная емкость	8,0	–	8,0	–	пФ	$U_{БЭ} = 0{,}5$ В, $I_К = 0$, $f = 100$ кГц
$h_{11э}$	Входное полное сопротивление	1,0	8,0	1,0	10	кОм	$I_К = 1{,}0$ мА, $U_{КЭ} = 10$ В, $f = 1{,}0$ кГц
$h_{12э}$	Коэффициент обратной связи по напряжению	0,1	5,0	0,5	8,0	10^{-4}	$I_К = 1{,}0$ мА, $U_{КЭ} = 10$ В, $f = 1{,}0$ кГц
$h_{21э}$	Коэффициент передачи тока в режиме малого сигнала	50	200	100	400	–	$I_К = 1{,}0$ мА, $U_{КЭ} = 10$ В, $f = 1{,}0$ кГц
$h_{22э}$	Выходная полная проводимость	1,0	40	1,0	40	мкСм	$I_К = 1{,}0$ мА, $U_{КЭ} = 10$ В, $f = 1{,}0$ кГц
$K_ш$	Коэффициент шума	–	6,0	–	5,0	дБ	$I_К = 100$ мкА, $U_{КЭ} = 5{,}0$ В, $R_G = 1$ кОм, $f = 10$ Гц ÷ 15,7 кГц

*1 Импульсный режим: длительность импульса – 300 мкс, коэффициент заполнения – 2 %.

если $\Delta\ (\Delta U_{вых})_{max}$ не должно превышать 1,5 В, то

$$\Delta(\Delta U_{вых})_{max} = \frac{110}{h_{21Эmin}} - \frac{110}{3h_{21Эmin}} = \frac{73{,}3}{h_{21Эmin}} = 1{,}5\ \text{В}.$$

Решая это уравнение относительно $h_{21Эmin}$ получаем

$$h_{21Эmin} = 48{,}9.$$

Для транзистора 2N3904 при 25 °С параметры $h_{21Э}$ и $I_К$ составляют 70 и 1 мА соответственно. При уменьшении температуры окружающей среды до 0 °С коэффициент усиления по току $h_{21Э}$ снижается примерно на 20%. До некоторой степени это снижение компенсируется возрастанием коллекторного тока на 1,95 мА.

Следует также проверить значение полного входного сопротивления. Для этого используются низкие значения коэффициента усиления по току для малых сигналов. Как и в случае определения $h_{21Э}$, воспользуемся значением $h_{21Э}$ при $I_К = 1$ мА, которое равно 100. Тогда в соответствии с уравнением (5.23)

$$Z_{вх.тран} = 100 \cdot 26/1{,}95 = 1{,}33\ \text{кОм}.$$

Полное входное сопротивление каскада также равно этому значению, поскольку резисторы смещения R_1 и R_2 достаточно велики, чтобы их шунтирующим действием можно было пренебречь.

Приборы во всех отношениях работают нормально в рамках своих предельных эксплуатационных характеристик. Выходная емкость, составляющая 4 пФ, почти не сказывается на максимальной частоте сигнала 25 кГц. Произведение коэффициента усиления на ширину полосы составляет 300 МГц, что более чем достаточно.

5.11. ВЫБОР ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ БИПОЛЯРНЫХ ПЛОСКОСТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Специфические параметры переключаемых транзисторов приведены в табл. 5.18.

Таблица 5.18. **Параметры переключаемых транзисторов**

Параметр	Обозначение	Определение
Время задержки	$t_{зд}$	Время задержки между началом входного и выходным сигналами после того, как транзистор перешел в проводящее состояние
Время нарастания	$t_{нр}$	Время, в течение которого выходной сигнал возрастает от 10 до 90% максимального значения после перехода транзистора в проводящее состояние
Время накопления (рассасывания) носителей	$t_{рас}$	Время задержки между срезами входного и выходного сигналов после запирания транзистора
Время спада	$t_{сп}$	Время, в течение которого выходной сигнал уменьшается от 90 до 10% максимального значения, после запирания транзистора
Время включения	$t_{вкл}$	Общее время, в течение которого транзистор полностью входит в проводящее состояние ($t_{вкл} \approx t_{зд} + t_{нр}$)
Время выключения	$t_{выкл}$	Общее время, в течение которого транзистор полностью переходит в запертое состояние ($t_{выкл} \approx t_{рас} + t_{сп}$)
Накопленный заряд	$Q_т$	Общий заряд носителей в переходе транзистора (показатель скорости выключения транзистора)

Задача 5.8. В схеме на рис. 5.13,*а* логический входной сигнал инвертируется и усиливается до уровня переключения, равного 10 В. Задержка между изменением уровней на входе и выходе ($t_{вкл}$ и $t_{выкл}$) (рис. 5.13,*б*) для данного входного сигнала не должна превышать 40 нс. Низкий уровень на выходе не должен превышать 0,4 В. Подберите транзистор VT_1.

Теория. Токи проводящего транзистора VT_1 определяются уравнениями

$$I_Б = \frac{u_{вх} - 0{,}7}{R_1} \qquad (5.28)$$

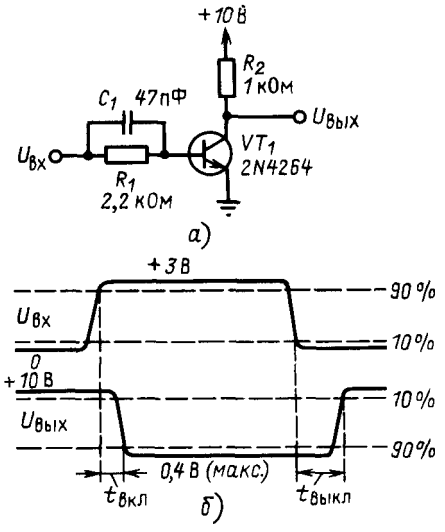


Рис. 5.13. Транзисторный переключатель:
а – схема; *б* – напряжения входного и выходного сигналов

и

$$I_К = \frac{10}{R_2}. \qquad (5.29)$$

"Ускоряющий" конденсатор C_1 применяется для обеспечения более быстрого переключения транзистора VT_1. Его основная функция заключается в пропускании обратного тока после запирания транзистора для удаления накопленного этим транзистором заряда $Q_т$. Максимальный заряд, с которым может быстро справиться конденсатор C_1,

$$Q_{т.max} = C_1 \Delta U, \qquad (5.30)$$

где ΔU – падение напряжения на конденсаторе C_1 непосредственно перед запиранием транзистора.

Скорость переключения увеличивается, если транзистор введен в насыщение менее глубоко, однако, чтобы обеспечить ситуацию, при которой транзистор всегда насыщен при наихудших условиях, т.е. при относительно низком напряжении насыщения $U_{КЭнас}$ на коллекторе, необходимо, чтобы уровни сигналов были близки к тем, которые указаны в технических характеристиках транзистора.

Решение. Выберем транзистор 2N4264.

Технические характеристики переключательных транзисторов (2N4264):

Рассеиваемая мощность P при T = = 25 °С, мВт 625
Граничная частота $f_{гр}$ (минимальная) при $I_К$ = 10 мА, МГц 300
Входная емкость $C_{ЭБ}$ (максимальная), пФ 4,0
Время накопления $t_{рас}$ (максимальное) при $I_К$ = 10 мА, нс 20
Напряжение насыщения между коллектором и эмиттером $U_{КЭ\,нас}$ (максимальное) при $I_К$ = 10 мА, В 0,22

Абсолютные предельные эксплуатационные данные*:

Максимальные температуры, °С:
хранения $T_{хр}$ . . . . . От –55 до +150
рабочая перехода $T_п$ 150
выводов (60 с) $T_в$ 260
Максимальная общая рассеиваемая мощность, Вт**:
при T = 25 °С 0,625
при T = 70 °С 0,400
при $T_К$ = 25 °С 1,0

Максимальные напряжения, В:	2N4264	2N4265
между коллектором и базой $U_{КБО}$	30	30
между коллектором и эмиттером $U_{КЭО}$***	15	12
между эмиттером и базой $U_{ЭБО}$	6,0	6,0
ток коллектора $I_К$, мА	200	200

* Приведенные предельные значения являются граничными. При их превышении эксплуатационные характеристики полупроводниковых приборов ухудшаются.

** Это предельные значения для стационарного режима. В случае использования приборов в импульсном режиме следует проконсультироваться со специалистами предприятия-изготовителя. При таких предельных значениях максимальная температура перехода составляет 150 °С, тепловое сопротивление между переходом и корпусом равно 125 °С/Вт (коэффициент понижения рассеиваемой мощности при увеличении температуры равен 8,0 мВт/°С), тепловое сопротивление между переходом и окружающей средой равно 200 °С/Вт (коэффициент понижения рассеиваемой мощности при увеличении температуры – 5,0 мВт/°С)

*** Предельные значения относятся к режиму, в котором ток очень большой, а напряжение между коллектором и эмиттером минимально.

Примечание. Планарные транзисторы изготовлены по технологии, запатентованной фирмой Fairchild. Приборы фирмы Fairchild превышают значения этого параметра, зарегистрированные Объединенным советом по электронным приборам.

В табл. 5.19 приведены электрические параметры переключательных транзисторов

При выборе переключательных транзисторов следует обратить внимание на то, чтобы токи, при которых указана скорость переключения, были близки по значению к $I_К$ и $I_Б$ схемы. Из уравнений (5.28) и (5.29) определяем

$$I_Б = \frac{3 - 0{,}7}{2{,}2 \cdot 10^3} = 1{,}05 \text{ мА};$$

$$I_К = \frac{10}{1 \cdot 10^3} = 10 \text{ мА}.$$

Параметры транзистора 2N4264 указаны именно для $I_К = 10$ мА, а значения $t_{вкл}$ и $t_{выкл}$ меньше, чем требуется для схемы.

Токи базы $I_{Б1}$ и $I_{Б2}$ в схеме отличаются от тех, которые указаны для испытательного режима Ток включения $I_{Б1}$ на практике выше, чем в режиме испытаний, где он состав-

Таблица 5.19. Электрические параметры ($T = 25$ °С, если не указано другое значение)

Обозначение	Параметр	2N4264		2N4265		Единица измерения	Условия испытаний
		Мин.	Макс.	Мин.	Макс.		
$h_{21Э}$	Коэффициент усиления по постоянному току	25	–	50	–	–	$I_К = 1{,}0$ мА, $U_{КЭ} = 1{,}0$ В
		40	160	100	400	–	$I_К = 10$ мА, $U_{КЭ} = 1{,}0$ В
		20	–	45	–	–	$I_К = 10$ мА, $U_{КЭ} = 1{,}0$ В, $T = 55$ °С
		40	–	90	–	–	$I_К = 30$ мА, $U_{КЭ} = 1{,}0$ В
$h_{21Э}$	Коэффициент усиления по постоянному току в импульсном режиме[1]	30	–	55	–	–	$I_К = 100$ мА, $U_{КЭ} = 1{,}0$ В
		20	–	35	–	–	$I_К = 200$ мА, $U_{КЭ} = 1{,}0$ В
$U_{КЭ\,нас}$	Напряжение насыщения между коллектором и эмиттером[1]	0,22	–	0,22	–	В	$I_К = 10$ мА, $I_Б = 1{,}0$ мА
		0,35	–	0,35	–	В	$I_К = 100$ мА, $I_Б = 10$ мА
$U_{БЭ\,нас}$	Напряжение насыщения между базой и эмиттером[1]	0,65	0,80	0,65	0,80	В	$I_К = 10$ мА, $I_Б = 1{,}0$ А
		0,75	0,95	0,75	0,95	В	$I_К = 100$ мА, $I_Б = 10$ мА
$h_{21э}$	Коэффициент усиления по току в режиме малых сигналов в схеме с общим эмиттером	3,0	–	3,0	–	–	$U_{КЭ} = 10$ В, $I_К = 10$ мА, $f = 100$ МГц
$C_{ЭБ}$	Емкость между коллектором и базой	–	4,0	–	4,0	пФ	$I_Э = 0$, $U_{КБ} = 5{,}0$ В, $f = 100$ кГц
$C_{вхБ}$	Входная емкость в схеме с общей базой	–	8,0	–	8,0	пФ	$U_{БК} = 0{,}5$ В, $I_К = 0$, $f = 100$ кГц
$I_{КЭХ}$	Обратный ток между коллектором и эмиттером	–	100	–	100	нА	$U_{КЭ} = 12$ В, $U_{ЭБ} = 0{,}25$ В
$I_{Б\,max}$	Максимально допустимый ток базы	–	100	–	100	нА	$U_{КЭ} = 12$ В, $U_{ЭБ} = 0{,}25$ В
		–	10	–	10	мкА	$U_{КЭ} = 12$ В, $U_{ЭБ} = 0{,}25$ В, $T = 100$ °С
$U_{КБО\,пр}$	Пробивное напряжение между коллектором и базой	30	–	30	–	В	$I_К = 10$ мкА, $I_Э = 0$
$U_{КЭО\,пр}$	Пробивное напряжение между коллектором и эмиттером	15	–	12	–	В	$I_К = 1{,}0$ мА, $I_Э = 0$
$U_{ЭБО\,пр}$	Пробивное напряжение между эмиттером и базой	6,0	–	6,0	–	В	$I_К = 0$, $I_Э = 10$ мкА

Продолжение табл. 5.19

Обозначение	Параметр	2N4264 Мин.	2N4264 Макс.	2N4265 Мин.	2N4265 Макс.	Единица измерения	Условия испытаний
$\tau_{рас}$	Время накопления носителей (схема испытаний № 561)	–	20	–	20	нс	$I_К \simeq I_{Б1} \simeq I_{Б2} = 10$ мА
$t_{вкл}$	Время включения	–	25	–	25	нс	$I_К \simeq 10$ мА, $I_{Б1} = 3{,}0$ мА, $U_{и.п} = 3{,}0$ В
$t_{выкл}$	Время выключения	–	35	–	35	нс	$I_К \simeq 10$ мА, $I_{Б1} = 3{,}0$ мА, $I_{Б2} \simeq 1{,}5$ мА, $U_{и.п} = 3{,}0$ В
$t_{зд}$	Время задержки	–	8,0	–	8,0	нс	$I_К = 100$ мА, $I_{Б1} = 10$ мА, $U_{н.п} = 10$ В
$t_{нр}$	Время нарастания	–	15	–	15	нс	$I_К = 100$ мА, $I_{Б1} = 10$ мА, $U_{и.п} = 10$ В
$t_{рас}$	Время накопления	–	20	–	20	нс	$I_К = 100$ мА, $I_{Б1} = I_{Б2} =$ $= 10$ мА, $U_{и.п} = 10$ В
$t_{сп}$	Время спада	–	15	–	15	нс	$I_К = 100$ мА, $I_{Б1} = I_{Б2} =$ $= 10$ мА, $U_{и.п} = 10$ В
$Q_т$	Общий заряд	–	80	–	80	пКл	$I_К = 10$ мА, $I_Б = 1{,}0$ мА, $U_{и.п} = 3{,}0$ В

[1] В импульсном режиме длительность импульса составляет 300 мкс, а коэффициент дополнения равен 2 %.

ляет 3,0 мА, что обусловлено наличием конденсатора C_1. То же самое относится и к току выключения $I_{Б2}$. Непосредственно перед запиранием транзистора $I_Б$ составляет лишь 1 мА, что приводит к меньшему насыщению, чем указано в технических характеристиках. Это также облегчает процесс запирания. Полное сопротивление управляющего источника входного напряжения будет гораздо меньше R_1, что справедливо для любого источника в быстрокоммутируемой логической схеме.

Необходимо проверить еще один момент. Максимальный заряд, накопленный транзистором, который быстро разряжается через конденсатор C_1, согласно уравнению (5.30) $Q_{т.max} = 47 \cdot 2{,}3 = 108$ пКл. Поскольку, исходя из технических характеристик, максимальное значение $Q_т$ составляет 80 пКл, запирание транзистора VT_1 происходит очень быстро. Точное значение определяется неустановившимся обратным током базы, который, в свою очередь, зависит от полного сопротивления управляющего источника.

Вышеприведенные рассуждения позволяют заключить, что схема будет переключаться быстрее, чем требуется ($t_{вкл}$ и $t_{выкл}$ равны 25 и 35 нс соответственно). Напряжение насыщения $U_{КЭнас} = 0{,}22$ В также не превышает предела, указанного в условиях задачи для низкого уровня $U_{вых}$ (меньше 0,4 В). Мощность, рассеиваемая транзистором, равна нулю, если транзистор находится в открытом или закрытом состояниях и не превышает 25 мВт даже в процессе переключения.

5.12. ВЫБОР МОЩНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Задача 5.9. На рис. 5.14 показан выходной каскад звуковоспроизводящей аппаратуры класса В на двух биполярных транзисторах. Каскад работает на громкоговоритель с сопротивлением обмотки 8 Ом. Транзисторы смонтированы на теплоотводах с тепловым сопротивлением 4 °С/Вт. Для нормальной работы предыдущего каскада требуется, чтобы полное входное сопротивление по переменному току было не меньше 100 Ом. Схема смещения может обеспечить средний ток базы до 50 мА, прежде чем наступит заметное ограничение сигнала. Максимальная температура окружающей среды равна 45 °С. Подберите транзисторы VT_1 и VT_2.

Теория. При выборе мощных транзисторов нужно определить мощность, рассеиваемую

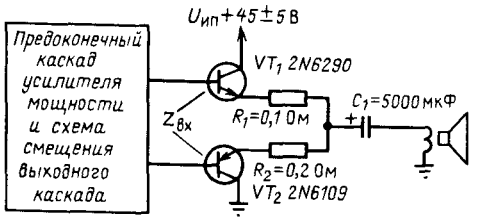


Рис. 5.14. Схема усилителя мощности звуковоспроизводящей аппаратуры класса В

ими в наихудшем случае. Для аппаратуры класса В точные расчеты осуществить трудно. Однако удовлетворительное приближенное решение можно получить, сделав следующие допущения: 1) выходное напряжение $u_{вых}$ изменяется в пределах от $+U_{и.п}/2$ до $-U_{и.п}/2$; 2) вся мощность, которая подводится к каскаду источником и которая не рассеивается нагрузкой, рассеивается транзисторами; 3) когда любой из транзисторов находится в проводящем состоянии, а другой заперт, весь ток течет через нагрузку – громкоговоритель. Тогда мощность нагрузки

$$P_н = \frac{u^2_{вых}}{R_н}. \qquad (5.31)$$

Общая мощность, обеспечиваемая источником питания,

$$P_{общ} = \frac{u_{вых} U_{и.п}}{2R_н}. \qquad (5.32)$$

Если мощность, рассеиваемую каждым транзистором, обозначить как $P_{тр}$, то удвоенное значение $2P_{тр}$ равно разности $P_{общ}$ и $P_н$, т.е.

$$2P_{тр} = \frac{u_{вых.срк} U_{и.п}}{2R_н} - \frac{u^2_{вых.срк}}{R_н}. \qquad (5.33)$$

Мощность, рассеиваемая транзистором, максимальна при $u_{вых.срк} = U_{и.п}/4$. Подставляя это значение в уравнение (5.33) и решая его относительно максимальной мощности, рассеиваемой транзистором, получаем

$$P_{тр.max} = \frac{U^2_{и.п}}{32R_н}. \qquad (5.34)$$

На этом расчет мощности не заканчивается. Значения предельно допустимой мощности для транзисторов используются только как ориентировочные. В действительности же мощность, рассеиваемая транзистором, ограничивается температурой перехода $T_п$, которая зависит не только от рассеивания мощности, но также и от теплового сопротивления транзистора $\theta_{п-к}$ (между переходом и корпусом), теплового сопротивления теплоотвода $\theta_{к-с}$ (между корпусом и окружающей средой) и температуры окружающей среды T. Эти параметры связаны следующим уравнением:

$$T_п = P_{тр}(\theta_{п-к} + \theta_{к-с}) + T. \qquad (5.35)$$

Полное входное сопротивление по переменному току

$$Z_{вх} \simeq h_{21э} R_н. \qquad (5.36)$$

Резисторы R_1 и R_2, а также внутреннее сопротивление транзисторов очень малы по сравнению с нагрузкой. Поскольку в каждый момент времени открыт только один транзистор, полное входное сопротивление каскада равно сопротивлению каждого отдельного транзистора. Максимальный средний ток каждого транзистора

$$I_{Э\,ср} = 1/2 \cdot 0{,}63 \frac{U_{и.п}}{2} \frac{1}{R_н} = 0{,}158 \frac{U_{и.п}}{R_н}. \qquad (5.37)$$

Решение. Выберем мощные транзисторы 2N6290 и 2N6109. Ниже приведены их технические характеристики.

Особенности мощных транзисторов: низкое напряжение насыщения, мощные пластмассовые корпуса типа VERSAWATT; обозначение – комплиментарные $n-p-n$- и $p-n-p$-типов, имеются предельные эксплуатационные данные для циклических изменений температуры и кривые максимальных значений параметров с указанием области безопасной работы в режиме постоянного тока.

Транзисторы фирмы RCA 2N6106–2N6111, 2N6288 – 2N6293 и 2N6473 – 2N6476 – это кремниевые, планарно-эпитаксиальные транзисторы в пластмассовых корпусах типа VERSAWATT. Транзисторы 2N6288 – 2N6293, 2N6473 и 2N6474* являются $n-p-n$-дополнениями приборов $p-n-p$-типа 2N6106 – 2N6111,

*Первоначальные обозначения транзисторов фирмы RCA TA7784, TA8323, TA7783, TA8232, TA7782, TA8231, TA8444 и TA8723 соответственно.

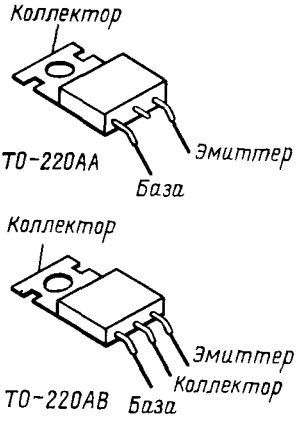


Рис. 5.15. Коиструктивное оформление транзисторов

2N6475 и 2N6476* соответственно. Все эти транзисторы применяются в переключателях и усилителях средней мощности, например в последовательных и параллельных стабилизаторах, предконечных и выходных каскадах усилителей категории Hi–Fi.

Транзисторы 2N6289, 2N6291 и 2N6293 n–p–n-типа и 2N6106, 2N6108 и 2N6110 p–n–p-типа – это приборы, совместимые с гнездами TO-66. Остальные типы выполняются в корпусах TO-220AB Объединенного совета по электронным приборам, которые являются вариантом корпуса VERSAWATT с прямыми выводами (рис. 5.15). Все типы транзисторов по специальному заказу могут выпускаться с другими конфигурациями выводов.

В табл. 5.20 приведены абсолютные предельные эксплуатационные характеристики мощных транзисторов.

В табл. 5.21 даны электрические параметры мощных транзисторов.

Выбранные транзисторы представляют собой взаимно дополняющую пару с одинаковыми параметрами и предельными значениями.

Чтобы выбрать мощные транзисторы, сначала рассчитаем их максимальную мощность рассеяния. В соответствии с уравнением (5.34), имея в виду, что $U_{и.п} = 45 + 5 = 50$ В (наихудший случай), находим

$$P_{тр.max} = \frac{50^2}{32 \cdot 8} = 9{,}77 \text{ Вт}.$$

Вероятно, это условие приведет к тому, что потребуется транзистор, рассчитанный не менее чем на 20 Вт. (Обычно предельные значения мощности указываются для температуры корпуса 25 °С, что на практике нереально.) Транзисторы 2N6290 и 2N6109 – экономичные приборы, предельные значения мощности для которых даже превышают вышеуказанные требования. Они обеспечивают более низкую температуру перехода, высокую надежность и, возможно, менее массивный теплоотвод.

Для подтверждения энергетических возможностей транзисторов следует рассчитать максимальную температуру перехода. Из технических характеристик тепловое сопротивле-

*Первоначальные обозначения транзисторов фирмы RCA TA8210, TA7741, TA8211, TA7742, TA8212, TA7743, TA8445 и TA8722 соответственно.

Таблица 5.20. Абсолютные предельные эксплуатационные характеристики мощных транзисторов

Параметр	Обозначение	2N6288 2N6289 2N6110* 2N6111*	2N6290 2N6291 2N6108* 2N6109*	2N6292 2N6293 2N6106* 2N6107*	2N6473	2N6474 2N6475* 2N6476*	Единица измерения
Напряжение между коллектором и базой**	$U_{КБО}$	40	60	80	110	130	В
Напряжение между коллектором и эмиттером при внешнем сопротивлении источника питания базы $R_Б = 100$ Ом и напряжении источника питания базы $U_{ИПБ} = 0$**	$U_{КЭХ}$	40	60	80	110	130	

Продолжение табл. 5.20

Параметр	Обозначение	2N6288 2N6289 2N6110* 2N6111*	2N6290 2N6291 2N6108* 2N6109*	2N6292 2N6293 2N6106* 2N6107*	2N6473 2N6475*	2N6474 2N6476*	Единица измерения
То же, но при разомкнутых выводах базы**	$U_{КЭО}$	30	50	70	100	120	В
Напряжение между эмиттером и базой**	$U_{ЭБО}$	5	5	5	5	5	В
Ток колпектора (постоянный) при температуре корпуса не выше 106 °С**	$I_К$	7	7	7	4	4	А
Ток базы (постоянный) при температуре корпуса не выше 130 °С	$I_Б$	3	3	3	2	2	А
Мощность рассеивания транзистора:							
при температуре корпуса не выше 25 °С	$P_{тр}$	40	40	40	40	40	Вт
при температуре корпуса (не выше 100 °С)	$P_{тр}$	16	16	16	16	16	Вт
при температуре окружающей среды не выше 25 °С	$P_{тр}$	1,8	1,8	1,8	1,8	1,8	Вт
при температуре 25 °С		Линейно уменьшается с коэффициентом 0,32 Вт/°С					
при температуре корпуса выше 100 °С**		То же					
при температуре окружающей среды выше 25 °С		Линейио уменьшается с коэффициентом 0,0144 Вт/°С					
Диапазон температуры** хранения и рабочей температуры перехода		От 65 до 150					°С
Температура выводов (во время монтажа)** на расстоянии 3,17 мм от корпуса в течение максимум 10 с		235					°С

*Для транзисторов $n-p-n$-типа значения напряжений и токов отрицательные.

**В соответствии с регистрацией в Объединенном совете по электронным приборам формат данных (JS-6, RDF-2). Торговые марки зарегистрированы.

Таблица 5.21. **Электрические параметры мощных транзисторов при $T_к = 25\ ^\circ C$, если не указано другое значение**

Параметр	Обозначение	Условия испытаний: Постоянное напряжение, В		Условия испытаний: Постоянный ток, А		Пределы: 2N6292, 2N6293 2N6106*, 2N6107*		Пределы: 2N6290 2N6291, 2N6108* 2N6109*		Единица измерения
		КЭ	БЭ	$I_К$	$I_Б$	Мин.	Макс.	Мин.	Макс.	
Постоянный ток коллектора:										
при сопротивлении	$I_{КЭР}$	75	–	–	–	–	0,1	–	–	мА
в цепи база–эмиттер $R_{БЭ} = 100$ Ом		55	–	–	–	–	–	–	0,1	
при $R_{БЭ} = 100$ Ом,	$I_{КЭР}$	70	–	–	–	–	2	–	–	
$T = 150\ ^\circ C$		50	–	–	–	–	–	–	2	
при обратносмещенном переходе	$I_{КЭХ}$	75	−1,5	–	–	–	0,1	–	–	
база-эмиттер		56	−1,5	–	–	–	–	–	0,1	
при обратносмещенном переходе	$I_{КЭХ}$	70	−1,5	–	–	–	2	–	–	
база–эмиттер и		50	−1,5	–	–	–	–	–	2	
$T = 150\ ^\circ C$		40	–	–	0	–	–	–	1	
при разомкнутом выводе базы	$I_{КЭО}$	60	–	–	0	–	1	–	–	
Постоянный ток эмиттера	$I_{ЭБО}$	–	−5	0	–	–	1	–	1	мА
Напряжение между коллектором и эмиттером:										
при разомкнутом выводе базы	$U_{КЭО}$	–	–	0,1**	0	70	–	50	–	В
при сопротивлении в цепи база–эмиттер, $R_{БЭ} = 100$ Ом	$U_{КЭР}$	–	–	0,1		80	–	60	–	
Напряжение между базой и эмиттером:										
2N6292, 2N6293	$U_{БЭ}$	4	–	2**	–	–	1,5	–	–	В
2N6290, 2N6291		4	–	2,5**	–	–	–	–	1,5	
все типы		4	–	7**	–	–	3	–	3	
Коэффициент передачи по постоянному току	$h_{21Э}$	4	–	2**	–	30	150	–	–	–
		4	–	2,5**	–	–	–	30	150	–
		4	–	7**	–	2,3	–	2,3	–	–
Напряжение насыщения между коллектором и эмиттером	$U_{КЭ\,нас}$			2**	0,2	–	1	–	–	В
				2,5**	0,25	–	–	–	1	
				7**	3**	–	3,5	2	3,5	
Коэффициент передачи тока в режиме малого сигнала в схеме с общим эмиттером, $f = 50$ кГц	$h_{21Э}$	4	–	0,5	–	20	–	20	–	
Произведение коэффициента усиления на ширину полосы:	$f_{гр}$									
2N6290–2N6293		4	–	0,5	–	4	–	4	–	МГц
2N6106–2N6109		−4	–	−0,5	–	10	–	10	–	

Продолжение табл. 5.21

Параметр	Обозначение	Условия испытаний: Постоянное напряжение, В КЭ	БЭ	Постоянный ток, А $I_К$	$I_Б$	Пределы: 2N6292 2N6293 2N6106* 2N6107* Мин.	Макс.	2N6290 2N6291 2N6108* 2N6109* Мин.	Макс.	Единица измерения
Модуль коэффициента передачи тока в режиме малого сигнала в схеме с общим эмиттером, $f = 1$ МГц:	$h_{21Э}$									
2N6290–2N6293		4	–	0,5	–	4	–	4	–	–
2N6106–2N6109		–4	–	–0,5	–	10	–	10	–	–
Емкость между коллектором и базой, $f = 1$ МГц, $U_{КБ} = 10$ В	C	–	–	0	–	–	250	–	250	пФ
Тепловое сопротивление:										
между переходом и корпусом	$\theta_{п-к}$	–	–	–	–	–	3,125	–	3,125	°С/Вт
между переходом и окружающей средой	$\theta_{п-с}$	–	–	–	–	–	70	–	70	°С/Вт

**Для транзисторов $n–p–n$-типа значения напряжений и токов отрицательные.

**В импульсном режиме длительность импульса составляет 300 мкс, а коэффициент заполнения 0,018. ВНИМАНИЕ! Напряжение $U_{КЭР}$ нельзя измерять на характериографе.

ние между переходом и корпусом $\theta_{п-к} = 3{,}125$ °С/Вт. Тогда в соответствии с уравнением (5.35) $T_{п.max} = 9{,}77(3{,}125 + 4) + 45 = 115$ °С, что гораздо ниже максимального предельного значения, равного 150 °С.

С помощью уравнения (5.37) рассчитаем максимальный средний ток эмиттера каждого транзистора: $I_{Эср} = 0{,}158 \cdot 50/8 = 0{,}98$ А. Согласно техническим характеристикам коэффициент усиления по постоянному току равен 30, следовательно, максимальный средний ток базы $I_{Бср} = I_{Эср}/h_{21Э} = 0{,}88/30 = 32{,}7$ мА, что удовлетворяет условиям задачи. Коэффициент усиления по переменному току $h_{21э} = 20$ используется для расчета полного входного сопротивления с учетом уравнения (5.36). Тогда $Z_{ВХ} = 20 \cdot 8 = 160$ Ом, что выше, чем требуемый минимум 100 Ом.

Поскольку произведение коэффициента усиления на ширину полосы для этих транзисторов измеряется в мегагерцах, их амплитудно-частотная характеристика для максимальной частоты звукового сигнала, составляющей 20 кГц, более чем удовлетворительна. Максимальное предельное напряжение $U_{КЭО} = 50$ В. На практике не удается получить такое напряжение на запертом приборе, поскольку на проводящем всегда есть некоторое падение напряжения. Кроме того, транзистор не может работать в таком режиме слишком долго, так как ограничение напряжения вызвало бы заметное искажение звука.

5.13. ВЫБОР УСИЛИТЕЛЬНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С УПРАВЛЯЮЩИМ $p–n$-ПЕРЕХОДОМ

В табл. 5.22 приведены наиболее часто используемые параметры полевых транзисторов.

Задача 5.10. Полное входное сопротивление схемы на рис. 5.16 составляет 1 МОм. Максимальный размах сигнала переменного тока, поступающего от низкочастотного источника, равен 200 мВ. Требуется, чтобы коэффициент усиления по напряжению был не меньше 4. Конденсатор C_1 разделительный, а C_2 – кон-

Таблица 5.22. Параметры полевых транзисторов с управляющим p–n-переходом и МОП-транзисторов

Параметр	Обозначение	Определение
Начальный ток стока	$I_{\text{с.нач}}$	Ток стока при напряженин между затвором и стоком, равным нулю, и напряжении на стоке, равном или превышающем напряжение насыщения
Ток утечки затвора	$I_{\text{зу}}$	Ток затвора при заданном напряжении между затвором и остальными выводами, замкнутыми между собой
Ток отсечки стока	$I_{\text{с.отс}}$	Ток стока, протекающий в том случае, когда транзистор смещен в запертое состояние
Напряжение пробоя затвор–исток	$U_{\text{ЗИ}max}$	Максимально допустимое напряжение затвор–исток
Пороговое напряжение затвор–исток	U_0	Напряжение между затвором и источником, при котором I_C уменьшается до 1 % (или меньше) максимального значения при указанном напряжении сток–исток
Крутизна характеристики транзистора	s	Отношение изменения тока стока к изменению напряжения на затворе в схеме с общим истоком. Параметр s характеризует коэффициент усиления транзистора
Сопротивление по постоянному току между стоком и истоком в открытом состоянии транзистора	$R_{\text{СИ}}$	Отношение постоянного напряжения между стоком и истоком к постоянному току истока, измеряемому обычно при $U_{\text{ЗИ}} = 0$
Входная емкость	$C_{11\text{И}}$	Емкость транзистора при малых сигналах в схеме с общим истоком при $U_{\text{СИ}} = 0$
Проходная емкость	$C_{12\text{И}}$	Емкость между стоком и затвором в схеме с общим истоком при $U_{\text{СИ}} = 0$

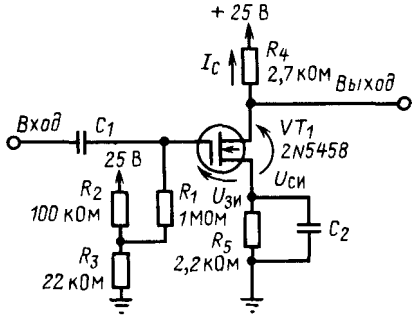


Рис. 5.16. Схема усилителя на полевом транзисторе

денсатор полосового фильтра. Сопротивлением конденсаторов по переменному току можно пренебречь. Подберите подходящий N-канальный полевой транзистор с управляемым p–n-переходом.

Теория. Чтобы полевой транзистор функционировал в качестве усилителя, он должен работать в области отсечки, где напряжение между стоком и истоком $U_{\text{СИ}}$ больше, чем напряжение отсечки U_0 (которое равно напряжению запирания между затвором и истоком $U_{\text{ЗИзап}}$). Это справедливо для всех транзисторов. Токи и напряжения необходимо рассчитать для наихудших случаев.

Для всех полевых транзисторов ток стока

$$I_C = I_{\text{Снач}}\left(1 - \frac{U_{\text{ЗИ}}}{U_{\text{ЗИотс}}}\right)^2, \qquad (5.38)$$

где $U_{\text{ЗИ}}$ – напряжение между затвором и истоком.

При известном I_C напряжение между стоком и истоком можно рассчитать по формуле

$$U_{\text{СИ}} = 25 - I_C(R_4 + R_5). \qquad (5.39)$$

Если максимальное значение сигнала вычесть из уравнения (5.39), то результат должен превышать $U_{\text{отс}}$, чтобы транзистор работал в режиме отсечки.

Коэффициент усиления рассчитывается с использованием крутизны характеристики s, которая представляет собой отношение выходного тока к входному напряжению. Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$A_u = -sR_4. \qquad (5.40)$$

Эта формула дает хорошее приближенное значение в том случае, если полное выходное сопротивление полевого транзистора велико, т.е. при работе в режиме отсечки. Предельные значения s обычно указывают в технических характеристиках. Для конкретного прибора

$$s = \frac{2I_{\text{С нач}}}{\text{ЗИ отс}}\left(1 - \frac{U_{\text{ЗИ}}}{U_{\text{ЗИ отс}}}\right). \qquad (5.41)$$

Целесообразно также найти соотношение между I_C и $U_{\text{ЗИ}}$ схемы. Напряжение на сопротивлении R_5 – это напряжение смещения, равное $25R_3/(R_2 + R_3)$. Оно меньше, чем $U_{\text{ЗИ}}$, поэтому

$$I_C = \frac{25R_3/(R_2 + R_3) - U_{\text{ЗИ}}}{R_5}. \qquad (5.42)$$

Минимальный ток стока при нулевом смещении $I_{\text{С нач}}$ для выбранного транзистора должен обеспечивать ток I_C, определяемый согласно уравнению (5.42), при $U_{\text{ЗИ}} = 0$. В результате на переходе затвора будет отсутствовать прямое смещение. Тогда

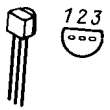


Рис. 5.17. Конструктивное оформление полевого транзистора:
1 – сток; *2* – исток; *3* – затвор [корпус 29 (ТО-92). Сток и исток могут меняться местами]

$$I_{\text{С нач}} = \frac{25R_2}{(R_2 + R_3)R_5}. \qquad (5.43)$$

Решение. Выбираем транзистор 2N5458. Технические характеристики полевых транзисторов приведены ниже.

Кремниевые N-канальные полевые транзисторы, работающие в режиме обеднения (тип А), предназначены для звуковоспроизводящей аппаратуры общего назначения и применения в качестве переключателей. На рис. 5.17 показана конструкция полевого транзистора.

Предельные эксплуатационные параметры полевых транзисторов приведены в табл. 5.23, а их электрические параметры – в табл. 5.24.

В соответствии с уравнением (5.43) минимальный требуемый ток стока при нулевом смещении

$$I_{\text{С нач}min} = \frac{25 \cdot 22 \cdot 10^3}{(100+22)\cdot 10^3 \cdot 2{,}2\cdot 10^3} =$$

$$= 2{,}05 \text{ мА}.$$

Таблица 5.23. **Предельные эксплуатационные параметры полевых транзисторов**

Параметр	Обозначение	Значение	Единица измерения
Постоянное напряжение сток–исток	$U_{\text{СИ}}$	25	В
Постоянное напряжение сток–затвор	$U_{\text{СЗ}}$	25	В
Обратное постоянное напряжение затвор–исток	$U_{\text{ЗИ обр}}$	25	В
Постоянный ток затвора	$I_з$	10	мА
Общая рассеиваемая мощность при $T = 25\,^\circ$С*	$P_{\text{общ}}$	310	мВт
Уменьшение мощности рассеяния при $T > 25\,^\circ$С	–	2,82	мВт/$^\circ$С
Рабочая температура перехода*	$T_{\text{п}}$	135	$^\circ$С
Диапазон температур хранения*	$T_{\text{хр}}$	От –65 до +150	$^\circ$С

*Постоянное совершенствование корпуса прибора позволило увеличить гарантированные предельные значения P до 1,0 Вт при $T_{\text{К}} = 25\,^\circ$С, коэффициента уменьшения мощности до 80 мВт/$^\circ$С при $T_{\text{К}} > 25\,^\circ$С, $T_{\text{п}}$ до диапазона от –65 до +150 $^\circ$С, $\theta_{\text{п–к}}$ – до 125 $^\circ$С/Вт.

Таблица 5.24. Электрические параметры ($T = 25\ ^\circ C$, если не указаны другие значения)

Параметр	Обозначение	Мин.	Ном.	Макс.	Единица измерения
		В запертом состоянии			
Постоянное напряжение пробоя между затвором и истоком ($I_З = -10$ мкА, $U_{СИ} = 0$)	$U_{ЗИ\,прб}$	25	–	–	В
Постоянный ток утечки затвора:	$I_{З.у}$				нА
$U_{ЗИ} = -15$ В, $U_{СИ} = 0$		–	–	1,0	
$U_{ЗИ} = -15$ В, $U_{СИ} = 0$, $T = 100\ ^\circ C$		–	–	200	
Напряжение отсечки ($U_{СИ} = 15$ В, $I_С = 10$ нА):	$U_{ЗИ\,отс}$				В
2N5457		0,5	–	6,0	
2N5458		1,0	–	7,0	
2N5459		2,0	–	8,0	
Напряжение затвор–исток:	$U_{ЗИ}$				
2N5457 ($U_{СИ} = 15$ В, $I_С = 100$ мкА)		–	2,5	–	
2N5458 ($U_{СИ} = 15$ В, $I_С = 200$ мкА)		–	3,5	–	
2N5459 ($U_{СИ} = 15$ В, $I_С = 400$ мкА)		–	4,5	–	
		В открытом состоянии			
Начальный ток стока[1] ($U_{СИ} = 15$ В, $U_{ЗИ} = 0$):	$I_{С\,нач}$				мА
2N5457		1,0	3,0	5,0	
2N5458		2,0	6,0	9,0	
2N5459		4,0	9,0	16	
		В динамическом режиме			
Крутизна характеристики[1] ($U_{СИ} = 15$ В, $U_{ЗИ} = 0$, $f = 1$ кГц):	s				мкСм
2N5457		1000	3000	5000	
2N5458		1500	4000	5500	
2N5459		2000	4500	6000	
Выходная проводимость[1] ($U_{СИ} = 15$ В, $U_{ЗИ} = 0$, $f = 1$ кГц)	Y_{22}	–	10	50	мкСм
Входная емкость ($U_{СИ} = 15$ В, $U_{ЗИ} = 0$, $f = 1$ МГц)	$C_{11И}$	–	4,5	7,0	пФ
Обратная проходная емкость ($U_{СИ} = 15$ В, $U_{ЗИ} = 0$, $f = 1$ МГц)	$C_{21И}$	–	1,5	3,0	пФ

[1] В импульсном режиме длительность импульса не больше 630 мс, а коэффициент заполнения не выше 10%.

Минимальная крутизна определяется из уравнения (5.40), исходя из минимального требуемого коэффициента усиления, равного 4, т.е. $s_{min} \cdot 2{,}7 \cdot 10^3 = 4$. В итоге $s_{min} = 1480$ мкСм.

Наконец, выбираем транзистор 2N5458, отвечающий всем требованиям. Можно использовать также транзистор с несколько меньшим значением $I_{\text{Снач}min}$, если прямое смещение на переходе затвора ограничено напряжением 0,3 В или ниже. При таком условии смещение на переходе оказывается недостаточным для возникновения тока затвора. Если выбрать транзистор с более высоким значением $I_{\text{Снач}min}$, то получающееся при этом смещение $U_{\text{ЗИ}}$ вызовет уменьшение s ниже указанного значения, как видно из уравнения (5.41).

Чтобы убедиться в том, что транзистор VT_1 всегда находится в режиме отсечки, сначала следует взять прибор с минимальным $I_{\text{Снач}}$, для которого $I_{\text{С}} - I_{\text{Снач}} = 2$ мА. Напряжение между стоком и истоком с учетом (5.39) $U_{\text{СИ}} = 25 - 2{,}0(2{,}7 + 2{,}2) = 15{,}2$ В. Поскольку максимальное значение $U_{\text{СИотс}} = 7$ В, транзистор функционирует в режиме отсечки.

Проверим теперь, как работает транзистор с $I_{\text{Снач}} = 9$ мА. Наихудший случай имеет место при $U_{\text{ЗИотс}} = -7$ В, т.е. при наибольшем значении. Тогда в соответствии с уравнением (5.38)

$$I_{\text{С}} = 9 \cdot 10^{-3}\left(1 - \frac{U_{\text{ЗИ}}}{-7}\right) \qquad (5.44)$$

и в соответствии с уравнением (5.42)

$$I_{\text{С}} = \frac{(25 \cdot 22 \cdot 10^3)/(100+22) \cdot 10^3 - U_{\text{ЗИ}}}{2{,}2 \cdot 10^3} = 2{,}05 \cdot 10^{-3} - \frac{U_{\text{ЗИ}}}{2{,}2 \cdot 10^3}. \qquad (5.45)$$

5.14. ВЫБОР ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Выбор высокочастотных транзисторов определяется требуемым частотным диапазоном и особенностями схемы, в которой он применяется. Обычно конструктивное исполнение позволяет использовать эти приборы в микрополосковых и полосковых схемах. Полевые транзисторы обладают следующими преимуществами по сравнению с биполярными плоскостными транзисторами: более высокими КПД, рабочей частотой, коэффициентом усиления по напряжению, полным входным сопротивлением, более низким коэффициентом шума.

Однако на частотах ниже 1 ГГц биполярные транзисторы обычно работают очень хорошо, и стоимость их ниже, чем полевых.

Принцип действия высокочастотных транзисторов практически не отличается от низкочастотных. Для них применяются одинаковые методы смещения постоянным током. Однако на высоких частотах модель транзистора, используемая для расчета коэффициента усиления и мощности, оказывается более сложной, чем на низких частотах. Усложняется также расчет коэффициента усиления и мощности.

Технические характеристики, предоставляемые фирмами-изготовителями. Для высокочастотных транзисторов указывается максимальный коэффициент усиления по мощности. Кроме того, транзисторы обычно характеризуются значением выходной мощности, если они предназначаются для работы в усилителях мощности. Для малошумящих транзисторов приводится коэффициент шума (в случае применения при очень низких уровнях сигналов). Многие параметры приборов указываются в технических характеристиках. Приводятся также s-параметры (входное и выходное полные сопротивления) для облегчения согласования по сопротивлениям.

Гибридные устройства. Довольно часто на высоких частотах принимаются готовые гибридные схемы на высокочастотных транзисторах, включающие цепи согласования с линиями 50 или 75 Ом. Конструктивно они выполняются по типу транзисторов. При выборе гибридных схем руководствуются теми же соображениями, что и при выборе высокочастотных транзисторов. Однако s-параметры для них не указываются, в них нет необходимости, так как они уже согласованы с линией передачи.

Задача 5.11. Для предварительного возбуждения СВЧ-передатчика требуется трехваттный усилитель мощности класса С, показанный на рис. 5.18. Из-за наличия фазовращателя в предшествующем каскаде очень важно, чтобы на входе коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) был низким. Мощность входного импульсного сигнала составляет 0,3 Вт (коэффициент заполнения 10%), частота 450 ± 15 МГц, полное сопротивление линии передачи 50 Ом.

Теория. Коэффициент усиления по мощности (выраженный в децибелах)

$$G_{\text{дБ}} = 10\log(P_{\text{вх}}/P_{\text{вых}}). \qquad (5.46)$$

На рабочей частоте параметры разделительных конденсаторов подбираются так, чтобы их реактивное сопротивление было низким. Емкость желательно рассчитать так, чтобы это сопротивление составляло около 1 Ом, тогда

$$C_p = 1/(2\pi f_0). \qquad (5.47)$$

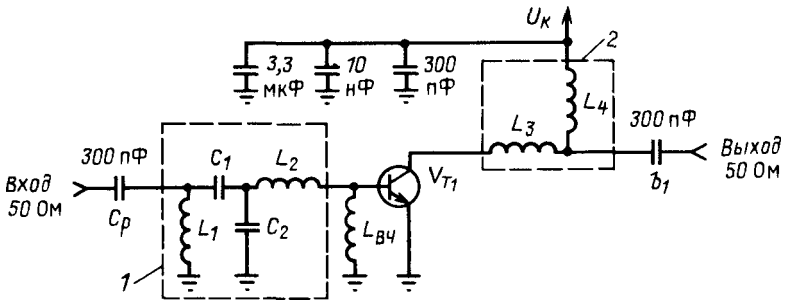


Рис. 5.18. Высокочастотный усилитель мощности:
1 – входиая согласующая цепь; *2* – выходная согласующая цепь

Высокочастотные дроссели $L_{вч}$, наоборот, должны иметь высокое полное сопротивление. Обычно достаточно, чтобы оно было порядка 1 кОм, тогда

$$L_{вч} = 1 \cdot 10^3/(2\pi f_0). \qquad (5.48)$$

Значения индуктивности и емкости согласующих цепей зависят от конкретного прибора, и их очень легко определить, используя диаграммы Смита.

Решение. Сначала нужно выбрать тип транзистора, затем рассчитать компоненты схемы и согласующих цепей.

В соответствии с уравнением (5.46) требуемый коэффициент усиления по мощности

$$G = 10\log(3/0{,}3) = 10 \text{ дБ}.$$

Совместно с требованием низкого КСВН такой относительно высокий коэффициент усиления указывает на то, что нужно использовать один из типов транзисторов, выпускаемых в корпусе.

Ниже перечислены этапы выбора транзистора, в результате чего мы остановились на приборе РТ9701 фирмы TRW.

1. Воспользуемся краткими характеристиками высокочастотных транзисторов, представленными фирмой-изготовителем. В табл. 5.25 приведены данные транзисторов, относящихся к семейству РТ9700, выпускаемых фирмой TRW RF Semiconductors, рабочая частота которых составляет приблизительно 400 МГц.

2. Ограничим количество рассматриваемых типов транзисторов теми, которые обеспечивают выходную мощность не менее 3 Вт, и познакомимся с подробными техническими характеристиками приборов (табл. 5.26), чтобы удостовериться в том, что произведение коэффициента усиления на ширину полосы ($f_{гр}$) значительно превышает 450 МГц.

3. По всем признакам подходит транзистор РТ9701. В его технических характеристиках указано значение $f_{гр} \simeq 900$ МГц.

Поскольку выбранный транзистор оптимизирован при напряжении источника питания $U_{и.п} = 28$ В, мы должны использовать именно такой источник. Теперь можно определить параметры компонентов схемы.

Емкость разделительных конденсаторов $C_р = 1/(2\pi \cdot 450 \cdot 10^6) = 354$ пФ. Выбираем стандартные конденсаторы 330 пФ.

Индуктивности высокочастотных дросселей $L_{вч} = 1 \cdot 10^3/(2\pi \cdot 450 \cdot 10^6) = 354$ нГн. (Подойдет и несколько большее значение.)

Итак, цепи согласования полных сопротивлений транзистора определены. Характеристики полных сопротивлений представлены на рис. 5.19. Иногда вместо этих кривых фирмы-изготовители приводят *s*-параметры, однако процедура расчета согласующих цепей в этом случае аналогичная.

Выходная согласующая цепь усилителя мощности предназначается для обеспечения передачи в нагрузку максимальной мощности. Входная согласующая цепь рассчитывается таким образом, чтобы получить высокий коэффициент усиления. Поскольку значения полного входного сопротивления невелики, на входе применяется двухкаскадная (четырехэлементная) согласующая цепь.

Отклонения значений входного и выходного полных сопротивлений у разных транзисторов наряду с погрешностью измерений и чувствительностью к согласующим цепям требуют лабораторных экспериментов для принятия окончательного решения.

Выходную согласующую цепь высокочастотных усилителей мощности экспериментально оптимизируют по коэффициенту усиления, КПД и спаду частотной характеристики в пределах полосы пропускания. Входную согласующую цепь оптимизируют по низкому КСВН. Это необходимо выполнять для каждого отдельного транзистора, особенно по мере роста частоты.

Таблица 5.25. **Характеристики высокочастотных полупроводниковых приборов, представленные фирмой-изготовителем TRW RF Semiconductors**

Номер прибора	Раздел	Частота	Мощность коэффициента усиления, Вт	$U_{и.п}$	Тип корпуса
MRP 0912-50	СВЧ	0,9–1,2 ГГц	50	50	MRA0,25
0912-75			75		MRA0,25
0912-15 OA			150		MRP 6A
0912-25OA			250		MRP 6A
MRP 1115-1,5E	СВЧ	1,2–1,4 ГГц	1,5	28	MRA0,25
1214-8			8		
1214-12 A			12		
1214-30			30		MRA0,4
1214-4OA			40		
1214-60			60		
1214-85 A			85		
PT 9700		400 МГц	1,5	28	0,280 SOE
9701			4		
9702			20		
9703			10		
9704 A			30		
PT 9730		175 МГц	4	28	0,380SOE
9731			25		
9732			8		
9733			50		
9734			15		

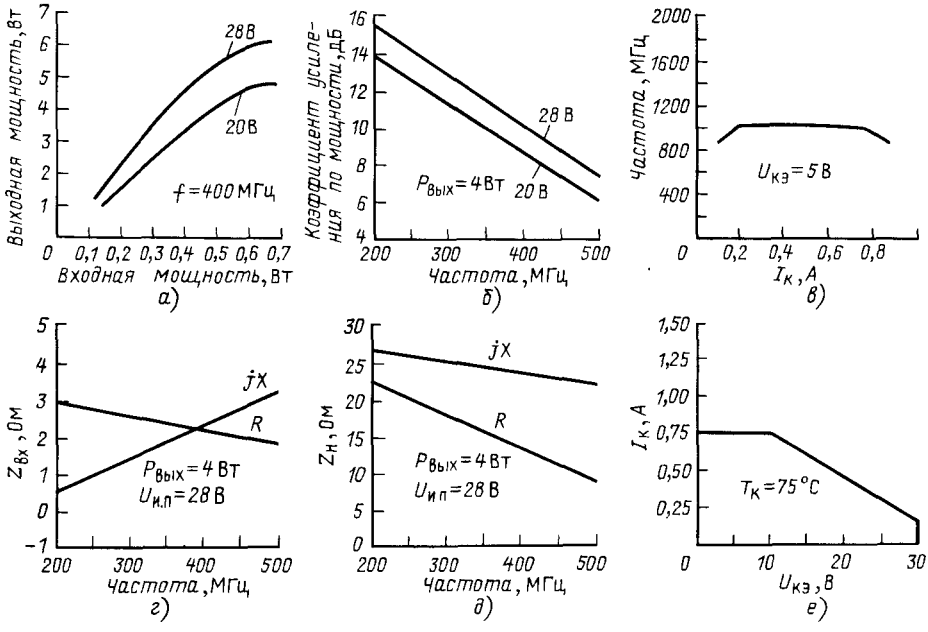


Рис. 5.19. Характеристики высокочастотных транзисторов:

а – зависимость выходной мощности от входной; *б* – зависимость коэффициента усиления по мощности от частоты; *в* – зависимость частоты от тока коллектора; *г* – завнсимость входного полного последовательного сопротивления от частоты; *д* – зависимость полного последовательного сопротивления нагрузки от частоты; *е* – зависимость тока коллектора от напряжения между коллектором и эмиттером

Таблица 5.26. **Техиические характеристики высокочастотиых траизисторов типа РТ9700 (элект**

Обозначение	Параметр	Условия испытаний	РТ9700	РТ9701
				В режиме постоян
$U_{ЭБО\,проб}$	Минимальное пробивное напряжение между эмиттером и базой	$I_Э = 0{,}1$ мА, $I_К = 0$	3,5	–
		$I_Э = 1$ мА, $I_К = 0$	–	4
		$I_Э = 2$ мА, $I_К = 0$	–	–
$U_{КЭК\,проб}$	Минимальное пробивное напряжение между коллектором и эмиттером при $R_{БЭ} = 0$	$I_К = 1$ мА, $U_{БЭ} = 0$	55	–
		$I_К = 10$ мА, $U_{БЭ} = 0$	–	55
		$I_К = 20$ мА, $U_{БЭ} = 0$	–	–
$U_{КЭО\,проб}$	Минимальное пробивное напряжение между коллектором и эмиттером при $R_{БЭ} = \infty$	$I_К = 20$ мА, $I_Б = 0$	35	–
		$I_К = 50$ мА, $I_Б = 0$	–	30
$I_{КЭК}$	Максимальный ток между коллектором и эмиттером при $R_{БЭ} = 0$	$U_{КЭ} = 30$ В	0,25	5
$h_{21Э}$	Минимальный коэффициент усиления по постоянному току	$I_К = 0{,}1$ А, $U_{КЭ} = 5$ В	20 – 150	10 – 150
				В режиме высоко
K_p	Минимальный коэффициент усиления по мощности	$U_{КЭ} = 28$ В, $P_{вх} = 0{,}12$ Вт	1,5	–
		$U_{КЭ} = 28$ В, $P_{вх} = 0{,}5$ Вт	–	4
		$F = 400$ мГц, $P_{вх} = 1{,}25$ Вт	–	–
		$F = 400$ МГц, $P_{вх} = 4$ Вт	–	–
		$F = 400$ МГц, $P_{вх} = 5$ Вт	–	–
η	Минимальный КПД коллекторной цепи	$U_{КЭ} = 28$ В, $F = 400$ МГц, предельная выходная мощность	55	55
КСВН	Допуск на рассогласование	$U_{КЭ} = 28$ В, $F = 400$ МГц, предельная выходная мощность		
$P_{нас}$	Минимальная выходная мощность в режиме насыщения	$U_{КЭ} = 28$ В, $F = 400$ МГц	2	7
$C_{КБ}$	Максимальная емкость между коллектором и базой	$U_{КБ} = 28$ В, $F = 1$ МГц $I_К = 0$	3,5	14
				Рабочий
$I_К$	Постоянный ток коллектора	–	0,5	0,75
$\theta_{п-к}$	Тепловое сопротивление между переходом и корпусом	$T_к = 25\,^{\circ}C$	35	17,5
$T_{хр}$	Температура хранения и температура перехода	–		От –65 до
P	Рассеиваемая мощность	$T_к = 25\,^{\circ}C$	5	10

рические параметры при $T_{фланц} = 25\ ^{\circ}C$)

PT9703	PT9702	PT9704A	Единица измерения
ного тока			
–	–	–	В
4	–	4	В
–	4	–	В
–	–	–	В
55	–	–	В
–	55	55	В
–	–	–	В
30	30	30	В
5	10	10	мА
10 – 150	10 – 150	10 – 150	–
частотного сигнала			
–	–	–	–
–	–	–	–
10	–	–	Вт
–	20	–	Вт
–	–	30	Вт
60	60	60	%
			–
15	25	35	Вт
14	22	35	пФ
режим			
1,25	2	5	А
8,8	4,4	2,5	°С/Вт
+200			°С
20	40	70	Вт

В верхней части диапазона СВЧ (при частотах выше 2 ГГц) существенную помощь в этом оказывают программы автоматизированного проектирования, например Touchstone. Однако для облегчения расчета согласующих схем на завершающей стадии все же необходимо прибегать к лабораторным экспериментам.

5.15. ВЫБОР ОДНООПЕРАЦИОННЫХ ТРИНИСТОРОВ

Наиболее часто используемые параметры однооперационных триодных тиристоров (тринисторов) и симисторов приведены в табл. 5.27.

Задача 5.12. Выбирете однооперационный тринистор для схемы управления двигателем постоянного тока (рис. 5.20) с помощью сигнала от однополупериодного выпрямителя. Переключение происходит по сигналу регулятора фазы, поэтому VT_1 переходит в проводящее состояние на любую желаемую часть положительной полуволны приложенного напряжения.

Двигатель и его нагрузка регулируются таким образом, что максимальный ток двигателя не превышает 8 А. Управляющая схема создает импульс $u_y = 4$ В (при разомкнутом выходе) длительностью 10 мкс, а полное сопротивление источника составляет 40 Ом. Температура окружающей среды может изменяться от 0 до 40 °С. Однооперационный тринистор смонтирован на теплоотводе с тепловым сопротивлением $\theta = 4\ ^{\circ}C/Вт$.

Теория. В схемах с регулировкой фазы такого типа часто используются как тринисторы, так и симисторы. Управляющая схема обеспечивает наличие импульса с изменяемой задержкой по отношению к началу положительного полупериода приложенного напряжения. При

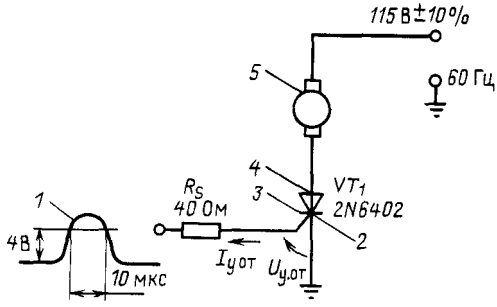


Рис. 5.20. Схема управления двигателем на однооперационном транзисторе:

1 – сигнал переключения с управляемой фазой; *2* – катод; *3* – управляющий электрод; *4* – анод; *5* – двигатель постоянного тока ($I_{ма\,х} = 8$ А)

Таблица 5.27. Параметры однооперационных тринисторов и симисторов

Параметр	Обозначение	Определение
Напряжение переключения	$U_{прк}$	Прямое напряжение, при котором переключается прибор
Напряжение обратного пробоя	$U_{пр.о}$	Максимальное обратное напряжение, при котором прибор переходит в состояние лавинного пробоя
Постоянное напряжение в открытом состоянии	$U_{о.с}$	Напряжение на приборе в проводящем (открытом) состоянии
Постоянный ток в открытом состоянии	$I_{о.с}$	Ток, протекающий между анодом и катодом в открытом состоянии
Ток удержания	$I_{у}$	Минимальный ток, при котором прибор находится в открытом состоянии
Ток включения	$I_{вкл}$	Минимальный ток, необходимый для сохранения открытого состояния прибора после перехода из закрытого состояния при отключенном управляющем сигнале
Отпирающий постоянный ток управления	$I_{у.от}$	Минимальный управляющий ток, необходимый для переключения прибора из закрытого состояния в открытое
Отпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у.от}$	Управляющее напряженне, необходимое для обеспечения требуемого управляющего тока
Время включения по управляющему электроду	$t_{вкл}$	Время, требуемое для включения прибора
Время выключения прибора	$t_{выкл}$	Время, требуемое для выключения прибора
Критическая скорость подъема напряжения	du/dt	Скорость изменения напряжения, приложенного к аноду или управляющему электроду прибора в закрытом состоянии, при превышении которой может произойти включение

отсутствии задержки переключение происходит немедленно, и тринистор находится в проводящем состоянии в течение всего полупериода. При наличии задержки он находится в проводящем состоянии только часть полупериода, а мощность, передаваемая в нагрузку, уменьшается.

Отпирающий ток определяется, исходя из требуемого отпирающего напряжения и результирующего падения напряжения на сопротивлении источника $R_и$, следующим образом:

$$I_{у.от} = \frac{u_у - U_{у.от}}{R_и}, \qquad (5.49)$$

где $u_у$ – управляющее напряженне.

Максимальный анодный ток $I_{A\,max}$ протекает через прибор только каждый второй полупериод. Следовательно, его значение составляет половину от того, каким бы оно было в случае синусондального сигнала в предположенни, что прибор находится в полностью проводящем состоянни. (Тринистор включается в начале каждой положительной полуволны.) Таким образом,

$$I_A = \frac{\sqrt{2}}{4} I_{A\,max}. \qquad (5.50)$$

После вычисления мощности рассеивания можно рассчитать максимальную температуру перехода (см § 5.12):

$$T_п = P(\theta_{п-к} + \theta_{к-с}) + T, \qquad (5.51)$$

где $\theta_{п-к}$ – тепловое сопротивление между переходом и корпусом прибора; $\theta_{к-с}$ – тепловое сопротивление теплоотвода между корпусом и окружающей средой; T – температура окружающей среды.

Решение. Выбираем однооперационный тринистор 2N6402. Технические характеристики однооперационных тринисторов приведены ниже.

Эти приборы предназначены в основном для работы в качестве переключающих эле-

ментов при управлении двигателями, источниками питания.

Переходы тиристоров пассивированы стеклом. Корпус выполнен с центральным расположением управляющего электрода, что обеспечивает высокую равиомерность и стабильность параметров. К преимуществам приборов можно отнести их небольшие размеры, жесткую конструкцию с низким тепловым сопротивлением и хорошим рассеиванием тепла, а также высокий срок службы и запирающее напряжение до 800 В.

В табл. 5.28 указаны предельные эксплуатационные характеристики тиристоров.

В табл. 5.29 приведены электрические параметры тиристоров.

На рис. 5.21 показано условное изображение тиристоров, а на рис. 5.22 приведены их характеристики.

Вообще говоря, существует множество однооперационных тиристоров, которые не хуже подходят для такой схемы. Мы выбрали тиристор 2N6402 главным образом потому, что это экономичный прибор, выполненный в пластмассовом корпусе с регистрационным номером Объединенного совета по электронным приборам, характеристики которого на

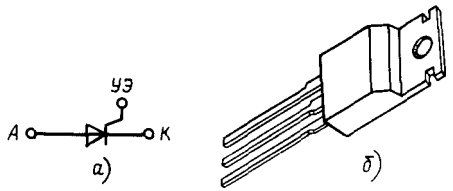


Рис. 5.21. Однооперационные транзисторы: *а* – графическое условное изображение; *б* – внешний вид

первый взгляд удовлетворяют поставленным требованиям.

Среднеквадратичный ток, равный 8 А, не превышает предельного тока прибора (16 А), однако следует все же проверить действительную температуру перехода. Определим сначала максимальные иапряжение и ток. С учетом уравнеиия (5.50) можио записать $8 = (\sqrt{2}/4) I_{\text{А}max}$, откуда $I_{\text{А}max} = 4 \cdot 8/\sqrt{2} = 22{,}6$ А.

Из анализа зависимости максимальных мгновенных значений напряжеиия в открытом состоянии от тока следует, что $U_{\text{пр}} = 1{,}5$ В.

Таблица 5.28. **Предельные эксплуатационные характеристики тиристоров**

Параметр	Обозначение	Значение	Единица измерения
Повторяющееся импульсное обратное напряжение[1]:	$U_{\text{обр.п}}$		В
2N6400		50	
2N6401		100	
2N6402		200	
2N6403		400	
2N6404		600	
2N6405		800	
Постоянный ток в открытом состоянии ($T \simeq 90$ °С)	$I_{\text{о.с}}$	16	А
Удариый иеповторяющийся ток в открытом состоянии (полусииусоида, 60 Гц, $T_{\text{п}} = 125$ °С)	$I_{\text{о.с.удр}}$	160	А
Защитный показатель ($T_{\text{п}} = -40 \div 125$ °С, $t = 1{,}0 \div 8{,}3$ мс)	I^2t	100	$\text{А}^2\text{с}$
Импульсная рассеиваемая мощность управления	$P_{\text{у.и}}$	20	Вт
Средняя рассеиваемая мощность управления	$P_{\text{у.ср}}$	0,5	Вт
Импульсный ток управления	$I_{\text{у.и}}$	2,0	А
Диапазон рабочих температур перехода	$T_{\text{п}}$	От –40 до +125	°С
Диапазон температур храиения	$T_{\text{хр}}$	От –40 до +125	°С

[1] Напряжение $U_{\text{обр.п}}$ можно подавать на прибор совместно с постояиным смещением без повреждения прибора. Предельные значения параметров указаны при нулевых или отрицательных напряжениях на управляющем выводе. При испытании тиристоров на максимально допустимое обратное напряжение приложенное напряжение не должно превышать указанное предельное значение.

Таблица 5.29. Электрические параметры триинсторов ($T = 25\ ^\circ C$, если ие указаио другое зиачеиие)

Параметр	Обозначение	Мин.	Ном.	Макс.	Единица измерения
Повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии[1] ($T_п = 125\ ^\circ C$):	$U_{з.с.п}$				В
2N6400		50	–	–	
2N6401		100	–	–	
2N6402		200	–	–	
2N6403		400	–	–	
2N6404		600	–	–	
2N6405		800	–	–	
Повторяющийся импульсный ток в закрытом состоянии[1]	$I_{з.с.п}$	–	–	2,0	мА
Повторяющийся импульсный обратный ток[1]	$I_{обр.п}$	–	–	2,0	мА
Импульсное напряжение в открытом состоянии[1] ($I_{о.с.и}$ = 32 А)	$U_{о.с.и}$	–	–	1,7	В
Отпирающий постоянный ток управления[1] (анодное напряжение 12 В, $R_н$ = 100 Ом)	$I_{у.от}$	–	5,0	30	мА
Отпирающее постоянное напряжение управления[1] (анодное напряжение 12 В, $R_н$ = 100 Ом)	$U_{у.от}$	–	0,7	1,5	В
Неотпирающее постоянное напряжение управления[1] (анодное напряжение равно предельному $U_{з.с.п}$, $R_н$ = 100 Ом, $T_п$ = 125 °С)	$U_{у.неот}$	0,2	–	–	В
Ток удержания[1] (анодное напряженне 12 В)	$I_{уд}$	–	6,0	40	мА
Время включения ($I_{у.от}$ = 40 мА, $I_{о.с.и}$ = 16 А)	$t_{вкл}$	–	1,0	–	мкс
Время выключения (предельное $U_{з.с.п}$):	$t_{выкл}$				мкс
$I_{обр}$ = 16 А, $I_{о.с.п}$ = 16 А		–	15	–	
$I_{обр}$ = 16 А, $I_{о.с.п}$ = 16 А, $T_п$ = 125 °С		–	35	–	
Скорость нарастания прямого напряжения ($T_п$ = = 125 °С)	du/dt	–	50	–	В/мкс

[1] Значения зарегистрированы Объединенным советом по электронным приборам.

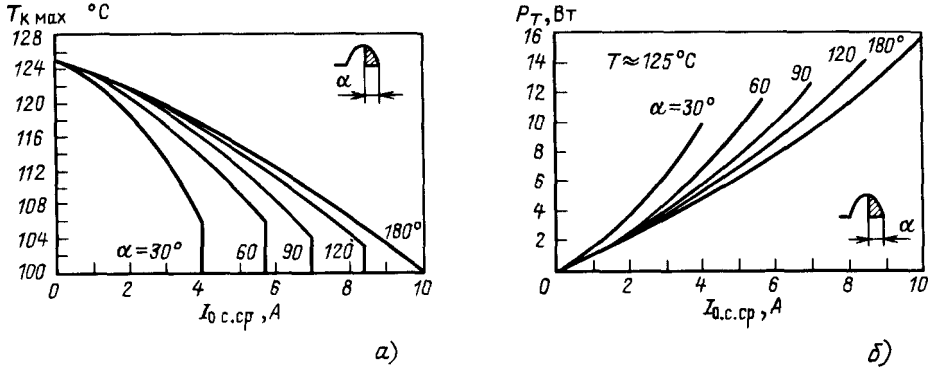


Рис. 5.22. Характеристики однооперационных транзисторов:

а – уменьшение постоянного среднего тока в открытом состоянии при увеличении температуры корпуса; *б* – зависимость средней рассеиваемой мощности от постоянного среднего тока в открытом состоянии (α – угол проводимости)

При этом максимальном напряжении ток находится вблизи своего максимума бо́льшую часть полупериода. Если предположить, что $U_{пр} = 1{,}5$ В в течение всего времени нахождения прибора в проводящем состоянии, то получим несколько завышенное напряжение, но не слишком погрешим против истины. Рассеиваемая мощность равна произведению $U_{пр}$ и I_A, т.е. $1.5 \cdot 8 = 12$ Вт. Температуру перехода определяем из уравнения (5.51). По условию задачи сопротивление теплоотвода $\theta_{к-с} = 4\ ^\circ$C/Вт, $T_{max} = 40\ ^\circ$C, а $\theta_{п-с} = 1{,}5\ ^\circ$C/Вт. Тогда температура перехода $T_п = 12\,(1{,}5 + 4) + 40 = 106\ ^\circ$C, что ниже предельного значения $T_{п.max} = 125\ ^\circ$C.

Необходимо также рассмотреть режим отпирания тринистора. Параметры отпирающего сигнала следующие: $I_{у.от.max} = 30$ мА; $U_{у.от.max} = 1{,}5$ В при рабочей температуре 25 °C. При более низкой температуре отпирание затрудняется, и по графику можно определить, что при 0 °C $I_{у.от}$ возрастает на 33%, а $U_{у.от.max} = 1{,}65$ В.

Чтобы вычислить реальное значение $I_{у.от}$, подставим в уравнение (5.49) $U_{у.от.max} = 1{,}65$ В и получим

$$I_{у.от} = \frac{4 - 1{,}65}{40} = 58{,}8 \text{ мА}.$$

Поскольку это значение существенно превышает 40 мА, прибор в схеме будет работать надежно даже при более низкой температуре окружающей среды.

Максимальное приложенное обратное напряжение составляет $\sqrt{2} \cdot 115 = 163$ В. При допуске +10 % это значение возрастает до 179 В, что все еще не превышает предельного значения 200 В. Параметры схемы таковы, что не превышаются предельная импульсная рассеиваемая мощность (20 Вт), средняя рассеиваемая мощность управления (0,5 Вт) и импульсный ток управления (2 А).

Нужно упомянуть еще один параметр. Скорость подъема прямого напряжения $du/dt = 50$ В/мкс значительно больше, чем скорость нарастания синусоидального напряжения 115 В при частоте 60 Гц, которая использована в задаче. Однако в том случае, когда источником энергии является коммутируемый источник постоянного тока, скорость изменения напряжения может быть велика. В результате на управляющем выводе возникают переходные процессы (нестационарный режим), обусловленные внутренней емкостью прибора, и может произойти нежелательное самоотпирание прибора. Во избежание этого следует применять тринисторы с более высоким предельным значением du/dt или схему амортизации[1].

5.16. ВЫБОР СИМИСТОРА

В отличие от других полупроводниковых приборов симистор не имеет ни катода, ни анода. Выводы основного проводящего пути обозначаются как "Основной вывод 1" и "Основной вывод 2" (*ОВ1* и *ОВ2*) (рис. 5.23). Управляющий электрод связан с *ОВ1*. Уровни отпирающих сигналов и их полярность устанавливаются по отношению к этому выводу.

Задача 5.13. Выберите подходящий симистор для управляемой сдвигом фазы цепи регулировки яркости свечения ламп (рис. 5.23). Нагрузка состоит из ламп накаливания мощностью 800 Вт, работающих при напряжении 115 В, частоте 60 Гц. Переключающее напряжение с управляемой фазой создает отрицательный импульс напряжения с амплитудой 8 В и длительностью 20 мкс. Полное сопротивление источника равно 10 Ом. Переключение происходит во время каждого полупериода с изменяемой задержкой, как и в задаче 5.12. Температура окружающей среды изменяется в диапазоне от 10 до 40 °C. Применяется теплоотвод с тепловым сопротивлением $\theta_{к-ч} = 3\ ^\circ$C/Вт.

Теория. Схема работает так же, как и в предыдущей задаче, но переключение происходит во время каждого полупериода, а не только во время положительной полуволны напряжений. Если отпирающие импульсы имеют положительную полярность во время положительных полупериодов и отрицательную

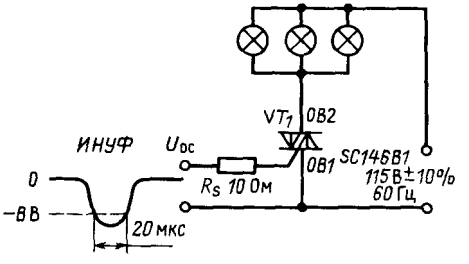


Рис. 5.23. Схема регулировки яркости свечения ламп на симисторе:
ИНУФ – источник напряжения с управляемой фазой

[1] Схема амортизации состоит из последовательно соединенных конденсатора большой емкости и резистора с малым сопротивлением, включенных между анодом и катодом тринистора.

во время отрицательных, то схема работает нормально в обоих случаях и объяснение выбора прибора будет одним и тем же.

Решение. Выберем симистор SC146B1.

Предельные эксплуатационные характеристики симисторов типа SC146:

Ток в открытом состоянии $I_{о.с}$, А	10
Повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии $U_{з.с.п}$, В:	
B	200
D	400
E	500
M	600
Ударный неповторяющийся ток в открытом состоянии $I_{о.с.уд}$, А:	
f = 50 Гц	110
f = 60 Гц	120
Защитный показатель I^2t, $А^2 \cdot с$:	
t = 0,1 с	20
t = 8,3 с	60
Импульсная рассеиваемая мощность управления (при 10 мкс) $P_{у.и}$, Вт	10
Диапазон температур хранения $T_{хр}$, °С	От −40 до +125
Диапазон рабочих температур перехода $T_п$, °С	От −40 до +125

Электрические параметры симисторов приведены в табл. 5.30.

Факторы, влияющие на выбор симистора, во многом совпадают с факторами, рассмотренными при выборе однооперационного тиристора. Ток, отбираемый нагрузкой, составляет 800/115 = 6,9 А. Для случая высокого напряжения в сети его следует увеличить на 10%, т.е. до 7,65 А. На рис. 5.24 представлена зависимость мощности рассеивания от тока, из которой следует, что для тока 7,65 А мощность P = 10 Вт. Рассчитаем температуру перехода, используя рекомендованное в технических характеристиках значение $\theta_{п-к}$ =

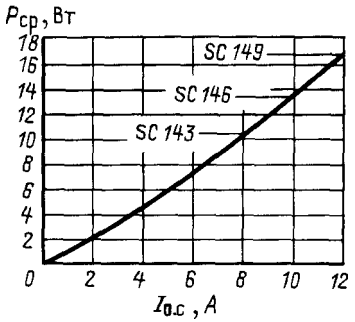


Рис. 5.24. Зависимость максимальной средней рассеиваемой мощности от тока

Таблица 5.30. Электрические параметры симисторов

Параметр	Обозначение	Мин.	Ном.	Макс.	Единица измерения	Условия испытаний
Повторяющийся импульсный ток в закрытом состоянии	$I_{з.с.п}$				мА	Измерение $U_{з.с.п}$ равно максимально допустимому напряжению для схемы с разомкнутой цепью управляющего электрода
		–	–	0,1		T = 25 °С
		–	–	0,5		T = 100 °С
Импульсное напряжение в открытом состоянии	$U_{о.с.и}$	–	–	1,65	В	T = 25 °С, $I_{о.с.н}$ = 14 А, длительность импульса 1 мс, коэффициент заполнения 2 %
Отпирающий постоянный ток управления	$I_{у.от}$				мА	$U_{з.с}$ = 12 В

Режим переключения			
ОВ2	*УЭ*	$R_н$, Ом	T, °С
+	+	100	+25
–	–	100	+25
+	–	50	+25
+	+	50	−40
–	–	50	−40
+	–	25	−40

		–	–	50		
		–	–	50		
		–	–	50		
		–	–	80		
		–	–	80		
		–	–	80		

Продолжение табл. 5.30

Параметр	Обозначение	Мин.	Ном.	Макс.	Единица измерения	Условия испытаний
Отпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у.от}$				В	$U_{з.с}$ = 12 В
						Режим переключения
						ОВ2 *УЭ* $R_н$, Ом T, °С
		–	–	2,5		+ + 100 +25
		–	–	2,5		– – 100 +25
		–	–	2,5		+ – 50 +25
		–	–	3,5		+ + 50 –40
		–	–	3,5		– – 50 –40
		–	–	3,5		+ – 25 –40
Неотпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у.неот}$	0,2	–	–	В	Режим переключения
						ОВ2 *УЭ* $R_н$, Ом T, °С
						+ + 1000 100
						– – 1000 100
						+ – 1000 100
						– + 1000 100
Постоянный ток удержания	$I_у$				мА	Источник напряжения *ОВ* = = 24 В. Импульсный ток начала переключения 0,5 А, длительность импульсов от 0,1 до 10 мс, источник управляющего напряжения 7 В, 20 Ом
		–	–	50		T = 25 °С
		–	–	100		T = –40 °С
Ток включения	$I_{вкл}$				мА	Источник напряжения *ОВ* = = 24 В, источник управляющего напряжения 15 В, 100 Ом, импульсы длительностью 50 мкс, максимальная длительность переднего и заднего фронтов 5 мкс
						Режим переключения
						ОВ2 *УЭ* T, °С
		–	–	100		+ + +25
		–	–	100		– – +25
		–	–	200		+ – +25
		–	–	200		+ + –40 °С
		–	–	200		– – –40 °С
		–	–	400		+ – –40 °С
Стационарный режим, тепловое сопротивление между переходом и окружающей средой	$\theta_{п-с}$	–	–	75	°С/Вт	
Стационарный режим, тепловое сопротивление между переходом и корпусом:	$\theta_{п-к}$	–	–		°С/Вт	Этот параметр полезен во время входного контроля приборов
SC140		–	–	3,1		
SC141		–	–	3,0		

Продолжение табл. 5.30

Параметр	Обозначение	Мин.	Ном.	Макс.	Единица измерения	Условия испытаний
SC142		–	–	3,3		
SC143		–	–	3,2		
SC146		–	–	2,2		
SC147		–	–	2,5		
SC149		–	–	2,0		
SC151		–	–	2,0		
Кажущееся тепловое сопротивление между переходом и корпусом:	$\theta_{п-к(\omega)}$				°С/Вт	Этот параметр полезен при расчете подъема температуры перехода при превышении температуры, указанной для корпуса в режиме переменного тока
SC140		–	–	2,04		
SC141		–	–	2,22		
SC142		–	–	2,31		
SC143		–	–	1,97		
SC146		–	–	1,50		
SC147		–	–	1,69		
SC149		–	–	1,52		
SC151		–	–	1,10		

= 1,5 °С/Вт. В соответствии с уравнением (5.51) $T_п = 10(1,5+3)+40 = 85$ °С, что не превышает максимально допустимого значения, равного 100 °С.

Ток отпирания для наихудшего случая с учетом уравнения (5.49) и $U_{у.от} = 3,5$ В (при температуре окружающей среды $T = -40$ °С)

$$I_{у.от} = \frac{8 - 3,5}{10} = 450 \text{ мА}.$$

Это намного превышает 80 мА – значение, приведенное в технических характеристиках для температуры окружающей среды –40 °С. Хотя при –40 °С схема не может работать нормально, при +10 °С она должна работать вполне удовлетворительно. Чтобы убедиться в этом, нужно рассмотреть условия отпирания при +10 °С аналогично тому, как это делалось в предыдущей задаче.

Следует также проверить предельную мощность, рассеиваемую на управляющем электроде. Импульсная мощность $P_{у.и} = 450 \cdot 10^{-3} \times$ $\times 3,5 = 1,58$ Вт. Для определения средней мощности это значение нужно умножить на коэффициент заполнения, равный приблизительно $2,41 \cdot 10^{-3}$, что дает $P_{ср} = 3,81$ мВт. Полученные значения $P_{у.и}$ и $P_{ср}$ ниже максимально допустимых 10 и 0,5 Вт соответственно.

Симистор SC146B1 рассчитан на напряжение 200 В, т.е. он вполне подходит для работы в схеме с питанием от сети переменного тока 115 В. Если по условиям задачи требуется электроизолирующая прокладка для того, чтобы теплоотвод не был соединен со схемой, можно использовать прибор SC147B1. Некоторые его параметры незначительно отличаются от вышеприведенных, в результате чего температура $T_п$ может несколько не совпадать с расчетной.

5.17. ВЫБОР ПРОГРАММИРУЕМОГО ОДНОПЕРЕХОДНОГО ТРАНЗИСТОРА

Наиболее распространенные параметры программируемых однопереходных транзисторов приведены в табл. 5.31.

Задача 5.14. На рис. 5.25 показана схема релаксационного генератора на программируемом однопереходном транзисторе. Снимаемый с катода выходной сигнал применяется для стробирования однооперационного тринистора (на схеме он не показан). Подберите программируемый однопереходный транзистор для работы в пределах температурного диапазона от 20 до 50 °С.

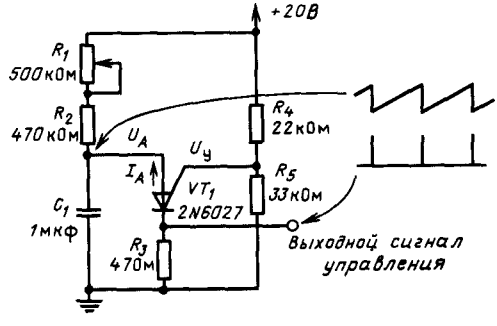


Рис. 5.25. Схема релаксационного генератора на программируемом однопереходном транзисторе. Схема и формы напряжения

Таблица 5.31. **Параметры программируемых однопереходных транзисторов**

Параметр	Обозначение	Определение
Максимальное анодное напряжение	$U_{A\,max}$	Максимальное напряжение на аноде перед включением программируемого однопереходного транзистора
Минимальный анодный ток	$I_{A\,max}$	Минимальный анодный ток, требуемый для того, чтобы вызвать включение программируемого однопереходного транзистора
Напряжение впадины (анодное)	U_B	Анодное напряжение в точке впадины при включенном программируемом однопереходном транзисторе
Ток впадины (анодный)	I_B	Анодный ток в точке впадины при включенном программируемом однопереходном транзисторе (если ток станет ниже этого значения, транзистор закроется)
Напряжение управляющего электрода	U_y	Напряжение на управляющем электроде, задаваемое с помощью программирующего резистора при запертом транзисторе
Напряжение смещения (запертого транзистора)	U_c	Прямое напряжение на переходе затвора, равное $U_{A\,max} - U_y$
Импульсное выходное напряжение	$U_{вых.и}$	Амплитуда импульсного напряжения в случае, когда программируемый однопереходный транзистор используется в конкретной схеме
Энергия разряда конденсатора	–	Количество энергии, обусловленное разрядом конденсатора в анодной цепи, которое транзистор может рассеивать без ограничений по току

Теория. Резисторы R_4 и R_5 предназначены для программирования транзистора. Они используются в качестве делителя напряжения для установки напряжения на управляющем электроде (U_y) в закрытом состоянии. Для включения транзистора анодное напряжение должно превышать U_y на 0,7 В. Кратко работу схемы можно описать следующим образом.

1. В момент первоначального приложения напряжения конденсатор C_1 разряжен, на управляющем электроде имеется напряжение обратного смещения, а транзистор VT_1 заперт.

2. Конденсатор C_1 начинает заряжаться через резисторы R_1 и R_2 и заряжается до тех пор, пока U_A не превысит U_y на 0,7 В. При этом напряжении на управляющем электроде оказывается прямое смещение, а транзистор VT_1 открывается при условии, что ток катода I_A превышает минимальный ток $I_{A\,min}$, что требуется для срабатывания прибора.

3. После перехода VT_1 в проводящее состояние конденсатор C_1 быстро разряжается через VT_1 и R_3, создавая на R_3 импульс положительного напряжения. Напряжение между катодом и анодом транзистора в проводящем состоянии равно приблизительно 1 В.

4. После завершения разряда конденсатора C_1 ток I_A уменьшается до значения, определяемого схемой. Это значение должно быть меньше минимального тока впадины I_B транзистора, чтобы он заперся и мог бы начаться следующий цикл. Если I_A в это время превышает I_B, то прибор остается в проводящем состоянии.

5. После разряда C_1 и запирания VT_1 цикл повторяется, в результате чего на аноде создается положительное пилообразное напряжение U_A, и на выходе появляются импульсы положительного напряжения (совпадающие с резким спадом пилообразного напряжения).

Очевидно, что критическими являются два значения тока I_A:

1) $I_A \geqslant I_{A\,min}$ для отпирания транзистора VT_1;

2) $I_A \leqslant I_B$ для запирания транзистора VT_1.

Когда транзистор VT_1 начинает переходить в проводящее состояние, напряжение $U_A = U_y + 0{,}7$, а

$$I_A = \frac{20 - U_y - 0{,}7}{R_1 + R_2}. \qquad (5.52)$$

Напряжение

$$U_y = \frac{20R_5}{R_4 + R_5} \qquad (5.53)$$

устанавливается с помощью делителей напряжения R_4 и R_5.

Когда транзистор VT_1 переходит в закрытое состояние, напряжением на R_3 можно пренебречь и падение напряжения на приборе

$U_A = 1$ В, тогда

$$I_A = \frac{20-1}{R_1+R_2} = \frac{19}{R_1+R_2}. \qquad (5.54)$$

Частоту колебаний и характеристики выходных импульсов рассчитывать не нужно, поскольку они фактически не зависят от параметров транзистора. Необходнмо только обеспечить переключение и генерирование колебаний. Частота колебаний составляет приблизительно 1 Гц, причем при регулировке R_1 она может меняться в 2 раза.

Требуемые для VT_1 значения I_{Amin} и I_B можно изменять, варьируя сопротивлениями резисторов R_4 и R_5 так, как указано в технических характеристиках. Цепь временной задержки, в которую входит программируемый однопереходный транзистор, имеет аналогичную конфигурацию. Основное отличие состоит в том, что параметры ее компонентов подбираются так, чтобы $I_A > I_{Bmax}$ после того, как транзистор перейдет в проводящее состояние. Прибор остается в проводящем состоянии, препятствуя колебаниям, до тех пор, пока не будет снято приложенное напряжение.

Решение. Выберем программируемый однопереходный транзистор 2N6027.

Программируемые однопереходные транзисторы фирмы General Electric – это планарные пассивированные устройства $p-n-p-n$-типа в стандартном дешевом пластмассовом корпусе TO-98 с тремя выводами: анодом, анодным управляющим электродом и катодом.

Транзисторы 2N6027 и 2N6028 относятся к программируемым однопереходным транзисторам, обладающим несомненными преимуществами по сравнению с обычными однопереходными транзисторами. Разработчик может выбирать значения R_1 и R_2 для программирования таких параметров, как η, I_{Amax}, I_B, $R_{обр.см}$, при решении конкретных задач.

Транзистор 2N6028 предназначен специально для таймеров с большим периодом действия и других применений, где требуются малые утечки и низкий ток включения. Транзистор 2N6027 (общего назначения) используется в тех случаях, когда такие низкие значения тока включения, как для 2N6028, несущественны. Речь идет о таймерах, схемах фазового контроля с большим коэффициентом усиления и релаксационных генераторах.

Предельные эксплуатационные характеристики однопереходных транзисторов ($T = 25$ °C):

Напряжение[1], В:	
прямое между управляющим электродом и катодом	+40
обратное между управляющим электродом и катодом	−5
обратное между управляющим электродом и анодом	+40
между анодом и катодом	±40
Ток:	
постоянный анодный[1], мА	150
максимальный анодный прямой повторяющийся при длительности импульса 100 мкс и коэффициенте заполнения 1 %, А	1
то же, но при длительности импульса 20 мкс и коэффициенте заполнения 1 %[1], А	2
максимальный анодный прямой неповторяющийся (10 мкс), А	5
управляющего электрода[1], мА	±20
Энергия заряда конденсатора, мкДж	250
Общая средняя мощность[1], МВт	300
Диапазон рабочих температур окружающей среды[1], °С	От −50 до +100
Коэффициент понижения номинальных значений токов и мощности при $T > 25$ °С, %/°С	1
Энергия разряда конденсатора прн отсутствии ограничения по току E	$1/2CU^2$

[1] Значения параметров зарегистрированы Объединенным советом по электронным приборам.

Электрические параметры однопереходных транзисторов приведены в табл. 5.32, а необходимые пояснения для их определения см. на рис. 5.26.

Выбор программируемого однопереходного транзистора облегчается тем, что это сравнительно новый прибор и существует пока не так много его разновидностей. Транзистор 2N6027 выбран для нашей схемы потому, что его токи I_{Amax} и I_B обеспечивают возникновение колебаний. Возможно, другие типы таких транзисторов работали бы не хуже, но, наверное, потребовалась бы регулировка программирующих резисторов R_4 и R_5 для обеспечения нужных значений I_{Amax} и I_B.

Теперь проведем расчеты, подтверждающие правильность режима работы схемы. Сначала с помощью уравнения (5.53) определим напряжение:

$$U_y = \frac{20 \cdot 33 \cdot 10^3}{(20+33) \cdot 10^3} = 12{,}0 \text{ В}.$$

Затем вычислим ток I_A, необходимый для введения транзистора VT_1 в проводящее состояние. Сопротивление резистора R_1 при этом должно быть равно 500 кОм, что соответствует наихудшему случаю. Тогда с учетом уравнения (5.52)

Таблица 5.32. **Электрические параметры однопереходных транзисторов ($T = 25\ ^\circ C$, если не указано другое значение)**

Параметр	Обозначение	№ рисунка	2N6027 (D13T1)		2N6028 (D13T2)		Единица измерения
			Мин.	Макс.	Мин.	Макс.	
Максимальный ток ($U_y = 10$ В):	I_{Amax}	Рис. 5.26, *а*					мкА
R_y = 1 МОм			–	2	–	0,15	
R_y = 10 кОм			–	5	–	1,0	
Напряжение смещения ($U_y = 10$ В):	U_c	Рис. 5.26, *б*					В
R_y = 1 МОм			0,2	1,6	0,2	0,6	
R_y = 10 кОм			0,2	0,6	0,2	0,6	
Ток впадины (U_y = 10 В):	I_B	Рис. 5.26, *б*					
R_y = 1 МОм			–	50	–	25	мкА
			70	–	25	–	мкА
R_y = 200 Ом			1,5	–	1,0	–	мА
Ток утечки между анодом и анодным управляющим электродом (U_y = 40 В):	I_{yA}	Рис. 5.26, *в*					нА
$T = 25\ ^\circ C$			–	10	–	10	
$T = 75\ ^\circ C$			–	100	–	100	нА
Ток утечки между управляющим электродом и катодом ($U_y = 40$ В, выводы анод–катод закорочены)	I_{yKK}	Рис. 5.26, *г*	–	100	–	100	нА
Прямое напряжение ($I_{пр} = 50$ мА)	$U_{пр}$	–	–	1,5	–	1,5	В
Импульсное выходное напряжение	$U_{вых}$	Рис. 5.26, *д*	6	–	6	–	В
Скорость подъема импульсного напряжения	$t_п$	Рис. 5.26, *д*	–	80	–	80	нс

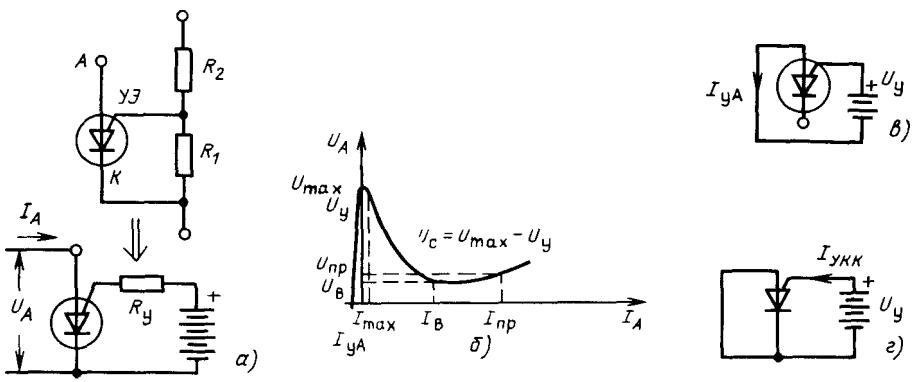


Рис. 5.26. Характеристики программируемых однопереходных транзисторов:
а – определение R_y и U_y; *б* – определение U_c; *в* – определение I_{yA}; *г* – определение I_{yKK}; *д* – определение $U_{вых}$ и $t_п$; *е* – зависимость I_B от температуры окружающей среды и R_y (U_y = 10 В): *1* – R_y = 10 кОм; *2* – R_y = 100 кОм; *3* – R_y = 1 МОм

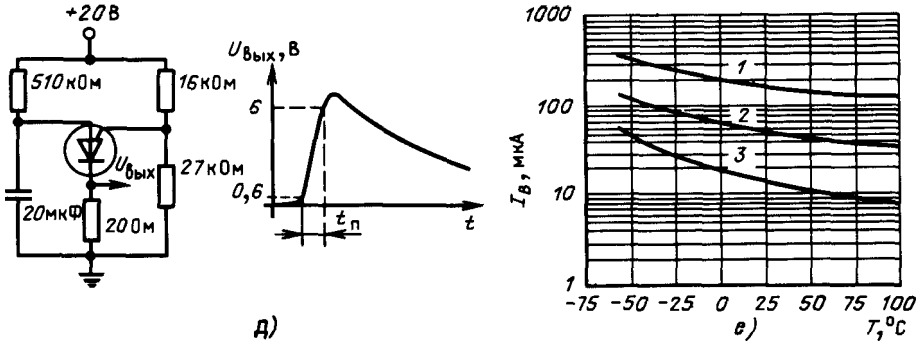


Рис. 5.26 (*д, е*)

$$I_A = \frac{20 - 12 - 0{,}7}{(500 + 470) \cdot 10^3} = 7{,}53 \text{ мкА}.$$

Полное сопротивление управляющего электрода $R_у = 22{,}33/(22 + 33) = 13{,}2$ кОм. Минимальная температура (в наихудшем случае) составляет 20 °С, а $U_у = 12$ В. Эти значения близки к режиму, указанному в технических характеристиках прибора для $I_{Amin} = 5$ мкА, из чего следует, что подходит значение 7,53 мкА.

Чтобы схема генерировала колебания, транзистор VT_1 должен запираться после разряда емкости C_1, а анодный ток уменьшаться до значения, более низкого, чем минимальный ток впадины I_B, который при том же самом режиме работы схемы составляет 70 мкА. Однако наихудшим является режим при температуре окружающей среды 50 °С. Из анализа зависимости I_B от температуры окружающей среды следует, что при этой температуре ток I_B уменьшается на 20%, т.е. минимальный ток I_B становится равным 56 мкА. Дополнительным увеличением температуры за счет мощности, рассеиваемой транзистором VT_1, можно пренебречь, так как средний ток очень мал.

На практике максимальный ток I_A после разряда емкости C_1 определяется уравнением (5.54). Сопротивление R_1 в наихудшем случае равно нулю, поэтому

$$I_A = \frac{20 - 1}{0 + 470 \cdot 10^3} = 40{,}4 \text{ мкА}.$$

Это значение оказывается ниже минимального значения I_B, т.е. условие существования колебаний выполняется.

Следует также проверить максимально допустимые значения параметров транзистора VT_1. Большинство предельных значений для напряжений и токов, по-видимому, значительно превышают требования схемы. Если управляющий электрод тринистора непосредственно соединен с выходом без последовательно включенного ограничивающего резистора, то максимум анодного тока будет превышен. Это не принесет вреда, если не будет превышено предельное значение энергии разряда емкости, равное 250 мкДж. Проверим это условие по формуле, приведенной в технических характеристиках, т.е. $E = 1/2CU^2 = 1/2 \cdot 1{,}0 \times \times 10^{-6} \cdot 12^{12} = 72$ мкДж. Следовательно, нет необходимости в ограничении тока на выходе.

Глава 6

УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

Д.В. Джонс

6.1. ВВЕДЕНИЕ

В усилителях звуковой частоты используются германиевые и кремниевые транзисторы, но наибольшее распространение получили кремниевые диоды, биполярные и полевые транзисторы предоставляют разработчикам аппаратуры более широкие возможности, чем их предшественники – электронные лампы, в частности, за счет существования комплементарных транзисторов. В этой главе преимущественно рассмотрены схемы с дискретными транзисторами, так как последние преобладают среди активных приборов,

используемых в технике конструирования усилителей звуковой частоты, а также полевые транзисторы (с *n*- и *p*-каналами) и интегральные схемы (ИС), применяемые в этой области техники.

6.2. НАГРУЖЕННЫЙ КАСКАД НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

На рис. 6.1 показан четырехполюсник, на вход которого подано напряжение U_1 от генератора с ЭДС U_g, имеющего полное сопротивление Z_g. Полное сопротивление нагрузки Z_l подключено к выходным зажимам схемы. Свойства каскада с общим эмиттером (ОЭ) можно описывать с помощью эквивалентной схемы, показанной на рис. 6.2. Ниже приведены основные расчетные соотношения для схем с ОЭ и ОК с использованием *h*-параметров транзисторов.

Для ненагруженного каскада с ОЭ

$$Z_i = R_{ie} - \frac{h_{fe}\, h_{re}\, Z_н}{1 + h_{0e} - Z_н};$$

$$Z_0 = \frac{h_{ie} + Z_g}{h_{0e}(Z_g + h_{ie}) - h_{fe}\, h_{re}};$$

$$A_u = \frac{-h_{fe}\, Z_1}{h_{ie}(1 + h_{0e} Z_н) - h_{fe} h_{re} Z_н};$$

$$A_i = \frac{h_{fe}}{1 + h_{0e} Z_н}.$$

Для погружного каскада с ОК

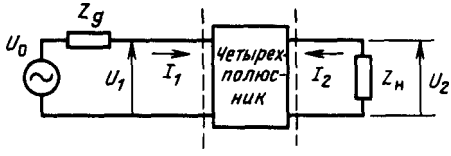


Рис. 6.1. Общая схема четырехполюсника

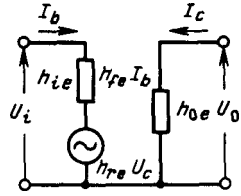


Рис. 6.2. Эквивалентная схема каскада с ОЭ, иллюстрирующая *h*-параметры биполярного транзистора

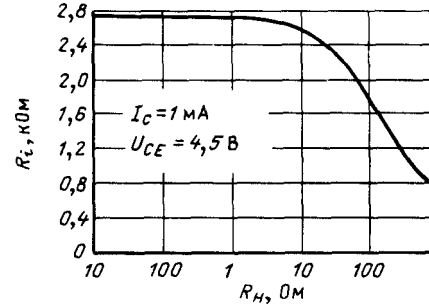


Рис. 6.3. Зависимость входного сопротивления каскада с ОЭ от сопротивления нагрузки (кремниевый $n - p - n$-транзистор типа 2N3394)

$$Z_i = \frac{h_{ie} + Z_н(1 + h_{fe})}{1 + h_{0e} Z_н};$$

$$Z_0 = \frac{h_{ie} + Z_g}{1 + h_{fe} + h_{0e} Z_g};$$

$$A_u = \frac{Z_н(1 + h_{fe})}{h_{ie} + Z_н(1 + h_{fe})};$$

$$A_i = \frac{-(1 + h_{fe})}{1 + h_{0e} Z_н}.$$

На рис. 6.3 показана зависимость входного сопротивления каскада с ОЭ от сопротивления нагрузки. Из анализа этой зависимости следует, что входной импеданс стремится к h_{ie} по мере уменьшения $Z_н$ до нуля. Из рассмотрения приведенных выше соотношений следует, что коэффициент усиления каскада по току увеличивается (приближается к h_{fe}) по мере уменьшения $Z_н$ до нуля, а коэффициент усиления по напряжению при этом уменьшается.

Схема с ОК имеет наибольшее входное и наименьшее выходное сопротивления. Эту схему называют эмиттерным повторителем. Она широко используется, если необходимо получить высокий входной и низкий выходной импедансы каскада. Необходимо помнить о существовании прямой зависимости этих импедансов от значений полных сопротивлений генератора и нагрузки. Эмиттерный повторитель часто применяется в качестве трансформатора импедансов.

6.3. НАГРУЖЕННЫЙ КАСКАД НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Эквивалентная схема усилительного каскада на полевом транзисторе с общим истоком показана на рис. 6.4. Поскольку $Z_н$ обыч-

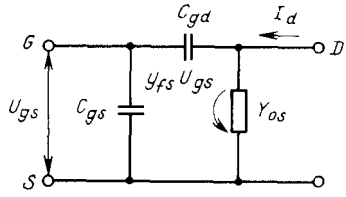


Рис. 6.4. Эквивалентная схема полевого транзистора, включенного по схеме с общим истоком

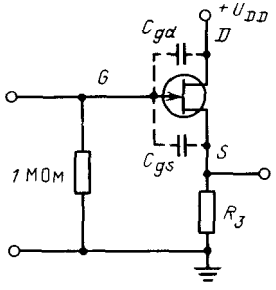


Рис. 6.5. Истоковый повторитель на полевом транзисторе

но очень мало по сравнению с выходным импедансом полевого транзистора, входной импеданс определяется приблизнтельным соотношением

$$Z_i = \frac{1}{j\omega[C_{gs} + (1+A_u)C_{gd}]}, \qquad (6.1)$$

причем

$$A_u = Y_{fs} Z_н. \qquad (6.2)$$

Так как Y_{fs} есть крутизна, соотношение (6.2) аналогично известному уравнению для расчета коэффициента усиления каскада по напряжению на электронной лампе $A = g_m R_н$.

На рис. 6.5 показана схема с общим стоком (истоковый повторитель). Она используется для получения высокого входного импеданса на высоких частотах, когда емкость Миллера $[(1+A_u)C_{gd}]$ ограничивает возможности схемы с общим истоком. На рис. 6.5 $A_u = y_{fs}R_3/(1+y_{fs}R_3)$, и, поскольку коэффициент усиления по напряжению меньше 1, емкость Миллера практически роли не играет. Эффект влияния C_{gs} уменьшается, так как сигналы на обоих выводах C_{gs} совпадают по фазе. Выражение для расчета входного импеданса в схеме с общим стоком выглядит следующим образом:

$$Z_i = \frac{1}{j\omega[C_{gs}(1-A_u) + C_{gd}]}. \qquad (6.3)$$

6.4. СМЕЩЕНИЕ

Переходы, смещенные в прямом и обратном направлениях. На рис. 6.6 показан диод с переходом, смещенным в прямом и обратном направлениях, дырки (положительные заряды) (рис. 6.6, *а*) движутся к катоду. Ток через переход велик уже при малом напряжении, приложенном к переходу, и составляет около 0,1 В для германиевого и 0,6 В для кремниевого диодов. При обратном смещении (рис. 6.6, *б*) электроны под воздействием приложенного напряжения удаляются от области перехода. Область, обедненная носителями, по существу представляющая собой слой диэлектрика, создает, значение которой уменьшается по мере расширения обедненного носителями слоя при повышении обратного напряжения.

Схема с общей базой. В усилителе на транзисторе коллекторный переход транзистора всегда смещен в обратном направлении. Для усилителя класса *A* переход эмиттер–база смещен в прямом направлении. В классе *B* этот переход работает либо при нулевом, либо при отрицательном смещении в течение полупериода усиливаемого напряжения. Поскольку эмиттерный переход смещен на величину U_{BE} (рис. 6.7), электроны из области эмиттера переходят в область базы. Они

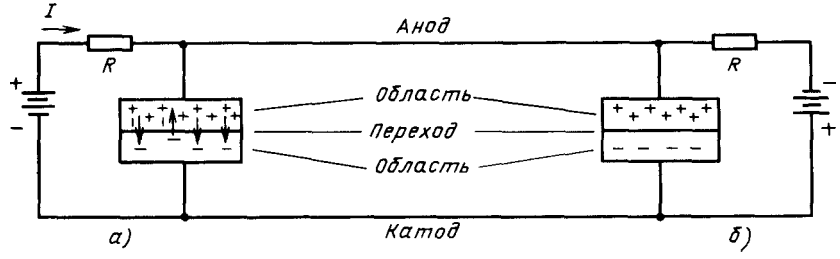


Рис. 6.6. Плоскостной диод в схеме выпрямителя

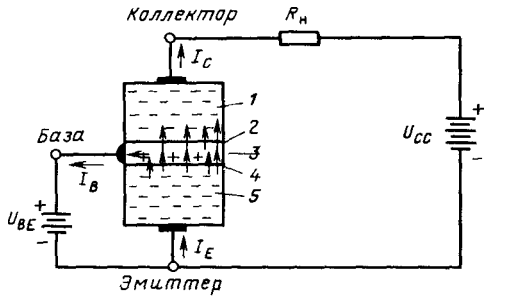


Рис. 6.7. Проводимости в n–p–n-транзисторе: *1* – n-область коллектора; *2* – переход коллектор–база; *3* – p-область базы; *4* – переход эмиттер–база; *5* – n-область эмиттера. (Для простоты на рисунке показаны только свободные электроны и дырки)

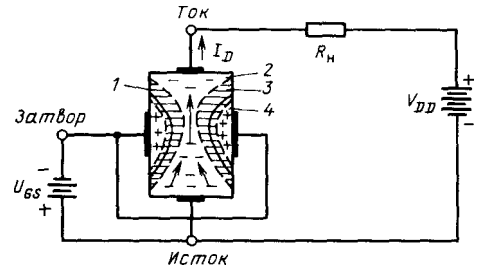


Рис. 6.8. Проводимости в полевом транзисторе (канал n-типа): *1* – переход; *2* – область канала n-типа; *3* – обедненная область; *4* – область затвора p-типа

диффундируют через узкую базовую область и затем попадают в область влияния коллекторного напряжения через переход база–колпектор. Переход эмиттер–база функционирует как прямосмещенный диод, а переход коллектор – база – как обратносмещенный диод. На рис. 6.7 стрелками показано направление потока электронов. Ток проводимости дырок течет в противоположном направлении. Ток коллектора $(-I_C)$, протекающий через нагрузку, зависит от разности потенциалов U_{BE}, поэтому увеличение U_{BE} приводит к росту проводимости перехода эмиттер – база.

Отношение изменения тока коллектора к изменению напряжения эмиттер – база называется крутизной. Отношение тока колпектора к току базы называется коэффициентом усиления транзистора по постоянному току $(h_{FE} = I_C/I_B)$. Входной импеданс транзистора на рис. 6.7 не мал, поскольку переход эмиттер – база смещен в прямом направлении, а выходной импеданс значителен, так как коллекторный переход смещен в обратном направлении.

Транзистор p–n–p-типа работает аналогично транзистору n–p–n-типа, но ток в нем от эмиттера к коллектору формируется дырками и напряжение на выводах p–n–p-транзистора должно быть противоположно по знаку напряжениям, используемым в n–p–n-транзисторе.

Схема каскада на полевом транзисторе. Показанный на рис. 6.8 полевой транзистор с управляющим p–n-переходом имеет проводящий канал между истоком и стоком. Проводимость канала изменяется под воздействием электрического поля, создаваемого между противопопожными областями транзистора (откуда и название транзистора – "полевой"). Электрическое поле создается путем подачи обратного напряжения на один или два перехода, включенных параллельно (рис. 6.8). Ширина обедненной носителями области увеличивается по мере роста обратного напряжения, приложенного между затвором и каналом. Проводимость канала уменьшается по мере увеличения обратного напряжения, приложенного к затвору. Когда обедненные области смыкаются, происходит отсечка тока и проводимость между истоком и стоком падает до нуля. Отношение изменения тока стока к изменению напряжения затвора называется крутизной. Полевой транзистор отличается от биполярного высоким значением входного импеданса обратносмещенного перехода. Для полевого транзистора с каналом p-типа полярность напряжений источников питания должна быть противоположной.

Большие амплитуды сигнала и рабочая точка. Если удвоенная амплитуда сигнала на выходе транзисторного каскада велика, то малосигнальные параметры, действительные для линейных характеристик, оказываются неприемлемыми. Такая ситуация характерна для усилителей мощности, в том числе для оконечных каскадов. В этом случае размах сигнала "от пика до пика" практически соответствует всей протяженности линии нагрузки (рис. 6.9). Если сигнал "достигнет" точки A, то могут возникнуть нелинейные искажения, обусловленные ограничением тока. То же происходит и в точке B, когда транзистор входит в режим отсечки.

Максимум возможных уровней выходного тока в отсутствие искажений достигается при выборе положения рабочей точки (OP) на линии нагрузки примерно посередине между точками A и B. В рассматриваемом случае для усиления в классе A рабочий ток смещения несколько превышает 1 А и напряжение колпектор–эмиттер состав-

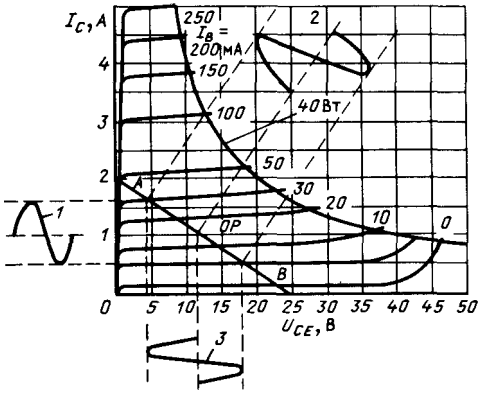


Рис. 6.9. Характеристики выходного усилителя, работающего в классе *A*:
1 – выходной ток; *2* – входной ток; *3* – выходное напряжение

ляет 24 В. Линия нагрузки соответствует сопротивлению нагрузки 12 Ом.

Если не создать напряжения смещения, то рабочая точка займет положение *B* и ток будет протекать только в течение полупериода, т.е. усилитель будет работать в классе *B*. В этом случае для коэффициента передачи тока по постоянному напряжению используется параметр h_{FE} вместо малосигнального параметра h_{fe}.

Смещение с учетом разброса значений параметров h_{FE}, I_{CB_0}, U_{BE} и температуры. Основной задачей при конструировании транзисторного усилители является поддержание необходимых значений тока и напряжения базы. Решение этой задачи осложняется наличием зависимостей параметров h_{FE}, I_{CB_0}, U_{BE} от температуры и разброса значений этих параметров для транзисторов одного и того же типа. Эти обстоятельства поясняются на рис. 6.10, *а*, на котором показан транзистор, включенный по схеме с ОЭ при постоянном токе базы I_B. На рис. 6.10, *б* изображены выходные характеристики двух различных транзисторов с общей нагрузочной характеристикой.

Для транзистора, характеристики которого показаны сплошными линиями для тока базы I_{B2}, рабочая точка соответствует положению *A*. Если используется транзистор с большим коэффициентом h_{FE} – характеристики показаны штрихпунктирными линиями, то можно считать, что они соответствуют характеристикам исходного транзистора, у которого параметры h_{FE} и I_{CB_0} увеличены в связи с повышением температуры. Для этого же тока базы (I_{B2}) рабочая точка смещается в положение *B*. В результате возникают нелинейные искажения в течение положительного полупериода сигнала за счет насыщения транзистора.

При выборе режима работы цепи смещения транзистора необходимо учитывать:

1) максимальные и минимальные значения h_{FE} в рабочей точке для выбранного типа транзистора в диапазоне рабочих температур;

2) пределы изменения I_{CB_0} при изменении температуры;

3) зависимость U_{BE} от температуры;

4) допуски на значения питающих напряжений и сопротивления в цепи базы.

Зависимость h_{FE} от температуры для кремниевого транзистора показана на рис. 6.11.

В цепи коллектор – база при открытом эмиттерном переходе протекает ток I_{CB_0}, причем его значение возрастает по экспонен-

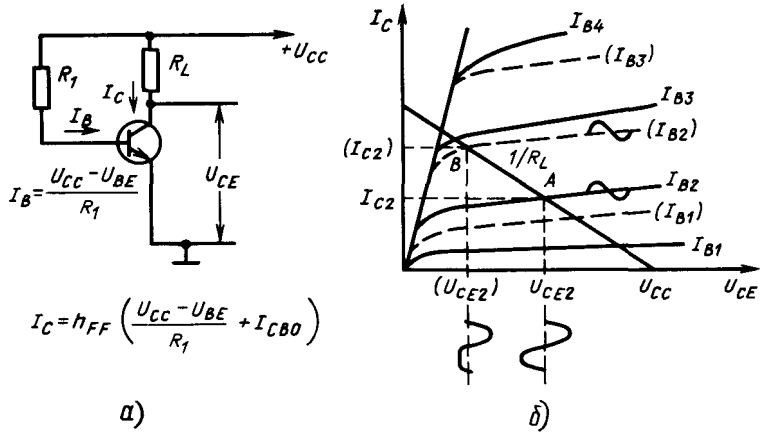


Рис. 6.10. Простые схемы подачи смещения

те при повышении температуры. У кремниевых транзисторов при комнатной температуре (25 °С) значение I_{CB_0} очень мало (рис. 6.12). Поэтому при выборе режима смещения для кремниевого транзистора это значение можно не принимать во внимание.

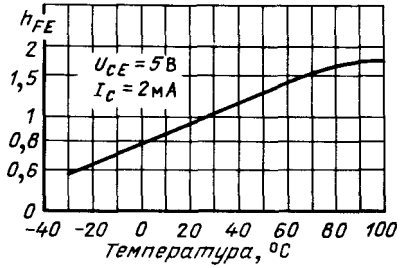


Рис. 6.11. Зависимости h_{FE} от температуры (транзистор типа 2N3392)

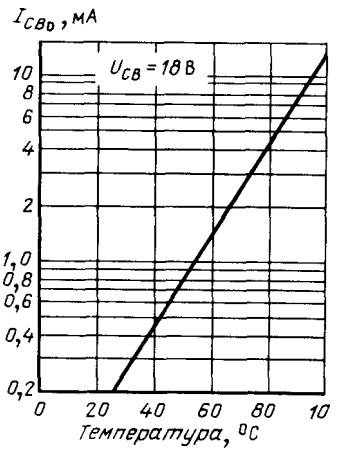


Рис. 6.12. Зависимости I_{CB_0} от температуры для планарного кремниевого транзистора типа 2N3392

Зависимости U_{BE} от температуры для кремниевого транзистора показаны на рис. 6.13. Напряжение изменяется примерно на 1,3 мВ при повышении температуры на 1 °С. Приведенную зависимость необходимо учитывать при расчете цепей смещения особенно для каскадов с гальванической связью и мощных оконечных усилителей.

Особенности цепей смещения. Схема подачи смещения, показанная на рис. 6.10, *а*, используется в том случае, когда допустимы относительно широкие пределы изменения параметра h_{FE} и максимальное значение произведения $h_{FE}I_{CB_0}$ меньше требуемого значения тока смещения при наивысшей рабочей температуре. Схема подачи смещения, показанная на рис. 6.14, обеспечивает повышенную стабильность тока коллектора при изменениях h_{FE} или I_{CB_0} благодаря наличию обратной связи по напряжению коллектора. Однако эта схема характеризуется наличием сопротивления R_1, несколько уменьшающего сигнал и входной импеданс. Эту обратную связь можно уменьшить, если использовать два последовательных сопротивления вместо одного R_1 и включить конденсатор между их общей точкой и землей.

В некоторых случаях требуется более высокая стабильность, чем могут обеспечивать схемы, представленные на рис. 6.10 и 6.14. Дополнительная стабилизация смещения достигается за счет обратной связи по току, т.е. последовательного включения в цепь эмиттера резистора, как показано на рис. 6.15. Существуют несколько вариантов этой схемы, которые описываются приводимыми ниже соотношениями. Для варианта, показанного на рис. 6.15,

$$I_E = (h_{FE} + 1)(I_B + I_{CB_0}); \qquad (6.4)$$

$$U_B = \left(\frac{R_B}{A_{FE} + 1} + R_E\right) I_E +$$

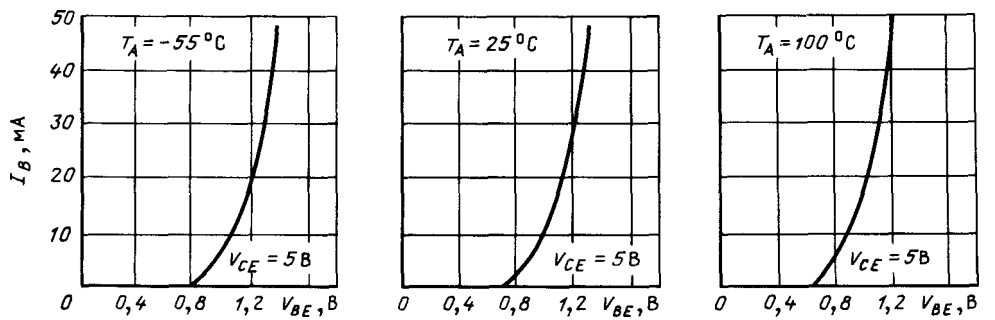


Рис.6.13. Входные характеристики кремниевого транзистора

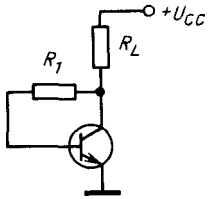


Рис. 6.14. Стабилизация смещения при обратной связи по напряжению

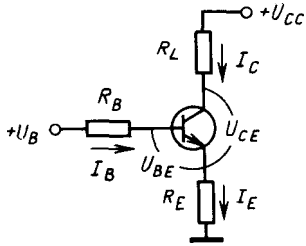


Рис. 6.15. Основная схема смещения транзистора

$$+ U_{BE} - I_{CB_0} R_B. \qquad (6.5)$$

В кремниевых транзисторах обычно $I_{CB_0} = 0$, поэтому соотношения (6.4) и (6.5) упрощаются, т.е.

$$I_E = (h_{FE} + 1)\, I_B; \qquad (6.6)$$

$$U_B = \left(\frac{R_B}{h_{FE} + 1} + R_E \right) I_E + U_{BE}. \qquad (6.7)$$

Если уравнение (6.7) записано для худших условий смещения, то может оказаться, что при наименьшей рабочей температуре ток смещения I_E будет минимальным, что соответствует $h_{FE} = h_{FE\,min}$ и $U_{BE} = U_{BE\,max}$, тогда

$$U_B = \left(\frac{R_B}{h_{FE\,min} + 1} + R_E \right) I_{E\,min} + U_{BE\,max}. \qquad (6.8)$$

При наибольшей рабочей температуре значение тока I_E будет максимальным. В худших условиях $h_{FE} = h_{FE\,max}$ и $U_{BE} = U_{BE\,min}$, поэтому

$$U_B = \left(\frac{R_B}{h_{FE\,max} + 1} + R_E \right) I_{E\,max} + U_{BE\,min}. \qquad (6.9)$$

Из уравнений (6.8) и (6.9) можно вычислить, что

$$R_B = \frac{(I_{E\,max} - I_{E\,min}) R_E + U_{BE\,min} - U_{BE\,max}}{(I_{E\,min}/h_{FE\,min} + 1) - (I_{E\,max}/h_{FE\,max} + 1)}. \qquad (6.10)$$

6.4.1. Расчет цепи смещения для n–p–n-транзистора

Задача 6.1. Рассчитайте параметры резистора для типовой схемы каскада, в которой транзистор включен с общим эмиттером. Схема должна быть работоспособна в диапазоне температур от 0 до 50 °С при условии стабилизации тока эмиттера в пределах ±10% максимально допустимых изменений.

Теория (см. предыдущие параграфы). Уравнения для определения R_1 и R_2 (рис. 6.16) относятся к типовой схеме (см. рис. 6.15). Ток смещения должен быть достаточно большим, чтобы можно было пренебречь током I_{CB_0}, т.е. положение рабочей точки выбирается таким, чтобы при максимальном значении R_{FE} и температуры транзистор не входил в режим отсечки ($I_E = 0$) или в режим насыщения при максимальном токе входного сигнала.

Решение. Заданы $I_{E\,max} = 2{,}2$ мА и $I_{E\,min} = 1{,}8$ мА.

1. Определите значения $h_{FE\,min}$ и $h_{FE\,max}$. Из справочных данных для транзистора типа 2N3392 известно, что R_{FE} изменяется в диапазоне от 150 до 300 при температуре +25 °С, если $I_C = 2$ мА и $U_{CE} = 5$ В. Тогда $h_{FE\,min} = 0{,}8 \times 150 = 120$ при 0 °С и $h_{FE\,max} = 1{,}2 \times 300 = 360$ при 50 °С (см. рис. 6.11).

Определите максимальные изменения напряжения U_{BE} при отклонении температу-

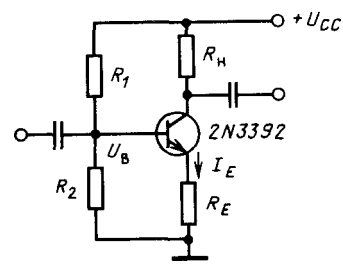


Рис. 6.16. Делитель напряжения в цепи смещения базы

ры на 50 °С, т.е. $U_{BE\,max} U_{BE\,min} = th_1 = 50 \cdot 1{,}3 = 65$ мВ $= 0{,}065$ В, где $t = 50$ °С – отклонение температуры; $h_1 = 1{,}3$ мВ/°С – температурный коэффициент (см. рис. 6.13).

3. Вычислите значения R_B с помощью уравнения (6.10):

$$R_B = \frac{(0{,}4 \cdot 10^{-3})\, R_E + 0{,}065}{14{,}9 \cdot 10^{-6} - 6 \cdot 10^{-6}} =$$

$$= \frac{0{,}4\, R_E + 65}{8{,}9 \cdot 10^{-3}} = 45\, R_E + 7300.$$

4. Используя уравнение для предыдущего вычисления (шаг 3), подберите подходящие значения R_B и R_E. Если R_E выбрано равным 470 Ом, то $R_B = 28{,}5$ кОм.

Аналогично для минимального напряжения коллектор – эмиттер можно выбрать значения соответствующих параметров $R_н$ и U_{CC}. Если $R_н = 10$ кОм и $U_{CC} = 28$ В, то минимальное напряжение $U_{CE} = 28 - (10{,}470$ Ом$\cdot 2{,}2 \cdot 10^{-3}$ А$) = 5$ В. Минимальное напряжение U_{CE} составляет 3,6 В, если допуск на напряжение источника питания составляет ±5 %.

5. Вычислите U_B с учетом рис. 6.8. Если $U_{BE} = 0{,}6$ при $I_E = 2$ мА, $T_A = 25$ °С, то при 0 °С напряжение $U_{BE} = 0{,}6 + (1{,}3 \cdot 10^{-3}) \cdot 25 = 0{,}63$ В. Напряжение

$$U_B = \left(\frac{28{,}5 \cdot 10^3}{121} + 470 \right) \cdot 1{,}8 \cdot 10^{-3} +$$

$$+ 0{,}63 = 1{,}9 \text{ В}.$$

6. Теперь вычислите R_1 и R_2 для схемы, показанной на рис. 6.16:

$$R_1 = 18{,}5 \cdot 10^3 \frac{28}{1{,}9} = 420 \text{ кОм};$$

$$R_2 = 420 \frac{1{,}9}{28 - 1{,}9} = 30 \text{ кОм}.$$

Выберите ближайшие стандартные значения сопротивлений R_1 и R_2.

6.4.2. Расчет цепи смещения при наличии обратной связи

Задача 6.2. Рассчитайте сопротивление в схеме с обратной связью, показанной на рис. 6.17. Схема должна быть рассчитана на работу в интервале температур от 0 до 50 °С при токе эмиттера 2 мА ± 10%.

Теория. То же, что и в п. 6.4.1.

Решение. Значения R'_B и U_B будут такими же, как и в п. 6.4.1, поэтому $R_B = 45\, R_E +$

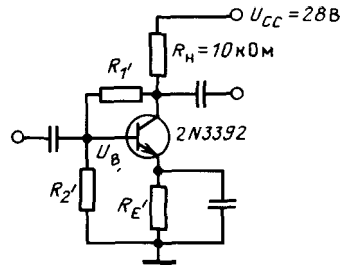


Рис. 6.17. Делитель напряжения в цепи смещения базы при наличии обратной связи

$+ 7300$, $U_B = 1{,}9$ В, $R_1 = 420$ кОм, $R'_2 = 30$ кОм,

$$R'_E = 470 - 10 \cdot 10^3 \frac{1{,}9}{28} = 470 - 678 \text{ Ом}.$$

Полученный результат означает, что сопротивление R'_E (рис. 6.17) может быть равно нулю и при этом обеспечивается такая же стабильность, как и в схеме на рис. 6.16 при несколько меньшем усилении по напряжению, что обусловливается наличием обратной связи между коллектором и базой. Если $R'_E = 0$, то необходимость в шунтирующей его емкости отпадает.

6.4.3. Расчет входного импеданса одиокаскадного усилителя с компенсированной обратной связью

Задача 6.3. Рассмотренная выше схема смещения характеризуется относительно низким входным импедансом, если она сконструирована так, что обеспечивает хорошую стабильность по цепи смещения. Если необходимо повысить входной импеданс, то часто используют схему, показанную на рис. 6.18. Рассчитайте входной импеданс этой схемы и сравните, насколько он превышает соответствующее значение R_2 на рис. 6.16.

Теория. Увеличение входного импеданса в схеме на рис. 6.18 достигается благодари

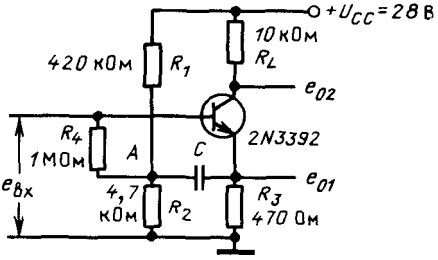


Рис. 6.18. Однокаскадный усилитель с компенсационной обратной связью

наличию обратной связи по переменному току между эмиттером и точкой A в цепи базы. Положительная обратная связь от эмиттера обеспечивает условие стабильности, поскольку коэффициент усиления эмиттера всегда меньше 1. На каждом конце резистора R_4 сигналы синфазны, что создает эффект увеличения сопротивления R_4 до величины $R'_4 = R_4(1 - A_u)$, где $A_u = e_{01}/e_{вх}$.

Входной импеданс схемы, показанной на рис. 6.18, определяется в виде

$$Z_{вх} = \frac{R'_4 R_E (h_{FE} + 1)}{R'_4 + R_E (h_{FE} + 1)}, \qquad (6.11)$$

где $R_e = \dfrac{1}{1/R_3 + 1/R_2 + 1/R_1}$ – сопротивление резисторов, включенных параллельно в цепь эмиттера.

В соответствии с уравнением (6.11) входной импеданс схемы представляется в виде параллельного соединения R'_4 и входного сопротивления транзистора со стороны базы. Это уравнение не учитывает шунтирующего влияния импеданса коллектор – база транзистора ($1/h_{0в}$).

Решение. Усиление эмиттерного повторителя по напряжению несколько меньше 1, поэтому примем, что $A_u = 0{,}95$, тогда

$$R'_4 = \frac{1}{1 - 0{,}95} = 20 \text{ МОм};$$

$$R_e = \frac{1}{1/470 + 1/4700 + 1/420{,}000} = 427 \text{ Ом};$$

$$Z_{вх} = \frac{20 \cdot 10^6 \cdot 427}{20 \cdot 10^6 + 427} = 85{,}5 \text{ кОм}.$$

Таким образом, входной импеданс оказывается примерно в 3 раза выше импеданса схемы, показанной на рис. 6.16, где $R_2 = 30$ кОм.

Температурно-компенсированная цепь смещения. В качестве температурно-чувствительных элементов используются диоды, так как зависимости их параметров от температуры аналогичны соответствующим зависимостям перехода эмиттер – база транзистора. Поэтому диод компенсирует изменения U_{BE}, вызванные колебанием температуры, и заодно стабилизирует ток и напряжение смещения. Прямосмещенные диоды можно включать вместо нижнего резистора делителя в цепи базы (рис. 6.19). На одном диоде создается падение напряжения, приблизительно равное напряжению U_{BE} транзистора, а второй диод обеспечивает фиксированное падение напряжения на сопротивлении R_3, поддерживая постоянным ток через него. Поэтому необходимый ток базы определяется значением сопротивления R_3. В ИС в качестве элементов, стабилизирующих режим цепи смещения, часто используются диоды или транзисторы. Прямосмещенные диоды применяются в цепях смещения двухтактных драйверов и выходных каскадах на уровне отсечки.

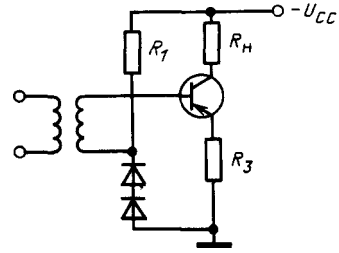


Рис. 6.19. Прямосмещенный диод, использующийся в качестве температурно-чувствительного элемента

Тепловой пробой. Тепловой пробой может произойти в случае, если рабочее напряжение смещения или ток выбраны неправильно. Он приводит к повреждению транзисторов в выходных и других каскадах с относительно низкими уровнями сигналов, вызывающих изменения смещения (см. рис. 6.10). Температура перехода $T_{пер}$ определяется полной мощностью, рассеиваемой транзистором $P_{тр}$, температурой окружающей среды T_A и тепловым сопротивлением θ, причем

$$T_{пер} = T_A + P_{тр}\theta_{пер-A}. \qquad (6.12)$$

Если температура окружающей среды повышается, то соответственно увеличивается и температура перехода при условии, что рассеиваемая мощность остается постоянной. Тепловой пробой происходит, когда отношение скорости нарастания мощности рассеивания становится больше теплового сопротивления ($\Delta T_{пер}/\Delta P_{тр} > \theta_{пер-A}$).

Тепловое сопротивление может быть представлено в виде трех составляющих (рис. 6.20):

$\theta_{пер-к}$ – тепловое сопротивление транзистора (переход – корпус);

$\theta_{к-рад}$ – тепловое сопротивление корпус – радиатор;

$\theta_{рад-A}$ – тепловое сопротивление радиатор – окружающая среда.

Тогда полное тепловое сопротивление перехода по отношению к окружающей среде

$$\theta_{пер-A} = \theta_{пер-к} + \theta_{к-рад} + \theta_{рад-A}, \qquad (6.13)$$

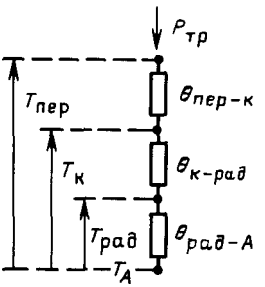


Рис. 6.20. Схема термосопротивлений транзистора

а температура перехода

$$T_{пер} = T_A + P_{тр}(\theta_{пер-к} + \theta_{к-рад} + \theta_{рад-A}). \quad (6.14)$$

В технической документации на транзисторы указаны значения $\theta_{пер-A}$, $\theta_{пер-к}$ (или то и другое) и максимально допустимые параметры $T_{пер}$ и $P_{тр}$. Мощность, рассеиваемая транзистором, определяется соотношением $P_{тр} = U_{CE}I_C$ [соответствующая гипербола (40 Вт) показана на рис. 6.9]. Практически тепловые сопротивления радиатора и корпус – радиатор следует выбирать такими, чтобы в наихудших условиях (T_A, $P_{тр}$ и $\theta_{пер-к}$) не превышалась максимально допустимая температура перехода $T_{пер}$.

Вторичный тепловой пробой. Вторичный тепловой пробой – это явление, наблюдаемое в некоторой точке характеристики $I_C = f(U_{CE})$ и состоящее в резком изменении тока коллектора при относительно низком напряжении (менее 15 В), при этом возможное увеличение тока I_C определяется значением сопротивления, включенного последовательно в цепь коллектора (рис. 6.21). Описанное явление наблюдается после первичного лавинного пробоя. В наиболее критических ситуациях с индуктивной нагрузкой в цепи коллектора ток транзистора (точка A на рис. 6.22) уменьшается до тока отсечки (точка B на рис. 6.22).

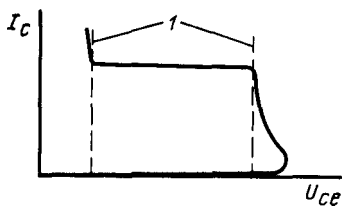


Рис. 6.21. Характеристики пробоя транзистора: *1* – пробой

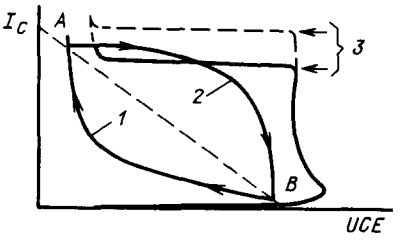


Рис. 6.22. Работа транзистора с индуктивной нагрузкой: *1* – включение; *2* – выключение; *3* – уровни тока пробоя

Энергия, накопленная индуктивной нагрузкой, обеспечивает изменение тока, протекающего через транзистор. Напряжение U_{CE} возрастает от напряжения, соответствующего точке A, до напряжения, соответствующего точке B. Уровень тока, соответствующего вторичному пробою, увеличивается, если уменьшается время перехода от A к B.

Если ток вторичного пробоя оказывается равным или превышает ток, показанный на рис. 6.22 штрихпунктирной линией, то транзистор не может удовлетворительно работать с заданной индуктивной нагрузкой. Для многих типов мощных транзисторов в технической документации указывается область "безопасной" работы на характеристиках $U_C = f(U_{CE})$.

Цепи смещения полевого транзистора. Поскольку полевой транзистор управляется напряжением, создание необходимого режима смещения прежде всего предусматривает выбор соответствующего напряжения U_{DS} и напряжения смещения затвора U_{GS}. Одна из простых схем подачи напряжения смещения для полевого транзистора показана на рис. 6.23. Напряжение U_{GS} соответствует нулевому смещению, когда крутизна g_m максимальна. В этом случае положение рабочей точки оптимально с точки зрения минимального уровня шумов полевого транзистора. Изменения входного сигнала должны быть меньше на-

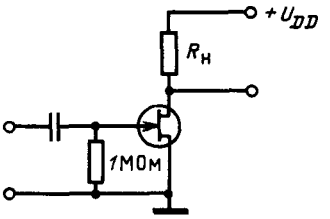


Рис. 6.23. Простая схема смещения полевого транзистора

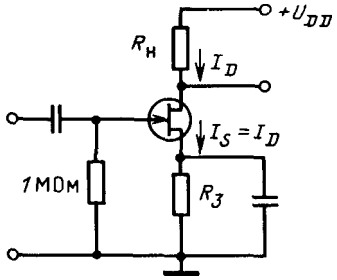


Рис. 6.24. Схема автоматического смещения на полевом транзисторе

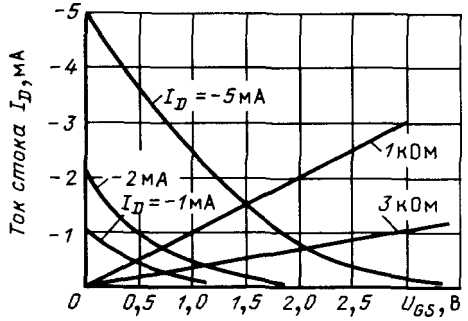


Рис. 6.25. Линии нагрузки в семействе характеристик для различных сопротивлений в цепи истока (V_{DS} = – 10 В, T_A = 25 °С)

пряжения отсечки диода, создаваемого затвором (для кремния оно равно 0,5 В).

Применение высокоомного сопротивления нагрузки увеличивает коэффициент усиления по напряжению ($A_u = g_m R_н$), однако при этом возрастают изменения U_{DS} с ростом тока стока I_D. Стабильность смещения повышается за счет введения обратной связи, т.е. путем использования автоматического смещения с помощью включения в схему сопротивления R_3 (рис. 6.24). Значение R_3 выбирается таким образом, чтобы падение напряжения на этом резисторе, создаваемое током затвора, соответствовало требуемому напряжению смещения. Среди прочих параметров полевого транзистора особого внимания заслуживают изменения тока канала.

Степень стабильности тока канала перед включением в цепь истока дополнительного сопротивления может быть определена путем построения линии нагрузки, соответствующей его значению, на семействе характеристик $I_D = f(U_{GS})$ (рис. 6.25). Поскольку ток канала I_D (стока) = I_S (истока), то $I_D R_3 = U_{GS}$ для цепи смещения, показанной на рис. 6.24. Если $R_3 = 1$ кОм, то изменения I_D в зависимости от U_{GS} будут находиться в соотношении 3:1 по сравнению с соотношением 5:1 в случае, когда $R_3 = 0$ для семейства характеристик на рис. 6.25. Обычно параллельно резистору R_3 включают емкость.

В однокаскадном усилителе с компенсационной обратной связью использование полевого транзистора позволяет повысить входной импеданс при хорошей стабильности смещения. Для схемы однокаскадного истокового повторителя (рис. 6.26) напряжение смещения затвора

$$U_{GS} = \frac{R_2 U_{DD}}{R_1 + R_2} - I_D R_3. \qquad (6.15)$$

Последний член этого уравнения должен быть большим для создания обратного смещения на переходе затвора.

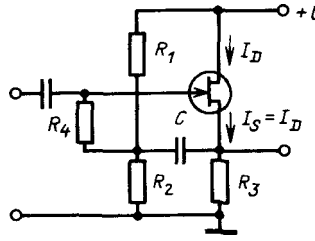


Рис. 6.26. Истоковый повторитель с компенсационной обратной связью

6.5. МЕЖКАСКАДНЫЕ СВЯЗИ

Соединение каскадов на полевых транзисторах обычно не представляет трудностей, поскольку последние являются приборами с униполярной проводимостью (за исключением области высоких частот). При использовании биполярных транзисторов каждый каскад нагружает как предыдущий, так и последующий каскады. Кроме того, незаблокированный конденсатором резистор в цепи эмиттера действует, как бы будучи включенным последовательно в цепь базы. В этом случае его результирующее значение равно его собственному значению, умноженному на коэффициент $(1 + h_{fe})$. Если резистор шунтирован емкостью, то вносимый в цепь базы импеданс окажется частотно-зависимым. На низких частотах его значение приблизительно определяется произведением сопротивления на коэффициент $1 + h_{fe}$. С повышением частоты значение этого произведения уменьшается.

Входной импеданс и усилительные каскады с резистивно-емкостной связью. Для упрощения схемы двухкаскадного усилителя, показанного на рис. 6.27,*а*, можно заме-

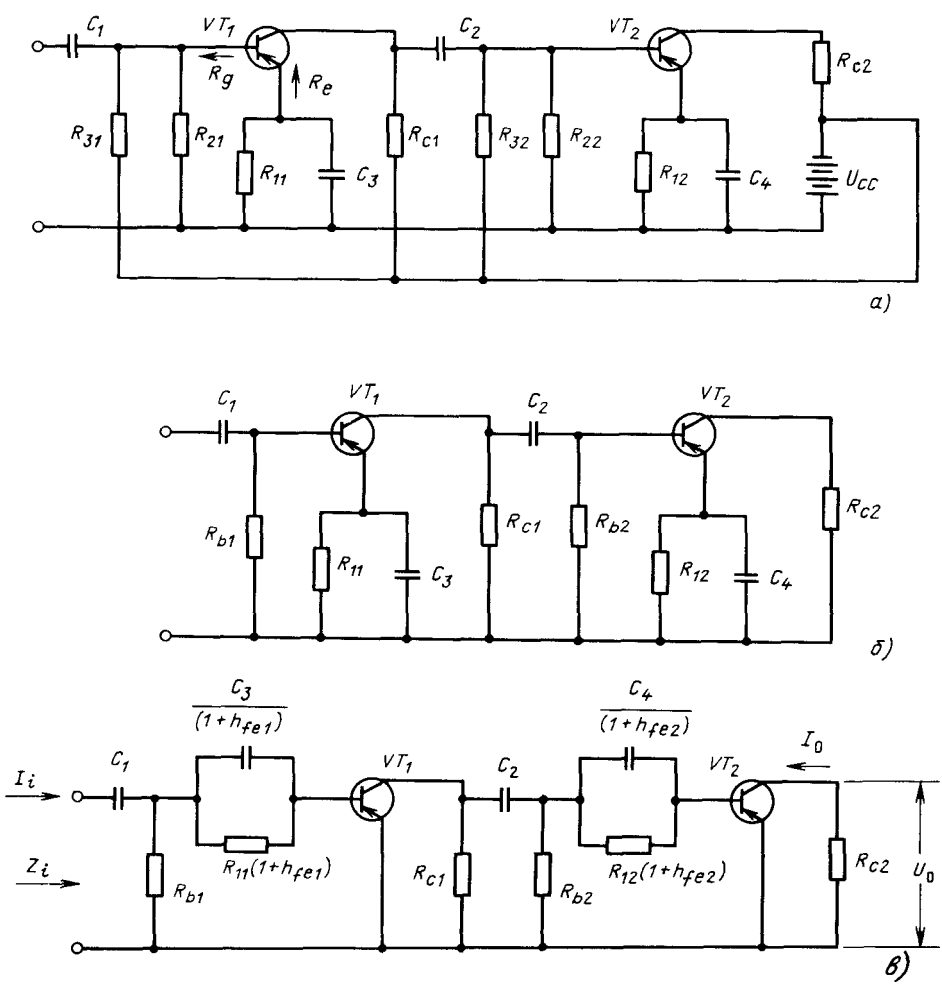


Рис. 6.27. Схема двухкаскадного усилителя с *RC*-связью (*а*), его упрощенная эквивалентная схема (*б*) и схема пересчета импеданса в цепи эмиттера в цепь базы (*в*)

нить два резистора в цепи базы одним эквивалентным резистором (рис. 6.27, *б*), а в полученной схеме внутренний импеданс батарей принять равным нулю. Далее, перенося импеданс в цепи эмиттера во входную цепь, следует одновременно учитывать коэффициент усиления $1 + h_{fe}$, при этом выполняются следующие операции.

1. Входной импеданс и коэффициент усиления второго каскада по току определяют по формулам, приведенным в § 6.2.

2. Полученное значение входного импеданса суммируют с эмиттерным импедансом, пересчитанным в цепи базы второго каскада.

3. Этот импеданс шунтирован результирующим сопротивлением в цепи базы R_{b2}. В результате определяют полный импеданс той части схемы, которая находится справа от разделительной емкости C_2.

4. Затем необходимо учесть реактивное сопротивление емкости C_2, шунтирующей сопротивление R_{c1}. В результате получают значение полного импеданса нагрузки транзистора VT_1.

5. Если рассчитанное значение импеданса используется как нагрузка первого каскада, то его входной импеданс и коэффициент усиления по току рассчитывают по аналогии с расчетом соответствующих величин для второго каскада (см. шаг 1).

6. Для определения входного импеданса всего усилителя сопротивление части схемы, соответствующей выводу базы, складывают

со значением входного импеданса, учитывая шунтирующее действие сопротивления R_{b1} и реактивное сопротивление емкости C_1.

7. Входной ток I_i делят между R_{b1} и полным сопротивлением (справа от этой точки) обратно пропорционально значениям импедансов. Таким образом определяют часть тока I_i, втекающую в транзистор VT_1.

8. Этот ток умножают на коэффициент усиления по току первого каскада (см. шаг 5).

9. Выходной ток транзистора VT_1 делят между резистором R_{c1} и импедансом справа от этого резистора и между резистором R_{b2} и импедансом справа от этого резистора. Таким образом определяют входной ток транзистора $VT2$.

10. Для вычисления выходного тока I_0 этот ток (входной) умножают на коэффициент усиления по току (полученный на шаге 1). Выходное напряжение составляет $R_{C2}I_0$.

11. Входное напряжение определяют значением произведения Z_iI_i. Таким образом, результирующий коэффициент усилителя равен $-R_{c2}I_0/Z_iI_i$.

Общий коэффициент усиления по мощности есть частное от деления мощности в нагрузке $R_{c2}(I_0)^2$ на входную мощность $R_i(I_i)^2$, где R_i – действительная часть входного импеданса Z_i. Во всех вычислениях значения импедансов получаются комплексными, поэтому при сложении и умножении приходится иметь дело с комплексными числами.

Для пересчета импеданса внешней цепи эмиттера к выводу базы (как показано на рис. 6.27, *в*) следует пересчитать сопротивление в цепи базы R_g к выводу эмиттера (R_e). Эти сопротивления указаны на рис. 6.27, *а*, причем

$$R_e \approx R_{ib} + \frac{R_g}{h_{fe}+1}. \qquad (6.16)$$

Если значение R_{ib} не указано в технической документации, то можно приблизительно принять $R_{ib} \simeq h_{ib} \approx 26/I_E$. В области низких частот коэффициент усиления по напряжению первого каскада падает на 3 дБ, если реактивное сопротивление емкости C_3 равно сопротивлению параллельно включенных R_e и R_{11}. Конденсаторы связи C_1 и C_2 также ухудшают частотную характеристику в области низких частот, но импедансы, которые они связывают, обычно больше импеданса в цепи эмиттера, и поэтому их значение может быть не так велико.

Каскады с непосредствеиной связью. Применение непосредственной связи между каскадами усиления переменных сигналов целесообразно по нескольким причинам. Для создания смещения в цепи базы требуется меньшее количество комплектующих (рис. 6.28). Поскольку первый каскад, по существу, является стабилизирующим нагрузочным сопротивлением для второго каскада, уменьшается потребление тока от источника питания при той же степени стабилизации, что и в случае межкаскадной резистивно-емкостной связи. Также отсутствуют потери в усиливаемом сигнале, аналогичные тем, которые имеют место в цепи базы усилителя с резистивно-емкостной связью, причем исключаются не только конденсаторы связи, но и вызываемый ими сдвиг фазы, а также ослабление усиления в области низких частот. В таких схемах можно использовать транзисторы как n–p–n-, так и p–n–p-типов, что значительно расширяет возможности конструкторов. В усилителях на ИС применяются непосредственные связи, поскольку габариты конденсаторов несопоставимы с габаритами ИС.

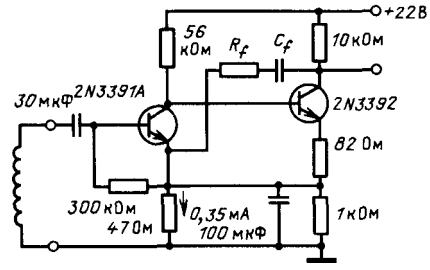


Рис. 6.28. Двухкаскадный усилитель с непосредственной связью (предварительный усилитель для магнитной головки)

Конденсаторы связи между каскадами необходимо включать для разделения двух различных уровней по постоянному напряжению. Для решения такой задачи можно использовать лавинный диод, как показано на рис. 6.29. Аналогичный вариант используется в ИС.

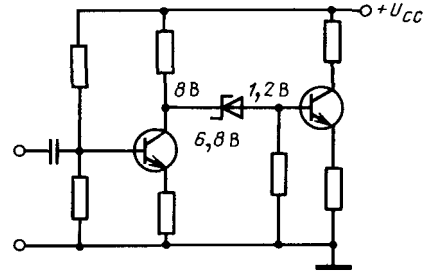


Рис. 6.29. Схема межкаскадной связи с лавинным диодом

Связь полевых транзисторов с биполярными. Для связи полевого и биполярного транзисторов используются несколько методов (схем), каждый из которых обладает теми или иными достоинствами. На рис. 6.30 показана схема связи полевого и биполярного транзисторов с использованием непосредственной обратной связи, которая у истока полевого транзистора нейтрализует емкость исток – затвор и уменьшает потери в усилении, присущие истоковому повторителю.

В цепи обратной связи крутизна g_m полевого транзистора умножается на параметр H_{fe} биполярного транзистора. Эта схема создает компенсационную цепь смещения базы, аналогичную показанной на рис. 6.26 и соответствующую высокому входному импедансу. Для температурной стабилизации коэффициента усиления используется схема связи между транзисторами (рис. 6.31).

Крутизна характеристики транзистора имеет отрицательный температурный коэффициент, численно равный примерно половине температурного коэффициента h_{fe} биполярного транзистора. Напряжение коллектора также температурно стабилизировано, так как ток базы биполярного транзистора является током канала полевого транзистора, который имеет отрицательный температурный коэффициент, примерно равный коэффициенту передачи по току биполярного транзистора.

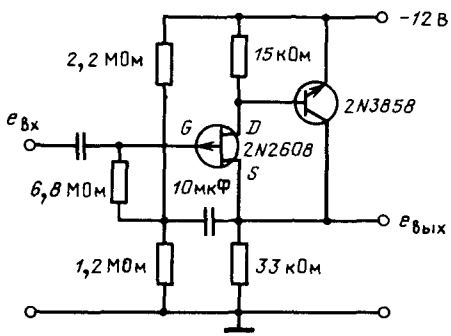


Рис. 6.30. Каскады на полевом и биполярном транзисторе

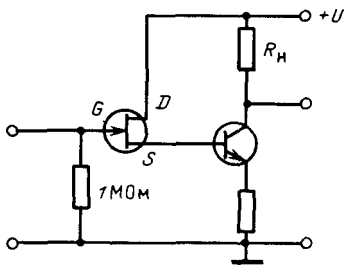


Рис. 6.31. Температурно-компенсированный усилитель

6.6. ПРЕДУСИЛИТЕЛИ

6.6.1. Вычисление оптимального импеданса источника сигнала для получения минимального уровня шума предусилителя

Задача 6.4. Рассчитайте оптимальный импеданс источника сигнала предусилителя (рис. 6.28) на частоте 1 кГц для обеспечения минимального уровня шума предусилителя. Шумовые характеристики, показанные на рис. 6.32, относятся также к транзистору типа 2N3391A. Величина $\sqrt{\text{Гц}}$ представляет собой скорость изменения шума в зависимости от полосы частот. Например, если полоса частот увеличивается в 2 раза, то уровень шума возрастает в 1,4 раза.

Теория. Можно показать, что шум, генерируемый усилительным каскадом, возникает в результате действия генератора постоянного шумового тока i_n, включенного параллельно входу генератора постоянного шумового напряжения e_n (рис. 6.33), при этом полагается, что сам усилитель шумов не создает.

Если входные зажимы усилителя закорочены, то напряжение e_n зависит от уровня шума на выходе. Иначе, выходное напряжение,

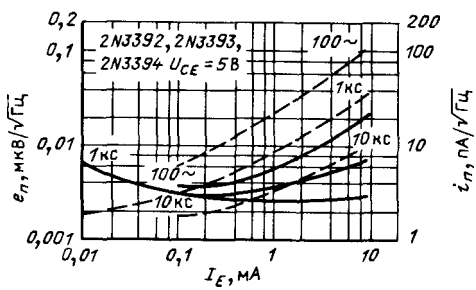


Рис. 6.32. Зависимости эквивалентного входного напряжения шума и тока шумов от тока смещения для типичного кремниевого транзистора

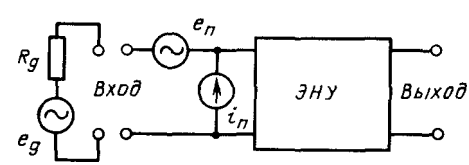


Рис. 6.33. Генераторы шума:
ЭНУ – эквивалентный неизменный усилитель

деленное на коэффициент усиления каскада по напряжению, есть e_n. По аналогии, если входные зажимы усилителя разомкнуты, то ток i_n зависит от полного уровня шума на выходе. При оптимальном сопротивлении источника оба генератора шума создают одинаковый уровень шума на выходе

Параметры e_n и i_n следует измерять в одинаковых условиях. Они не зависят от глубины обратной связи и входного импеданса. Поскольку e_n и i_n зависят от свойств усилительного прибора, то, в частности, применительно к полевым транзисторам при выборе типа транзистора с желаемыми шумовыми характеристиками следует пользоваться соотношением

$$R_{g\ \text{опт}} = \frac{e_n}{i_n}. \qquad (6.17)$$

Решение. Согласно рис. 6.32 напряжение $e_n \approx 0{,}003$ В/$\sqrt{\text{Гц}}$, а ток $i_n \approx 4{,}5$ пА/$\sqrt{\text{Гц}}$.

Поэтому

$$R_{g\ \text{опт}} = \frac{0{,}003 \cdot 10^{-6}}{4{,}5 \cdot 10^{-12}} = 666\ \text{Ом}.$$

Шумовые характеристики биполярных и полевых транзисторов. Шумы биполярных и полевых транзисторов зависят от тока базы, температуры, частоты и импеданса источника сигнала. Зависимость коэффициента шума от частоты показана на рис. 6.34. Шум в области *A* обусловлен случайной диффузией и рекомбинацией носителей в области базы, а также тепловым шумом, генерируемым сопротивлением базы r'_b.

1. Следовательно, для уменьшения шума надо иметь малое значение r'_b и тонкую базу (т.е. высокий h_{fe}). Для большинства транзисторов, используемых в предусилителях, область *B* (рис. 6.34) практического значения не имеет, так как она находится вне диапазона звуковых частот. Третья область (область избыточного шума) называется "шумом $1/f$", поскольку уровень шума изменяется обратно пропорционально частоте. Спектр шума полевого транзистора подобен показанному на рис. 6.34, за исключением того, что "шум $1/f$" имеет место на частотах ниже 5 Гц.



Рис. 6.34. Частотный спектр шумов транзистора

В технической документации могут указываться либо уровень шума на определенной частоте, либо уровень шума в оговоренной полосе частот, при этом часто в этот уровень включаются две составляющие: белый шум и "шум $1/f$". Последняя составляющая более существенна для предусилителей, поскольку занимает часть звукового спектра. В некоторых случаях указываются генераторы тока и напряжения шума (e_n и i_n), как показано на рис. 6.33. Полевые транзисторы с управляющим p–n-переходом, как правило, имеют меньший шумовой ток, чем биполярные транзисторы. Наилучшие шумовые характеристики транзистора получаются при импедансе источника от 20 до 50 кОм.

Резисторы в цепи базы транзистора включаются параллельно входу, чтобы было можно было пренебречь их шумовым вкладом, шунтирующее сопротивление этих резисторов должно быть больше, чем отношение e_n/i_n. В цепи базы следует использовать малошумящие типы сопротивлений, например пленочные, угольные или металлические.

Значение любого импеданса, включенного последовательно со входом (например, импеданса емкости связи), не должно быть очень мало по сравнению с e_n/i_n. В этом случае оно не влияет на коэффициент шума. Поэтому применяются разделительные конденсаторы большой емкости для того, чтобы реактивное сопротивление импеданса было мало по сравнению с e_n/i_n на частоте 100 Гц. Например, на рис. 6.32 на частоте 100 Гц для тока базы 300 мкА $e_n/i_n \approx 380$ Ом, при этом необходим разделительный конденсатор емкостью примерно 50 мкФ, чтобы его реактивным сопротивлением можно было пренебречь по сравнению с 380 Ом.

Частотные соображения в конструировании предусилителей. Выходная емкость каскада с общим эмиттером приблизительно равна $(h_{fe} + 1)C_{0b}$. Емкость коллектор – база (C_{0b}) может обусловливать возникновение спада частотной характеристики в области высоких частот за счет отрицательной обратной связи выхода предусилителя со входом. Этот эффект – он называется эффектом Миллера – возрастает по мере увеличения коэффициента усиления по напряжению (A_u), т.е. когда импеданс коллекторной нагрузки повышается в схеме с ОЭ. Ток, протекающий через конденсатор C_{0b} в $A_u + 1$ раз превышает ток, который протекал бы через эту же емкость при заземлении базы.

Влияние импеданса преобразователи на конструкцию предусилителя. Конденсаторный микрофон и пьезокерамическая головка звукоснимателя, по существу, представляют со-

бой емкости, имеющие высокий импеданс, уменьшающийся с повышением частоты. Неправильно выбранный входной импеданс предусилителя вызывает спад частотной характеристики в области низких частот. Требуемое высокое значение входного импеданса может быть достигнуто за счет применения полевого транзистора, эмиттерного повторителя на биполярном транзисторе, резистора, включенного последовательно со входом схемы с ОЭ или не шунтированного емкостью резистора в схеме с ОЭ.

Формирование амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) в цепях звуковой частоты (эквализация). Осуществление частотно-селективного усиления называется эквализацией. Предэквализация, или создание предыскажений, используется в технике звукозаписи и ЧМ-радиовещании для оптимизации отношения сигнал/шум и динамического диапазона устройства, в результате чего создаются предыскажения в области наивысших частот звукового диапазона для того, чтобы иметь возможность создать равновероятные перегрузки на всех частотах.

Частотное распределение пиковой энергии в музыкальных программах приводит к спаду в спектре на частотах от 1 до 4 кГц. На приемном конце ЧМ-приемника или звуковоспроизводящего устройства необходимо обеспечить идентичность частотных характеристик выходного сигнала и передаваемой (воспроизводимой) программы.

На рис. 6.35 показана стандартная характеристика эквализации, принятая для звуковоспроизведения Ассоциацией производителей звукозаписи США – Record Industry Association America (RIAA). Она включает в себя подъем частотной характеристики в области низких частот[1] и отсечку в области высоких частот с учетом скорости воспроизведения магнитной звукозаписи.

Эквализация обычно связана с использованием *RC*-цепей. Два типа схем эквализации с применением *RC*-цепей и их частотные характеристики приведены на рис. 6.36. Частоты, на которых усиление уменьшается или возрастает на 3 дБ по сравнению с "плоской" частью частотной характеристики, называются граничными частотами. Одиночная постоянная времени *RC*-эквализатора соответствует максимальной скорости изменения 6 дБ/октаву или 20 дБ/декаду частоты.

Начиная с граничной частоты, частотная характеристика *RC*-цепи через две октавы в любом направлении становится практически прямо пропорциональной. Аппроксимация, показанная штрихпунктирной линией на рис. 6.35 и 6.36, четко определяет граничную частоту, соответствующую 3 дБ на реальной характеристике.

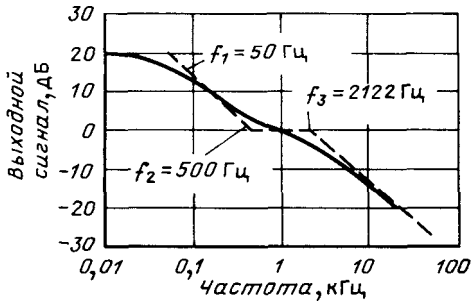


Рис. 6.35. Характеристики эквализации RIAA

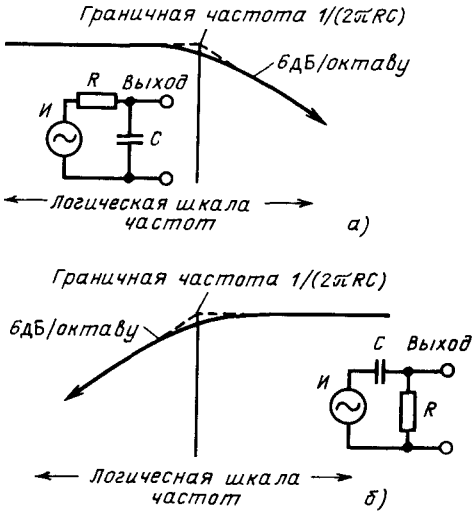


Рис. 6.36. Схемы эквализации с использованием *RC*-цепей:

а – в области высоких частот; *б* – в области низких частот; *И* – источник сигнала с нулевым сопротивлением

Подъем частотной характеристики в области звуковых частот достигается за счет ослабления высоких частот. Соответствующая характеристика будет представлять собой "дополнительную" характеристику по отношению к характеристике, показанной на рис. 6.36,*б*. Аналогично подъем характеристики в области высоких частот достигается за счет ослабления низких частот, и результирующая характеристика будет "дополнять" характеристику на рис. 6.36,*а*.

Предыскажения в ЧМ-системе (рис. 6.37) вызывают отсечку высоких частот, начинающихся с граничной частоты, предусматриваемую

[1] Ниже 256 Гц. – *Прим. пер.*

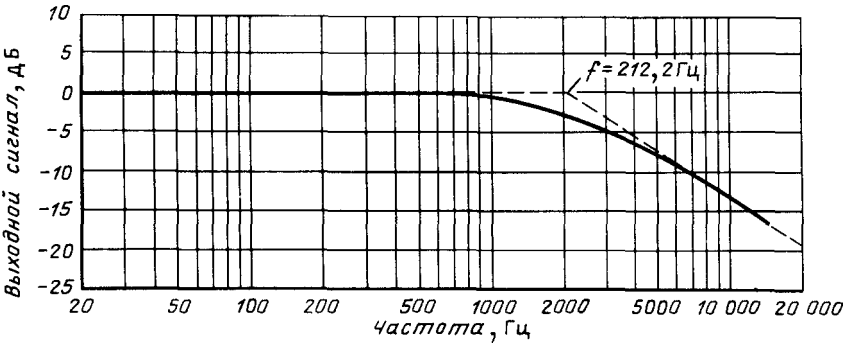


Рис. 6.37. Стандартные предыскажения при ЧМ-приеме

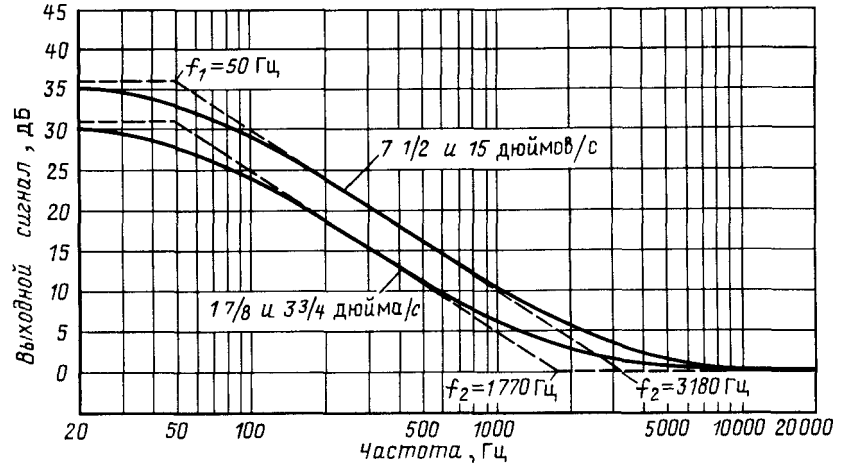


Рис. 6.38. Характеристики эквалайзеров звуковоспроизводящей аппаратуры

мой RIAA. Она аналогична кривой, показанной на рис. 6.36,*а*, и используется в телевизионных и ЧМ-приемниках. Граничная частота обычно определяется суммой постоянных времени *RC*-цепи, равной 75 мкс, в соответствии с требованиями Национальной ассоциации радиовещателей – National Association of Broadcasters (NAB).

На характеристиках эквалайзеров звуковоспроизводящей аппаратуры для скоростей движения ленты 15 и 7,5 дюйма/с (1 дюйм = $= 2{,}540 \cdot 10^{-2}$ м) показаны подъем низких частот (36 дБ) в области 50 – 3180 Гц (рис. 6.38) и эквализация для скоростей движения ленты $3^3/_4$ и $1^7/_8$ дюйма/с. В этом случае максимальная граничная частота составляет 1770 Гц вместо 2180 Гц, а степень подъема равна 31 дБ.

Напряжение, создаваемое магнитной головкой звукоснимателя, пропорционально скорости перемещения иглы, а пьезоэлектрической головки – перемещению иглы, т.е. амплитуде канавки. Изменения амплитуды канавки в зависимости от частоты для эквализации записи в соответствии с требованиями RIAA показаны на рис. 6.39,*а*. Дополнение к ней (рис. 6.39,*б*) отражает эквализацию, которую необходимо осуществить в проигрывающем устройстве, чтобы получить плоскую характеристику при постоянной амплитуде колебаний иглы звукоснимателя.

Таким образом, усилитель должен несколько ослаблять низкие и поднимать высокие частоты, а магнитные головки – наоборот (см. рис. 6.35). Эквивалентная схема пьезоэлектрической головки представляет собой генератор напряжения, у которого последовательно с сопротивлением нагрузки включена емкость головки. Ослабление на низких частотах может быть достигнуто путем соответ-

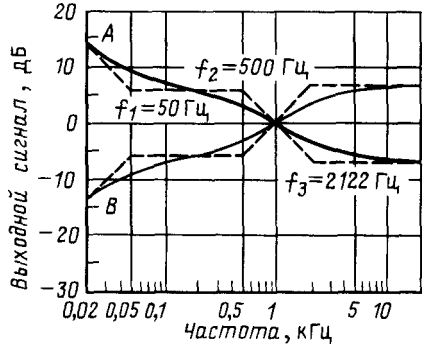


Рис. 6.39. Частотная характеристика пьезоэлектрического звукоснимателя в соответствии с требованиями RIAA (кривая *A*) и эквализация при воспроизведении для амплитудной характеристики головки звукоснимателя (кривая *B*)

ствующего выбора постоянной времени сопротивления нагрузки и емкости головки. Обычно для достижения эквализации в области низких частот постоянная времени должна составлять 1000–3000 мкс.

Регулировка тембра. Она осуществляется фильтром звуковых частот, позволяющим изменять форму частотной характеристики усилителя. Регулируя уровень воспроизведения верхних звуковых частот, можно уменьшить гармонические искажения в соответствующем диапазоне частот. Это обстоятельство – одна из причин, по которой в звуковых системах невысокого качества снижают усиление в области высоких звуковых частот. Подъем характеристики в области низких частот может способствовать уменьшению искажений, если основные тоны усиливаются больше, чем гармоники, и наоборот. Подъем низких и ослабление высоких частот позволяют поддерживать минимальный уровень искажений.

Регулировка громкости. Если регулировка громкости осуществляется "близко" ко входу усилителя, то результирующее отношение сигнал/шум может ухудшиться, когда мощность шума, генерируемая последующими каскадами, становится сравнимой с уровнями сигнала в них. Если регулировка громкости осуществляется "далеко" от входа, то не исключена перегрузка первых каскадов при высоких уровнях сигнала или возникновение перекрестной модуляции за счет нелинейных эффектов. Положение регулятора громкости следует выбирать с учетом отмеченных обстоятельств.

Регулирование громкости осуществляется для подъема уровня наименьшей части звукового спектра, если общий уровень звука уменьшается. Это необходимо для компенсации нелинейности характеристики человеческого уха (рис. 6.40). По мере уменьшения общего уровня усиления необходимо

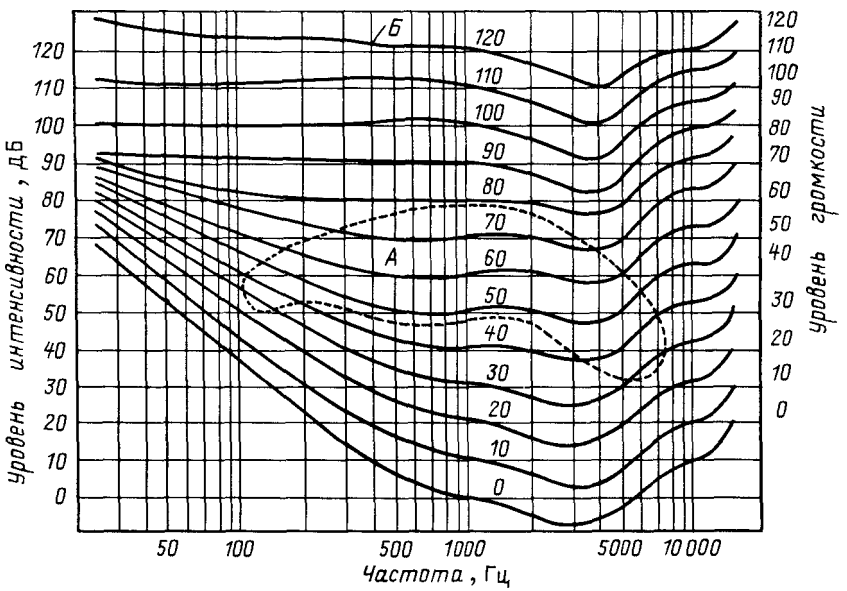


Рис. 6.40. Характеристики равной громкости, учитывающие нелинейность восприятия человеческого уха:

A – речь человека; *Б* – уровень болевых ощущений

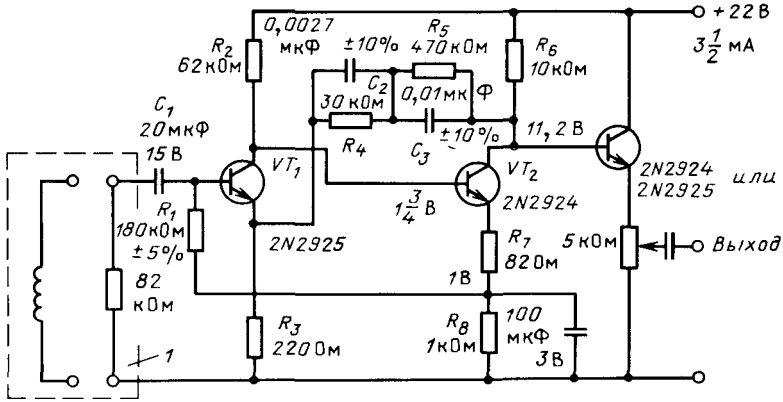


Рис. 6.41. Предусилитель для магнитного звукоснимателя *1*

увеличивать интенсивность воспроизведения низких частот для достижения соответствующего уровня громкости.

Предусилители для магнитной головки. Схемы предусилителей, часто используемых для работы с магнитными головками, показаны на рис. 6.28 и 6.41.

Отрицательная обратная связь по эмиттеру повышает входной импеданс, особенно в том случае, когда сопротивление источника сигнала носит индуктивный характер. Входной импеданс повышается с частотой, поскольку цепь обратной связи частотно-избирательна. Импеданс магнитной головки растет по мере повышения частоты, но он ниже входного импеданса предусилителя, который легко согласуется с импедансом большинства магнитных головок.

Цепь обратной связи, изображенная на рис. 6.41, является частотно-избирательной для достижения эквализации в соответствии с требованиями RIAA. На частоте 500 Гц реактивное сопротивление емкости C_3 равно сопротивлениям R_4 и R_5, включенным параллельно с полным шунтирующим сопротивлением, равным реактивному сопротивлению C_3 на частоте 50 Гц. Реактивное сопротивление C_2 выбирается равным R_4 на частоте 2122 Гц для достижения необходимого завала характеристики в области верхних звуковых частот.

Частичная нагрузка магнитной головки резистором 82 кОм обеспечивает "плоскую форму" выходной характеристики. Эмиттерный повторитель на выходе изолирует цепь обратной связи предусилителя от нагрузки. Выход нельзя нагружать сопротивлением меньше 3 кОм. Предпочтительно, чтобы сопротивление нагрузки составляло 10 кОм (или более), тогда обеспечивается хороший динамический диапазон. Оптимизация отношения сигнал/шум достигается за счет включения в схему резистора R_7, при этом усиление по напряжению "переносится" со второго каскада на входной, поскольку R_7 уменьшает коллекторную нагрузку VT_1. Для снижения уровня шума входной каскад работает при токе смещения 350 мкА, так как планарный кремниевый транзистор типа 2N2925 имеет шумовые характеристики, подобные показанным на рис. 6.32.

6.7. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ КЛАССА А

Рабочие характеристики и линии нагрузки. Использование транзистора в усилителе класса А означает, что для тока коллектора никогда не достигается режим отсечки. Для усилителя мощности положение рабочей точки на семействе статических характеристик выбирается так, чтобы при изменении сигнала соответствующие изменения тока были одинаковыми, т.е. "выше" и "ниже" этой точки. Из рис. 6.9 можно видеть, что в течение части периода усиливаемого сигнала, когда ток транзистора растет до точки A (по линии нагрузки к режиму насыщения), значительная часть питающего напряжения падает на сопротивление нагрузки, в то время как в точке B это происходит на транзисторе.

Мощность, рассеиваемая транзистором, минимальна при максимальной выходной мощности. Наибольшая мощность рассеивается транзистором в отсутствие входного сигнала. Если положение рабочей точки выбрано посередине линии нагрузки, то одна половина мощности постоянного тока поступает в нагрузку, а другая половина рассеивается в транзисторе. Таким образом, для каскада, работающего в классе А, при трансформаторной связи с нагрузкой (рис. 6.42) максимальный КПД имеет место при максимальной выход-

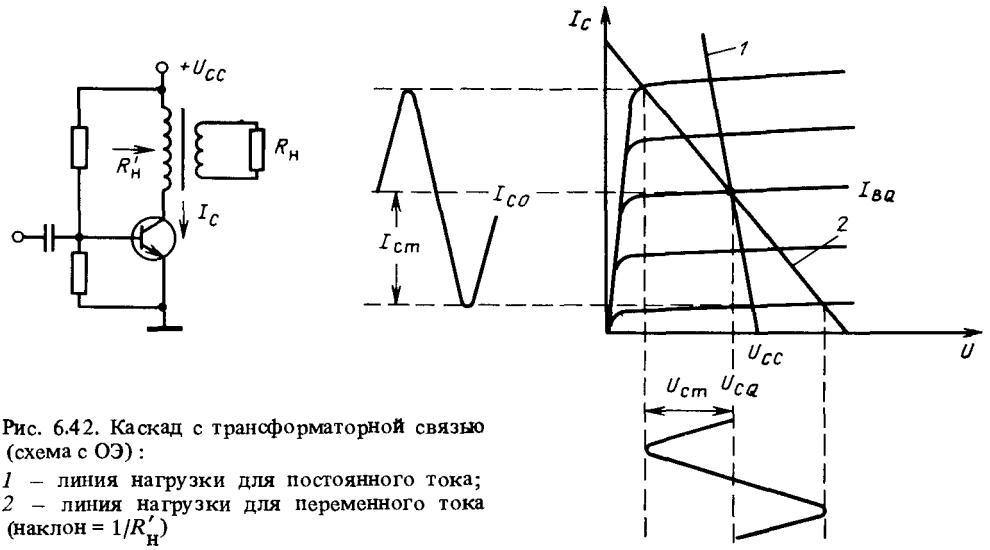


Рис. 6.42. Каскад с трансформаторной связью (схема с ОЭ):
1 – линия нагрузки для постоянного тока;
2 – линия нагрузки для переменного тока (наклон = $1/R'_н$)

ной мощности и не может превышать 50 %. Мощность

$$P_{0\,max} = \frac{U_{CC}^2}{2R'_i}. \qquad (6.18)$$

Практически достичь 50 %-ной эффективности невозможно вследствие насыщения транзистора при пиковом токе, падения части постоянного напряжения на первичной обмотке трансформатора и потерь мощности переменного тока в трансформаторе. Поскольку мощность, потребляемая от источника питания ($P_{пит}$), равна сумме мощности, рассеиваемой транзистором ($P_т$), и выходной мощности (P_0), то

$$P_т = P_{пит} - P_0. \qquad (6.19)$$

Мощность, рассеиваемая транзистором в отсутствие сигнала, равна произведению тока покоя на соответствующее напряжение и удвоенному значению мощности, рассеиваемой при наибольшем сигнале и максимальном КПД (50%). Коэффициент полезного действия определяется отношением $P_0/P_{пит}$. Сопротивление первичной обмотки трансформатора постоянному току мало, поэтому соответствующая линия нагрузки практически вертикальна (рис. 6.42). Точка пересечения линий нагрузки по постоянному и переменному току есть нечто иное, как точка покоя (U_{CQ}, I_{CQ}).

Выходная мощность

$$P_0 = \frac{U_{Cm}I_{Cm}}{2} = \frac{I_{Cm}^2 R'_н}{2} = \frac{U_{Cm}^2}{2R'_н}, \qquad (6.20)$$

где U_{Cm} и I_{Cm} – соответственно пиковые значения синусоидального напряжения и тока (рис. 6.42).

Если используется емкостная связь с нагрузкой (рис. 6.43), то необходимо учитывать нагрузку как по постоянному, так и по переменному току. Выходная мощность

$$P_0 = \frac{U_{Cm}I_{Cm}}{2} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_н}. \qquad (6.21)$$

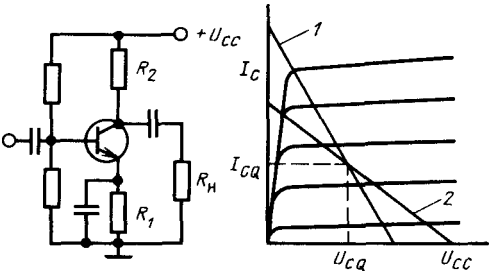


Рис. 6.43. Каскад с *RC*-связью (схема с ОЭ): *1* – линия нагрузки для переменного тока $\left(\text{наклон} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_н}\right)$; *2* – линия нагрузки для постоянного тока $\left(\text{наклон} = \frac{1}{R_1 + R_2}\right)$

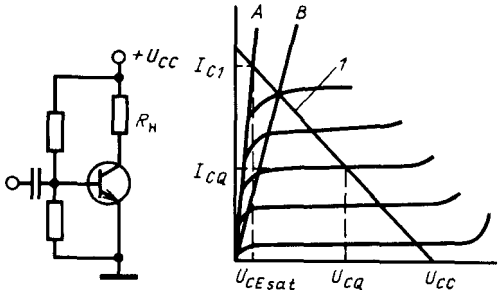


Рис. 6.44. Схема непосредственной связи с нагрузкой:
1 – линия нагрузки для переменного и постоянного тока (наклон = $1/R_2$)

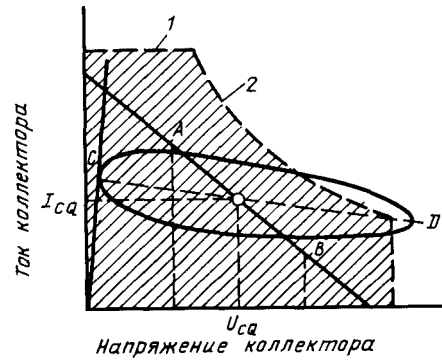


Рис. 6.45. Динамическая характеристика при индуктивной нагрузке (каскад с ОЭ):
1 – область безопасной работы; *2* – предельная мощность

На рис. 6.44 показана схема усилителя класса А, в которой транзистор непосредственно связан с нагрузкой. В этом случае используется только одна линия нагрузки, так как сопротивление нагрузки в цепи коллектора постоянному и переменному току одно и то же. Выходная мощность

$$P_0 = \frac{U_{Cm} I_{Cm}}{2} . \qquad (6.22)$$

Максимальный КПД составляет 25 %, а для случая идеального транзистора он равен половине максимального КПД каскада с трансформаторной связью и нагрузкой, при этом сопротивление нагрузки постоянному току равно сопротивлению транзистора.

Линия *A* на рис. 6.44 соответствует сопротивлению транзистора в режиме насыщения и току коллектора I_{C1} при напряжении $U_{CE\,sat}$. Последняя величина обычно указывается в документации на транзистор. Она представляет значительный интерес при использовании транзистора в ключевом режиме. Во избежание возникновения нелинейных искажений изменения напряжения коллектора не должны выходить за пределы, ограниченные линией *B*.

В зависимости от типа транзистора линия *B* соответствует напряжениям коллектора U_{CE}, которые в 2–3 раза превышают напряжения $U_{CE\,sat}$, приведенные в справочных данных. Наибольшее допустимое напряжение коллектора определяется типом транзистора. В случае, если нагрузка содержит реактивную составляющую, то линия нагрузки имеет форму эллипса. Линия нагрузки на рис. 6.42 соответствует идеальному трансформатору, но на самом деле в цепи имеется еще и индуктивность, поэтому линия нагрузки приобретает форму эллипса. Если нагрузка отключается, то для транзистора возникают опасные условия.

Импеданс первичной обмотки изменяется от значения, соответствующего активному сопротивлению, до значения, соответствующего большой индуктивности. На рис. 6.45 показаны изменения сигнала при нагруженной вторичной обмотке. Участок от *A* до точки *B* есть линия нагрузки, соответствующая активному сопротивлению. Если нагрузка отключается, то форсируется ток через большую индуктивность первичной обмотки.

Линия нагрузки в этом случае становится эллипсовидной (несколько искаженной насыщением вблизи точки *C*) с наклоном большой оси, определяемым импедансом первичной обмотки при разомкнутой вторичной. Здесь режим работы транзистора выходит за допустимые пределы, что может вызвать отказ прибора из-за перегрева или пробоя.

6.7.1. Расчет коэффициента усиления по мощности каскада, работающего в классе А

Задача 6.5. Рассчитайте коэффициент усиления по мощности (P_M) выходного каскада усилителя низкой частоты (УНЧ) телевизора (рис. 6.46). Предварительным усилителем является эмиттерный повторитель, создающий необходимое постоянное смещение для выходного каскада. Повторитель также преобразует импедансы; входной импеданс достаточно высок и практически не шунтирует детектор отношений. Сигнал 100 мВ на выходе детектора развивает на выходе этого усилителя мощность 3/4 Вт. Для транзистора типа D20V3 $h_{FE} = 40$.

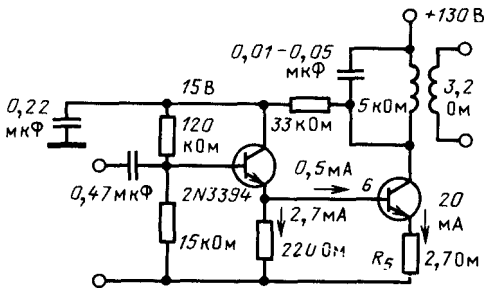


Рис. 6.46. Усилитель звука телевизора

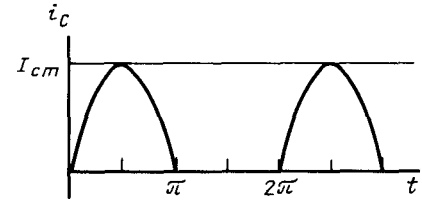


Рис. 6.47. Форма выходного тока усилителя в классе В

Теория. Параллельно первичной обмотке трансформатора включен конденсатор, чтобы создать спад частотной характеристики в области высоких частот и таким образом скомпенсировать уменьшение усиления в области низких частот, обусловленное применением трансформатора. В обоих каскадах используется стабилизация смещения за счет обратной связи, как показано на рис. 6.17. В усилителях класса А (примерно до 20 мВ) сопротивление нагрузки мало по сравнению с выходным импедансом транзистора. Поэтому усиление по току для больших сигналов примерно равно h_{FE}.

Эта величина используется при расчете усилителей мощности вместо малосигнального параметра h_{fe}. Коэффициент усиления по мощности усилителя в классе А

$$P_M \approx h_{fe} \frac{R_н}{R_{in}}, \qquad (6.23)$$

и входное сопротивление каскада

$$R_{in} = \left(\frac{26}{I_E\ (мА)} + R_5 \right) h_{FE}.$$

Решение.

$$R_{in} = \left(\frac{26}{20} + 2{,}7 \right) \cdot 40 = 160 \text{ Ом};$$

$$P_M = (40)^2 \frac{5000}{160} = 50\,000,$$

поэтому $P_M \approx 47$ дБ.

6.8. ДВУХТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ КЛАССОВ В и АВ

Усиление в классах В и АВ. При усилении в классе В (рис. 6.47) угол отсечки тока коллектора составляет 180°. Два транзистора, работающих в двухтактной схеме, поочередно усиливают сигнал. В течение времени, когда сигнал мал или равен нулю, потребляемая от источника питания мощность и мощность, рассеиваемая транзистором, малы. В классе В напряжение на коллекторе транзистора при прохождении полуволны напряжения падает до напряжения насыщения. Когда транзистор находится в режиме отсечки, напряжение коллектора приблизительно вдвое превышает напряжение покоя ($2U_{CQ}$).

Средний ток (рис. 6.47)

$$I_{C\,ср.кв} = \frac{I_{Cm}}{\pi}. \qquad (6.24)$$

Мощность, потребляемая каждым транзистором, определяется произведением тока на напряжение питания U_{CC}. Для пары транзисторов в двухтактном усилителе

$$P_{пит} = 2U_{CC} \frac{I_{Cm}}{\pi}. \qquad (6.25)$$

Размах напряжения (пренебрегая напряжением насыщения) равен напряжению источника питания U_{CC}, поэтому выходная мощность

$$P_0 = 1/2\, U_{CC} I_{Cm}. \qquad (6.26)$$

Максимальный КПД определяется отношением выходной мощности к мощности, потребляемой от источника питания [уравнение (6.25)]. При полном размахе КПД = $= \frac{\pi}{4} = 78{,}5\,\%$. Пиковая мощность, рассеиваемая транзистором, достигается при синусоидальных колебаниях и размахе сигнала 40% максимального, а КПД при этом составляет 50%.

Транзисторы обычно не работают в "чистом" классе В из-за наличия переходных искажений (рис. 6.48) при низких уровнях выходных сигналов. Этот тип искажений обусловливается нелинейностью переходных характеристик транзисторов в области низких напряжений база – эмиттер (меньше 0,6 В). Большинство двухтактных каскадов работают

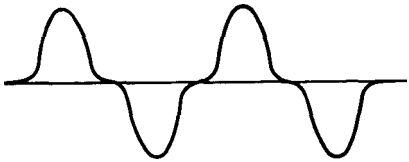


Рис. 6.48. Переходные искажения

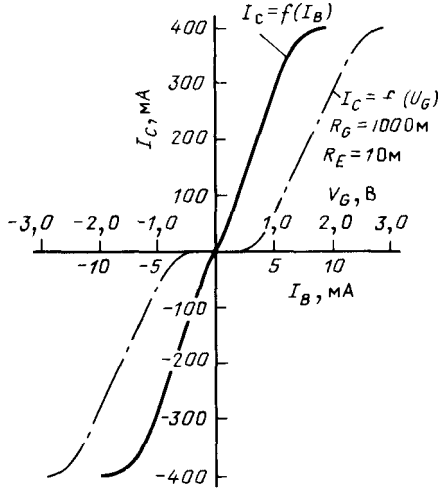


Рис. 6.49. Зависимость выходного тока от входного напряжения для кремниевого транзистора, работающего в двухтактном усилителе класса В

при смещении U_{BE}, выбранном вблизи порога проводимости (между 0,6 и 0,7 В). Такой режим работы называется режимом класса АВ, так как рабочая точка занимает некоторое промежуточное положение между соответствующими положениями рабочих точек для классов А и В. Уровень тока покоя остается достаточно малым, что обеспечивает высокий КПД.

Линейность в классах А и В. Зависимость выходного тока показана на рис. 6.49. Несовпадение верхней и нижней частей результирующих кривых приемлемо для зависимостей $I_C = f(I_B)$, но оно оказывается более серьезным для зависимостей $I_C = f(I_G)$. С соответствующими повышенными искажениями обычно мирятся вследствие существенного упрощения схем. Поскольку переходные искажения вызваны несовпадением двух половинок результирующей характеристики двухтактной схемы, принимаются меры по совмещению этих характеристик. К ним относятся использование соответствующего прямого смещения, выбираемого так, чтобы линейные участки характеристик транзисторов явились линейным продолжением друг друга.

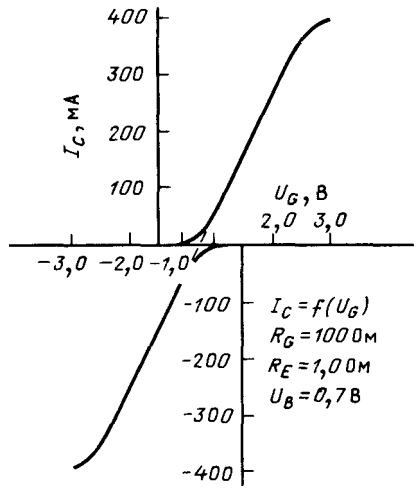


Рис. 6.50. Применение прямого смещения для исключения переходных искажений в режиме усиления класса АВ

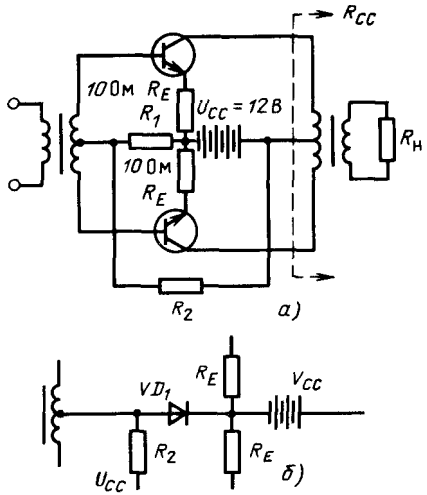


Рис. 6.51. Основные схемы подачи смещения для класса АВ:
а – с резисторами; *б* – с диодами

На рис. 6.50 показан подобный вариант (в этом случае характеристики, изображенные штрихпунктирной линией на рис. 6.49, смещаются на 0,7 В). Схемные методы создания необходимого смещения продемонстрированы на рис. 6.51. В соответствии со схемой на рис. 6.51, *а* напряжение смещения снима-

ется на базу транзистора с делителя $R_1 - R_2$. Падение напряжения на сопротивлении R_1 позволяет "совместить" характеристики. Изменение напряжения U_{BE}, вызванное изменением температуры окружающей среды, составляет примерно (1,3 – 2,3) мВ/°С.

На рис. 6.51,*б* показана схема, применяемая для уменьшения напряжения прямого смещения с ростом температуры, необходимого для компенсации соответствующих изменений напряжения эмиттер – база. Смещенный в прямом направлении диод VD_1 замещает сопротивление R_1 и компенсирует почти такое же температурное изменение напряжения эмиттер – база транзистора Искажения в двухтактной схеме усилителя класса АВ зависит от симметрии "половинок" схемы, схемы подачи напряжения смещения, уровней выходного напряжения смещения и выходного напряжения, а также входных и выходных импедансов.

6.8.1. Расчет импеданса и коэффициента усиления по мощности каскада, работающего в классе АВ

Задача 6.6. Рассчитайте импеданс коллектор-коллектор и коэффициент усиления по мощности двухтактного усилителя с трансформаторной связью (рис. 6.51) выходной мощностью 0,5 Вт. У выходного трансформатора КПД составляет 80%, $U_{Cm} = 10{,}5$ В и $h_{FE} = 100$ для транзистора типа D40D1 при $I_E = 10$ мА.

Теория. Выходная мощность двухтактного каскада $P_0 = 1/2\, U_{Cm} I_{Cm}$. Сопротивление нагрузки в цепи коллектора $R_н = U_{Cm}/I_{Cm}$, а импеданс между коллекторами в 4 раза больше сопротивления нагрузки, приходящейся на один коллектор для трансформаторной связи с нагрузкой (рис. 6.51,*а*). Увеличение сопротивления нагрузки обусловлено тем, что отношение импедансов пропорционально корню квадратному из числа витков обмоток трансформатора. Выходная мощность двухтактного усилителя с трансформаторной связью и нагрузкой

$$P_0 = \frac{2U_{Cm}^2}{R_{c'-c}}, \qquad (6.27)$$

где U_{Cm} – размах напряжения коллектора; $R_{c'-c}$ – сопротивление нагрузки от коллектора к коллектору. Для оговоренной выходной мощности и напряжения коллектора можно определить значение $R_{c'-c}$

Напряжение коллектора должно достигать по меньшей мере двойного напряжения насыщения плюс падение напряжения на стабилизирующем сопротивлении, включенном последовательно с эмиттером. Коэффициент усиления по мощности

$$P_M = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} \frac{I_0^2 R_н}{I_{вх}^2 R_{вх}}.$$

Поскольку для небольших сопротивлений нагрузки $I_0/I_{вх} \approx h_{FE}$, выражение для коэффициента усиления каскада можно записать в виде

$$P_M = h_{FE}^2 \frac{R_{c-c}}{R_{b-b}}, \qquad (6.28)$$

где R_{b-b} – входное сопротивление между базами. Его значение в 4 раза больше входного сопротивления каждого транзистора в случае трансформаторной связи с предыдущим каскадом.

Решение. При КПД трансформатора, равном 80%, уровень мощности в первичной обмотке трансформатора составляет 0,5 Вт/0,8 = 625 Вт, поэтому

$$R_{c-c} = \frac{2(U_{Cm})^2}{P_0} =$$

$$= \frac{2(10{,}5)^2}{0{,}625} = 353 \text{ Ом}.$$

Так как входное сопротивление каждого транзистора равно $[(26/I_E) + R_e]h_{FE}$, то

$$R_{b-b} = 4\left(\frac{26}{I_E} + R_E\right) h_{FE} =$$

$$= 4\left(\frac{26}{10} + 10\right) \cdot 100 = 5040 \text{ Ом};$$

$$P_M = (100)^2 \frac{353}{5040} = 700.$$

Коэффициент усиления по мощности $700 \cdot 0{,}8 = 560$, или около 27,5 дБ.

Несимметричный выход, двухтактные каскады. Низкие выходные импедансы двухтактных транзисторных усилителей позволяют также обеспечить хорошее демпфирование громкоговорителей.

Наиболее часто встречающиеся схемы связи с нагрузкой показаны на рис. 6.52. В обеих схемах требуется применение двух электролитических конденсаторов большой емкости. Последовательно включенные транзисторы имеют равные токи коллекторов, однако необходимо обеспечить соответствующее смещение в цепи база – эмиттер, чтобы напряжения коллектор – эмиттер были одинаковыми. Речь идет об "обращенном" варианте двухтактного каскада с трансформаторной связью,

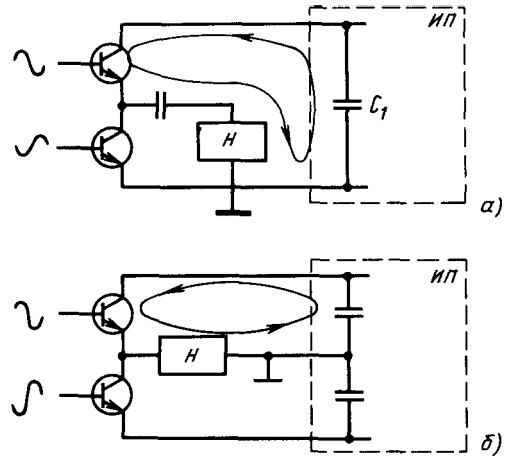


Рис. 6.52. Двухтактные схемы подключения нагрузки:
а – емкостная связь; *б* – непосредственная связь; *ИП* – источник питания; *Н* – нагрузка

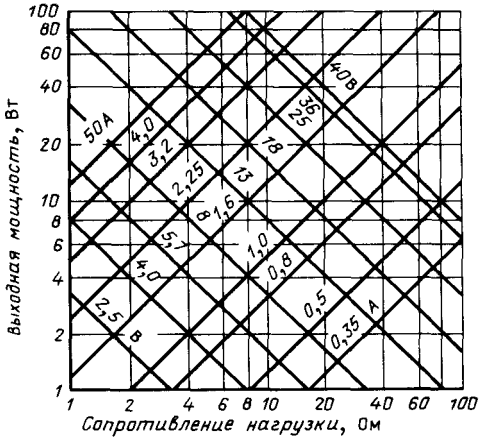


Рис. 6.53. Диаграмма выходная мощность – сопротивление нагрузки. На диаграмме указаны различные пиковые токи и напряжения нагрузки

у которого напряжения коллекторов равны, а напряжения смещения установлены так, чтобы постоянные токи коллекторов были также равны.

Соотношения между пиковыми токами, напряжениями и мощностями в нагрузке описываются уравнением (6.20). Оно незаменимо для бестрансформаторных схем, например, таких, какие показаны на рис. 6.52, поскольку пиковый ток нагрузки, пиковый ток транзистора и максимально допустимое напряжение на коллекторе транзистора должны быть по меньшей мере равны удвоенному пиковому напряжению на нагрузке. Для определения соотношений между пиковым током и напряжением по нагрузке, выходной мощности и сопротивления нагрузки удобно использовать диаграмму, приведенную на рис. 6.53.

Требуемое напряжение источника питания для заданной выходной мощности определяется следующим образом:

$$U_{CC} = 2U_{Cm} + 6U_{CE\,sat} + 2I_{Cm}R_E, \qquad (6.29)$$

где U_{Cm} – пиковое напряжение на нагрузке при заданной выходной мощности; $U_{CE\,sat}$ – напряжение насыщения при пиковом токе нагрузки I_{Cm}. Это выражение допускает интервал значений напряжений коллектор – эмиттер при пиковом токе около $3U_{CE\,sat}$, что позволяет избежать серьезных искажений. Последний член в уравнении (6.29) представляет собой падение напряжения на внешней цепи эмиттера.

Бестрансформаторные усилители мощности. Схема бестрансформаторного усилителя мощности показана на рис. 6.54. Эта схема с двухтактным предварительным усилителем и емкостной связью с нагрузкой впервые предложена Г. Лином и оптимизированной компанией General Electric и другими фирмами. Использование предварительного усилителя на транзисторах с различными типами проводимости ($n-p-n$ и $p-n-p$) создает необходимые фазовые соотношения на входах последовательно включенных кремниевых транзисторов $n-p-n$-типа, непосредственно связанных с нагрузкой. Такой усилитель иногда называют квазикомплементарным.

Комплементарная пара транзисторов в двухтактной схеме возбуждается "однофазным" сигналом, поскольку $n-p-n$-транзистор находится во включенном состоянии при положительном смещении базы. В это время он не проводит тока. При изменении фазы входного сигнала соответственно изменяется и состояние транзисторов.

Усилитель, схема которого показана на рис. 6.54, имеет хорошую характеристику в области низких частот. Ее смещение во всех каскадах стабилизировано на счет применения обратной связи. Система обратной связи обеспечивает необходимое для класса АВ распределение выходных напряжений.

Комплементарные транзисторы, включенные по двухтактной схеме, в предварительном усилителе также работают в классе АВ,

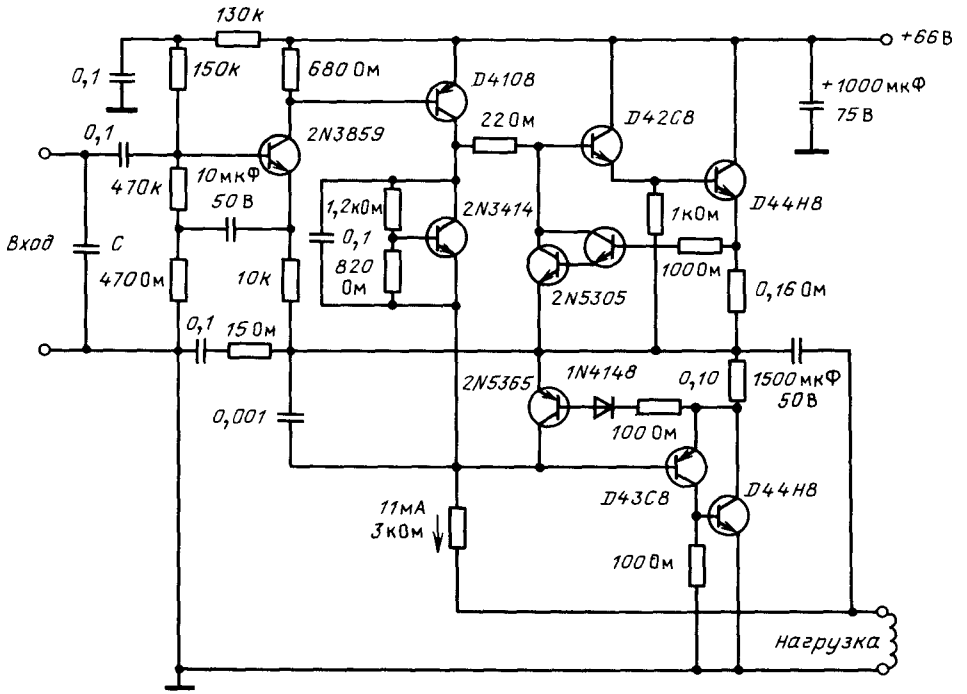


Рис. 6.54. Квазикомплементарный усилитель мощности

что увеличивает усиление по току по сравнению с достигаемым усилением в классе А на транзисторе типа D4108. Входной каскад (предусилитель) с цепью компенсационной обратной связи (аналогично показанной на рис. 6.18) имеет входной импеданс 125 кОм. Значение этого импеданса уменьшается по мере увеличения частоты. Значение емкости C_1 выбрано так, чтобы в сочетании с сопротивлением источника получить постоянную времени $RC \simeq 4 \cdot 10^{-6}$ с.

На вход усилителя необходимо подать 1 В для достижения необходимой выходной мощности с применением отрицательной обратной связи 43 дБ. Коэффициент усиления для короткозамкнутой цепи обратной связи определяется отношением сопротивлений 10 000/470 = 21, или примерно 27 дБ. Поэтому при разомкнутой цепи обратной связи усиление составляет 70 дБ. Усилитель сконструирован для ограничения пикового тока нагрузки при использовании пары Дарлингтона (2N5305) и транзисторов типа 2N5365. Пиковый выходной ток, необходимый для обеспечения мощности 100 Вт на сопротивлении 4 Ом, составляет 7 А.

Транзистор типа 2N3414 обеспечивает стабилизацию смещения выходных транзисторов и устанавливает ток покоя, примерно равный 20 мА. Частотная характеристика при выходной мощности 12,5 Вт на сопротивлении нагрузки 8 Ом имеет спад – 3 дБ на 30 Гц и 55 кГц.

6.9. МОНОЛИТНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ (УЗЧ)

Основные монолитные схемы. Монолитные интегральные схемы изготовляются на кремниевых пластинах. Подходящими для интегральных схем (ИС) УЗЧ-компонентами являются биполярные и полевые транзисторы, диоды, лавинные диоды, резисторы и конденсаторы. В дополнение к обратным связям по напряжению и току при конструировании ИС УЗЧ могут использоваться обратные связи на основе температурных эффектов (в частности, в схемах стабилизации смещения). Небольшие размеры ИС обеспечивают жесткую температурную связь между элементами схемы, что практически исключается в случае применения дискретных транзисторов.

В настоящее время обычно используется диффузионная технология изготовления элементов на кремниевых подложках с проводимостью *p*-типа. Соединения элементов выполняются алюминиевой металлизацией на верхней поверхности ИС. Необходимая изоляция

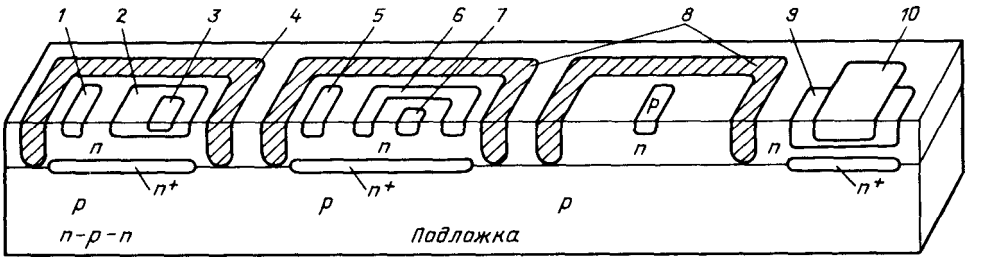


Рис. 6.55. Интегральное исполнение различных элементов:
1 – n^+-контакт коллектора; *2* – *p*-база; *3* – n^+-эмиттер; *4, 8* – p^+-изоляция; *5* – n^+-контакт базы; *6* – *p*-коллектор; *7* – *p*-эмиттер; *9* – *p*-резистор; *10* – n^+-затвор

элементов схемы осуществляется с помощью обратносмещенных *p–n*-переходов, окружающих один элемент или группу элементов. На рис. 6.55 показаны структурные схемы компонентов, которые могут быть получены в результате использования диффузионной технологии. Структура слева представляет собой *n–p–n*-кремниевый транзистор, в котором ток эмиттера течет "вниз" по вертикали через узкую базовую область к *n*-области, являющейся коллектором, как и в дискретном транзисторе.

Так как все соединения элементов ИС должны быть сделаны на "верхней" поверхности, ток коллектора течет "в бок" через внутренний n^+-слой, обладающий низким сопротивлением, пока не достигнет кратчайшего пути в вертикальном направлении к коллекторному контакту. Это означает, что ток должен пересечь *n*-область коллектора с высоким сопротивлением, в 2 раза превышающим сопротивление для дискретного транзистора.

В результате напряжение насыщения оказывается относительно высоким, что необходимо учитывать при конструировании ИС выходных усилителей мощности. Внутренний n^+-слой не только уменьшает сопротивление насыщения транзистора, то также изолирует его от *p*-подложки, предотвращая "транзисторный" эффект (эффект *p–n–p*-перехода) в вертикальном направлении.

В структуре *p–n–p* также создается ток в вертикальном направлении, как и в обычном транзисторе. Но такой транзистор имеет меньшее значение h_{FE} и большее сопротивление базы, чем транзистор *n–p–n*-типа. Транзистор *p–n–p*-типа может быть использован только в тех схемах, где коллектор соединен с точкой наивысшего отрицательного потенциала для обеспечения изолирующего обратного смещения.

В горизонтальном *p–n–p*-транзисторе, показанном на рис. 6.55, ток от эмиттера к коллектору течет в горизонтальном направлении. Значение h_{FE} здесь очень мало из-за большой ширины базы, обусловленной геометрией прибора. Такие транзисторы часто используются вместе с *n–p–n*-транзисторами для увеличения усиления по току (рис. 6.56). Характеристики композиционного *p–n–p*-транзистора в интегральном исполнении очень похожи на характеристики дискретного *p–n–p*-кремниевого транзистора.

Большинство резисторов в интегральном исполнении формируются в течение диффузионного цикла изготовления базы (*p*-тип), причем значение сопротивления резистора определяется его длиной и шириной. На практике параметры сопротивлений изменяются в диапазоне от 30 Ом до 30 кОм. Разброс параметров сопротивлений резисторов (одного и того же номинала) технологически удается "удержать" в пределах ±5 %. Полевой транзистор, показанный на рис. 6.55, может быть использован в качестве резистора с сопротивлением до 300 кОм.

Конденсаторы большой емкости в интегральном исполнении практически не изготавливаются, так как для их реализации требуются большие площади. Емкость перехода коллектор – база иногда применяется в качестве конденсатора малой емкости на высоких частотах. В интегральном исполнении можно изготавливать стабилитроны, но практически вместо них используются транзисторы с короткозамкнутыми базой и коллектором, что позволяет получить невысокое дина-

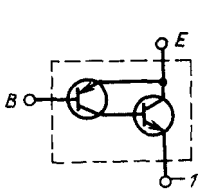


Рис. 6.56. Композиционный *p–n–p*-транзистор:
1 – "эффективный коллектор"

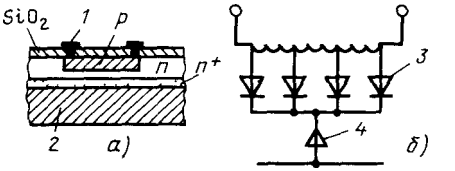


Рис. 6.57. Резистор в интегральном исполнеиии:
а – диффузионный резистор *p*-типа; *б* – эквивалентная схема; *1* – алюминиевые контакты; *2* – подложка *p*-типа; *3* – паразитные диоды; *4* – диод подложки

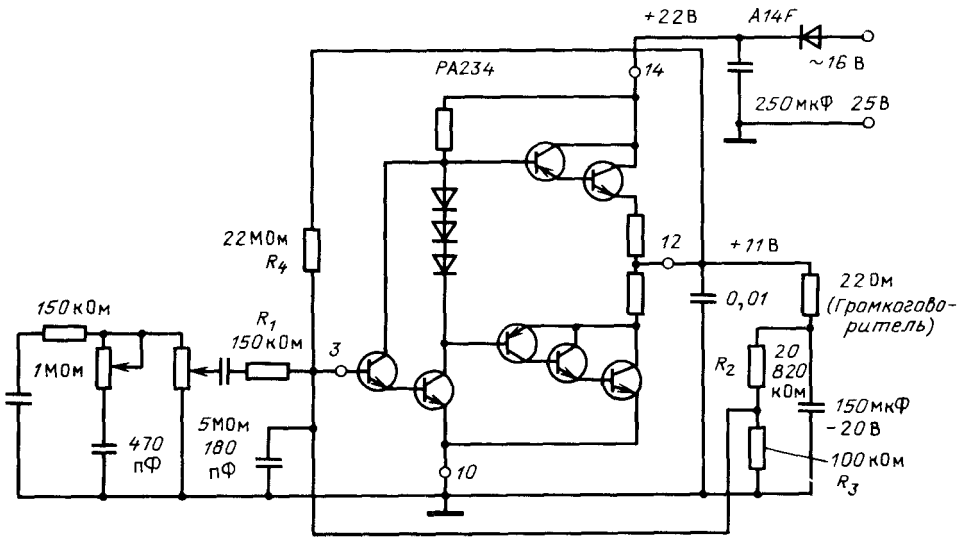


Рис. 6.58. Одноватгный усилитель с использоваиием ИС для керамического звукоснимателя

мическое сопротивление. Режим пробоя обратносмещенного перехода эмиттер – база транзистора находит применение в стабилизаторах мощности и для межкаскадных связей.

Компонентам ИС сопутствуют паразитные элементы, но их влиянием на параметры схемы в области низких частот можио пренебречь. Резисторам *p*-типа сопутствуют паразитные элементы, но их влиянием на параметры схемы в области низких частот можно пренебречь. Резисторам *p*-типа сопутствуют паразитные диоды, эквивалеитная схема включения которых показана на рис. 6.57. Эти распределенные паразитные диоды заблокированы диодом, образоваиным обратносмещеиной подложкой. Поэтому подложка с проводимостью *p*-типа должна быть подключена к точке схемы с наибольшим отрицательным потеициалом.

Иитегральиые схемы усилителей для керамического звукоснимателя. На рис. 6.58 показана ИС усилителя с навесными резисторами и конденсаторами, включение которых в состав ИС нецелесообразно. Смещение, определяемое отношением R_2/R_3, устанавливает выходное напряжение покоя. Использование обратной связи (R_4) выхода со входом ИС (вывод *3*) требует, чтобы импеданс источника сигнала намного превышал сопротивление входа ИС. Сопротивление R_3 для обеспечения хорошей стабильности выходного напряжения покоя не должно превышать 100 кОм.

Стабильность в области высоких частот обеспечивается подключением конденсаторов емкостью 0,01 мкФ к выводу *12* и 180 пФ к выводу *3*. В качестве композиционного *p–n–p*-транзистора используются три транзистора, поскольку значение h_{FE} горизонтального *p–n–p*-транзистора очень мало (от 1 до 10 при токе коллектора 1 мА). Такое включение композиционного транзистора в двухтактную схему обеспечивает высокое усиление по току, при этом предусилитель в классе А может работать при малых токах.

Иитегральная схема позволяет получить на выходе мощность 1 Вт (при суммарных гармонических искажениях не более 4 %) при напряжении, развиваемом звукоснимателем 0,4 В (при наличии ОС).

Глава 7
РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Дж. Бакум

7.1. ВВЕДЕНИЕ

При решении многих задач электроники необходимо усиление сигналов в относительно узкой полосе частот. К таким задачам относится, например, узкополосное усиление в системах связи, когда информация содержится в одной или двух боковых полосах. В целях исключения потерь или искажения информации, а также для предотвращения интерференции между смежными каналами связи к частотным характеристикам такого рода усилителей предъявляются весьма жесткие требования.

В общем случае узкополосный усилитель включает в себя усиливающий элемент, например транзистор с необходимыми компонентами схемы и цепь, определяющую необходимую частотную характеристику. Хотя *RC*-цепи могут быть использованы для выбора центральной частоты и степени крутизны частотной характеристики, в большинстве узкополосных усилителей применяются *RLC*-цепи. Узкополосные усилители часто называют резонансными усилителями.

Основными характеристиками резонансных усилителей являются ширина полосы усиливаемых частот, центральная частота, коэффициент усиления и фактор шума. В этой главе приводятся примеры схем резонансных усилителей и анализируются характеристики резонансных *RLC*-цепей.

7.2. КАЧЕСТВО (Q) РЕЗОНАНСНЫХ ЦЕПЕЙ И ПОЛОСА ПРОПУСКАНИЯ

Качеством резонансной цепи называется отношение максимальной энергии, накопленной в течение одного периода, к энергии, рассеиваемой за этот период, т.е.

$$Q = \frac{2\pi \cdot \text{максимальная энергия, накопленная в течение одного периода}}{\text{энергия, рассеиваемая в течение периода}}. \quad (7.1)$$

В соответствии с соотношением (7.1) параметр Q определяется в терминах переменных напряжений и токов (обычно синусоидальных). Резонансные контуры (цепи) могут быть разделены на два типа: последовательные и параллельные. На рис. 7.1 показана схема последовательного резонансного контура. Резистор R_S на рис. 7.1 представляет собой

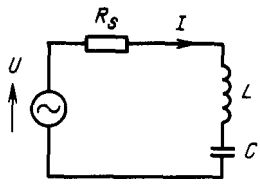


Рис. 7.1. Последовательный резонансный контур

эквивалент потерь в реактивных элементах на рабочей частоте, при этом предполагается, что потери в индуктивностях и конденсаторах отсутствуют, источник напряжения идеальный, форма напряжения синусоидальная, а напряжение и ток являются векторными величинами.

Резонансная частота контура

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (7.2)$$

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

Пиковая энергия, накопленная контуром на резонансной частоте, определяется формулой

$$W_p = \frac{L(I_{max})^2}{2}, \quad (7.3)$$

где I_{max} – пиковое значение синусоидального тока, А; W_p – накопленная пиковая энергия, Дж.

Энергия, рассеиваемая резистором R_S в течение одного периода, Дж,

$$W_{\text{расс}} = \frac{(I_{max})^2 R_S}{2f_0}. \quad (7.4)$$

Для последовательного контура после подстановки уравнений (7.3) и (7.4) в (7.1) получаем

$$Q = \frac{2\pi f_0 L}{R_S}. \quad (7.5)$$

На рис. 7.2,*а* показан простой параллельный *RLC*-контур, в котором резистор R_S отображает потери в реактивных элемен-

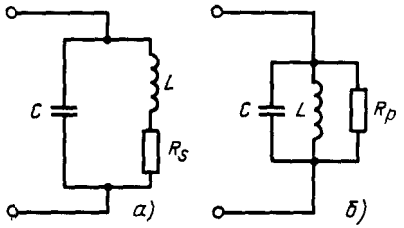


Рис. 7.2. Параллельный резонансный контур

тах. Поскольку элементы контура дискретны, контур, представленный на рис. 7.2,*а*, по существу, аналогичен контуру, показанному на рис. 7.1, и поэтому уравнение (7.5) для него также справедливо. Однако потери в контуре обычно удобнее отображать эквивалентным параллельно включенным сопротивлением R_p (рис. 7.2,*б*). Выражение для Q при резонансе может быть получено путем приравнивания импедансов на зажимах $Z(j\omega)$ для обоих контуров, показанных на рис. 7.2, в виде

$$Q = \frac{R_p}{2\pi f_0 L}. \qquad (7.6)$$

Из уравнений (7.5) и (7.6) видно, что для контура без потерь значение Q стремится к бесконечности ($R_S = 0$, $R_p = \infty$).

Основной особенностью резонансного контура является способность выбирать относительно узкую полосу частот как для усиления, так и для режекции. Резонансный контур может быть включен как на входе усилительного прибора, так и на его выходе, а также на входе и выходе одновременно. Рассмотрим упрощенную схему резонансного усилителя (рис. 7.3,*а*). В этой схеме нагрузкой усилительного прибора является параллельный резонансный контур. Потери в контуре при резонансе, а также любые внешние сопротивления отображаются резистором R_p, включенным параллельно контуру. На рис. 7.3,*б* приведена частотная характеристика усилителя.

В общем случае коэффициент усиления усилителя по напряжению пропорционален значению импеданса нагрузки. При резонансе импеданс параллельного контура (рис. 7.3,*а*) максимальный и равен R_p. С другой стороны, значение импеданса на резонансной частоте понижается за счет реактивных элементов. Как следует из рис. 7.3,*б*, наибольшее усиление по напряжению достигается на резонансной частоте контура.

Ширина полосы пропускания усилителя определяется разностью верхней и нижней граничных частот $f_в$ и $f_н$ соответственно (рис. 7.3), причем

$$\Delta f = f_в - f_н. \qquad (7.7)$$

На граничных частотах коэффициент усиления по напряжению составляет 0,707 максимального значения (при резонансе), или, другими словами, уменьшение усиления на граничных частотах составляет 3 дБ. Строго говоря, последнее утверждение не вполне корректно, так как децибелы относятся к коэффициенту усиления по мощности (а не по напряжению). Только в отдельных случаях, когда входные и выходные сопротивления, а также входные и выходные коэффициенты мощности равны, усиление по мощности, дБ, равно усилению по напряжению (току), дБ. Однако на практике этими "тонкостями" обычно пренебрегают.

Ширина полосы пропускания резонансного контура зависит от резонансной частоты f_0 и параметра Q, т.е.

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q}. \qquad (7.8)$$

Чем выше значение Q, тем уже полоса пропускания, т.е. тем выше избирательность контура. Избирательность – это способность контура (или усилителя) выбирать заданную полосу частот.

Хотя уравнения (7.5) и (7.6) выведены для сопротивлений и индуктивностей, аналогичные соотношения могут быть получены для сопротивлений и емкостей. Более того, легко вычислить значения Q для каждого элемента на оговоренной частоте. На практике счи-

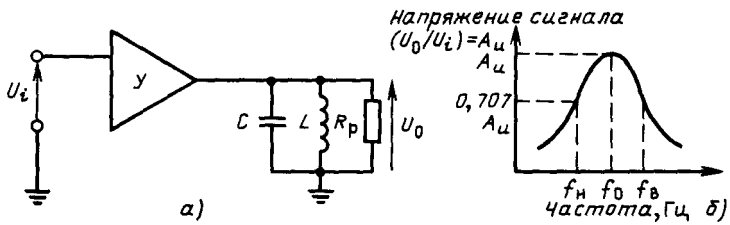
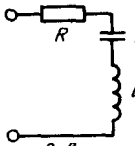
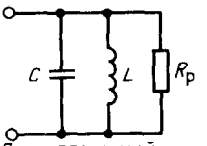


Рис. 7.3. Упрощенная схема резонансного усилителя (*У*)

тается, что емкости резонансных контуров потерь не имеют (значение Q для емкости очень велико), а потери в контурах сосредоточены в основном в индуктивностях, и поэтому соответствующие значения Q (применительно к индуктивностям) варьируются в диапазоне от 30 до 200.

В табл. 7.1 приведены формулы для определения качества резонансных цепей.

Таблица 7.1. **Основные формулы для определения Q**

	Последовательный резонанс	Параллельный резонанс
		
f_0	$\dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$\dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Q	$\dfrac{2\pi f_0 L}{R_S} = \dfrac{1}{2\pi f_0 C R_S}$	$\dfrac{R_p}{2\pi f_0 L} = 2\pi f_0 C R_p$
Q	$\dfrac{1}{R_S}\sqrt{\dfrac{L}{C}}$	$R_p\sqrt{\dfrac{C}{L}}$
Δf	$\dfrac{f_0}{Q}$	$\dfrac{f_0}{Q}$

7.3. ВЫЧИСЛЕНИЕ ЕМКОСТИ, НЕОБХОДИМОЙ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ЗАДАННОЙ РЕЗОНАНСНОЙ ЧАСТОТЫ, И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ

Задача 7.1. Катушка индуктивности 640 мкГн включена параллельно резонансному контуру, настроенному на частоту 455 кГц. На частоте 455 кГц $Q = 70$. Определите значение емкости, которую следует включить параллельно индуктивности, и результирующую полосу пропускания.

Теория. Из уравнения (7.2)

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L},$$

а полоса пропускания

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q}.$$

Решение. Подставляя численные значения в выражение для емкости, получаем

$$C = \frac{1}{4(3{,}14)^2 (4{,}55\cdot 10^5)^2 6{,}40\cdot 10^{-4}} =$$

$$= 191 \text{ пФ}.$$

Теперь вычислим полосу пропускания:

$$\Delta f = \frac{455}{70} = 6{,}5 \text{ кГц}.$$

7.4. РАСЧЕТ ШИРИНЫ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ РЕЗОНАНСНОГО КОНТУРА, НАГРУЖЕННОГО ВНЕШНИМ РЕЗИСТОРОМ

Задача 7.2. Сопротивление нагрузки 240 кОм включено параллельно катушке индуктивности и емкости 191 пФ. Резонансная частота контура составляет примерно 455 кГц. В конденсаторе отсутствуют потери, а у катушки индуктивности на частоте 455 кГц $Q = 70$. Определите полосу пропускания контура.

Теория. Параметр Q ненагруженного контура обозначим через Q_U. Поскольку конденсатор не имеет потерь, для ненагруженного контура на частоте 455 кГц $Q_U = 70$. Из уравнения (7.6) можно определить

$$Q_U = \frac{R_p}{2\pi f_0 L},$$

поэтому $R_p = 2\pi f_0 Q_U L$.

Величина R_p отображает потери в катушке индуктивности на резонансной частоте. Внешнее нагрузочное сопротивление R_L включено параллельно R_p (см. табл. 7.1). Для вычисления Q_L нагруженного резонансного контура можно использовать значение сопротивления, эквивалентного двум параллельно включенным сопротивлениям R_L и R_p, т.е.

$$Q_L = \frac{R_p \parallel R_L}{2\pi f_0 L}. \qquad (7.9)$$

Теперь в соответствии с уравнением (7.8) вычисляем ширину полосы пропускания:

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_L}.$$

Решение. Сопротивленне

$$R_p = 70\cdot 2\cdot 3{,}14\cdot 4{,}55\cdot 10^5\cdot 6{,}40\cdot 10^{-4} =$$

$$= 128 \text{ кОм}.$$

Эквивалентное сопротивление двух параллельно включенных сопротивлений R_L и R_p

$$R_{экв} = \frac{128 \cdot 240}{128 + 240} = 83{,}5 \text{ кОм}.$$

Для нагруженного контура

$$Q_L = \frac{83{,}5}{2 \cdot 3 \cdot 14 \cdot 4{,}55 \cdot 10^5 \cdot 640 \cdot 10^{-4}} = 45{,}6,$$

а результирующая ширина полосы пропускания

$$\Delta f = \frac{455}{45{,}6} = 9{,}98 \text{ кГц}.$$

7.5. АНАЛИЗ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРНОГО РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Задача 7.3. На рис. 7.4 показана схема однокаскадного транзисторного резонансного усилителя. Его выходное сопротивление $R_0 = 20$ кОм, а емкость транзистора $C_0 = 20$ пФ. Параметры резонансного контура: $(N_1 + N_2)/N_1 = 4$; $(N_1 + N_2)/N_3 = 12$; $C_T = 300$ пФ; $L_p = 1{,}2$ мГц и Q (первичной обмотки трансформатора) $= 100$. Для последующего каскада $C_{i2} = 10$ пФ и $R_{i2} = 625$ Ом. Рассчитайте частотную характеристику каскада (f_0 и Δf).

Теория. В резонансных усилителях для связи между каскадами часто используется трансформаторная связь. Индуктивность обмоток трансформатора и емкости определяют избирательность схемы. Настройку трансформатора можно осуществить как со стороны первичной, так и со стороны вторичной обмотки (или одновременно с обеих сторон). В усилителях на биполярных транзисторах обычно настраивают контур, включенный на выходе транзистора, поскольку входное сопротивление последнего весьма мало, соответственно значение Q также невысоко и низка избирательность. Выходное сопротивление биполярного транзистора относительно велико, поэтому можно получить достаточно высокие значения Q и избирательности.

Заметим, что в схеме, показанной на рис. 7.4, используются два трансформатора в выходной цепи: трансформатор связи с числом витков первичной обмотки $N_1 + N_2$, вторичной N_3 и автотрансформатор с числом витков первичной обмотки $N_1 + N_3$ и вторичной N_1. Наличие автотрансформатора с отводом от первичной обмотки позволяет уменьшить влияние нагрузки на качество резонансного контура. Параметры R_0 и C_0 пересчитаны со вторичной обмотки. Ниже приведенные соотношения относятся соответственно к числу витков обмоток трансформатора связи и автотрансформатора:

$$a_1 = \frac{N_1 + N_2}{N_3}; \qquad (7.10)$$

$$a_2 = \frac{N_1 + N_2}{N_1}. \qquad (7.11)$$

Решение. На рис. 7.5 изображена эквивалентная схема резонансного усилителя. Помеченные знаком ′ (прим) величины пересчитаны с учетом числа витков обмоток трансформатора.

Входная емкость следующего каскада, отнесенная к цепи первичной обмотки, определяется в виде

$$C'_{i2} = \left(\frac{1}{a_1}\right)^2 C_{i2} = \frac{1}{12^2} 10 = 0{,}069 \text{ пФ}.$$

По аналогии

$$C'_0 = \left(\frac{1}{a_2}\right)^2 C_0 = \frac{1}{4^2} \cdot 20 = 1{,}25 \text{ пФ};$$

$$R'_{i2} = a_1^2 R_{i2} = 12^2 \cdot 625 = 90{,}0 \text{ кОм};$$

$$R'_0 = a^2 R_0 = 4^2 \cdot 20 = 320 \text{ кОм}.$$

Полная емкость, включенная параллельно L_p,

$$C_{полн} = C_0 + C_T + C_{i2}. \qquad (7.12)$$

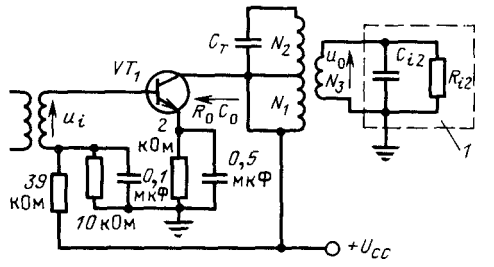


Рис. 7.4. Однокаскадный резонансный усилитель на транзисторе:
1 – следующий каскад

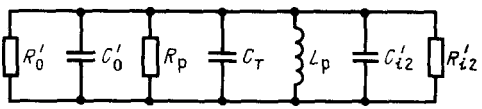


Рис. 7.5. Эквивалентная схема резонансного усилителя

В нашем примере

$$C_{\text{полн}} = 1{,}25 + 300 + 0{,}069 = 301 \text{ пФ}.$$

Заметим, что трансформатор уменьшает влияние C_0 и C_{i2} на настройку схемы.

Центральная частота

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1{,}2\cdot 10^{-3}\cdot 3{,}01\cdot 10^{-10}}} =$$

$$= 265 \text{ кГц}.$$

Из уравнения (7.6) $R_p = Q_U 2\pi f_0 L = 100 \times 2 \cdot 3{,}14 \cdot 2{,}65 \cdot 10^5 \cdot 1{,}2 \cdot 10^{-3} = 200$ кОм.

Полное сопротивление, включенное параллельно с L_p,

$$R_{\text{полн}} = R_p \| R'_{i2} \| R'_0 = 200 \| 90 \| 320 = 52{,}0 \text{ кОм}.$$

Качество нагруженного контура

$$Q_L = \frac{R_{\text{полн}}}{2\pi f_0 L} = \frac{52{,}0}{2\cdot 3{,}14\cdot 2{,}65\cdot 10^5\cdot 1{,}2\cdot 10^{-3}} = 26{,}0.$$

Полоса пропускания

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_L} = \frac{265}{26{,}0} = 10{,}2 \text{ кГц}.$$

7.6. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОДИНОЧНОГО РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ НА ТРАНЗИСТОРЕ

Задача 7.4. Транзистор в схеме, показанной на рис. 7.4, имеет следующие параметры: $h_{fe} = 50$; $h_{ie} = 1$ кОм; $h_{oe} = 50$ мкс; $f_T = 30$ МГц. Отношения чисел витков трансформатора соответственно $(N_1 + N_2)/N_1 = 4$ и $(N_1 + N_2)N_3 = 12$. Для задачи, рассмотренной в § 7.5, включенное параллельно первичной обмотке трансформатора связи $R_{\text{полн}} = 52$ кОм, а резонансная частота составляет 265 кГц. Рассчитайте коэффициент усиления усилителя по напряжению для f_0 ($A_u = u_0/u_i$).

Теория. На частотах ниже граничной частоты для β-транзистора усиление по напряжению транзистора, включенного по схеме с ОЭ, с хорошим приближением определяется соотношением

$$A_u = \frac{u_{ce}}{u_{be}} = \frac{-h_{fe} R_{\text{н}}}{h_{ie}}, \qquad (7.13)$$

где u_{ce} и u_{be} представляют собой напряжения коллектор – эмиттер и база – эмиттер соответственно.

Заметим (см. рис. 7.4), что $u_i = u_{be}$ (переменные величины), но $u_0 \neq u_{ce}$, и при расчете $A_u = u_0/u_i$ надо учитывать соотношения между витками трансформатора. Граничная частота f_β – это частота, на которой h_{fe} составляет 70,7 % своего значения на низких частотах, причем

$$f_\beta = \frac{f_T}{h_{fe}}, \qquad (7.14)$$

где f_T – частота, на которой $h_{fe} = 1$.

Решение. Частота

$$f_\beta = \frac{30\cdot 10^3}{50} = 600 \text{ кГц}.$$

Поскольку $f_0 < f_\beta$, для расчета коэффициента усиления усилителя можно использовать формулу (7.13). Значение (7.13) характеризует нагрузочное сопротивление транзистора по переменному току от коллектора к земле, поэтому надо рассчитать сопротивление переменному току между катушкой индуктивности и землей. Так как значение $R_{\text{полн}}$ уже известно из предыдущей задачи, зная отношение чисел витков автотрансформатора, можно рассчитать, что

$$R_{\text{н}} = \left(\frac{1}{a_2}\right)^2 R_{\text{полн}} = \frac{1}{4^2}\,52 = 3{,}25 \text{ кОм}.$$

Тогда из уравнения (7.13)

$$A_u = \frac{u_{ce}}{u_{be}} = \frac{-h_{fe} R_{\text{н}}}{R_{ie}} = \frac{-50\cdot 3{,}25}{1} = -162{,}5.$$

Отношение чисел витков автотрансформатора

$$\frac{N_1 + N_2}{N_1} = \frac{u_{\text{перв}}}{u_{ce}} = 4,$$

а отношение чисел витков трансформатора связи

$$\frac{N_1 + N_2}{N_3} \frac{u_{\text{перв}}}{u_0} = 12.$$

Теперь рассчитаем параметр:

$$A_u = \frac{u_0}{u_i} = \frac{u_{ce}}{u_{be}} \frac{u_{\text{перв}}}{u_{ce}} \frac{u_0}{u_{\text{перв}}} =$$

$$= (-162{,}5)\, 4 \frac{1}{12} = -54{,}2. \qquad (7.15)$$

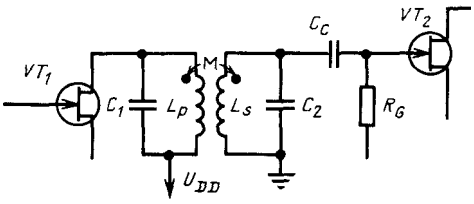


Рис. 7.6. Схема резонансного усилителя на полевых транзисторах, связанных двумя контурами

7.7. АНАЛИЗ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВУХКОНТУРНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Двухконтурная схема, критическая связь. *Задача 7.5.* На рис. 7.6 показана схема усилителя на полевых транзисторах, связанных двумя контурамн. Если $L_p = L_s = 220$ мкГн, $C_1 = C_2 = 560$ пФ, $M = 2{,}20$ мкГн, то $Q_p = Q_s = 100$ (с учетом нагрузки). Рассчитайте частотную характеристику цепи связи.

Теория. Поскольку входные сопротивления полевых транзисторов относительно велики, можно настраивать обе катушкн индуктивности на центральную частоту с высоким качеством контуров. С помощью схемы, приведенной на рис. 7.6, удается получить относительно плоскую характеристику в области частот, близких к резонансной.

Вид частотной характеристики схемы с двумя контурами зависит от коэффициента связи между катушками индуктивности. Коэффициент связи

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}}, \qquad (7.16)$$

где M – взанмная индуктивность двух катушек, Гн; L_p – индуктивность первичной обмотки, Гн; L_s – индуктивность вторичной обмотки, Гн.

Коэффицнент связи ($0 \leqslant k \leqslant 1$) количественно описывает степень связи между катушками. Если $k = 0$, то между катушками связь отсутствует. Если $k = 1$, то весь магнитный поток, создаваемый первым контуром, пронизывает обмотку второго контура. На рис. 7.7 показана частотная характеристика двух связанных контуров при различных значениях k.

Критический коэффициент связи

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_p Q_s}}, \qquad (7.17)$$

где Q_p и Q_s – качества соответствующих контуров с учетом их нагрузки.

Если $k < k_c$, то связь между контурамн мала (докритическая) н резонансная характеристика двух контуров напоминает характеристику одиночного контура. Если $k > k_c$, то связь между контурами очень сильная (сверхкритическая) и частотная характеристика имеет два разнесенных по частоте максимума. Чем сильнее связь, тем дальше расположены максимумы друг от друга и глубже провал между ними (рнс. 7 7). При $k = k_c$ связь критическая и частотная характеристика максимально "приближается" к прямоугольной, причем полоса пропускания при этом

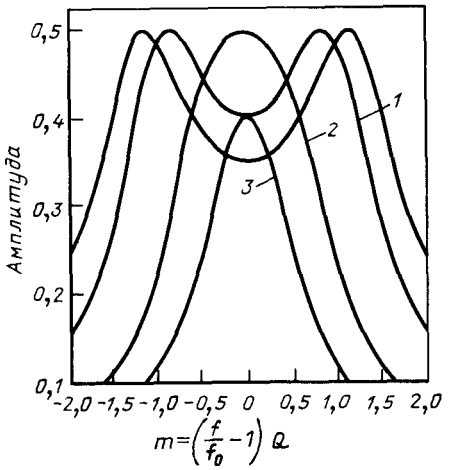


Рис. 7.7. Частотная характеристика двух связанных контуров при различных значениях k ($p = kQ$):
1 – $p = 2{,}0$; *2* – $p = 1{,}0$ (критическая связь); *3* – $p = 0{,}5$

$$\Delta f = \frac{\sqrt{2} f_0}{Q_A}; \qquad (7.18)$$

$$Q_A = \frac{Q_p + Q_s}{2}. \qquad (7.19)$$

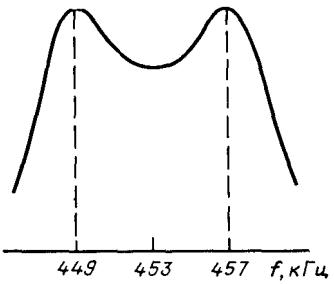


Рис. 7.8. Частотная характеристика двухконтурной системы при сверхкритической связи

В случае сверхкритической связи центральная частота является резонансной частотой настраиваемых цепей. Значения частот, соответствующих "верхнему" и "нижнему" пикам (максимумам), определяются следующим образом (рис. 7.8):

$$f_2 = f_0\left(1 + \frac{1}{2Q_A}\sqrt{k^2 Q_A^2 - 1}\right); \quad (7.20)$$

$$f_1 = f_0\left(1 - \frac{1}{2Q_A}\sqrt{k^2 Q_A^2 - 1}\right). \quad (7.21)$$

Решение. Центральная частота

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

$$= \frac{1}{2\pi\sqrt{2{,}20\cdot 10^{-4}\cdot 5{,}60\cdot 10^{-10}}} = 453 \text{ кГц}.$$

Для определения характера связи определим

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} = \frac{2{,}20}{220} = 0{,}01;$$

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_p Q_s}} = \frac{1}{Q_A} = \frac{1}{100} = 0{,}01.$$

Таким образом, связь критическая и

$$\Delta f = \frac{\sqrt{2}\,f_0}{Q_A} = \frac{2\cdot 453}{100} = 6{,}41 \text{ кГц}.$$

Анализ двухконтурной цепи при сверхкритической связи. *Задача 7.6.* В схеме, показаиной на рис. 7.6, первичная и вторичная обмотки контуров сдвинуты относительно друг друга так, что взаимная индуктивность цепи составляет 4,40 мкГн. Все прочие параметры такие же, как и в задаче 7.5. Рассчитайте частотные характеристики цепи связи.

Теория – см. задачу 7.5.

Решение. Поскольку значения L и C не изменились, центральная частота по-прежнему составляет 453 кГц. Коэффициент связи

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} = \frac{4{,}40}{220} = 0{,}020.$$

Так как Q_A не изменилось, $k_c = 0{,}010$ и связь является сверхкритической. Вычислим частоты, соответствующие пикам:

$$f_2 = f_0\left(1 + \frac{1}{2Q_A}\sqrt{k^2 Q_A^2 - 1}\right) =$$

$$= 453\left(1 + \frac{1}{2\cdot 100}\sqrt{(0{,}02\cdot 100)^2 - 1}\right) =$$

$$= 457 \text{ кГц};$$

$$f_1 = f_0\left(1 - \frac{1}{2Q_A}\sqrt{k^2 Q_A^2 - 1}\right) =$$

$$= 453\left[1 - \frac{1}{2\cdot 100}\sqrt{(0{,}02\cdot 100)^2 - 1}\right] = 449 \text{ кГц}.$$

Теперь с помощью рис. 7.7 определим форму частотной характеристики (она показана на рис. 7.8).

7.8. МНОГОКАСКАДНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Если коэффициент усиления однокаскадного усилителя недостаточен для достижения поставленной цели, то число каскадов надо увеличить. Форма результирующей резонансной характеристики многокаскадного усилителя зависит от настройки отдельных каскадов. Настройка каскадов производится синхронно или покаскадно. При синхронной настройке все каскады настраиваются на одну и ту же частоту. При покаскадной настройке каскады настраиваются на частоты, отличные от резонансной. В этом случае форма частотной характеристики приближается к прямоугольной и соответственно улучшается избирательность схемы. Однако реализация такой настройки связана с некоторыми трудностями.

Частотная характеристика синхронно настраиваемого многокаскадиого усилителя. *Задача 7.7.* На рис. 7.9 показана структурная схема двухкаскадного синхронно настраиваемого усилителя. Определите значение Q_L (нагруженного контура) каждого каскада, если результирующая полоса пропускания составляет 240 кГц при центральной частоте 10,7 МГц. Считайте, что $Q_{L_1} = Q_{L_2}$.

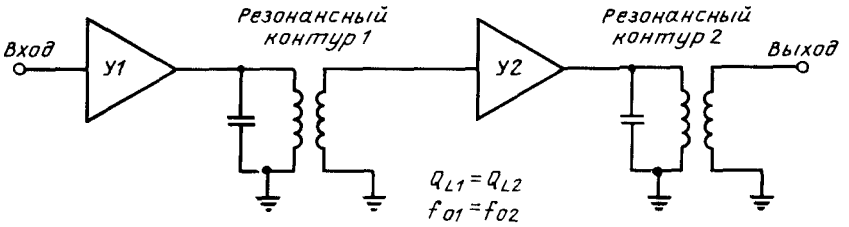


Рис. 7.9. Схема двухкаскадного синхронно настроенного усилителя: *У1, У2* – усилители

Теория. Результирующая полоса пропускания усилителя из нескольких идентично настроенных каскадов

$$\Delta f_{\text{рез}} = \frac{\Delta f_1}{\sqrt{2^{1/n} - 1}}, \qquad (7.22)$$

где n – число каскадов; Δf_1 – полоса пропускания одного каскада.

Решение. Согласно уравнению (7.22) требуемая полоса пропускания одного каскада

$$\Delta f_1 = \frac{\Delta f_{\text{рез}}}{\sqrt{2^{1/n} - 1}} =$$

$$= \frac{240}{\sqrt{2^{1/2} - 1}} = 373 \text{ кГц}.$$

Для каждого каскада

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{10{,}7 \cdot 10^3}{373} = 28{,}7.$$

Анализ усилителя с покаскадно-настроенными каскадами. *Задача 7.8.* Двухкаскадный усилитель, схема которого показана на рис. 7.9, необходимо настроить так, чтобы получить форму частотной характеристики, максимально приближенную к прямоугольной при центральной частоте 10,7 МГц и полосе пропускания 240 кГц. Рассчитайте необходимую центральную частоту, полосу пропускания и параметр Q каждого каскада.

Теория. Для двухкаскадного усилителя центральные частоты каскадов должны быть разнесены в соответствии с уравнениями (7.23) и (7.24), а полоса пропускания каждого каскада должна быть выбрана в соответствии с соотношением (7.25). При этом обеспечивается оптимальная форма частотной характеристики (см. § 7.7). Частоты

$$f_{01} = f_0 - 0{,}35\,\Delta f_{\text{рез}}; \qquad (7.23)$$

$$f_{02} = f_0 + 0{,}35\,\Delta f_{\text{рез}}; \qquad (7.24)$$

$$\Delta f_1 = \Delta f_2 = 0{,}707\,\Delta f_{\text{рез}}. \qquad (7.25)$$

Решение. Рассчитаем требуемые значения центральных частот каждого каскада:

$$f_{01} = f_0 - 0{,}35\,\Delta f_{\text{рез}} = 10{,}7 -$$

$$- 0{,}35 \cdot 240 \cdot 10^{-3} = 10{,}62 \text{ МГц};$$

$$f_{02} = f_0 + 0{,}3\,\Delta f_{\text{рез}} = 10{,}7 +$$

$$+ 0{,}35 \cdot 240 \cdot 10^{-3} = 10{,}78 \text{ МГц}.$$

Полоса пропускания каждого каскада

$$\Delta f = 0{,}707\,\Delta f_{\text{рез}} = 0{,}707 \cdot 240 =$$

$$= 170 \text{ кГц},$$

и соответственно

$$Q_{L1} = \frac{f_{01}}{\Delta f_1} = \frac{10{,}62 \cdot 10^{-3}}{170} = 62{,}5;$$

$$Q_{L2} = \frac{f_{02}}{\Delta f_2} = \frac{10{,}78 \cdot 10^{-3}}{170} = 63{,}4.$$

Соотношение для полосы пропускания при максимальном приближении частотной характеристики к прямоугольной выглядит следующим образом:

$$\Delta f = \frac{\sqrt{2} f_0}{Q_A}.$$

В рассматриваемом примере

$$Q_A = \frac{Q_1 + Q_2}{2} = \frac{62{,}7 + 63{,}4}{2} = 63{,}1;$$

$$\Delta f_{\text{рез}} = \frac{2 \cdot 10{,}7 \cdot 10^3}{63{,}1} = 240 \text{ кГц}.$$

7.9. УСИЛИТЕЛИ С ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ РЕЗОНАНСНОЙ ЧАСТОТОЙ

Во многих случаях применения резонансных усилителей требуется обеспечивать возможности изменения резонансной частоты в определенных диапазонах. Рассмотрим, например, широковещательный приемник ампли-

тудно-модулированных (АМ) сигналов. Поскольку несущие частоты АМ-радиостанций определяются ФКК (Федеральной комиссией связи) и варьируются в пределах от 540 кГц до 1,6 МГц, входные цепи первых каскадов должны обеспечивать возможность перестройки прибора в соответствующем диапазоне частот. К тому же местный гетеродин приемника должен обеспечивать постоянство промежуточной частоты, равной 455 кГц, и соответственно частота гетеродина должна изменяться от 995 кГц до 2,055 МГц.

В супергетеродинных приемниках используются смесители, на выходе которых выделяется постоянная частота, называемая промежуточной и равная разности между входной несущей частотой передатчика и частотой местного гетеродина. Таким образом, резонансная частота усилителя промежуточной частоты всегда постоянна.

Резонансная частота настраиваемого контура определяется параметрами переменных емкостей и индуктивностей для получения необходимых изменений f_0. Практически варьировать частоту в широком диапазоне проще путем изменения значения емкости, нежели индуктивности. Для этого применяются конденсаторы переменной емкости с воздушным диэлектриком и параллельно расположеиными пластинами.

Отношение частот

$$ОЧ = \frac{f_в}{f_н}, \qquad (7.26)$$

где $f_в$ и $f_н$ – наивысшая и наинизшая частоты настройки соответственно.

Для изменения параметров индуктивности обычно используются подстроечные сердечники из порошкового железа или другого магнитного материала, которые могут перемещаться вдоль оси катушки индуктивности.

В последние годы широко применяется электронная настройка, осуществляемая с помощью варикапов (варикаторов).

Расчет резоиансиой цепи с варикапом. *Задача 7.9.* В резонансном усилителе для обеспечения устойчивости заданной резонансной частоты используется схема автоматической регулировки частоты (АРЧ) (рис. 7.10). Подобные схемы применяются для коррекции возможных изменений частоты гетеродина, вызванных различными причинами. На рис. 7.10 показана упрощенная схема АРЧ. Рассчитайте диапазон резонансных частот усилителя и соответствующие значения Q, если $L_1 = 0{,}110$ мкГн, $Q = 100$ на частоте 65 МГц, $C_1 = 47$ пФ и варикап имеет следующие параметры: $C_T = 10$ пФ при $U_R = 1$ В, а $R_p = 10 \times 10^9$ Ом. (U_R – напряжение обратного смещения на диоде.) Примите, что напряжение АРЧ может изменяться от 1 до 12 В.

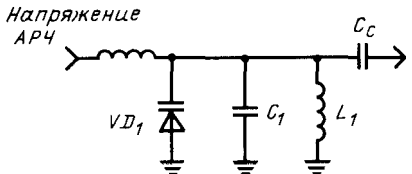


Рис. 7.10. Упрощенная схема АРЧ

Теория. Варикапы – это кремниевые диоды, обедненная область p–n-переходов которых используется в качестве емкости, управляемой напряжением. Ширииа обедненной области пропорциональна значению обратного напряжения, а емкость перехода обратно пропорциональна напряжению смещения. Точное соотношение между напряжением смещения и емкостью зависит от геометрии прибора. Варикапы широко применяются в резонансных усилителях. Они позволяют осуществлять дистанционное управление настройкой прибора, имеют небольшие габариты и массу по сравнению с традиционными конденсаторами переменной емкости.

Коэффициент перестройки прибора

$$КП = \frac{C_T\,(U_{min})}{C_T\,(U_{max})}. \qquad (7.27)$$

Поскольку емкость обратно пропорциональна обратному напряжению, коэффициент перестройки представляет собой отношение максимальной емкости C_T к минимальной.

В варикапах используются резкие и сверхрезкие переходы. Коэффициенты перестройки для резких переходов варьируются в диапазоне от 1,6 до 3,5, а для сверхрезких достигают 15. Изготовители обычно указывают отношение частот, равное корню квадратному из коэффициента перестройки для конкретного типа диода.

Типичные значения $Q_у$ конденсаторов переменной емкости с воздушным диэлектриком составляют несколько тысяч, а у варикапов могут быть сравнимы с качеством катушек индуктивности, причем с этим необходимо считаться.

У варикапа для $f > 10^6$ Гц

$$Q_D = \frac{1}{2\pi f C_T R_s}, \qquad (7.28)$$

а для $f < 10^4$ Гц

$$Q_D = 2\pi f C_T R_p, \qquad (7.29)$$

где f – частота, Гц; C_T – емкость варикапа, Ф; R_s – объемное сопротивление кремния, Ом; R_p – сопротивление обратносмещенного диода, Ом.

Заметьте, что в соответствии с (7.29) значение Q растет с повышением частоты до 10^4 Гц и уменьшается на частотах выше 10^6 Гц. В интервале частот от 10^4 до 10^6 Гц качество варикапа обычно очень велико, и им обычно пренебрегают по сравнению с качеством катушки индуктивности. Впрочем, значения Q можно узнать из технической документации.

Решение. Диапазон изменения значений C_T определяется из уравнений (7.27) и условий задачи, поэтому

$$C_T(U_{max}) = \frac{C_T(U_{min})}{КП} = \frac{10}{2{,}5} = 4 \text{ пФ}.$$

Результирующая параллельная емкость определяется суммой индивидуальных емкостей, т.е.

$$C_{рез} = C_T + C_1 = 10 + 47 = 57 \text{ пФ}$$

или

$$C_{рез} = C_T + C_1 = 4 + 47 = 51 \text{ пФ}.$$

Диапазон частот

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

и соответственно

$$f_{он} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14\sqrt{0{,}11 \cdot 10^{-6} \cdot 57 \cdot 10^{-12}}} =$$

$$= 63{,}6 \text{ МГц};$$

$$f_{ов} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14\sqrt{0{,}11 \cdot 10^{-6} \cdot 51 \cdot 10^{-12}}} =$$

$$= 67{,}2 \text{ МГц}.$$

Поскольку $f_0 > 10^6$ Гц, параметр Q варикапа на различных частотах рассчитывается следующим образом:

$$Q_{VD} = \frac{1}{2\pi f C_T R_S} \times$$

$$\times \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 63{,}6 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-12} \cdot 2} = 125$$

или

$$Q_{VD} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 67{,}2 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-12} \cdot 2} =$$

$$= 296.$$

В резонансной цепи на $f = 63{,}6$ МГц

$$Q_{рез} = \frac{Q_{VD} Q_1}{Q_{VD} + Q_1} = \frac{125 \cdot 100}{125 + 100} = 55{,}6,$$

а на $f = 67{,}2$ МГц (7.30)

$$Q_{рез} = \frac{296 \cdot 100}{296 + 100} = 74{,}8.$$

7.10. СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Наличие внутренней обратной связи транзистора через емкость коллектор – база C_{ob} на высоких частотах может привести к возникновению генерации. Это обстоятельство особенно существенно в случае усилителей с высокими коэффициентами усиления, а также индуктивных нагрузок на потенциально "нестабильных" частотах. Поскольку фаза сигнала обратной связи зависит от частоты, возникают трудности в создании цепей стабилизации для усилителей с высокими коэффициентами усиления и широкополосных усилителей. Пассивные компоненты схем, позволяющие избежать паразитных возбуждений на одной частоте, могут создать осложнения на другой частоте. Но для узкополосных резонансных усилителей в большинстве случаев известны относительно простые и надежные схемы стабилизации.

В большинстве практических схем резонансных усилителей используется сигнал обратной связи, противоположный по фазе и и равный по напряжению сигналу, создаваемому внутренней обратной связью. Если в усилителе упомянутый дополнительный сигнал полностью нейтрализует (компенсирует) сигнал внутренней обратной связи, то такой усилитель считается полностью нейтрализованным. Если внешний сигнал обратной связи стабилизирует усилитель, но не полностью нейтрализует внутреннюю обратную связь, то усилитель считается нейтрализованным. В большинстве случаев различиями между этими терминами пренебрегают.

Другой способ конструирования стабильных резонансных усилителей заключается в использовании каскадных схем, минимизирующих влияние C_{ob}. Во избежание возникновения нежелательных возбуждений следует уменьшить коэффициент усиления усилителя, в частности, путем уменьшения сопротивления нагрузки до уровня, при котором возбуждение не возникает.

Нейтрализация резонансных усилителей. *Задача 7.10.* В схеме резонансного усилителя, показанной на рис. 7.11, имеется нейтрализующий конденсатор C_N. При условии, что C_{ob} транзистора составляет 10 пФ, рассчитайте параметры C_N, необходимые для нейтрализа-

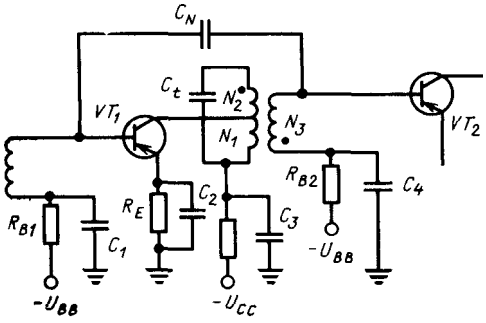


Рис. 7.11. Схема резонансного усилителя с нейтрализацией

цин усилителя. Считайте, что $(N_1 + N_2)/N_1 = 10$ и $(N_1 + N_2)/N_3 = 6$.

Теория. Фазоинвертирующие свойства транзистора упрощают задачу составления схемы нейтрализации. На рис 7.11 переменное напряжение между базой транзистора VT_2 и землей сдвинуто по фазе на 180° по отношению к переменному напряжению на коллекторе VT_1 (обратите внимание на точки, которыми отмечены начала и концы обмоток трансформатора).

Для нейтрализации усилителя значение C_N должно быть выбрано таким, чтобы сигнал на базе VT_1 компенсировал внутреннюю обратную связь через емкость C_{0b} между коллектором и базой транзистора VT_1. С учетом числа витков обмоток трансформатора

$$C_N = \frac{N_1}{N_3} C_{0b}. \qquad (7.31)$$

Решение. Вычисляя необходимые числа витков, получаем

$$\frac{N_1 + N_2}{N_3} \frac{N_1}{N_1 + N_2} = \frac{6}{10} = 0{,}6.$$

Затем с помощью (7.31) вычисляем

$$C_N = 0{,}6 \cdot 10 = 6 \text{ пФ}.$$

7.11. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В последние годы все большее применение в радиоаппаратуре находят линейные ИС. Ряд изготовителей выпускает ФИС, специально предназначенные для работы в качестве усилителей высокой и промежуточной частоты. Они дешевы, обеспечивают высокое усиление сигнала, часто содержат элементы высокоэффективных схем АРЧ.

Задача 7.11. На рис. 7 12 показана схема однокаскадного резонансного усилителя на линейной ИС. Рассчитайте частотную характеристику усилителя

Теория. В схеме на рис. 7.12 используется ИС, специально предназначенная для резонансного усиления. Подобные схемы могут включать в себя один или более дифференциальных усилителей с отдельными выводами для подачи напряжения АРУ.

Необходимое напряжение АРУ обычно представляет собой часть продетектированного выходного сигнала. При большом уровне выходного сигнала оно уменьшает коэффициент усиления усилителя и увеличивает его при уменьшении выходного сигнала.

Дифференциальный выход ИС служит для увеличения усиления по напряжению на 6 дБ и получения максимального размаха выходного напряжения.

Катушки индуктивности L_1 и L_2 намотаны на цилиндрическом сердечнике. Собственная индуктивность однослойной катушки без сердечника, мкГн,

$$L = \frac{(RN)^2}{9R + 10L}, \qquad (7.32)$$

где L – длина катушки; N – число витков; R – радиус катушки.

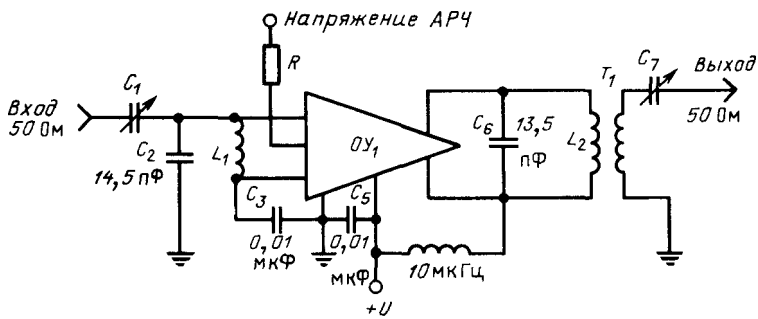


Рис. 7.12. Схема однокаскадного резонансного усилителя на линейной ИС ($ОУ_1$)

Максимальная эффективность цилиндрической катушки, мкГн, и максимальная индуктивность при минимальных габаритах достигаются, когда $R/L = 1{,}25 \cdot$

$$L = \frac{RN^2}{17}. \qquad (7.33)$$

В усилителе, показанном на рис. 7.12, входной контур состоит из элементов C_2 и L_1; C_6 и L_2 образуют выходной контур; C_3 и C_5 – развязывающие кондеисаторы, предотвращающие нежелательное возбуждение. Емкости C_1 и C_7 используются для установки значений входных и выходных импедансов. Чем меньше параметры C_1 и C_7, тем выше значения импедансов.

Решение. С помощью уравнения (7.32) рассчитываем

$$L_1 = \frac{(1/4 \cdot 12)^2}{9 \cdot 1/4 + 10 \cdot 1/2} = 0{,}862 \text{ мкГн}$$

и по аналогии

$$L_2 = \frac{(1/4 \cdot 12)^2}{9 \cdot 1/4 + 10 \cdot 3/4} = 0{,}923 \text{ мкГн}.$$

Теперь вычислим с учетом уравнения (7.2) резонансные частоты входного и выходного контуров соответственно:

$$f_{0\text{вх}} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14\sqrt{0{,}862 \cdot 10^{-6} \cdot 14{,}5 \cdot 10^{-12}}} =$$

$$= 45{,}0 \text{ МГц};$$

$$f_{0\text{ вых}} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14\sqrt{0{,}923 \cdot 10^{-6} \cdot 13{,}5 \cdot 10^{-12}}} =$$

$$= 45{,}1 \text{ МГц}.$$

Таким образом, центральная частота составляет приблизительно 45 МГц.

Ширина полосы пропускания усилителя зависит от параметров импедансов, включенных параллельно резонансным коитурам, и значений Q ненагруженных катушек индуктивности. Значения входных и выходных импедансов LiC указаны в справочниках, а для определения Q воспользуемся Q-метром. Параметры емкостей C_1 и C_7 обычно подбираются при настройке усилителей.

Ширина полосы пропускания каждой резонансной цепи

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi R_T C}, \qquad (7.34)$$

где R_T и C – соответственно полное сопротивление и емкость, включенные параллельно резонансному контуру.

Глава 8

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Р.А. Бартковяк

Обратная связь (ОС) – это условие функционирования физической системы, при котором часть энергии передается с ее выхода на вход. Введение ОС в физическую систему, например электронную, изменяет рабочие характеристики системы.

На практике, главным образом в усилителях, ОС организована так, что часть выходного сигнала, подаваемая на вход усилителя, вычитается из входного сигнала. Такая связь называется отрицательной обратной связью (ООС). Если часть выходного сигнала, подаваемая на вход, складывается с входным сигналом, то ОС называется положительной обратной связью (ПОС) или (достаточно редко) регенеративной

Отрицательная обратная связь стабилизирует коэффициент усиления усилителя, расширяет его полосу пропускания, уменьшает шумы и искажения и используется значительно чаще, чем ПОС, которая увеличивает коэффициент усиления, но уменьшает полосу пропускания и vxvдшает стабильность усиления. Положительная обратная связь примеияется преимущественно в генераторах.

В этой главе рассмотрено изменение значений импедансов, коэффициентов усиления и стабильности усиления, вызванные введением ОС.

8.1. РАСЧЕТ РЕЗУЛЬТИРУЮЩЕГО КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ ПРИ НАЛИЧИИ ОС

Задача 8.1. Коэффициент усиления усилителя (рис. 8.1) с разомкнутой цепью ОС составляет 200. Определите коэффициент усиления усилителя в случае, когда 15% выходного сигнала подается на вход со сдвигом фазы на 180°.

Теория. Коэффициент усиления (по току или напряжению) при разомкнутой цепи ОС равен A (индекс u означает, что речь идет о коэффициенте усиления по напряжению, а

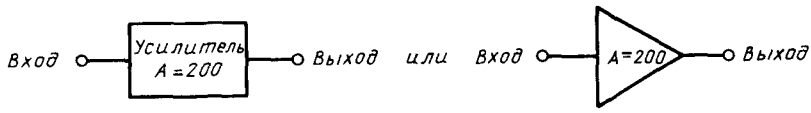


Рис. 8.1. Обозначения усилителей (без ОС)

i – по току. Используя индекс 0 для выхода и i для входа, определяем коэффициент усиления по напряжению при разомкнутой цепи ОС

$$A_u = \frac{u_0}{u_i} \tag{8.1}$$

и соответственно по току

$$A_i = \frac{i_0}{i_i} \ . \tag{8.2}$$

Цепь ОС замкнута, при этом часть выходного сигнала B подается на вход усилителя (рис. 8.2), и результирующий коэффициент усиления при наличии ОС называется коэффициентом усиления при замкнутой цепи ОС. Величина B называется коэффициентом обратной связи. Выражения для коэффициентов усиления по напряжению и току в условиях замкнутой цепи ОС выглядят следующим образом:

$$A_{uf} = \frac{A_u}{1 - A_u B} \ ; \tag{8.3}$$

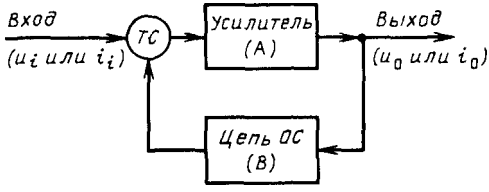


Рис. 8.2. Структурная схема усилителя с обратной связью:
ТС – точка суммирования

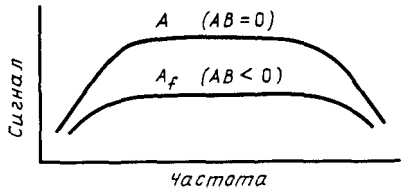


Рис. 8.3. Влияние ООС на усиление на средних частотах

$$A_{if} = \frac{A_i}{1 - A_i B} \ . \tag{8.4}$$

Величины A_i и A_u зависят от частоты, поэтому результирующий коэффициент усиления также зависит от частоты. При выполнении условия

$$|1 - AB| > 1 \tag{8.5}$$

реализуется ООС, а при выполнении условия

$$|1 - AB| < 1 \tag{8.6}$$

реализуется ПОС. Причем ПОС может вызывать нежелательные возбуждения усилителя.

Решение. Безотносительно к тому, какое усиление имеет место (по току или по напряжению), поскольку сигнал ОС сдвинут по фазе на 180°, составляющая B отрицательна. Подставляя значение B в выражение для определения коэффициента усиления при замкнутой цепи ОС, получаем

$$A_f = \frac{200}{1 - (-0{,}15)(200)} = \frac{200}{31} = 6{,}45.$$

Следовательно, коэффициент усиления усилителя при наличии ОС уменьшается (рис. 8.3).

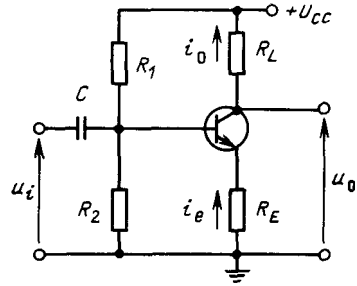
8.2. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ УСИЛИТЕЛЯ НА БИПОЛЯРНОМ ПЛОСКОСТНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ОС

Задача 8.2. Рассчитайте коэффициент усиления усилителя на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ (рис. 8.4). Дано: $R_1 = 60$ кОм; $R_2 = 30$ кОм; $R_L = 5$ кОм; $R_E = 100$ Ом. Параметры транзистора: $\beta = h_{fe} = 100$; $h_{ie} = 300$ Ом; $h_{0e} = 1 \cdot 10^{-6}$ См.

Теория. Усилитель и цепь ОС, показанные на рис. 8.1 и 8.2, представляют собой четырехполюсники. Предполагается, что "отсутствующие" зажимы заземлены. На рис. 8.5 представлены четыре способа введения ОС.

Сопротивление в цепи эмиттера R_E (см. рис. 8.4) является общим элементом для входных и выходных цепей. Оно образует последовательную по входу и последовательную по выходу цепь ОС. Такая схема называется схемой с последовательной ОС. Заме-

Рис. 8.4. Схема усилителя с общим эмиттером и последовательной ОС



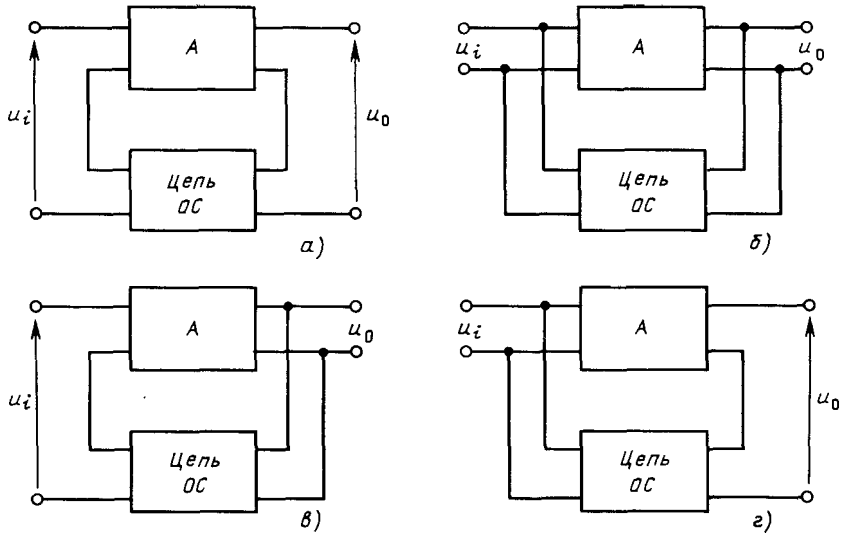


Рис. 8.5. Четыре варианта введения обратной связи:
а – последовательный вход, последовательный выход; *б* – параллельный вход, параллельный выход; *в* – последовательный вход, параллельный выход; *г* – параллельный вход, последовательный выход

тим, что действующий сигнал ОС формируется на сопротивлении R_E, и так как ток эмиттера приблизительно равен выходному току, то

$$B \approx \frac{R_E}{R_E + R_L} . \qquad (8.7)$$

Уравнение (8.7) справедливо, если $\beta R_E >> h_{ie}$ и сопротивления смещения в цепи базы велики. В иных случаях следует пользоваться эквивалентной схемой, показанной на рис. 8.6.

Входное сопротивление транзистора

$$R_i' \approx h_{ie} + \beta R_E . \qquad (8.8)$$

Эквивалентное сопротивление усилителя, построенное на сопротивлениях R_1 и R_2,

$$R_B = R_1 \| R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} . \qquad (8.9)$$

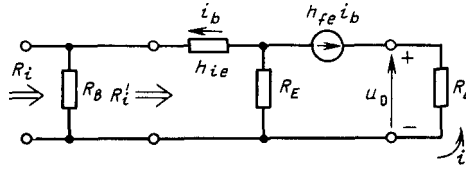


Рис. 8.6. Эквивалентная схема каскада, показанного на рис. 8.4

Входное сопротивление полной цепи

$$R_i = R_B \| R_i' = \frac{R_B R_i'}{R_B + R_i'} . \qquad (8.10)$$

Коэффициент усиления по току

$$A_{if} \approx -\beta \left(\frac{R_B}{R_B + h_{ie} + \beta R_E} \right) . \qquad (8.11)$$

Наконец, коэффициент усиления по напряжению

$$A_{uf} \approx A_{if}\left(\frac{R_L}{R_i}\right). \qquad (8.12)$$

Решение. В отсутствие ОС $R_E = 0$, $R_i \approx$ ≈ 300 Ом, $A_i = -100$ и $A_u \approx 1670$. При $R_E =$ $= 100$ Ом из уравнения (8.7) определяем

$$B = \frac{100}{100 + 5000} = \frac{100}{5100} \approx 0{,}0196.$$

Подставляя величины A_u и B в соотношение (8.3), получаем

$$A_{uf} = \frac{-1670}{1 + 1670 \cdot 0{,}0196} =$$

$$= \frac{-1670}{33{,}7} \approx -49{,}5.$$

8.3. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ПО ТОКУ И ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА УСИЛИТЕЛЯ НА БИПОЛЯРНОМ ПЛОСКОСТНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ОС

Задача 8.3. Рассчитайте коэффициент усиления по току и входной импеданс для случая последовательной ОС применительно к предыдущей задаче. Затем, используя полученные значения, пересчитайте A_{uf}.

Решение. Из предыдущей задачи и рис. 8.4 и 8.6 вычисляем R_B и A_{if} с помощью уравнений (8.9) и (8.11). Итак,

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{30 \cdot 60}{30 + 60} = 20 \text{ кОм};$$

$$A_{if} = -100\,\frac{20}{20 + 300 + 10} \approx -100\,\frac{20}{30} = -67$$

Подставляя соответствующие значения в (8.8) и (8.10), получаем

$$R_i' \approx h_{ie} + \beta R_E =$$

$$= 300 + (100)(100) = 10{,}3 \text{ кОм},$$

поэтому

$$R_i = R_B \parallel R_i' = \frac{20 \cdot 10{,}3}{20 + 10{,}3} = 6{,}8 \text{ кОм}.$$

Коэффициент усиления с учетом уравнения (8.12)

$$A_{uf} \approx A_{if}\left(\frac{R_L}{R_i}\right) =$$

$$= -67\,\frac{5}{6{,}8} \approx -49.$$

Результирующее влияние последовательной ОС, называемой ОС по току, на коэффициент усиления и импедансы усилителя показано в табл. 8.1.

8.4. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ПО ТОКУ И ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ПЛОСКОСТНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОС

Задача 8.4. Рассчитайте коэффициент усиления по току усилителя с ОЭ, показанного на рис. 8.7. Дано: $R_F = 100$ кОм; $R_L = 5$ кОм.

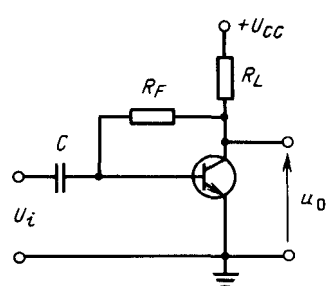


Рис. 8.7. Схема усилителя с ОЭ и параллельной ОС

Таблица 8.1. Влияние последовательной и параллельной ОС на параметры усилителя

Вид ОС	Коэффициент усиления по напряжению	Коэффициент усиления по току	Входное сопротивление	Выходное сопротивление
Последовательная	Уменьшается	Не изменяется[1]	Увеличивается	Увеличивается
Параллельная	Не изменяется[1]	Уменьшается	Уменьшается	Уменьшается

[1] Степень изменения (уменьшения) зависит от параметров элементов схемы.

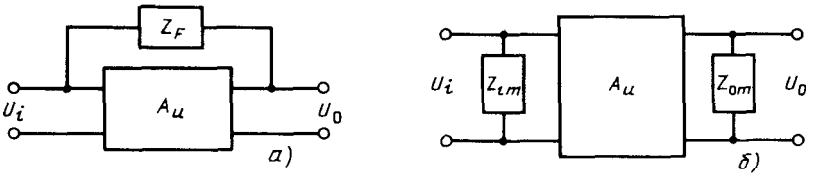


Рис. 8.8. Параллельная ОС (*а*) и эквивалентные импедансы Миллера (*б*)

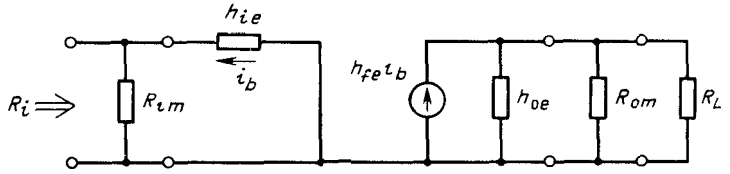


Рис. 8.9. Эквивалентная схема каскада, показанного на рис. 8.7

Параметры транзистора: $\beta = h_{fe} = 100$; $h_{ie} = 300$ Ом и $h_{0e} = 1 \cdot 10^{-6}$ См.

Теория. Обратная связь создается резистором R_F. Она относится к типу параллельная по входу и параллельная по выходу (см. рис. 8.5, *б*), т.е. к параллельному типу ОС.

С учетом эффекта Миллера любой импеданс Z_F, шунтирующий усилитель с коэффициентом усиления по напряжению A_u (рис. 8.8, *а*), может быть замещен двумя эквивалентными импедансами Миллера на входе и выходе (рис. 8.8, *б*). Эквивалентный импеданс входной цепи

$$Z_{im} = \frac{Z_F}{1 - A_u}, \qquad (8.13)$$

а эквивалентный импеданс выходной цепи

$$Z_{0m} = \frac{A_u}{A_u - 1} Z_F. \qquad (8.14)$$

Для инвертирующего усилителя $A_u < 0$, и поэтому

$$Z_{im} = \frac{Z_F}{1 + A_u}; \qquad (8.15)$$

$$Z_{0m} = \frac{A_u}{A_u + 1} Z_F. \qquad (8.16)$$

Эти импедансы включены параллельно входному и выходному импедансам усилителя. Если ОС создается только активным сопротивлением R_F, то Z_{im} и Z_{0m} являются активными сопротивлениями и обозначаются R_{im} и R_{0m} соответственно.

На рис. 8.9 изображена эквивалентная схема усилителя, показанного на рис. 8.7. Входное сопротивление

$$R_i = R_{im} \| h_{ie}, \qquad (8.17)$$

и при $R_F \gg h_{ie}$ коэффициент усиления по току

$$A_{if} \approx \frac{-\beta}{1 + \beta (R_L / R_F)}. \qquad (8.18)$$

Решение. В отсутствие ОС ($R_F = \infty$) $R_i = 300$ Ом, $A_i \approx -100$ и $A_u \approx -1670$. При активном Z_F, равном R_F, из уравнения (8.15)

$$R_{im} = \frac{R_F}{1 + A_u} \approx \frac{100}{1670} = 60 \text{ Ом}.$$

Входное сопротивление с учетом (8.17)

$$R_i = R_{im} \| h_{ie} = \frac{60 \cdot 300}{60 + 300} = 50 \text{ Ом}.$$

После подстановки его значения в уравнение (8.18) коэффициент усиления по току

$$A_{if} \approx \frac{-100}{1 + 100\,(5/100)} = \frac{-100}{1 + 5} \approx -16{,}7.$$

8.5. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ УСИЛИТЕЛЯ НА ПЛОСКОСТНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОС

Задача 8.5. Вычислите коэффициент усиления для условий предыдущей задачи (см. § 8.4).

Теория. Зная параметры A_{if} и R_i для усилителя с ОС, следует вернуться к уравне-

нию (8.12), которое действительно и для случая параллельной ОС.

Решение. Из § 8.4 $R_i = 500$ Ом и $A_{if} \approx \approx -16{,}7$. Подставляя эти значения в соотношение (8.12), получаем

$$A_{uf} \approx A_{if}\left(\frac{R_L}{R_i}\right) = \\ = -16{,}7\,\frac{5\cdot 10^{-3}}{50} \approx -1670.$$

Влияние параллельной ОС (ОС по напряжению) на коэффициент усиления усилителя и соответствующие импедансы см. в табл. 8.1.

8.6. РАСЧЕТ ВЫХОДНОГО ИМПЕДАНСА УСИЛИТЕЛЯ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ОС

Задача 8.6. Рассчитайте выходной импеданс усилителя, схема которого показана на рис. 8.10, *а*. Источник сигнала u_S имеет внутреннее сопротивление R_S. Учтите, что $R_S = 50$ Ом, $\beta = h_{fe} = 100$, $h_{ie} = 300$ Ом и $h_{oe} = 1 \cdot 10^{-6}$ См.

Теория. В отсутствие ОС выходной импеданс для средних частот представляет собой чисто активное сопротивление, т.е.

$$R_0 \approx \frac{1}{h_{oe}}. \qquad (8.19)$$

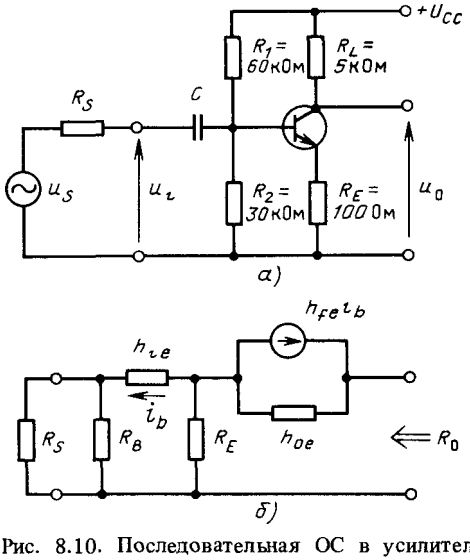


Рис. 8.10. Последовательная ОС в усилителе с подключенным источником (*а*) и эквивалентная схема для вычисления выходного импеданса (*б*)

При наличии ОС выходное сопротивление вычисляется с помощью теоремы Тевенина. Если удалить источник сигнала и сопротивление R_S из левой части схемы на рис. 8.10, *а*, то получится эквивалентная схема, приведенная на рис. 8.10, *б*. На основании этой схемы

$$R_0 \approx \frac{h_{fe}}{h_{oe}}\left(\frac{R_E}{R_{ie} + R_E + R'_S}\right) \qquad (8.20)$$

и

$$R'_S = R_S + R_B = \frac{R_S R_B}{R_S + R_B}, \qquad (8.21)$$

где R_B – эквивалентное сопротивление смещения в цепи базы [см. уравнение (8.9)].

Решение. После подстановки соответствующих значений в (8.9) и (8.21) получаем

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{60\cdot 30}{90} = 20\ \text{кОм}$$

и

$$R'_S = R_S \parallel R_B = 50 \parallel 20 \approx 50\ \text{Ом}.$$

С учетом уравнения (8.20)

$$R_0 \approx \frac{h_{fe}}{h_{oe}}\left(\frac{R_E}{h_{ie} + R_E + R'_S}\right) = \\ = \frac{100}{10^{-6}}\left(\frac{100}{300 + 100 + 50}\right) = \\ = 10^8\left(\frac{100}{450}\right) = 22\ \text{МОм}.$$

В отсутствие ОС из (8.19) видно, что

$$R_0 \approx \frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{10^{-6}} = 1\ \text{МОм}.$$

Обратите внимание, что значение R_0 при последовательной ОС возрастает.

8.7. РАСЧЕТ ВЫХОДНОГО ИМПЕДАНСА УСИЛИТЕЛЯ НА БИПОЛЯРНОМ ПЛОСКОСТНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОС

Задача 8.7. Определите выходной импеданс схемы, показанной на рис. 8.11, *а*, если $R_S = 50$ Ом, $\beta = h_{fe} = 100$, $h_{ie} = 300$ Ом и $h_{oe} = 1 \cdot 10^{-6}$ См.

Теория. Как указывалось в § 8.4, параллельный импеданс между выходом и входом может быть замещен эквивалентным импедансом, обусловленным эффектом Миллера. Как и в случае последовательной ОС, значение выходного сопротивления рассчитывается с помощью теоремы Тевенина. Если убрать

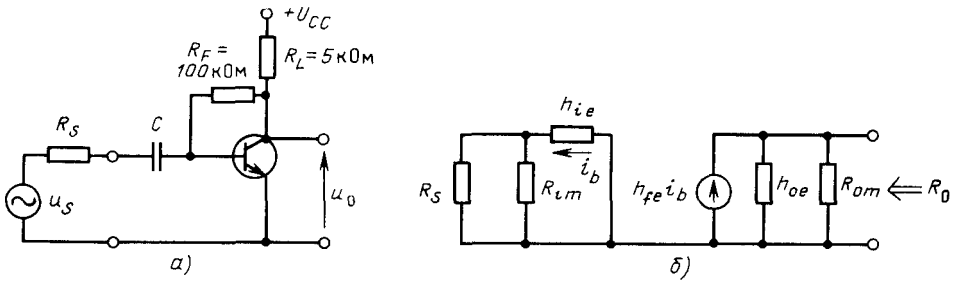


Рис. 8.11. Усилитель с параллельной ОС и подключенным источником (*а*) и эквивалентная схема для расчета выходного импеданса (*б*)

источник сигнала и сопротивление R_S в левой части схемы на рис. 8.11, *а*, а также учесть сопротивления R_{im} и R_{0m}, обусловленные эффектом Миллера, то получится эквивалентная схема, показанная на рис. 8.11, *б*. Выходное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{h_{oe}} \Big\| R_{om} = \frac{R_{om}}{h_{oe} R_{om} + 1} . \quad (8.22)$$

Решение. Коэффициент усиления в отсутствие ОС $A_u \approx -1670$. Сопротивление, учитывающее эффект Миллера, со стороны выхода рассчитывается по формуле (8.14), т.е.

$$R_{0m} = \frac{A_u}{A_{u-1}} R_F = \frac{-1670}{-1671} 100 \approx$$

$\approx$ 100 кОм.

Подставив это значение в (8.22), можно рассчитать

$$R_0 = \frac{R_{om}}{h_{oe} R_{om-1}} = \frac{100}{10^{-6} \cdot 10^5 + 1} =$$

$$= \frac{100}{1{,}1} = 91 \text{ кОм}.$$

Без ОС $R_0 \approx 1$ МОм. Заметьте, что наличие параллельной ОС снижает значение R_0. Влияние последовательной и параллельной ОС на усиление и импедансы показано в табл. 8.1.

8.8. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ И ВЫХОДНОГО ИМПЕДАНСА УСИЛИТЕЛЯ НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ ПРИ НАЛИЧИИ ОС

Задача 8.8. Рассчитайте коэффициент усиления и выходной импеданс усилительного каскада на полевом транзисторе (рис. 8.12, *а*). Обратная связь создается за счет включения в схему резистора R_S. В схеме используется МОП-транзистор с $R_D = 20$ кОм, $R_S = 400$ Ом, $g_m = 2000$ мкСм и $r_{ds} = 40$ кОм.

Теория. Полевые транзисторы характеризуются высокими значениями входных и выходных импедансов. Поскольку входной импеданс большой, входной ток пренебрежимо мал и коэффициент усиления по току очень велик ($A_i \approx \infty$). В схемах на полевых транзисторах обычно используется последовательная ОС для того, чтобы поддерживать высокие значения входных и выходных импедансов. На рис. 8.12, *а* R_S отображает нешунтированное сопротивление источника. Эквивалентная схема усилителя показана на рис. 8.12, *б*. Эквивалентное сопротивление делителя отображается сопротивлением

$$R_B = R_1 \| R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} . \quad (8.23)$$

Коэффициент усиления усилителя с ОС по напряжению

$$A_{uf} = \frac{-g_m r_{ds} R_D}{r_{ds} + R_D + R_S (1 + g_m r_{ds})} . \quad (8.24)$$

Входной импеданс на средних частотах имеет чисто активный характер, т.е.

$$Z_{if} = R_{if} . \quad (8.25)$$

Для вычисления выходного импеданса на этих частотах необходимо отключить сопротивление нагрузки R_D. Анализируя получившуюся схему (рис. 8.12, *в*), получаем

$$R_{0f} = r_{ds} + R_S (1 + g_m r_{ds}) . \quad (8.26)$$

По аналогии входной импеданс на средних частотах чисто активный, и поэтому входное сопротивление

$$R_{if} \approx R_B . \quad (8.27)$$

Если последовательная ОС отсутствует ($R_S = 0$), то

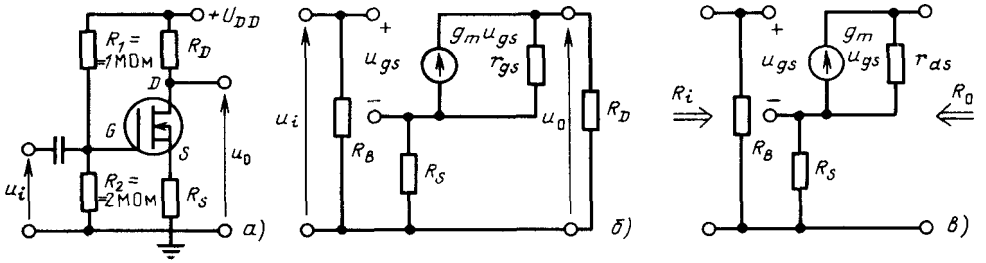


Рис. 8.12. Усилитель с ОС на полевом транзисторе (*а*), эквивалентная схема для расчета A_v (*б*) и эквивалентная схема для расчета импеданса (*в*)

$$A_u = -g_m \frac{r_{ds} R_D}{r_{ds} + R_D}; \qquad (8.28)$$

$$R_0 = r_{ds}; \qquad (8.29)$$

$$R_i = R_B. \qquad (8.30)$$

Решение. Эквивалентное сопротивление делителя вычисляется с помощью подстановки соответствующих параметров в (8.23), т.е.

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1 \cdot 2}{3} =$$

$$= 0{,}667 \text{ МОм} = 667 \text{ кОм}.$$

Тогда $R_{if} \approx R_B = 667$ кОм.

Для заданных значений из уравнений (8.24) и (8.26) определяются коэффициент усиления по напряжению

$$A_{uf} = \frac{-2 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3}{40 \cdot 10^3 + 20 \cdot 10^3 + 400\,(1 +} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{}{+ 2 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3)} =$$

$$= \frac{-2 \cdot 40 \cdot 20 \cdot 10^3}{60 \cdot 10^3 + 32{,}4 \cdot 10^3} = -17{,}3$$

и выходной импеданс

$$R_{0f} = 40 \cdot 10^3 + 400\,(1 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3) =$$

$$= 40 \cdot 10^3 + 400 \cdot 81 = 72{,}4 \text{ кОм}.$$

В отсутствие ОС коэффициент усиления и импедансы вычисляются с помощью уравнений (8.28) и (8.30):

$$A_u = -2 \cdot 10^{-3} \frac{40 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3}{40 \cdot 10^3 + 20 \cdot 10^3} =$$

$$= -26{,}7; \quad R_0 = 40 \text{ кОм}; \quad R_i = 667 \text{ кОм}.$$

Влияние ОС на параметры усилителя на полевом транзисторе показано в табл. 8.2.

Таблица 8.2. **Влияние последовательной ОС на характеристики усилителя на полевом транзисторе**

Коэффициент усиления по напряжению A_u	Входное сопротивление R_i	Выходное сопротивление R_0
Уменьшается	Не изменяется[1]	Возрастает

[1] В идеальном случае.

8.9. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Операционный усилитель (ОУ) представляет собой усилитель постоянного тока с высоким коэффициентом усиления и дифференциальным входом. Эквивалентная схема ОУ приведена на рис. 8.13, где $u_d = u_2 - u_1$ – дифференциальное входное напряжение; Z_{in} – входной импеданс; A_u – коэффициент усиления по напряжению при разомкнутой цепи ОС (всегда $A_u > 0$); Z_{out} – выходной импеданс.

Если входное напряжение $u_2 = 0$ и $u_d = u_1$, то входной сигнал инвертируется, т.е. выход-

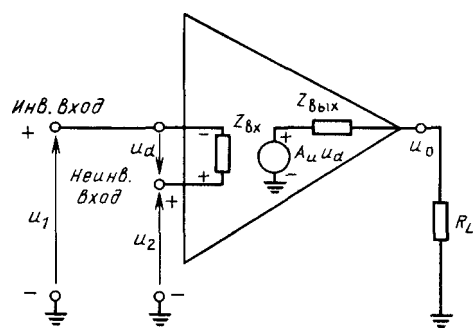


Рис. 8.13. Эквивалентная схема операционного усилителя

ное и входное напряжения сдвинуты по фазе относительно друг друга на 180° на низких и средних частотах. При $u_1 = 0$ и $u_2 = u_d$ выходное напряжение не инвертируется, т.е. сдвиг фазы выходного и входного напряжений на низких и средних частотах равен нулю.

По мере своего исторического развития ОУ конструировались и первоначально использовались для выполнения математических операций сложения, умножения, интегрирования и т.п. Реализация этих математических операций осуществлялась с помощью ОС, выполненных на резисторах и конденсаторах.

На рис. 8.14 показано совместное применение ОС с инвертирующим усилителем. Для упрощения импеданс Z_{in} и эквивалент Тевенина усилителя опущены. Коэффициент усиления усилителя с ОС

$$A_{uf} = \frac{u_0}{u_i} \approx \frac{-A_u Z_F}{Z_F + Z_1(1 + A_u)} . \quad (8.31)$$

При очень высоком A_u (идеально $A \approx \infty$) выражение для коэффициента усиления усилителя по напряжению приобретает "классический" вид

$$A_{uf} \approx -\frac{Z_F}{Z_1} . \quad (8.32)$$

Обычно $Z_1 \ll Z_{in}$ (в идеале $Z_{in} \approx \infty$), и входной импеданс усилителя при наличии ОС

$$Z_{if} \approx Z_1 + \frac{Z_F}{A_u} . \quad (8.33)$$

Полагая, что A_u велико, получаем "классическое" выражение для входного импеданса

$$Z_{if} \approx Z_1 . \quad (8.34)$$

Следует подчеркнуть, что цепь ОС, отображенная импедансом Z_F на рис. 8.14, типична для случая параллельного входа и параллельного выхода, показанного на рис. 8.5, *б*, при этом выходной импеданс уменьшается за счет эффекта Миллера даже по сравнению с уже низким значением Z_{out}. При наличии ОС выходной импеданс

$$Z_{0f} \approx \frac{Z_{out}}{1 + A_u B} \approx \frac{Z_{out}}{A_u B} , \quad (8.35)$$

где

$$B = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_F} \quad (8.36)$$

Обратите внимание на то, что коэффициент обратной связи B представляет собой коэффициент усиления (передачи) цепи ОС.

Специфический случай имеет место, если в инвертирующем усилителе $Z_F = Z_1$. Из уравнения (8.32) при $Z_F = Z_1$ видно, что $A_{uf} = -1$, т.е. усилитель работает как инвертор.

В случае ОУ, включенного по инвертирующей схеме, входной сигнал непосредственно подается на неинвертирующие входные зажимы (рис. 8.15), при этом коэффициент усиления усилителя по напряжению

$$A_{uf} \approx \frac{Z_1 + Z_F}{Z_1} = \frac{1}{B} , \quad (8.37)$$

а входной и выходной импедансы определяются из следующих соотношений:

$$Z_{if} \approx \left(\frac{A_u Z_1}{Z_1 + Z_F} \right) Z_{in} = A_u B Z_{in} ; \quad (8.38)$$

$$Z_{0f} \approx \left(\frac{Z_1 + Z_F}{A_u Z_1} \right) Z_{out} = \frac{Z_{out}}{A_u B} . \quad (8.39)$$

Обратите внимание на то, что "классические", или идеальные, соотношения для Z_{0f}

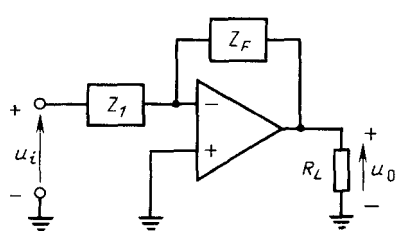


Рис. 8.14. Операционный усилитель, включенный по инвертирующей схеме, с ОМ

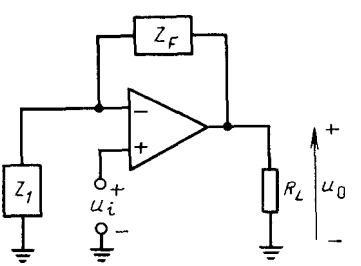


Рис. 8.15. Операционный усилитель с ОС, включенный по неинвертирующей схеме

Таблица 8.3. **Приближенные выражения для определения коэффициентов усиления и импедансов ОУ с ОС** $\left(B = \dfrac{Z_1}{Z_1 + Z_F}\right)$

Тип ОУ	Коэффициент усиления по напряжению A_{uf}	Входной импеданс Z_{if}	Выходной импеданс Z_{0f}
Инвертирующий	$\dfrac{Z_F}{Z_1}$	Z_1	$\dfrac{Z_{out}}{A_u B}$
Неинвертирующий	$\dfrac{1}{B}$	$A_u B Z_{in}$	$\dfrac{Z_{out}}{A_u B}$

одинаковы для инвертирующего и неинвертирующего ОУ. В табл. 8.3 приведены классические выражения для определения коэффициентов усиления и импедансов применительно к ОУ.

8.10. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ И ИМПЕДАНСОВ ОУ С ОС

Задача 8.9. Рассчитайте коэффициент усиления, входной и выходной импедансы схемы, показанной на рис. 8.16. Параметры ОУ: $A_u = 10^5$, $Z_{in} = 1$ МОм, $Z_{out} = 200$ Ом.

Теория. Возвращаясь к § 8.9, можно сделать вывод о том, что эта схема представляет собой схему ОУ с неинвертирующей ОС. В таком случае следует воспользоваться приближенными формулами, приведенными в табл. 8.3.

Решение. Обратите внимание, что в этой задаче $Z_F = 99$ кОм и $Z_1 = 1$ кОм, следовательно,

$$B = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_F} = \frac{1}{100} = 0{,}01.$$

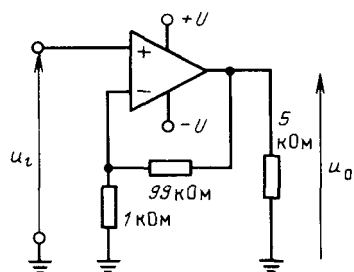


Рис. 8.16. Схема операционного усилителя с ОС

Коэффициент усиления по напряжению

$$A_{uf} = \frac{1}{B} = \frac{1}{0{,}01} = 100.$$

Входной импеданс

$$Z_{if} = A_u B Z_{in} = 10^5 \cdot 10^{-2} \cdot 10^6 = 1000 \text{ МОм},$$

а выходной импеданс

$$Z_{0f} = \frac{Z_{out}}{A_u B} = \frac{200}{10^5 \cdot 10^{-2}} = 0{,}2 \text{ Ом}.$$

8.11. РАСЧЕТ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ ОС

Задача 8.10. Усилитель при разомкнутой цепи ОС имеет коэффициент усиления $A \leqslant 10^4$. Нижняя и верхняя граничные частоты составляют 100 Гц и 20 кГц соответственно. Рассчитайте ширину полосы пропускания при коэффициенте передачи цепи ОС, равном 0,01.

Теория. Ширина полосы пропускания усилителя определяется разностью граничных частот усилителя, на которых коэффициент усиления составляет 0,707 коэффициента усиления на средних частотах в воспроизводимом диапазоне частот. На граничных частотах, называемых частотами ослабления на 3 дБ, мощность усилителя равна половине его мощности на средних частотах. Общий вид частотной характеристики показан на рис. 8.17, где f_H – нижняя граничная частота; f_B – верхняя граничная частота.

В отсутствие обратной ОС ширина полосы пропускания связи

$$\Delta f = f_B - f_H. \qquad (8.40)$$

При наличии ОС коэффициент усиления равен A_f (причем $A_f < A$), а граничные частоты сдвигаются: нижняя – в сторону более низких, а верхняя – в сторону более высоких частот. При наличии ОС ширина полосы пропускания

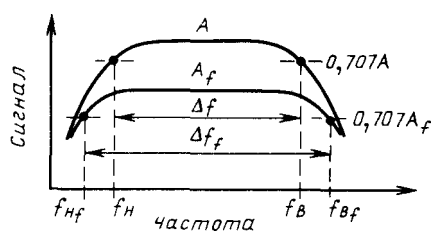


Рис. 8.17. Частотные характеристики усилителя в отсутствие и при наличии ОС

$$\Delta f_f = f_{Bf} - f_{Hf}, \tag{8.41}$$

а граничные частоты определяются в виде

$$f_{Bf} = f_{Bf}(1 - AB); \tag{8.42}$$

$$f_{Hf} = \frac{f_H}{1 - AB}. \tag{8.43}$$

Частотную характеристику при наличии ОС называют частотной характеристикой при замкнутой цепи ОС.

Решение. В отсутствие ОС из (8.40)

$$\Delta f = f_B - f_H = 20\,000 - 100 =$$
$$= 19\,900 \text{ Гц} = 19{,}9 \text{ кГц}.$$

При наличии ОС граничные частоты определяются с помощью выражений (8.42) и (8.43) соответственно:

$$f_{Bf} = 20 \cdot 10^3 \left[1 - (-10^4 \cdot 10^{-2})\right] \approx$$
$$\approx 2 \text{ МГц};$$

$$f_{Hf} = \frac{100}{1 - (-10^4) \cdot 10^{-2}} \approx$$
$$\approx \frac{100}{100} = 1 \text{ Гц}.$$

Тогда из (8.41)

$$\Delta f = f_{Bf} - f_{Hf} \approx 2 \text{ МГц}.$$

8.12. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЯ С ООС

Задача 8.11. Варьирование параметров определенного типа транзистора вызывает примерно 20 %-ное изменение коэффициента усиления. Вместе с тем желательно получить на таких транзисторах коэффициент усиления по напряжению порядка 150 ± 1 %. Для этого необходимо использовать ОС. Рассчитайте коэффициент усиления каскада при разомкнутой цепи ОС и необходимый коэффициент передачи цепи ОС.

Теория. Отрицательная обратная связь (ООС) уменьшает влияние различных факторов на параметры усилителя. Частичное изменение коэффициента усиления можно определить, если продифференцировать уравнения (8.3) или (8.4) по A_f, т.е.

$$\frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{1}{1 - AB} \cdot \frac{dA}{A}, \tag{8.44}$$

где dA_f характеризует изменение коэффициента усиления при замкнутой цепи ОС, а dA – то же, но при разомкнутой цепи ОС.

Таким образом, при включении цепи ОС частичное изменение коэффициента усиления определяется влиянием "коэффициента уменьшения чувствительности"

$$D = 1 - AB. \tag{8.45}$$

Решение. Подставляя соответствующие значения в уравнение (8.44), получаем

$$0{,}01 = \frac{1}{1 - AB} 0{,}20$$

или

$$1 - AB = \frac{0{,}20}{0{,}01} = 20.$$

С учетом выражения $1 - AB = 20$ из уравнения (8.3) получаем

$$-150 = \frac{A}{1 - AB} = \frac{A}{20}$$

или

$$A = (-150)\,20 = -3000.$$

Теперь, учитывая, что $1 - AB = 20$, имеем

$$B = \frac{20 - 1}{-A} = \frac{19}{3000} = 0{,}0063.$$

8.13. РАСЧЕТ ВЛИЯНИЯ ОС НА УРОВЕНЬ ШУМА И ИСКАЖЕНИЙ

Задача 8.12. Между каскадами двухкаскадного усилителя вводится некоторый источник шума. Коэффициент усиления первого каскада равен 100, второго – 100. Вычислите коэффициент усиления входного сигнала и уровень шума, если коэффициент передачи цепи ОС составляет 0,01.

Теория. Отрицательная обратная связь используется для уменьшения уровня шума или нелинейных искажений, присущих усилителям. Если шум или искажения, отображаемые напряжением u_n, подаются на вход схемы совместно с сигналом u_i (рис. 8.18, *а*), то выходное напряжение

$$u_0 = u_i \left(\frac{A}{1 - AB}\right) + u_n \left(\frac{A}{1 - AB}\right). \tag{8.46}$$

Шумы и искажения уменьшаются в той же степени, что и коэффициент усиления. Однако спектр частот шумов и искажений обычно отличается от частот сигнала, а схемы A и B (рис. 8.18, *а*) имеют частотно-зависимые характеристики, поэтому условия воздействия цепи ООС на уровень шума оказываются иными, нежели для сигнала.

В двухкаскадном усилителе (рис. 8.18, *б*) выходное напряжение

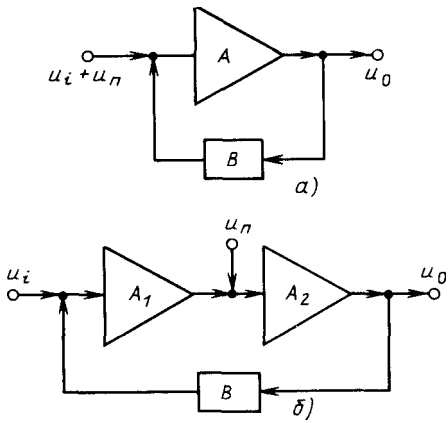


Рис. 8.18. Шум или искажения на входе усилителя (*а*) и внутри него (*б*)

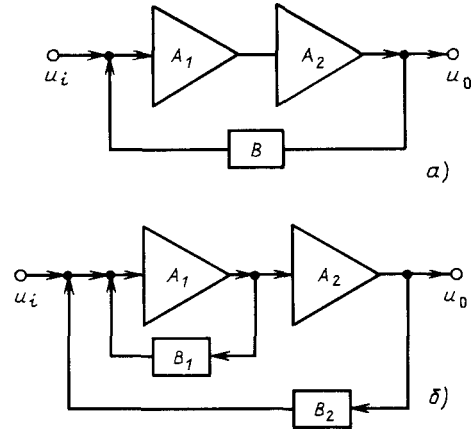


Рис. 8.19. Многокаскадный усилитель с единой ОС (*а*) и несколькими ОС (*б*)

$$u_0 = u_i \left(\frac{A_1 A_2}{1 - A_1 A_2 B} \right) + u_n \left(\frac{A_2}{1 - A_1 A_2 B} \right). \qquad (8.47)$$

В этом случае коэффициент A_1 можно увеличить, при этом увеличится коэффициент усиления сигнала u_i и уменьшится коэффициент усиления шума u_n. Для увеличения A_1 применяется внутренняя цепь ПОС. Многозвенная цепь ОС показана в § 8.14.

Решение. Коэффициенты усиления входного сигнала и шума определяются из уравнения (8.47), причем

$$u_i^A = \frac{A_1 A_2}{1 - A_1 A_2 B} = \frac{100\,(-100)}{1 - 100\,(-100)\,0{,}01} = -99;$$

$$u_n^A = \frac{A_2}{1 - A_1 A_2 B} = \frac{-100}{1 - 100\,(-100)\,0{,}01} = -0{,}99.$$

8.14. МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С НЕСКОЛЬКИМИ ЦЕПЯМИ ОС

В многокаскадном усилителе все каскады могут быть охвачены единой цепью ОС. Наряду с такими схемами применяются усилители с несколькими цепями ОС. Примеры упомянутых схем усилителей показаны на рис. 8.19.

Существуют различные многокаскадные усилители, охваченные цепями ООС. В каждом случае использования ООС сигнал, подаваемый с выхода на вход, сдвинут по отношению ко входу на 180°. На рис. 8.20 показаны примеры многокаскадных усилителей с ОС. В табл. 8.4 приведены приближенные соотношения для расчета коэффициентов усиления многокаскадных усилителей и коэффициентов

Таблица 8.4. Приближенные соотношения для определения коэффициентов усиления и коэффициентов передачи цепи ОС в многокаскадных усилителях

Тип схемы	Коэффициент усиления A_{uf} или A_{if} с ОС	Коэффициент передачи B цепи ОС
Последовательный вход, последовательный выход (последовательная ОС)	$A_{uf} \approx \frac{A_u}{1 - BA_u}$	$\frac{R_E}{R_L}$
Параллельный вход, параллельный выход (параллельная ОС)	$A_{if} \approx \frac{A_i}{1 - BA_i}$	$\frac{R_L}{R_F}$
Последовательный вход, параллельный выход	$A_{uf} \approx \frac{A_u}{1 - BA_u}$	$\frac{-R_E}{R_E + R_F}$
Параллельный вход, последовательный выход	$A_{if} \approx \frac{A_i}{1 - BA_i}$	$\frac{-R_E}{R_E + R_F}$

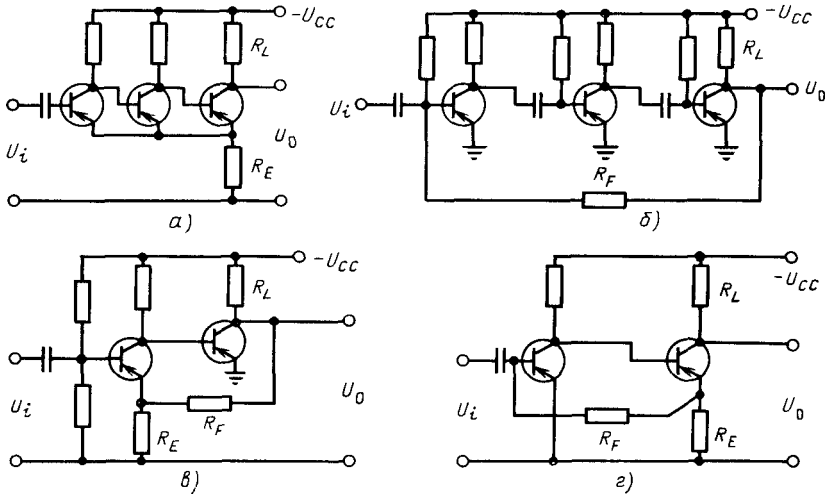


Рис. 8.20. Варианты многокаскадных усилителей с ОС (элементы обратной связи идентифицированы):

а – последовательный вход, последовательный выход; *б* – параллельный вход, параллельный выход; *в* – последовательный вход, параллельный выход; *г* – параллельный вход, последовательный выход

передачи цепей ОС для схем, изображенных на рис. 8.20. По аналогии возможны также различные варианты многоконтурных схем ОС.

Схема, показанная на рис. 8.19, *б*, соответствует случаю предусилителя (первый каскад) и последующего усилительного каскада (второй каскад). Если шум или нелинейные искажения возникают во втором каскаде, то целесообразно в первом каскаде применить ПОС для увеличения коэффициента усиления. Чтобы повысить стабильность, следует весь усилитель охватить ООС (см. § 8.13).

8.15. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ МНОГОКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ОС

Задача 8.13. Коэффициент усиления усилителя, схема которого показана на рис. 8.21, в отсутствие ОС $A_u = 3000$. Рассчитайте коэффициент усиления этого усилителя при наличии цепи ОС.

Решение. Представьте себе эквивалентную схему усилителя для средних частот, и Вы увидите, что приведенная схема соответствует схеме на рис. 8.20, *в*. В рассматриваемой задаче $R_E = 100$ Ом и $R_F = 1{,}5$ кОм. Подстав-

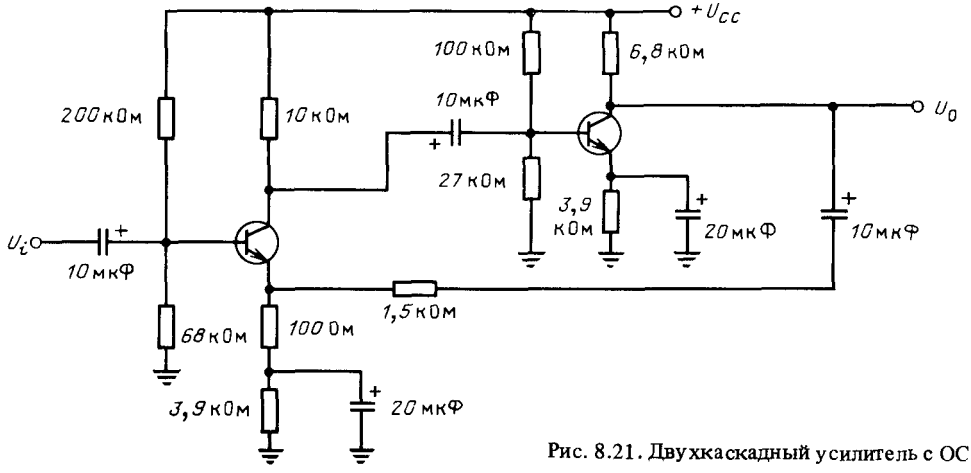


Рис. 8.21. Двухкаскадный усилитель с ОС

ляя эти значения в соответствующие формулы в табл. 8.4, получаем

$$B \approx \frac{-R_E}{R_E + R_F} = \frac{-100}{100 + 1500} =$$

$$= -0{,}0625;$$

$$A_{uf} \approx \frac{A_u}{1 - BA_u} = \frac{3000}{1 - (-0{,}0625)\,3000} =$$

$$= 16.$$

8.16. РАСЧЕТ ИМПЕДАНСОВ МНОГОКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ОС

Задача 8.14. Определите входной и выходной импедансы усилителя в схеме на рис. 8.21, если в отсутствие ОС соответственно $R_i = 2$ кОм и $R_0 = 3$ кОм.

Теория. Ранее отмечалось (применительно к однокаскадному усилителю), что входные и выходные импедансы в отсутствие и при наличии ОС различны. Требуемые соотношения для многокаскадных усилителей приведены в табл. 8.5. Для приближенных вычислений сопротивлений при наличии ОС используется коэффициент $1 - BA$.

Решение. В этой задаче используется та же схема, что и в задаче 8.15. Из предыдущей задачи известно, что $A_u = 3000$, $B = -0{,}0625$, поэтому $1 - BA = 188{,}5$. Для случая последовательного входа, параллельного выхода $R_{if} \gg R_i$ и $R_{of} < R_0$ (табл. 8.5), поэтому

$$R_{if} \approx R_i (1 - BA) = 2000\,(188{,}5) =$$

$$= 377 \text{ кОм};$$

$$R_{of} \approx \frac{R_0}{1 - BA_u} = \frac{3000}{188{,}5} = 15{,}9 \text{ Ом}.$$

Таблица 8.5. Влияние ОС на входной и выходной импедансы многокаскадного усилителя

Тип схемы	Входной импеданс	Выходной импеданс
Последовательный вход, последовательный выход	$R_{if} \gg R_i$	$R_{of} > R_0$
Параллельный вход, параллельный выход	$R_{if} < R_i$	$R_{of} < R_0$
Последовательный вход, параллельный выход	$R_{if} \gg R_i$	$R_{of} < R_0$
Параллельный вход, последовательный выход	$R_{if} < R_i$	$R_{of} > R_0$

8.17. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ И ЗАПАСА ПО ФАЗЕ

Задача 8.15. Характеристика Боде усилителя с ООС показана на рис. 8.22, *а*. Рассчитайте коэффициент усиления и запас по фазе этого усилителя.

Теория. Характеристика (диаграмма) Боде представляет собой зависимость амплитуды и фазы в функции передачи сигнала от частоты. Частота по оси абсцисс отложена в логарифмическом масштабе, что позволяет отобразить несколько декад частоты.

Знаменатели в уравнениях (8.3) и (8.4) зависят от частоты. Поэтому из (8.45) следует, что

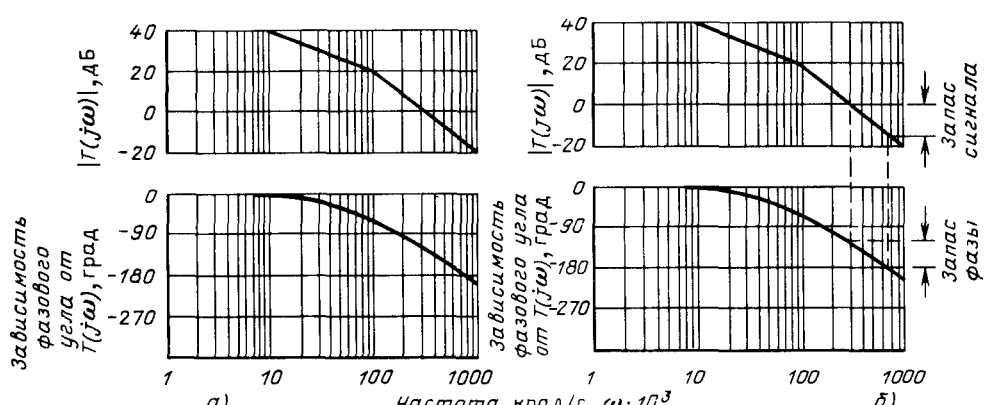


Рис. 8.22. Типичная характеристика Боде (*а*) и запас по фазе и коэффициент усиления усилителя (*б*)

$$D(j\omega) = 1 - A(j\omega)B(j\omega). \quad (8.48)$$

В свою очередь, коэффициент обратной передачи усилителя с ОС определяется следующим образом:

$$T(j\omega) = -A(j\omega)B(j\omega), \quad (8.49)$$

причем

$$D(j\omega) = 1 + T(j\omega). \quad (8.50)$$

Заметьте, что если $D(j\omega)$ стремится к нулю, то коэффициент усиления при наличии ОС возрастает до бесконечности и усилитель превращается в генератор. Диаграмма Боде позволяет судить о стабильности усилителя. В режиме генерации

$$T(j\omega) = -1. \quad (8.51)$$

Для обеспечения стабильной работы необходимо, чтобы модуль $|T(j\omega)|$ уменьшился до 1 (0 дБ), прежде чем сдвиг фазы $T(j\omega)$ станет равен (по отношению к середине диапазона) $-180°$. Запас по фазе определяется значением добавочного фазового угла, при котором $|T(j\omega)| = 1$ в условиях суммарного сдвига фазы $-180°$.

Решение. Сопоставляя вычисленные значения коэффициента усиления и фазы с данными диаграммы на рис. 8.22,*б*, выясняем, что усилитель стабилен. Из диаграммы имеем запас усиления 15 дБ и запас фазы 60°.

8.18. РАСЧЕТ УСТОЙЧИВОСТИ УСИЛИТЕЛЯ С ОС

Задача 8.16. Коэффициент обратной передачи усилителя с ОС $T(j\omega)$ на комплексной плоскости показан на рис. 8.23. Определите, когда усилитель устойчив, а когда неустойчив.

Теория. Устойчивость усилителя с ОС может быть определена несколькими графическими методами. Один из них основан на использовании диаграммы Боде, в соответствии с которой устойчивость определяется наличием запаса по усилению и фазе (см. § 8.17). Другой метод основан на применении критерия Найквиста и рассмотрении соответствующей диаграммы, отображающей положение $T(j\omega)$ на комплексной плоскости. При этом необходимо определить область значений $T(j\omega)$ вблизи точки $(-1, j0)$.

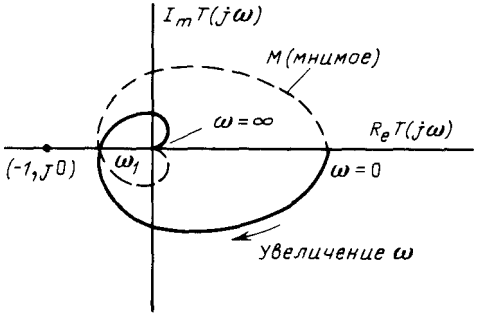


Рис. 8.23. Диаграмма Найквиста для усилителя с ОС

Диаграмма Найквиста изображается для всех $T(j\omega)$ при изменении ω от 0^+ до ∞^+. Кривая дополняется зеркальным изображением для $\omega = \infty^-$ до $\omega = 0^-$. Получается в итоге замкнутая область. Если она не окружает точку $(-1, j0)$, то усилитель устойчив.

Третий графический метод определения устойчивости предусматривает вычисление корней характеристического уравнения

$$D(s) = 1 + T(s) = 0, \quad (8.52)$$

где $s = \sigma + j\omega$.

Корни этого уравнения являются полюсами системы, т.е. представляют собой значения комплексных частот, на которых коэффициент усиления при замкнутой цепи ОС обращается в бесконечность. Обычно параметр усиления K добавляется в качестве коэффициента к $T(s)$. Локус решений характеристического уравнения для K изменяется в пределах от 0 до ∞ и называется локусом корней. Система устойчива, если локус корней для любых значений K располагается в левой части комплексной плоскости.

Решение. В этой задаче задана диаграмма Найквиста на комплексной плоскости. При изменениях $T(j\omega)$ от $\omega = 0^+$ до $\omega = \infty^+$ и обратно вдоль зеркальной мнимой части кривой критическая точка $(-1, j0)$ не окружается, поэтому усилитель устойчив.

8.19. РАСЧЕТ КОМПЕНСИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ

Задача 8.17. Рассчитайте параметры компенсирующей цепи, которая при подключении к усилителю с ОС обеспечивает дополнительное уменьшение усиления на 20 дБ на частоте 100 кГц. Диаграмма Боде при наличии и отсутствии компенсации приведена на рис. 8.24.

Теория. В § 8.17 и 8.18 отмечалось, что для обеспечения необходимой устойчивости усилитель должен иметь запас по усилению и фазе. Часто этот запас создают за счет применения *RC*-цепей, которые называют компенсирующими. Два примера таких цепей и соответствующие диаграммы Боде показаны на рис. 8.25 и 8.26.

Амплитудные характеристики этих цепей аппроксимируются прямыми линиями, наклон которых к оси абсцисс изменяется на граничных частотах $\omega_1 = 1/\tau_1$ и $\omega_2 = 1/\tau_2$. Макси-

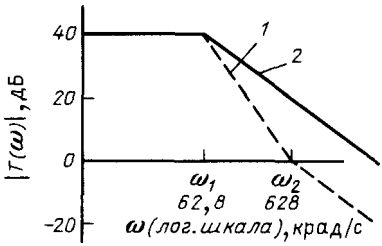


Рис. 8.24. Эффект компенсации:
1 – с компенсацией; *2* – без компенсации

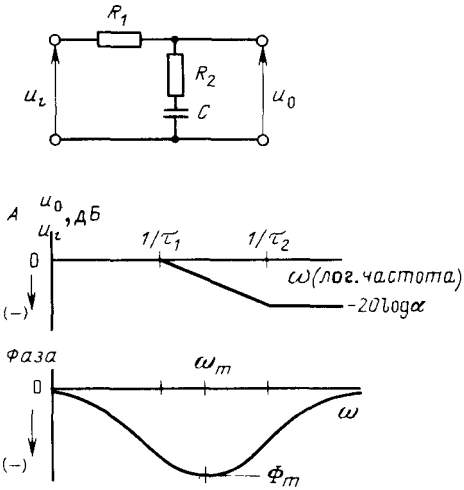


Рис. 8.25. Фазозадерживающая цепь и ее характеристика Боде

мальное изменение фазы угла θ_m имеет место на частоте ω_m.

Для фазозадерживающей цепи действительны следующие соотношения:

$$\tau_1 = (R_1 + R_2)\,C; \tag{8.53}$$

$$\tau_2 = R_2\,C; \tag{8.54}$$

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \tag{8.55}$$

$$\theta_m = -\sin^{-1}\left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha}\right); \tag{8.56}$$

$$\omega_m = \frac{\sqrt{\alpha}}{\tau_2}. \tag{8.57}$$

Аналогичные соотношения для фазоопережающей цепи имеют вид

$$\tau_1 = R_1\,C; \tag{8.58}$$

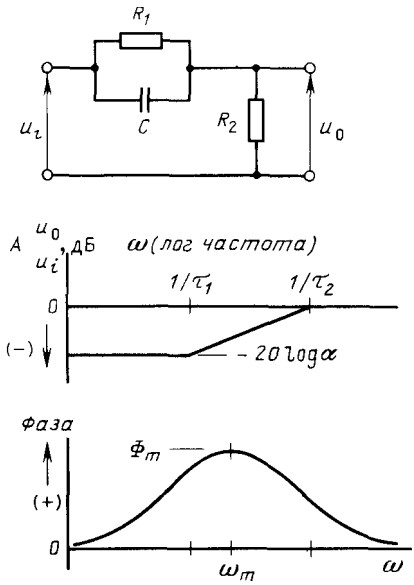


Рис. 8.26. Фазоопережающая цепь и ее характеристика Боде

$$\tau_2 = \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2}; \tag{8.59}$$

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \tag{8.60}$$

$$\theta_m = \sin^{-1}\left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha}\right); \tag{8.61}$$

$$\omega_m = \frac{1}{\tau_1\sqrt{\alpha}}. \tag{8.62}$$

Решение. Заметьте, что на верхней граничной частоте (соответствующей 100 кГц) усиление должно быть уменьшено на 20 дБ по сравнению со случаем отсутствия компенсации, т.е. должно быть меньше на декаду (по частоте). Поэтому требуется применить фазозадерживающую цепь.

Предположим, что при введении компенсирующей цепи в схему усилителя нагрузка не изменяется, при этом амплитудные и фазовые характеристики компенсирующей цепи могут быть непосредственно сложены с соответствующими первоначальными характеристиками усилителя. Уравнения (8.53) – (8.55) независимы, поэтому одним из параметров R_1, R_2 или C следует задаться, а другие найти в ходе вычислений. Если выбрать из соображений нагрузки $R_2 = 1$ кОм, то из (8.54)

$$C = \frac{\tau_2}{R_2} = \frac{1}{628 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^3} = 0{,}00159 \text{ мкФ}.$$

Поскольку $20 \log \alpha = -20$, и, следовательно, $\alpha = 1$, то из (8.55) можно определить R_1, т.е.

$$0{,}1 (R_1 + R_2) R_2$$

или

$$R_1 = \frac{0{,}9}{0{,}1} R_2 \approx 9 R_2.$$

Поэтому $R_1 = 9$ кОм.

Заметьте, что согласно уравнениям (8.56) и (8.57) максимальный угол задержки фазы и соответствующая частота соответственно равны:

$$\theta_m = -\sin^{-1}\left(\frac{1-0{,}1}{1+0{,}1}\right) =$$

$$= -\sin^{-1}\left(\frac{0{,}9}{1{,}1}\right) = -54{,}9^\circ;$$

$$\omega_m = \frac{\sqrt{0{,}1}}{\tau_2} = \sqrt{0{,}1} \cdot 628 \cdot 10^3 \approx$$

$$\approx 198 \cdot 10^3 \text{ рад/с}.$$

8.20. РАСЧЕТ ЦЕНТРАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ И ПОЛОСЫ ЗАХВАТА ЧАСТОТЫ В СХЕМЕ ФАЗОВОЙ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

Задача 8.18. На рис. 8.27 показана схема ЧМ-демодулятора с фазовой автоматической подстройкой частоты (ФАПЧ) XR–215. Рассчитайте емкость времязадающего конденсатора C_0 и сопротивления в цепи регулировки сигнала для случая, когда ЧМ-несущая составляет 1 МГц, а полоса захвата частоты равняется ± 1 %.

Теория. Система ФАПЧ представляет собой устройство с ОС, содержащее фазовый компаратор, фильтр нижних частот, усилитель ошибок и генератор, управляемый напряжением (ГУН). Структурная схема ФАПЧ показана на рис. 8.28.

Несинхронизированный генератор (ГУН) работает на частоте f_0. При наличии входного сигнала фазовый компаратор сравнивает частоту входного сигнала f_i с частотой ГУН и формирует напряжение ошибки u_e, которое сопоставляется с разностью фаз и частот. Напряжение ошибки усиливается, фильтруется и подается на ГУН, при этом частота ГУН изменяется так, чтобы разность между f_0 и f_i стала минимальной.

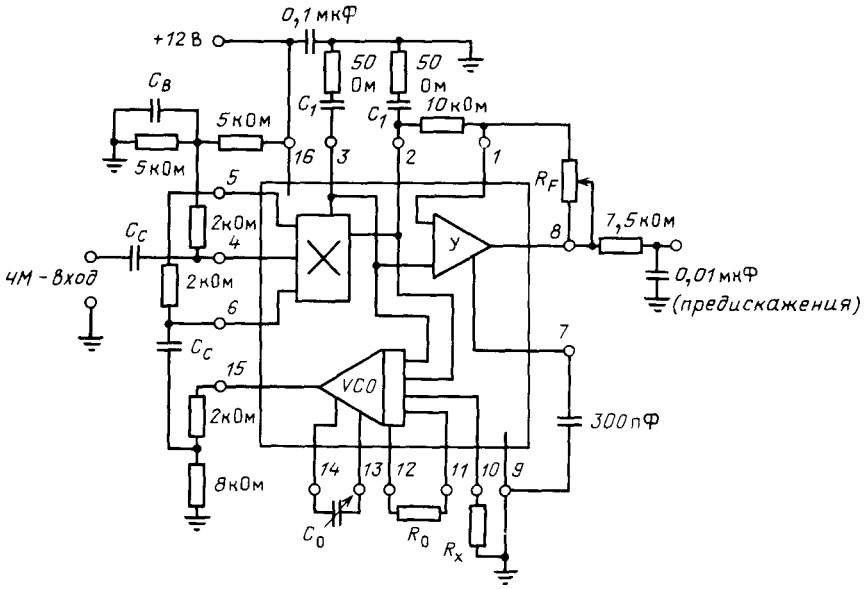


Рис. 8.27. Схема ЧМ-демодулятора с интегральной схемой ФАПЧ XR – 215:
У – усилитель; *РГ* – регулировка громкости; *ДВ* – демодулированный выход; C_C – конденсатор связи; C_B – проходной конденсатор

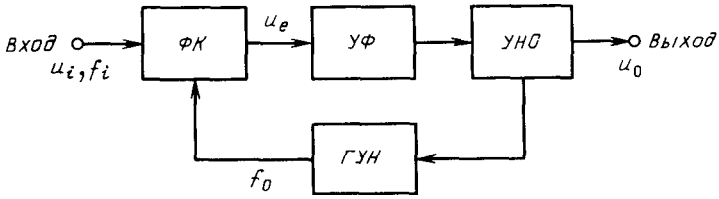


Рис. 8.28. Структурная схема системы ФАПЧ:
ФК – фазовый компаратор; *УФ* – узкополосный фильтр; *УНО* – усилитель напряжения ошибки

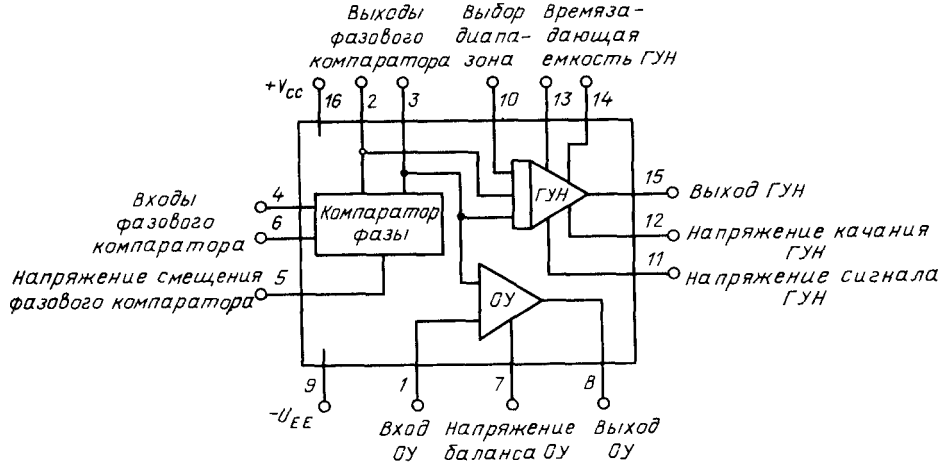


Рис. 8.29. Функциональная диаграмма ФАПЧ с интегральной схемой XR – 215

Для системы ФАПЧ характерны три состояния: несинхронизируемое, захват и синхронизируемое. Состояние захвата, в котором ГУН изменяет частоту, трудно описать математически. В состоянии синхронизации система ФАПЧ синхронизируется входным сигналом и частота ГУН отличается от частоты входного сигнала только определенным фазовым сдвигом. В этом состоянии ФАПЧ аппроксимируется линейной системой регулирования, описываемой следующими параметрами: K_d – фазовый коэффициент преобразования компаратора, В/рад; K_0 – коэффициент преобразования ГУН, рад/(В·с); $\Delta\omega_L$ – диапазон захвата, т.е. та область вблизи f_0, где поддерживается синхронизация.

Наиболее распространенной коммерческой схемой ФАПЧ является схема Exar XR–215. Ее можно применять для демодуляции ЧМ- и частотно-манипулированных сигналов ($ЧМ_Н$), синтезаторов частот и следящих фильтров. Структурная схема описанного устройства показана на рис. 8.29.

Из сравнения схем, приведенных на рис. 8.27 и 8.29, видно, что с упомянутой интегральной схемой ФАПЧ используются внешние компоненты. Их параметры выбираются в соответствии с данными изготовителя.

Решение. Применительно к схеме ФАПЧ XR–215 следует иметь в виду следующие соотношения:

частота, Гц,

$$f_0 = \frac{200}{C_0}\left(1 + \frac{0{,}6}{R_X}\right); \qquad (8.63)$$

фазовый коэффициент преобразования компаратора

$$K_d \approx 0{,}08 \text{ В/рад для } v_{BX} \approx 1 \text{ мВ}; \qquad (8.64)$$

коэффициент преобразования ГУН, рад/(В · с),

$$K_0 \approx \frac{700}{R_0 C_0}; \qquad (8.65)$$

диапазон захвата

$$\Delta\omega_L = 2\pi f_L = K_d K_0. \qquad (8.66)$$

В уравнения (8.63) – (8.66) значения емкостей следует подставлять в микрофарадах, а сопротивлений – в килоомах. Сопротивление резистора R_X изменяется в широких пределах и приближается к ∞ (разомкнутая цепь) для $f_0 < 5$ МГц. Из уравнения (8.63) следует, что емкость времязадающего конденсатора (если $R_X = \infty$)

$$C_0 = \frac{200}{f_0} = \frac{200}{1 \cdot 10^6} 10^{-6} = 200 \text{ пФ}.$$

Из (8.66) и (8.63) находим

$$\frac{\Delta f_L}{f_0} = \frac{K_d C_0}{2\pi \cdot 200} K_0.$$

С помощью выражения (8.65) получаем

$$\frac{\Delta f_L}{f_0} = \frac{K_d 700}{2\pi \cdot 200 R_0}.$$

Решая это уравнение относительно R_0, записываем

$$R_0 \approx \frac{700 K_d}{200 (2\pi)} \left(\frac{f_0}{\Delta f_L} \right) =$$

$$= \frac{700 \cdot 0{,}08}{200 (2 \cdot 3{,}14)} \left(\frac{1}{0{,}01} \right) = 4{,}46 \text{ кОм}.$$

Заметьте, что в схеме демодулятора комбинация емкости C_1, сопротивления 50 Ом и внутреннего сопротивления компаратора образует RC-фильт нижних частот, определяющий характеристики захвата частоты.

Глава 9

ГЕНЕРАТОРЫ

Дж.Т. Маттхьюз

9.1. ВВЕДЕНИЕ В ПРИНЦИПЫ ГЕНЕРАЦИИ

В гл. 8 показано, что обратная связь (ОС) может быть положительной и отрицательной. Наличие ООС стабилизирует усилитель и несколько уменьшает коэффициент усиления. При введении ПОС усилитель в большинстве случаев становится нестабильным и возбуждается.

Для превращения усилителя в генератор необходимо, чтобы обратная связь была положительной, а усиление достаточным для компенсации потерь в цепи ОС. Сигнал ОС на некоторой частоте должен совпадать по фазе с входным сигналом. Сигнал ОС на уровне шума обычно содержит составляющие, сдвинутые по фазе относительно друг друга на 360°, и этого оказывается достаточно, чтобы усилитель начал генерировать.

В зависимости от уровня ОС форма генерируемого выходного сигнала может быть близка к чисто синусоидальной. Если при возбуждении будут достигнуты условия отсечки или насыщения, то произойдут искажения и возникнут гармоники. Обычно в генераторах колебаний синусоидальной формы используются частотно-избирательные цепи ОС. Если на выходе необходимо получить сигнал на одной из гармоник основной частоты, то выходную цепь настраивают на частоту этой гармоники.

Стабильность генератора – это его способность генерировать заданную частоту без дрейфа. Дрейф генератора определяется стабильностью его компонентов. Физические и электрические параметры компонентов изменяются в зависимости от температуры, давления, влажности, питающих напряжений и нагрузок. В наиболее стабильных генераторах применяются прецизионные резисторы, конденсаторы, индуктивности и кристаллы, а также принимаются меры по стабилизации питающих напряжений.

Критерий Баркгаузена. *Задача 9.1.* Усилитель, схема которого показана на рис. 9.1, имеет следующие параметры: $|A_u| = 20$; $|\beta| = 0{,}05$. Рассчитайте коэффициент усиления усилителя при замкнутой цепи ОС.

Теория. Коэффициент усиления усилителя при замкнутой цепи ОС определяется в виде

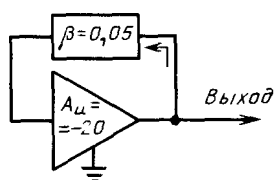


Рис. 9.1. Усипитель с ОС, включенный как генератор

$$A_f = \frac{A_u}{1 - \beta A_u}, \qquad (9.1)$$

где A_u – коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС; β – коэффициент передачи цепи ОС.

Если $\beta < 0$, то $A_f < A_u$. Однако при $\beta > 0$ A_f может возрасти до бесконечности. Например, если $\beta = \frac{1}{A_u}$, то $\beta A_u = 1$. В этом случае знаменатель в формуле (9.1) стремится к нулю и $A \to \infty$.

Решение.

$$A_f = \frac{A_u}{1 - \beta A_u} =$$

$$= \frac{20}{1 - (0{,}05 \cdot 20)} = \frac{20}{1-1} = \frac{20}{0} = \infty.$$

Обсуждение. Условие, при выполнении которого генерация возникает и поддерживается для усилителя, коэффициент усиления которого при разомкнутой цепи ОС равен A_u, а обратная связь положительна, записывается в виде

$$1 - \beta A_u = 0 \qquad (9.2)$$

или

$$\beta A_u = 1. \qquad (9.3)$$

Это условие возникновения генерации называется критерием Баркгаузена. В действительности ПОС должна не только удовлетворять этому критерию, а выполняться также на частотах, на которых цепь ОС создает нулевой сдвиг фазы. Поэтому уравнение (9.3) следует записать более точно, а именно:

$$\beta A_u = 1 < 0^\circ = 1 + j0. \qquad (9.4)$$

На практике у генератора сдвиг фазы должен составлять 360°. Генератор-усилитель обычно инвертирует сигнал, создавая сдвиг фазы, равный 180°. Частотно-избирательная цепь ПОС, соединяющая выход усилителя с его входом, как правило, создает дополнительный сдвиг фазы на 180° на нужной частоте.

Обычно не требуется выполнять условие Баркгаузена (с известным запасом), если на выходе прибора нужно получить чисто синусоидальный сигнал. Для высокой стабильности генерируемой частоты цепь ОС генератора должна обеспечить быстрое изменение сдвига фазы в узком диапазоне частот вблизи желаемой частоты генерации, при этом для заданной частоты частотная характеристика цепи ОС будет обладать повышенной избирательностью и дрейф частоты генератора будет меньше дрейфа, обусловленного температурными изменениями параметров компонентов устройства.

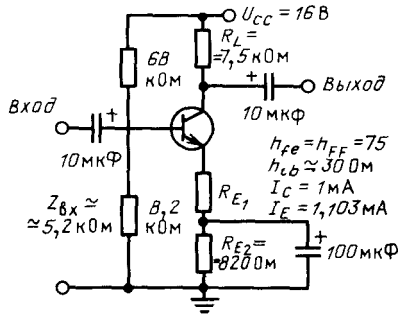


Рис. 9.2. Усилитель со стабильным смещением – основа схемы генератора

Стабильность усилителя. *Задача 9.2.* Рассмотрим схему на рис. 9.2. Усилитель должен иметь стабильный коэффициент усиления $A_u > -29$. Предполагая, что выходная нагрузка минимальна, рассчитайте параметр незаблокированного конденсатором резистора в цепи эмиттера, при котором обеспечивался бы заданный коэффициент усиления схемы по напряжению. Также вычислите необходимые напряжения эмиттера и коллектора.

Теория. Стабильность генератора в значительной степени определяется исходной стабильностью усилителя, который используется для его создания, при этом в первую очередь необходимо иметь в виду температурную стабильность схемы подачи смещения. Коэффициент усиления должен позволять компенсировать потери в цепи ОС. Следует отметить, что с точки зрения схемотехники ИС соблюдение этого условия не вызывает затруднений. Мы увидим, что потери в цепи ОС будут заведомо скомпенсированы при минимальном коэффициенте усиления $A_x = -29$. Большинство современных кремниевых транзисторов обеспечивают коэффициенты усиления, значительно превышающие указанное значение.

Использование делителя в цепи базы позволяет повысить стабильность усилителя, при этом изменения h_{fe} транзистора почти не влияют на рабочие характеристики каскада. Постоянное напряжение коллектора практически стабильно. Собственная емкость и сопротивление транзистора также практически не изменяются, что обеспечивает постоянство генерируемой частоты. Дальнейшие усовершенствования цепи смещения позволяют получить еще лучшие результаты.

Если усилитель работает как генератор изменяющейся частоты, то режим транзистора по постоянному и переменному токам

должен обеспечить необходимые изменения коэффициента усиления на высоких частотах. Усиление может варьироваться, например, за счет шунтирующего действия соответствующих емкостей транзистора. Выбор высокочастотных, качественных приборов существенно упрощает решение задачи.

Решение. Примем напряжение коллектора приблизительно равным половине напряжения источника питания, при этом постоянное напряжение смещения для тока коллектора 1 мА должно обеспечивать необходимые условия смещения наибольшего выходного сигнала. Сопротивление перехода эмиттер – база h_{ib} при токе 1 мА составляет примерно 30 Ом и изменяется практически пропорционально току эмиттера. Делитель напряжения устанавливает напряжение базы и практически стабилизирует ее ток. При токе $I_E =$ = 1 мА напряжение эмиттер – база составляет 0,65 В.

Коэффициент усиления по напряжению зависит от коэффициентов усиления по току и сопротивлению, т.е.

$$A_u = A_i A_r. \tag{9.5}$$

Например, так как

$$h_{ie} = (1 + h_{fe})\, h_{ib}$$

и (9.6)

$$R'_{E1} = (1 + h_{fe})\, R_{E1},$$

то

$$A_r = \frac{R_L}{h_{ie} + R'_{E1}} = \frac{R_L}{(1 + h_{fe})\,(h_{ib} + R_{E1})}. \tag{9.7}$$

Поскольку коэффициент усиления по току $A_i \approx h_{fe}$, уравнение (9.5) можно переписать в виде

$$A_u = \frac{-h_{fe} R_L}{(1 + h_{fe})\,(h_{ib} + R_{E1})}.$$

Если $h_{fe} = 75$, можно принять $h_{fe} \approx 1 + h_{fe}$ и

$$A_u = \frac{-h_{fe} R_L}{(1 + h_{fe})(R_{ib} + R_{E1})} \approx \approx \frac{-R_L}{h_{ib} + R_{E1}}. \tag{9.8}$$

Величина h_{ib} обратно пропорциональна току эмиттера и составляет примерно 30 Ом при 1 мА для кремниевого транзистора, причем h_{ib} не зависит от h_{fe}. Коэффициент усиления каскада при наличии делителя напряжения в цепи смещения практически не зависит от коэффициента усиления по току. Поэтому расчет R_E упрощается:

$$A_u = \frac{-R_L}{h_{ib} + R_{E1}} = -29 \frac{-7{,}5 \cdot 10^3}{30 + R_{E1}};$$

$$30 + R_{E1} = \frac{-7{,}5 \cdot 10^3}{-29} = 259 \text{ Ом};$$

$$R_{E1} = 259 - 30 = 229 \text{ Ом}.$$

Ближайшее стандартное сопротивление резистора составляет 220 Ом для коэффициента усиления, равного 30. Постоянное напряжение эмиттера

$$U_E = (R_{E1} + R_{E2})\, I_E = = (220 + 820)\, 1 \cdot 10^{-3} = 1{,}04 \text{ В}. \tag{9.9}$$

Напряжение коллектора

$$U_C = U_{CC} - U_{RL} = U_{CC} - I_C R_L, \tag{9.10}$$

так как

$$U_C = 16 - (1 \cdot 10^{-3} \cdot 7{,}5 \cdot 10^3) = 8{,}5 \text{ А}.$$

Частотно-избирательные компоненты. Элементы цепи ОС вызывают фазовый сдвиг, поскольку все реальные резисторы обладают некоторой индуктивностью и емкостью (но этот сдвиг практически невелик). Наиболее "очевидными" реактивными элементами являются емкость, индуктивности и кристаллы кварца. Диоды также обладают емкостью, зависящей от ширины обедненной области перехода при обратном смещении. Плоскостные диоды используются в качестве емкостей, управляемых напряжением. Все проводники (провода) создают распределенные емкости или (и) индуктивности, которые могут вызывать нежелательное возбуждение.

RC-, *RL*- и *RLC*-цепи создают сдвиг фазы, равный примерно 90°. Контур, показанный на рис. 9.3,*а*, имеет емкостный характер, и напряжение на нем отстает от тока.

Фазовый сдвиг является функцией частоты, поскольку реактивное сопротивление емкости зависит от частоты, поэтому

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}; \tag{9.11}$$

$$\theta = \operatorname{tg}^{-1} \frac{X_C}{R_C}, \tag{9.12}$$

а максимальный сдвиг фазы составляет –90°.

Для индуктивной цепи (рис. 9.3, *б*) реактивное сопротивление индуктивности растет с увеличением частоты (и собственно индуктивности). Напряжение в этой цепи опережает ток, и фазовый угол между ними растет по мере увеличения частоты. Максимальный

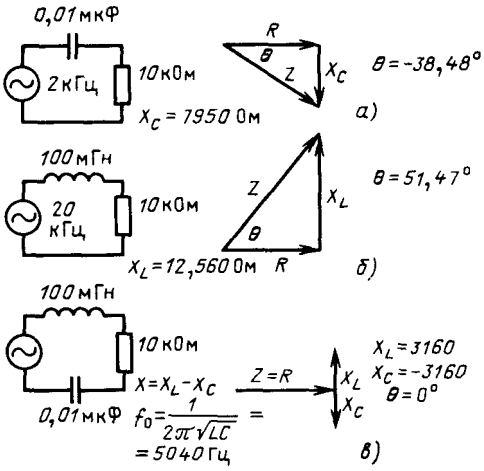


Рис. 9.3. Фазосдвигающие цепи:
а – *RC*-цепь; *б* – *RL*-цепь; *в* – *RLC*-цепь с последовательным резонансом

фазовый угол равен +90°, а

$$X_L = 2\pi f L; \tag{9.13}$$

$$\theta = \mathrm{tg}^{-1}\ \frac{X_L}{R}\ . \tag{9.14}$$

В *RLC*-контуре на определенной частоте возникает резонанс ($X_L = X_C$), при этом ток в цепи ограничивается только активным сопротивлением контура (рис. 9.3,*в*). Подобные контуры часто используются в цепях ООС для узкополосной режекции и в цепях ПОС для генерации. Резонансная частота

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\ . \tag{9.15}$$

Цепь, показанная на рис. 9.4, *а*, называется параллельным резонансным контуром. К ней применимы уравнения (9.1) и схема, приведенная на рис. 9.3, *в*. Однако в этом контуре при резонансе емкость попеременно заряжается от катушки индуктивности и затем разряжается через нее же Если бы в контуре не было сопротивления, то он генерировал бы колебания непрерывно. Заметим, что на резонансной частоте импеданс контура велик даже для значительного внешнего тока. Мощность же рассеивается только на сопротивлении.

Параллельный резонансный контур является основным для генераторов, работающих по схеме Хартли, Колпитца и др., так как он его может перестраивать в диапазоне частот за счет изменения *L* или *C*. Обычно для

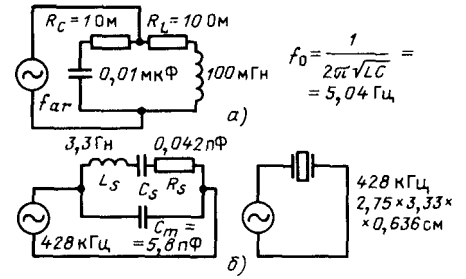


Рис. 9.4. Параллельный резонансный *RLC*-контур (*а*) и эквивалентная схема кристалла кварца (*б*)

перестройки контуров используются конденсаторы переменной емкости.

Изменения температуры вызывают расширения или сжатия материалов, применяемых для изготовления частотно-зависимых компонентов – индуктивностей и емкостей. В результате наблюдается дрейф (уход) частотных характеристик. Прецизионные компоненты конструируются так, чтобы эти изменения были минимальны.

При возбуждении параллельных резонансных контуров используются кристаллы кварца (рис. 9.4, *б*). Нетрудно заметить, что эквивалентная схема может отображать как комплексный параллельный, так и комплексный последовательный резонансные контуры. Резонансная частота последовательного резонансного контура из уравнения (9.15)

$$f_{sr} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S\, C_S}}\ . \tag{9.16}$$

На частотах, несколько превышающих частоту последовательного резонанса, реактивность цепи $X_{C0} = X_{IS} - X_{CS}$. Условие параллельного резонанса (резонанса токов) можно записать в виде

$$f_{ar} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S\, C_t}}\ , \tag{9.17}$$

где

$$C_t = \frac{C_S\, C_m}{C_S + C_m}\ . \tag{9.18}$$

Сопротивление кристалла очень мало, в то время как Q кристалла кварка очень велико – порядка 20 000 – 100 000.

Стабильность кристалла зависит от его размеров. Кристаллы – очень хрупкие структуры, поэтому при работе с ними требуется соблюдать меры предосторожности и поддерживать определенную температуру. Колебания температуры или давления оказыва-

ют влияние на размеры кристалла и его рабочие характеристики.

Синусоидальный и несинусоидальный выходы. Обычно цепь ОС обеспечивает сдвиг фазы, равный нулю, только на одной частоте. Следовательно, на выходе генератора должно формироваться напряжение синусоидальной формы. Однако сдвиг фазы несколько изменяется при колебаниях частоты. Если имеем дело с глубокой ОС, то форма напряжения на выходе будет содержать компоненты различных частот. Конечно, когда транзистор генератора работает в режиме отсечки или насыщения, напряжение на выходе генератора будет иметь форму меандра или других прямоугольных сигналов.

В основном низкочастотные генераторы предназначены для получения синусоидальных колебаний. Сравнительно недавно широкое распространение получили генераторы колебаний сложной формы, сигналы на выходе которых имеют форму меандра, треугольных колебаний, линейно падающих или возрастающих напряжений и различных импульсов. Колебания несинусоидальной формы содержат большое количество гармоник различных порядков. Испытания усилителей таких сигналов упрощаются, поскольку вариации колебаний сложной формы указывают на наличие изменений частотной характеристики усилителя.

Задача создания стабильных генераторов УВЧ и СВЧ усложняется. Обычно такие генераторы создаются для возбуждения "искаженных" колебаний, богатых вторыми, третьими, четвертыми и даже пятыми гармониками, при этом выходная цепь генератора или специального усилителя настраивается на частоту нанвысшей желаемой гармоники, а форма выходного напряжения оказывается близкой к синусоидальной.

В то время как колебания синусоидальной формы генерируются генератором с ОС, для получения колебаний несимметричной формы широко используются эффекты переключения. Астабильную схему очень просто перевести из состояния отсечки в режим насыщения на любой заданной частоте. Затем из колебаний прямоугольной формы можно отфильтровать колебания синусоидальной формы нужной частоты.

9.2. RC-ГЕНЕРАТОРЫ

Поскольку индуктивности для низких частот очень громоздки (имеют большие габариты), во многих случаях создания низкочастотных генераторов стремятся избежать их применения. С помощью RC-цепей можно обеспечить сдвиг фазы примерно на 90°. Включив две-три такие цепи последовательно, нетрудно обеспечить сдвиг фазы на 180°.

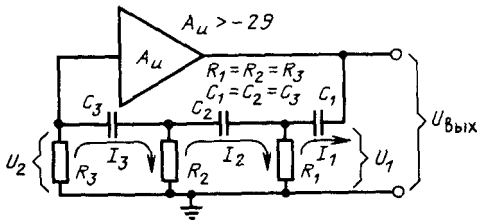


Рис. 9.5. Схема усилителя, включенного в качестве генератора, с необходимым сдвигом фазы

Другие возможности создания необходимого сдвига фазы связаны с использованием мостовых схем. К числу наиболее распространенных в генераторах мостовых схем относятся мост Вина и двойной Т-образный мост.

Операционные усилители в интегральном исполнении позволяют получить очень высокие значения Q, сравнимые с соответствующими параметрами для LC-цепей.

Генераторы с фазосдвигающей цепью ОС. На рис. 9.5 показана схема генератора с фазосдвигающей цепью ОС, а на рис. 9.6 – соответствующая функциональная схема. Заметьте, что усилитель обеспечивает сдвиг фазы на 180°. В RC-цепях возникают заметные потери при передаче сигнала. Выходное напряжение трехзвенной цепи ОС составляет только $1/29\ U_{вх}$. Усилитель должен обеспечивать достаточное усиление для компенсации этих потерь.

Анализ трехзвенной фазосдвигающей цепочки (рис. 9.5) показывает, что ток I_1 через сопротивление R_1 течет в одном направлении, а ток I_2 – в противоположном. Ток I_2 протекает через сопротивления R_1 и R_2, а ток I_3 – через сопротивления R_2 и R_3.

Сдвиг фазы, создаваемой цепью R_1 и C_1, описывается следующим соотношением между напряжением и током:

$$U_1 = I_1 (R - jX_C) - I_2 R_1. \qquad (9.19)$$

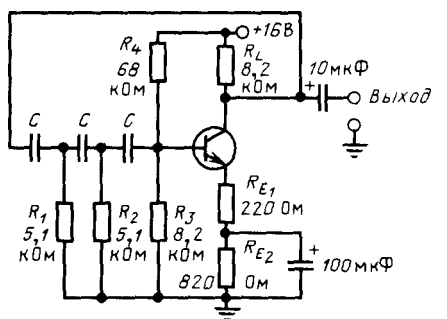


Рис. 9.6. Функциональная схема генератора, показанного на рис. 9.5

По аналогии сдвиг фазы, создаваемый вторым *RC*-звеном, определяется соотношением

$$-I_1R_1 + I_2(R_1 + R_2) - jX_{C_2} - I_3R_2 = 0. \quad (9.20)$$

Для последнего звена

$$-I_2R_2 + I_3(R_2 + R_3) - jX_{C_3} = 0. \quad (9.21)$$

Если принять $R_1 = R_2 = R_3$ и $C_1 = C_2 = C_3$, то из этих трех комплексных уравнений можно определить I_3 и затем U_2. Зная U_2, можно рассчитать отношение U_1/U_2 и соответственно минимальный коэффициент усиления, необходимый для компенсации потерь в цепи ОС. Запишем

$$\frac{U_1}{U_2} = \left(1 - j\frac{X_C}{R}\right)\left(2 - j\frac{X_C}{R}\right)^2 - 3 + j\frac{2X_C}{R}, \quad (9.22)$$

Поскольку $X_C = -j\frac{1}{\omega C}$, уравнение (9.22) можно преобразовать к виду

$$\frac{U_1}{U_2} = -\left(\frac{5}{\omega^2R^2C^2} - 1\right) - j\left(\frac{6}{\omega RC} - \frac{1}{\omega^3R^3C^3}\right).$$

Второй член этого уравнения на частоте генерации f_0 должен быть равен нулю, поэтому при фазовом сдвиге 180° отношение напряжений

$$\frac{U_1}{U_2} = -\left(\frac{5}{\omega^2R^2C^2} - 1\right). \quad (9.23)$$

Приравнивая второй член уравнения (9.22) нулю, получаем следующие выражения для расчета генерируемой частоты:

$$\frac{6}{\omega_0RC} - \frac{1}{\omega_0^3R^3C^3} = 0; \quad (9.24)$$

$$\frac{6}{\omega_0RC} = \frac{1}{\omega_0^3R^3C^3};$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{6R^2C^2};$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}RC}; \quad (9.25)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}. \quad (9.26)$$

Подставляя (9.25) в (9.23), можно оценить потери сигнала в цепи частотно-избирательной ОС:

$$\frac{U_1}{U_2} = -\left(\frac{5}{\omega^2R^2C^2} - 1\right) =$$

$$= -\left(\frac{5}{(1/\sqrt{6}RC)^2R^2C^2} - 1\right) =$$

$$= -\left(\frac{5(6R^2 - C^2)}{C^2} - 1\right) = -(30-1) = -29.$$

С помощью уравнений (9.26) и (9.23) рассчитываются параметры схемы генератора, показанной на рис. 9.6. В этой схеме используются базовый усилитель (рис. 9.2) и фазосдвигающая цепь (рис. 9.5).

Поскольку эффективный входной импеданс усилителя, схема которого показана на рис. 9.2, составляет примерно 5,2 кОм, удобно принять сопротивления в фазосдвигающей цепочке равными 5,2 кОм. В качестве входного импеданса усилителя может быть использовано сопротивление резистора R_3 в фазосдвигающей цепочке. Ближайший номинал по стандарту составляет 5,1 кОм. Не следует забывать, что Z_{BX} несколько изменяется при вариациях h_{fe}, поэтому выбор сопротивления 5,1 кОм считается приблизительным.

Заметьте, что R_L на рис. 9.6 возросло до 8,2 кОм, чтобы обеспечить коэффициент усиления с запасом по отношению $A_u = -29$. Для надежного возбуждения генератора можно использовать больший коэффициент усиления, однако при этом иногда возникают некоторые искажения формы сигналов.

Задача 9.3. Рассчитайте емкость в фазосдвигающей цепи (рис. 9.6), необходимую для возбуждения генарации на частоте 3 кГц, при условии $R_{BX} = Z_{BX} = 5{,}1$ кОм.

Решение. Известно, что

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}},$$

поэтому

$$C = \frac{1}{2\pi f_0R\sqrt{6}} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 5{,}1 \cdot 10^3 \cdot 2{,}45} =$$

$$= 4{,}248 \text{ пФ} = 0{,}004248 \text{ мкФ}. \quad (9.27)$$

Задача 9.4. Определите диапазон изменения частоты генератора (рис. 9.6), если в фазосдвигающей цепочке установлен трехсекционный конденсатор переменной емкости.

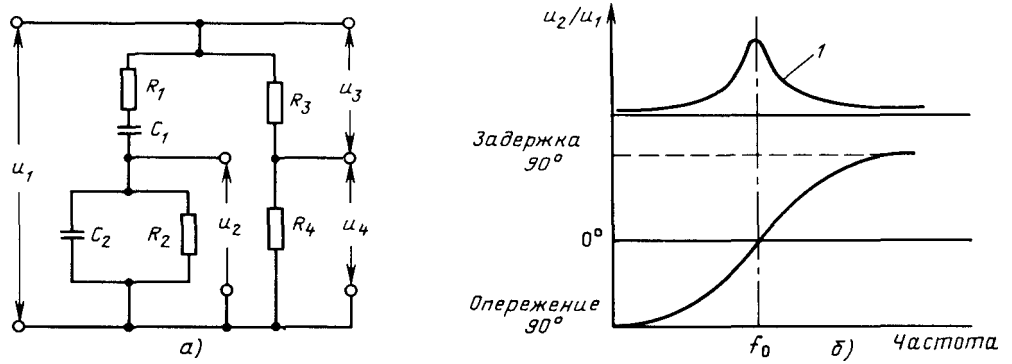


Рис. 9.7. Схема моста Вина (*а*) и зависимости напряжения ПОС и сдвига фазы от частоты (*б*): *1* – положительная ОС; v_1 – входное напряжение ОС; v_2, v_4 – выходные напряжения ОС ($v_2 > 0$; $v_4 < 0$)

Решение.

$$f_1 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 5{,}1 \cdot 10^3 \cdot 500 \cdot 10^{-12} \cdot 2{,}45} =$$

$$= 25{,}488 \text{ Гц} \simeq 25{,}5 \text{ кГц};$$

$$f_2 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 5{,}1 \cdot 10^3 \cdot 1500 \cdot 10^{-12} \cdot 2{,}45} =$$

$$= 8496 \text{ Гц} \simeq 8{,}5 \text{ кГц}.$$

Итак, частота меняется в диапазоне от 8,5 до 25,5 кГц.

Генератор с мостом Вина. Одним из наиболее надежных генераторов *RC*-типа является генератор с мостом Вина (рис. 9.7). Как и в схеме на рис. 9.6, *RC*-цепь здесь используется в качестве частотно-избирательной цепи.

В генераторе с мостом Вина применяется или двухкаскадный, или операционный усилитель, обеспечивающий сдвиг фазы на 360°. На рабочей частоте f_0 реактивная ветвь моста создает опережение по фазе и задержку напряжения. Когда напряжения u_2 и u_4 равны и совпадают по фазе на желаемой частоте, ПОС компенсирует ООС и возникает генерация. На любой другой частоте напряжение ПОС будет мало по сравнению с напряжением ООС u_4, и генерация не возникает. На рис. 9.7, *б* показаны соответствующие фазовые соотношения. Заметьте, что ПОС максимальна на частоте f_0, когда сдвиг фазы равен нулю. Напряжения на R_3 и R_4 находятся в одной фазе, поэтому u_4 всегда совпадает по фазе с u_1.

На практике мост Вина используется совместно с ОУ или двухкаскадным усилителем. Резистивное плечо моста Вина действует как делитель напряжения в цепи ООС. Опорное напряжение u_4 подключается к инвертирующему входу так, как показано на рис. 9.8. Положительная ОС создается фазосдвигающей цепочкой, и напряжение u_2 подается на неинвертирующий вход.

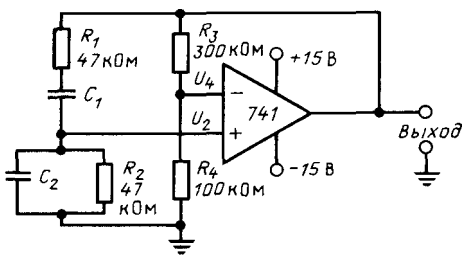


Рис. 9.8. Схема генератора с мостом Вина и операционным усилителем

Коэффициент усиления усилителя A_f при замкнутой цепи ОС должен быть немного больше трех, поскольку коэффициент передачи цепи ПОС $\beta = 1/3$. Это означает, что сопротивление R_3 должно быть в 3 раза больше R_4 (рис. 9.8).

Необходимое деление сигнала ПОС определяется из условий $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$. Реактивное плечо моста образует делитель переменного напряжения. Соответствующие расчеты выполняются аналогично случаю резистивных величин на постоянном токе. Например,

$$\frac{U_4}{U_1} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}. \qquad (9.28)$$

Однако следует учитывать, что напряжения на реактивностях не совпадают по фазе с напряжениями на активных сопротивлениях (действия проводятся над комплексными числами). Поскольку на частоте f_0 напряже-

ние $u_4 = u_2$, можно записать

$$\frac{u_4}{u_1} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} =$$

$$= \frac{R(-j\,1/\omega C)/(R - j\,1/\omega C)}{(R - j\,1/\omega C) +} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{}{+\,[R(-j\,1/\omega C)/(R - j\,1/\omega C)}\,. \quad (9.29)$$

Упростим теперь полученное соотношение:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{-j(R/\omega C)}{[R - j(1/\omega C)]^2 - j(R/\omega C)},$$

и учтем, что на частоте f_0, когда $\omega = \omega_0$,

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{R/\omega C}{3R/\omega C + j(R^2 - 1/\omega^2 C^2)},$$

поэтому

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{R/\omega_0 C}{3R/\omega_0 C} = \frac{1}{3}. \quad (9.30)$$

Из комплексной части соотношения для f_0 находим

$$R^2 - \frac{1}{\omega^2 C^2} = 0 \text{ и } \omega_0^2 = \frac{1}{R^2 C^2}; \quad (9.31)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}. \quad (9.32)$$

Тогда

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (9.33)$$

Уравнение (9.33) позволяет рассчитать частоту генерируемых колебаний.

Задача 9.5. Рассчитайте сопротивление R_3, если $R_4 = 100$ кОм, для случая, когда используются сдвоенные конденсаторы переменной емкости и переменные сопротивления. Учтите, что частота генератора должна изменяться от 1 до 3 кГц, а коэффициент усиления усилителя $A_u = 3$. Примите, что $R_1 = R_2 = 100$ кОм. Определите необходимый диапазон изменения емкостей конденсаторов.

Решение.

$$A_u = 3 = \frac{R_3}{R_4} = \frac{R_3}{100};$$

$$R_3 = 3 \cdot 100 = 300 \text{ кОм}; \quad (9.34)$$

$$C_{f1} = \frac{1}{2\pi f_1 R} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^5} =$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 10^8} = 1{,}59 \cdot 10^{-9} = 1590 \text{ пФ}; \quad (9.35)$$

$$C_{f2} = \frac{1}{2\pi f_2 R} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^5} =$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 10^9} = 5{,}31 \cdot 10^{-10} = 531 \text{ пФ}.$$

Емкости конденсаторов изменяются в диапазоне от 531 до 1590 пФ.

Генератор с двойным Т-образным мостом. Применение ОУ в интегральном исполнении позволяет формировать RC-цепи с высоким Q. Узкополосные ("щелевые") фильтры приобретают новое качество благодаря их исключительно высокой избирательности. В этом классе фильтров особое место занимают двойной Т-образный мост и другие Т-образные фильтры. Частоты вблизи f_0 ослабляются или подавляются практически до нуля. На рис. 9 9 приведены примеры схем двойного Т-образного моста и Т-образного фильтра. "Щелевые" фильтры обычно комбинируются с широкополосными и узкополосными фильтрами. С соответствующими компонентами в этих приборах ослабление на частоте f_0 может достигать 60 дБ (рис. 9.10).

Если двойной Т-образный мост использовать в цепи ООС совместно с ОУ, то коэффициент усиления усилителя на всех частотах окажется очень малым, за исключением частоты, избираемой фильтром. Поскольку ООС ослабляется благодаря высокому импедансу на частоте фильтра, коэффициент усиления усилителя очень высок. Это вызывает нестабильность усиления и приводит к возникно-

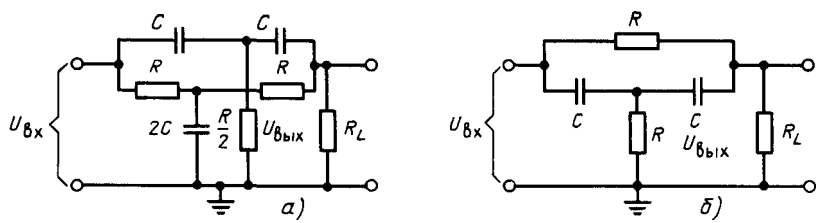


Рис. 9.9. Схемы двойного Т-образного моста (*а*) и Т-образного фильтра (*б*)

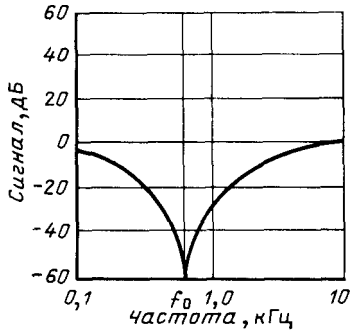


Рис. 9.10. Частотная характеристика "щелевого" фильтра

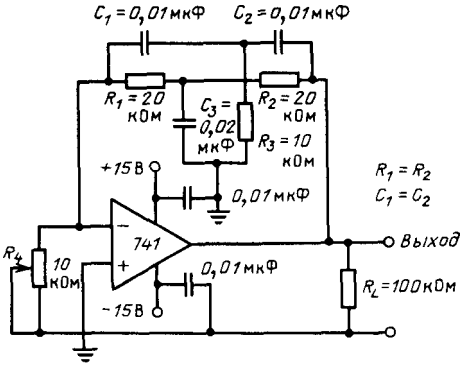


Рис. 9.11. Генератор с двойным Т-образным мостом и ОУ

вению генерации. Коэффициент усиления усилителя в схеме генератора с двойным Т-образным мостом устанавливается с помощью переменного сопротивления R_4 (рис. 9.11). Коэффициент усиления ОУ с ООС

$$A_f = \frac{-Z_f}{Z_{вх}}. \qquad (9.36)$$

Поскольку $Z_f = Z_{дв\,T}$ и $Z_{вх} = R_4$, то

$$A_f = \frac{-Z_{дв T}}{R_4}. \qquad (9.37)$$

С помощью R_4 устанавливается коэффициент усиления усилителя, достаточный для возникновения генерации. В дальнейшем R_4 используется в качестве регулятора амплитуды колебаний. Стабилизацию частоты обеспечивают взаимно согласованные прецизионные компоненты.

Для генератора с двойным Т-образным мостом компоненты плеч моста определяются следующими соотношениями:

$$R_3 = \frac{R_1}{2}; \qquad (9.38)$$

$$C_3 = 2C_1. \qquad (9.39)$$

Выбор стандартных величин, кратных двум, может оказаться затруднительным. Поэтому часто используются переменные сопротивления.

Частота колебаний генератора

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}. \qquad (9.40)$$

Это выражение совпадает с аналогичным выражением для генератора с мостом Вина, а также для генератора с Т-образным мостом. Следует отметить, что для повышения избирательности фильтра применяются несколько (n) секций. В этом случае для расчетов используются несколько иные соотношения. Если $n = 2$, то для двухсекционного фильтра, каждая секция которого представляет собой двойной Т-образный мост, частота

$$f_0 = \frac{1}{2\pi n R_1 C_1} = \frac{1}{4\pi R_1 C_1}. \qquad (9.41)$$

В случае двухсекционного мостового Т-образного фильтра ($n=2$) частота

$$f_0 = \frac{n}{2\pi RC} = \frac{2}{2\pi RC} = \frac{1}{\pi RC}. \qquad (9.42)$$

Рассматриваемые мостовые схемы в цепях ОС существенно не нагружаются. Так, импеданс разомкнутого входа ОУ типа 741 составляет примерно 2 МОм, а выходной импеданс – около 75 Ом.

Задача 9.6. Рассчитайте сопротивления и емкости двойного Т-образного моста, используемого в генераторе колебаний в диапазоне частот от 1 до 1,3 кГц. Какие будут вариации частоты, если допуск на параметры сопротивлений составляет ±2% при нормальных изменениях температуры? Считайте, что емкости при этом постоянные.

Решение. Сначала с учетом $C_3 = 2C_1$ выбираем стандартные значения емкостей: 0,01; 0,02; 0,04 мкФ. Выбор сопротивлений производится в соответствии с соотношениями (9.38) – (9.40). Тогда

$$C_3 = 2C_1 = 2 \cdot 0{,}01 = 0{,}02 \text{ мкФ};$$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_0 C_1} =$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 0{,}01 \cdot 10^{-6}} =$$

$$= 15\,900 \text{ Ом}. \qquad (9.43)$$

Ближайшее номинальное сопротивление равняется 15 кОм. Существует стандартное сопротивление 7,5 кОм ± 5 %. Частота

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 0{,}01 \cdot 10^{-6}} =$$

$$= 1060 \text{ Гц} = 1{,}060 \text{ кГц}.$$

Если значения сопротивлений изменяются в пределах ± 2 %, то

$$15\,000 \cdot 0{,}02 = 300 \text{ Ом};$$

$$15\,000 - 300 = 14{,}700 \text{ Ом};$$

$$15\,000 + 300 = 15\,300 \text{ Ом};$$

$$f_1 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 15\,300 \cdot 0{,}01 \cdot 10^{-6}} = 1039 \text{ Гц};$$

$$f_2 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 14\,700 \cdot 0{,}01 \cdot 10^{-6}} = 1081 \text{ Гц}.$$

Колебания частоты составляют 1,060 кГц ± 21 Гц.

9.3. ГЕНЕРАТОРЫ С ОБРАТНОЙ *LC*-СВЯЗЬЮ

RC-генераторы обычно используются на частотах не выше 1 МГц. Для генерирования колебаний в радиочастотном диапазоне обычно применяются *LC*-генераторы. Управление сдвигом фазы в радиочастотном диапазоне может вызвать некоторые затруднения, связанные, в частности, с параметрами сопротивлений и емкостей. С другой стороны, применение небольших индуктивностей в сочетании с конденсаторами обеспечивает возможность создания генераторов с обратными *LC*-связями на частотах до 500 МГц.

Как и в *RC*-генераторах, в нашем случае ОС должна обеспечивать нулевой сдвиг фазы на частоте генерации. Это условие легко выполнить, так как сигналы в цепях эмиттера и коллектора совпадают по фазе. Определенный интерес представляет случай сдвига фазы на 180° между сигналами в цепи базы и коллектора и цепью ОС, сдвигающей фазу на 180°. Такой вариант используется в генераторах Хартли и Армстронга.

Основой *LC*-генератора является параллельный резонансный *LC*-контур. Он обычно включается в цепь коллектора и на резонансной частоте представляет собой активное сопротивление. На частотах, отличных от резонансной, сопротивление контура имеет либо емкостный, либо индуктивный характер. На рис. 9.12 показаны варианты контуров, применяемых в генераторах.

Генератор Колпитца. *Задача 9.7.* На рис 9.13 показана схема генератора Колпитца. Рассчитайте параметры схемы, необходимые для возбуждения генератора на частоте 2,36 МГц. Индуктивность $L = 10$ мкГн, сопротивление катушки составляет 2 Ом. Примите коэффициент передачи цепи ОС равным 1/10 Определите Q, сопротивление контура $r_{\text{конт}}$, сопротивление нагрузки по переменному току r_L и A_u.

Теория. Для возбуждения генератора Колпитца на заданной частоте требуется, чтобы коэффициент усиления удовлетворял условию $A_u\beta \geqslant 1$ или

$$A_u \geqslant \frac{1}{\beta}. \qquad (9.44)$$

Схема параллельного контура, используемого в генераторе Колпитца, показана на рис. 9.12, *а* и 9.13. Заметьте, что выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ между коллектором и землей формируется на конденсаторе C_1, в то время как напряжение ОС u_f (между базой и землей) – на конденсаторе C_2. Отношение $u_f/u_{\text{вых}}$ представляет собой коэффициент передачи цепи ОС:

$$\beta = \frac{X_{C_2}}{X_{C_1}} = \frac{1/\omega_0 C_2}{1/\omega_0 C_1} = \frac{C_1}{C_2} \qquad (9.45)$$

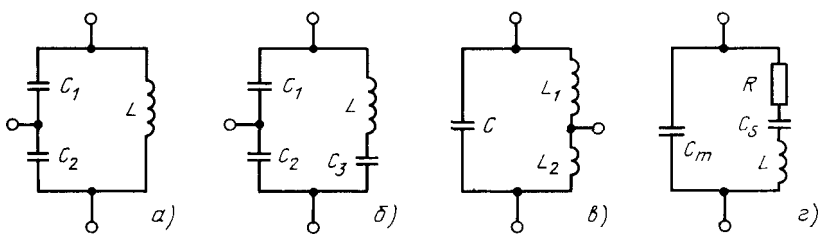


Рис. 9.12. Схемы коитуров:
а – Колпитца; *б* – Клаппа; *в* – Хартлея; *г* – Пирса (кварц)

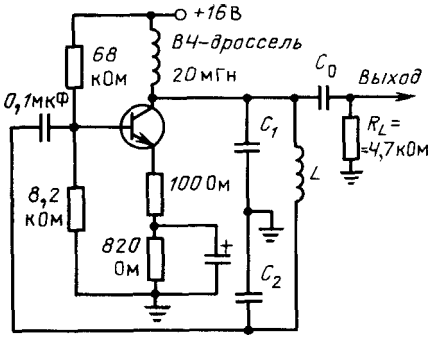


Рис. 9.13. Схема генератора Колпитца

или

$$\frac{1}{\beta} = \frac{C_2}{C_1}. \qquad (9.46)$$

Для возникновения генерации должно выполняться условие

$$A_u \geqslant \frac{C_2}{C_1}. \qquad (9.47)$$

Частота параллельного резонанса для генератора Колпитца определяется из следующих соотношений:

$$X_L = X_C, \text{ где } C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}; \qquad (9.48)$$

$$2\pi f L = 1/2\pi f C; \qquad (9.49)$$

$$f_0^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC}; \qquad (9.50)$$

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

Решение. Так как $L = 10$ мкГн, то согласно уравнению (9.50)

$$C = \frac{1}{f_0^2 4\pi^2 L} =$$

$$= \frac{1}{(2{,}36\cdot 10^6)^2 \cdot 4\,(3{,}14)^2 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} =$$

$$= \frac{1}{5{,}57 \cdot 10^{12} \cdot 4 \cdot 9{,}87 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} =$$

$$= \frac{1}{2199 \cdot 10^6} = 0{,}000455 \text{ мкФ} = 455 \text{ пФ}. \qquad (9.51)$$

Если $\beta = 1/10$, то $1/\beta = 10 = C_2/C_1$ и $C_2 = 10\,C_1$.

Если $C = \dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \dfrac{C_1 \cdot 10C_1}{C_1 + 10C_1} =$

$$= \frac{10C_1^2}{11C_1} = \frac{10C_1}{11}, \text{ то}$$

$$C_1 = \frac{11C}{10} = \frac{11 \cdot 455}{10} = 500 \text{ пФ};$$

$$C_2 = 10C_1 = 5000 \text{ пФ}.$$

Схема с параллельным контуром и высоким значением Q позволяет генерировать колебания практически синусоидальной формы, причем

$$Q = \frac{X_L}{R_S}, \qquad (9.52)$$

где X_L – индуктивность катушки; R_S – активное сопротивление катушки.

Чем больше последовательное сопротивление, тем больше потери энергии в контуре и тем раньше прекращается возбуждение. Сопротивление катушки составляет 2 Ом при индуктивности 10 мкГн. На резонансной частоте

$$X_L = 2\pi f L =$$

$$= 6{,}28 \cdot 2{,}36 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 148 \text{ Ом}.$$

Таким образом, $Q = \dfrac{148}{2} = 74$.

Вышеприведенное соотношение следует учитывать для определения нагрузки коллектора по переменному току r_L. В качестве нагрузки транзистора в цепи коллектора используется высокочастотный дроссель с большим сопротивлением $X_{L\,\text{др}}$, включенный параллельно выходной нагрузке C_c и R_L:

$$r_L = X_{L\,\text{др}} \| r_{\text{конт}} \| R_L; \qquad (9.53)$$

$$r_{\text{конт}} = QX_L =$$

$$= 74 \cdot 6{,}28 \cdot 2{,}36 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} =$$

$$= 10{,}967 \text{ Ом}. \qquad (9.54)$$

Величиной $X_{L\,\text{др}}$ в ходе вычислений можно пренебречь, так как ее значение примерно в 30 раз превышает сопротивление параллельного контура $r_{\text{конт}}$. Однако $R_L = 4{,}7$ кОм, т.е. нагрузка весьма существенная, поэтому

$$r_L = r_{\text{конт}} \| R_L = \frac{10{,}967 \cdot 4700}{10{,}967 + 4700} =$$

$$= 3290 \text{ Ом} = 3{,}29 \text{ кОм}. \qquad (9.55)$$

Коэффициент усиления A_u должен быть больше 10.

В схеме, показанной на рис. 9.13, ток эмиттера транзистора составляет примерно 1,2 мА, поэтому

$$\left.\begin{aligned} h_{ib} &\simeq \frac{30}{I_E} \simeq \frac{30}{1{,}2} = 25; \\ A_u &= \frac{r_L}{h_{ib} + R_{E1}} = \\ &= \frac{3{,}29 \cdot 10^3}{25 + 100} = 26{,}3. \end{aligned}\right\} \qquad (9.56)$$

Поскольку $26{,}3 > 10$, этого вполне достаточно для возникновения колебаний. При работе генератора параметры схемы устанавливаются такими, чтобы выполнялось условие $A\beta = 1$. Отношение C_2/C_1 может быть увеличено для повышения выходного напряжения. Следует, однако, помнить, что при сильной ОС возможны искажения формы выходного сигнала, а также иметь в виду, что при варьировании отношения емкостей изменяется рабочая частота генератора.

Вычислить резонансную частоту достаточно сложно. Это можно сделать с приемлемой точностью только в том случае, если у контура $Q > 10$. При $Q < 10$ следует пользоваться соотношением

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Q^2}{1 + Q^2}}. \qquad (9.57)$$

Реактивное сопротивление высокочастотного дросселя должно быть много больше реактивного сопротивления емкости связи.

Задача 9.8. Как изменится рабочая частота генератора Колпитца, схема которого показана на рис. 9.13, если выбрать $C_1 = 330$ пФ? Какова будет рабочая частота, если $C_1 = 500$ пФ, а $C_2 = 6200$ пФ? Что в большей степени влияет на частоту изменения: C_1 или C_2? Какие факторы влияют на β?

Решение. Для $C_1 = 330$ пФ и $C_2 = 5000$ пФ

$$C = \frac{330 \cdot 5000}{330 + 5000} = 310 \text{ пФ}.$$

Изменение $C = 34\%$; значения β в интервале от 0,10 до 0,066 также колеблются в пределах 34%. Для $C_1 = 500$ пФ и $C_2 = 6200$ пФ.

$$C = \frac{500 \cdot 6200}{500 + 6200} = 463 \text{ пФ}.$$

Изменение $C = 34\%$; значения β в интервале от 0,10 до 0,08 колеблются в пределах 20%.

Частота

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} =$$

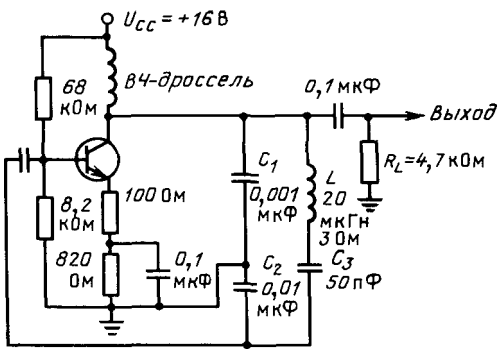


Рис. 9.14. Схема генератора Клаппа

$$= \frac{1}{6{,}28\sqrt{10 \cdot 10^{-6} \cdot 311 \cdot 10^{-12}}} =$$

$= 2{,}85$ МГц

(изменение +2,5%) и соответственно

$$f_{02} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{10 \cdot 10^{-6} \cdot 463 \cdot 10^{-12}}} =$$

$= 2{,}34$ МГц

(изменение $-0{,}85\%$).

Генератор Клаппа. *Задача 9.9.* Схема генератора Клаппа приведена на рис. 9.14. Определите Q контура, β, r_L, результирующую емкость C и резонансную частоту. Рассчитайте также коэффициент усиления A_u, необходимый для возбуждения колебаний.

Теория. Генератор Клаппа представляет собой вариант генератора Колпитца, в котором напряжение ОС снимается с емкостного делителя. Из рис. 9.14 видно, что параметр β определяется соотношением емкостей C_1 и C_2. Конденсатор очень малой емкости C_3 (по сравнению с C_1 или C_2) в значительной степени характеризует генерируемую частоту. Ток контура протекает через три емкости и индуктивность. Все перечисленные компоненты схемы определяют резонансную частоту. Однако влияние конденсатора малой емкости C_3 играет при этом решающую роль. Можно изменить номиналы C_1 и C_2 на 20%, но результирующая емкость все равно будет меньше C_3.

Решение. Результирующая емкость

$$C_{\text{рез}} = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3} = C_3 =$$

$$= \frac{1}{1000 + 100 + 20\,000} = \frac{1}{21\,100} =$$

$= 47{,}4$ пФ, (9.58)

а частота

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{рез}}} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{20\cdot10^{-6}\cdot 47{,}4\cdot10^{-12}}} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{948\cdot10^{-18}}} = \frac{1}{6{,}28\cdot 30{,}79\cdot10^{-9}} = 5{,}172 \text{ МГц}.$$

Для известной рабочей частоты можно рассчитать реактивное сопротивление катушки индуктивности

$$X_L = 2\pi f L = 6{,}28\cdot 5{,}172\cdot10^{6}\cdot 20\cdot10^{-6} = 650 \text{ Ом}$$

и параметр

$$Q = \frac{X_L}{R_S} = \frac{650}{3} = 217.$$

Сопротивление контура в цепи коллектора из (9.54)

$$r_{конт} = QX_L = 217\cdot 650 = 141\,000 \text{ Ом} = 141 \text{ кОм}.$$

Сопротивлеиие нагрузки

$$r_L = r_{конт} \parallel R_L = \frac{141\cdot 4{,}7}{141+4{,}7} = 4{,}55 \text{ кОм}.$$

В соответствии с (9.56) коэффициент усиления по напряжению

$$A_u = \frac{r_L}{h_{ib} + R_{E1}} = \frac{4{,}55\cdot10^{3}}{25+100} = 36{,}4.$$

Коэффициент передачи цепи ОС для генератора Клаппа

$$\beta = \frac{C_1}{C_2} = \frac{0{,}001}{0{,}01} = \frac{1}{10}.$$

Поскольку коэффициент усиления достигает значения $1/\beta$, генерация возникает без всяких осложнений.

Частота генератора стабильна, и в значительной степени эта стабильность определяется качеством C_3, причем емкость C_3 как минимум в 20 раз меньше C_1. Если вместо C_3 использовать конденсатор переменной емкости, то можно легко изменять частоту генератора (проще, чем в случае генератора Колпитца).

Генератор Хартли. *Задача 9.9.* Схема генератора Хартли на биполярном транзисторе показана на рис. 9.15,*б*. Определите диапазон перестройки частоты этого генератора. Для низшей частоты рассчитайте параметры C_C и C_L, а также требуемые значения β, A_u, R_{E1}, C_E и индуктивность высокочастотного дросселя.

Теория. У схем генератора Хартли и Колпитца много общего. Основаня разница между ними заключается в организации цепи ОС. В генераторе Хартли используется делитель напряжения на индуктивностях, который определяет характер ОС. Схемы генераторов Хартли и Колпитца имеют несколько вариантов, в частности в них применяются биполярные

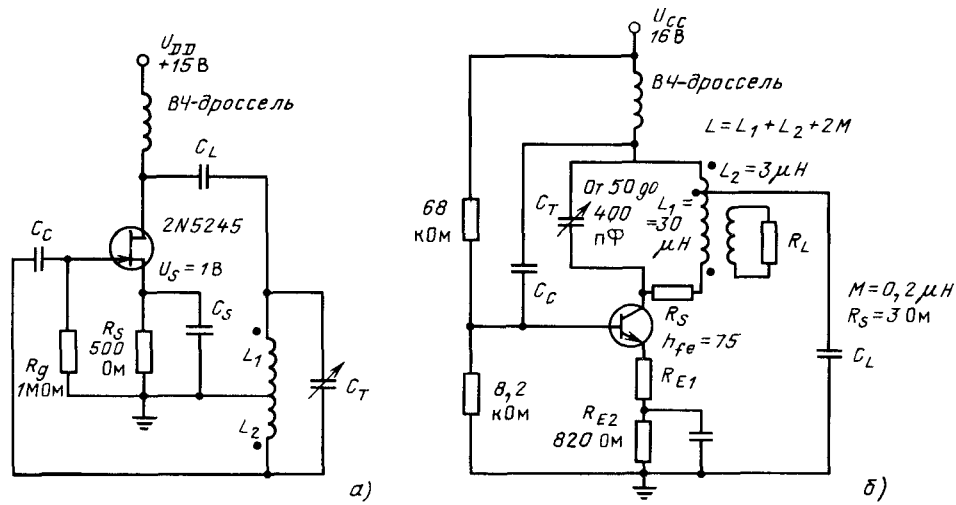


Рис. 9.15. Схема генератора Хартли

и полевые транзисторы, но основные соотношения для них очень близки. На рис. 9.15,*а* приведена схема генератора Хартли на полевом транзисторе.

Рабочая частота определяется по известным параметрам параллельного контура. Конденсатор настройки C_T позволяет измерять частоту колебаний в широких пределах.

Низшая частота генерируемых колебаний соответствует максимальной емкости C_T. Индуктивность контура имеет отводы L_1 и L_2, которые образуют соответственно первичную и вторичную обмотки автотрансформатора. Напряжение ОС с L_2 подается на базу транзистора через конденсатор связи C_C. Реактивное сопротивление этого конденсатора должно быть существенно меньше $Z_{вх}$ на низшей частоте генерации.

Решение. При вычислении индуктивности контура L необходимо учитывать взаимную индуктивность автотрансформатора, если она превышает 15 % индуктивности L_2. Для схемы, показанной на рис. 9.15, *б*, индуктивность

$$L = L_1 + L_2 + 2M =$$
$$= 30 + 3 + 2 \cdot 0{,}2 = 33{,}4 \text{ мкГн}. \qquad (9.59)$$

Целесообразно использовать наибольшую емкость для вычисления наиболее низкой частоты генерации. Так как емкость C_T изменяется от 50 до 400 пФ, рассчитаем

$$f_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} =$$
$$= \frac{1}{6{,}28\sqrt{33{,}4 \cdot 10^{-6} \cdot 400 \cdot 10^{-12}}} =$$
$$= \frac{1}{6{,}28\sqrt{13360 \cdot 10^{-18}}} =$$
$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 115{,}59 \cdot 10^{-9}} =$$
$$= 1\,375\,605 \text{ Гц} \simeq 1376 \text{ кГц};$$

$$f_H = \frac{1}{6{,}28\sqrt{33{,}4 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-12}}} =$$
$$= \frac{1}{6{,}28\sqrt{1670 \cdot 10^{-18}}} =$$
$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 40{,}87 \cdot 10^{-9}} =$$
$$= \frac{1}{256{,}66 \cdot 10^{-9}} = 3\,896\,150 \text{ Гц} =$$
$$= 3\,896 \text{ кГц}.$$

Если $f_{L_2} = 1\,375\,605$ Гц, то для индуктивности $L_2 = 3$ мкГн реактивное сопротивление

$$X_{L_2} = 2\pi f_{L_2} = 6{,}28 \cdot 1\,375\,605 \cdot 3 \cdot 10^{-6} =$$
$$= 25{,}92 \text{ Ом}.$$

Реактивное сопротивление X_{C_C} должно быть много меньше 0,01 $Z_{вх}$ на низшей частоте генерации, т.е. меньше 200 на частоте 1,38 МГц. Поскольку $Z_{вх} = 2$ кОм, то

$$C_C = \frac{1}{2\pi f \cdot 0{,}1 Z_{вх}} =$$
$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 1{,}38 \cdot 10^6 \cdot 200} =$$
$$= 0{,}0006 \text{ мкФ}. \qquad (9.60)$$

Для осуществления необходимой емкости связи емкость C_C должна быть больше 0,0006 мкФ. Поэтому следует применить керамический дисковый или слюдяной конденсатор емкостью от 0,005 до 0,01 мкФ, так как конденсаторы этих типов обладают малыми индуктивностями.

Необходимый коэффициент передачи β цепи ОС устанавливается соответствующим заземлением отвода от катушек L_1 и L_2, при этом не требуется заземлять эту точку. Емкость C_L рассчитывается так же, как и C_C. В нашем случае

$$C_L \geqslant \frac{1}{2\pi f \cdot 0{,}1 X_{L_2}} \geqslant$$
$$\geqslant \frac{1}{6{,}28 \cdot 1{,}38 \cdot 10^6 \cdot 2{,}6} \geqslant$$
$$\geqslant 0{,}045 \text{ мкФ}. \qquad (9.61)$$

Емкость C_C должна быть не меньше 0,05 мкФ. Для обеспечения надежного заземления по переменному току целесообразнее использовать емкость 0,1 мкФ.

Коэффициент передачи цепи ОС, если C_L достаточно велика, определяется отношением

$$\frac{L_2}{L} = \frac{3}{33{,}4} = 0{,}09. \qquad (9.62)$$

Коэффициент усиления должен быть больше

$$\frac{1}{\beta} = \frac{L}{L_2} = \frac{33{,}4}{3} = 11{,}13. \qquad (9.63)$$

Поэтому $A_u \geqslant 11{,}13$.

Расчет действительной нагрузки в цепи коллектора затрудняется наличием нескольких неизвестных факторов. Предположим, что сигнал из контура передается в нагрузку ($R_L = 5$ кОм) с помощью трансформатора связи, тогда полное активное сопротивление нагрузки составит

$$r_L \simeq R_L \| Q X_L \| X_{\text{др}} + L_2 \| r_{coll}. \quad (9.64)$$

Однако на практике можно пренебречь реактивным сопротивлением высокочастотного дросселя и сопротивлением коллектора, поскольку они достаточно велики, тогда

$$X_{L_1} = 6{,}28 \cdot 1{,}38 \cdot 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-6} =$$

$$= 260 \text{ Ом};$$

$$Q = \frac{X_L}{R_S} = \frac{260}{3} = 87;$$

$$r_{\text{конт}} = Q X_{L_1} = 87 \cdot 260 =$$

$$= 22600 \text{ Ом} = 22{,}6 \text{ кОм};$$

$$r_L = 5 \| 22{,}6 = 4 \text{ кОм}.$$

Для возбуждения и поддержания генерации должно выполняться условие $A_u > 11{,}13$, поэтому

$$A_u \geqslant \frac{r_L}{h_{ib} + R_{E1}} \geqslant 11{,}13;$$

$$R_{E1} = \frac{r_L}{A_u} - h_{ib}. \quad (9.65)$$

Если $I_E = 1{,}2$ мА и $h_{ib} = 25$ Ом, то

$$R_{E1} = \frac{4 \cdot 10^3}{11{,}13} - 25 = 334 \text{ Ом}.$$

Другими словами, если $R_{E1} = 334$ Ом, то коэффициент усиления усилителя будет достаточным для поддержания колебаний. Чтобы возникла генерация, требуется, чтобы $A_u > 11{,}13$. Поэтому следует выбрать значение R_{E1} в пределах от 10 до 3340 Ом. Удобно остановиться на стандартных значениях 100, 150, 200 или 220 Ом. При 100 Ом коэффициент усиления усилителя несколько больше 32, при 220 Ом – около 16.

Емкость конденсатора C_E зависит от R_{E2} и рабочей частоты, т.е.

$$C_E = \frac{1}{2\pi f X_{C_E}} = \frac{1}{2\pi f \cdot 0{,}1 R_{E2}} =$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 1{,}38 \cdot 10^6 \cdot 82} = 0{,}0014 \text{ мкФ}. \quad (9.66)$$

Целесообразно установить керамический конденсатор емкостью 0,005 мкФ или более.

Реактивное сопротивление высокочастотного дросселя $X_{\text{ВЧ др}}$ должно быть больше X_{C_C}. Поскольку выбрано $X_{C_C} \leqslant 200$, сопротивление $X_{\text{ВЧ др}}$ должно составлять по меньшей мере $10 X_{C_C}$. Тогда

$$X_{\text{ВЧ др}} = 2\pi f L_{\text{ВЧ др}}; \quad (9.67)$$

$$L_{\text{ВЧ др}} = \frac{X_{\text{ВЧ др}}}{2\pi f} \geqslant \frac{10 X_{C_C}}{2\pi f} \geqslant$$

$$\geqslant \frac{2000}{6{,}28 \cdot 1{,}38 \cdot 10^6} = 230 \text{ мкГн}. \quad (9.68)$$

Однако $X_{\text{ВЧ др}}$ не создает нагрузку в цепи коллектора, т.е.

$$X_{\text{ВЧ др}} > 10 Q X_{L_1} > 226 \text{ кОм}. \quad (9.69)$$

Учитывая уравнение (9.68), получаем

$$L_{\text{ВЧ др}} \geqslant \frac{X_{\text{ВЧ др}}}{2\pi f} \geqslant$$

$$\geqslant \frac{226 \cdot 10^3}{6{,}28 \cdot 1{,}38 \cdot 10^6} = 26{,}08 \text{ мГн}.$$

Необходимо помнить, что вычисленные значения компонентов схемы основаны на реальных величинах, а не на тех, которые даны цветным кодом. Например, взаимная индуктивность катушек в генераторе Хартли может быть немаркированной. Реальные значения индуктивностей можно определить с помощью моста или другого прибора.

Генераторы Пирса и Миллера. *Задача 9.10.* В схеме генератора Пирса (рис. 9.16, *б*) используется кварц со следующими характеристиками: $L = 2{,}3$ Гн; $C_S = 0{,}04$ пФ; $C_m = 8{,}5$ пФ; $R_S = 2200$ Ом. Определите рабочую частоту последовательного резонанса и приблизительно значение Q кварца. Зная, что $C_C = 0{,}001$ мкФ,

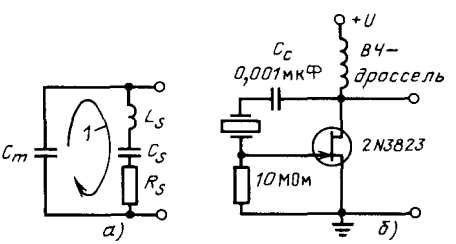


Рис. 9.16. *RLC*-эквивалентная схема кристалла кварца (*а*) и схема генератора Пирса (*б*): *1* – ток

вычислите минимальную индуктивность высокочастотного дросселя.

Теория. Генератор Пирса представляет собой обычный генератор, в котором кристалл кварца используется в качестве элемента ОС в цепи с последовательным резонансом. Эквивалентная схема кристалла включает в себя R_S, C_S и L_S и параллельную емкость монтажа C_m, как показано на рис. 9.16, *а*. На некоторой частоте реактивные составляющие L_S и C_S взаимно компенсируются, при этом ток в контуре достигает своего максимального значения. На частоте последовательного резонанса сигнал ПОС, передаваемый от стока к затвору транзистора, максимален.

Решение. Частота последовательного резонанса с учетом уравнения (9.15)

$$f_S = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{2{,}3 \cdot 0{,}04 \cdot 10^{-12}}} =$$

$$= \frac{1}{6{,}28\sqrt{0{,}092 \cdot 10^{-12}}} =$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 0{,}3033 \cdot 10^{-6}} = 524{,}985 \text{ Гц}.$$

Далее определяются индуктивное сопротивление кристалла

$$X_{L_S} = 2\pi f L_S = 6{,}28 \cdot 524\,985 \cdot 2{,}3 =$$

$$= 7{,}58 \text{ МОм}$$

и параметр

$$Q = \frac{X_{L_S}}{R_S} = \frac{7{,}58 \cdot 10^6}{2200} = 3445.$$

Реактивное сопротивление емкости связи должно быть значительно меньше индуктивного сопротивления высокочастотного дросселя (меньше 0,1 $X_{\text{ВЧ др}}$). Из этого условия рассчитывается минимальная индуктивность дросселя. Реактивные сопротивления

$$X_{C_C} = \frac{1}{2\pi f C_C} =$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 524\,985 \cdot 0{,}001 \cdot 10^{-6}} = 303 \text{ Ом};$$

$$X_{\text{ВЧ др}} = 10\, X_{C_C} = 10 \cdot 303 = 3030 \text{ Ом}, \quad (9.70)$$

поэтому

$$L_{\text{ВЧ др}} = \frac{X_{\text{ВЧ др}}}{2\pi f} =$$

$$= \frac{3030}{6{,}28 \cdot 524\,985} = 0{,}92 \text{ мГн}.$$

Можно использовать минимальную индуктивность 1 мГц, но целесообразнее применить индуктивность 10 мГн.

Существенная емкость монтажа кристалла C_m позволяет сформировать параллельный контур в цепи ОС. Такие схемы используются в генераторе Миллера (рис. 9.17).

Следует отметить, что максимальный сигнал в цепи затвор–исток формируется на частоте параллельного резонанса, при этом контур в цепи стока также настраивается на рабочую частоту.

Задача 9.11. Рассчитайте емкость для случая использования кристалла в генераторе Пирса и частоту параллельного резонанса для генератора Миллера (рис. 9.17).

Теория. Ток в цепи кристалла должен быть таким же, как и в параллельном контуре. Поэтому емкость следует считать включенной последовательно, тогда

$$C = \frac{C_m C_S}{C_m + C_S} =$$

$$= \frac{8{,}5 \cdot 10^{-12} \cdot 0{,}04 \cdot 10^{-12}}{8{,}5 \cdot 10^{-12} + 0{,}04 \cdot 10^{-12}} =$$

$$= 0{,}0398 \text{ пФ}. \quad (9.71)$$

Очевидно, что емкость контура немного меньше емкости, включенной последовательно. Частота параллельного резонанса очень близка к резонансной частоте, т.е.

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

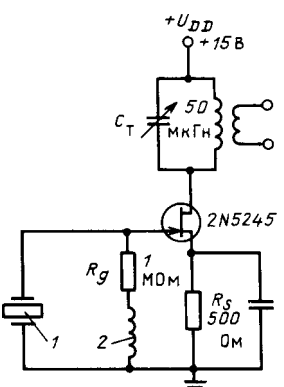


Рис. 9.17. Генератор Миллера, настроенный на вторую гармонику:

1 – кварц; *2* – высокочастотный дроссель

$$= \frac{1}{6{,}28\sqrt{2{,}3 \cdot 0{,}0398 \cdot 10^{-12}}} =$$

$$= \frac{1}{6{,}28\sqrt{0{,}0915 \cdot 10^{-6}}} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 0{,}3026 \cdot 10^{-6}} =$$

$$= \frac{1}{1{,}90005 \cdot 10^{-6}} = 526{,}302 \text{ Гц}.$$

Задача 9.12. Желательно настроить генератор Миллера на вторую гармонику основной частоты (526,302 Гц). Какая должна быть использована емкость для настройки генератора на эту гармонику?

Теория. Поскольку основная частота генерируется во входной цепи усилителя, можно настроить выходной контур на вторую и даже на третью гармонику. Выходное напряжение будет зависеть от содержания гармоник в общем выходном сигнале. Если форма сигнала существенно искажена, то количественное содержание в нем гармоник тоже будет повышенным.

Для настройки выходного контура применяется конденсатор переменной емкости или переменная индуктивность. Обычно предпочтение отдается конденсатору переменной емкости.

С помощью уравнения (9.15) можно определить емкость, необходимую для настройки выходного контура на частоту 1 052 604 Гц. Известно, что

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \text{ а } f_0^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC}.$$

Поэтому

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} =$$

$$= \frac{1}{4 \cdot 3{,}14^2 \cdot 1\,052\,604^2 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} =$$

$$= \frac{1}{4 \cdot 9{,}8696 \cdot 1{,}107975 \cdot 10^{12} \cdot 50 \cdot 10^{-6}} =$$

$$= \frac{1}{218\,705 \cdot 10^{9}} = 457{,}24 \text{ пФ}. \qquad (9.72)$$

9.4. ГЕНЕРАТОРЫ КОЛЕБАНИЙ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

Для решения задач линейной электроники обычно используются генераторы колебаний синусоидальной формы. Для получения колебаний сложной формы, например прямоугольных, треугольных, трапецеидальных и др., созданы соответствующие релаксационные генераторы.

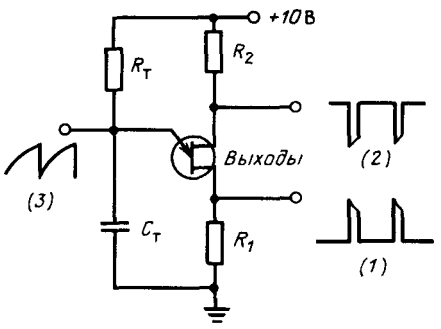


Рис. 9.18. Генератор на однопереходном транзисторе с выходами:
1 – от базы *1*; *2* – от базы *2*; *3* – от эмиттера

Большинство таких генераторов построены на *RC*-времязадающих цепях, определяющих частоту генерируемых колебаний. В ряде генераторов используются ключевые схемы и ГУН. Для жесткой стабилизации частоты можно применять кварцевую стабилизацию.

Генератор на одиопереходиом транзисторе. Такой прибор имеет три выхода: 1) выход положительного импульса; 2) выход отрицательного импульса; 3) выход пилообразного напряжения на заряжающейся емкости.

Задача 9.13. На рис. 9.18 приведена типовая схема генератора на однопереходном транзисторе. Однопереходный транзистор характеризуется определенными соотношениями параметров, присущими его структуре: $\eta = 0{,}58$; $R_T = 100$ кОм; $C_T = 0{,}05$ мкФ. Вычислите рабочую частоту генератора. Какое следует выбрать значение R_T для генерации колебаний на частоте 400 Гц?

Теория. Однопереходный транзистор представляет собой маленький брусок кремния с одним *p–n*-переходом. Вывод в виде алюминиевой проволочки приварен к точке, находящейся на расстоянии, составляющем 58 % расстояния от базы *1* к базе *2*. В нормальном режиме работы R_1 и R_2 почти не влияют на частоту генерируемых колебаний. Однако эти сопротивления определяют ток разряда времязадающего конденсатора.

Как показано на рис. 9.19, конденсатор C_T (см. рис. 9.18) заряжается через резистор R_T до напряжения эмиттера, достаточного для отпирания перехода база *1* – эмиттер, при этом резко растет проводимость участка база *1* – эмиттер и ток, протекающий через цепь R_1 – база *1* – эмиттер, разряжает конденсатор C_T. Когда напряжение на конденсаторе станет меньше напряжения эмиттера, обеспечивающего прямое смещение перехода, начинается новый цикл заряда.

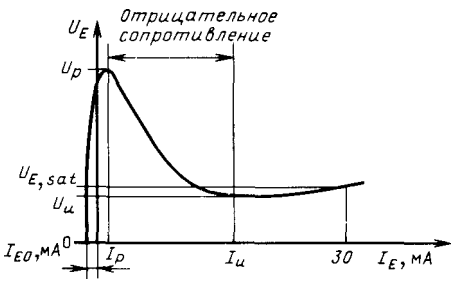


Рис. 9.19. Характеристика однопереходного транзистора

В результате на эмиттере формируется пилообразное напряжение, соответствующее чередующемуся разряду конденсатора. На сопротивлении R_1 возникает положительный импульс, обусловленный возникновением и прекращением тока разряда, а на базе *2* – отрицательный импульс, вызванный падением напряжения на межбазовом сопротивлении R_{BB} во время разряда C_T.

Решение. Поскольку частота генерации обратно пропорциональна периоду заряда – разряда RC-цепи, а формируемое при этом напряжение изменяется по закону экспоненты для вычисления параметров схемы, определяющих генерируемую частоту, целесообразно обратиться к натуральным логарифмам[1]. Итак,

$$f_0 = \frac{1}{R_T C_T \ln[1/(1-\eta)]}. \qquad (9.73)$$

Решение этого уравнения достаточно сложно и в общем случае позволяет получить весьма приблизительные результаты, поскольку точное значение η (для конкретного экземпляра транзистора) неизвестно. По этой причине практически никогда "потенциал зажигания" не равен $U_E = U_p$. Можно записать

$$\eta = \left.\frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}\right|_{I_E=0}, \qquad (9.74)$$

а межбазовое сопротивление определяется следующим образом:

$$R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}\Big|_{I_E=0}.$$

Эти выражения позволяют вычислить соотношение, при котором ток эмиттера равен нулю.

Напряжение $U_{R_{BB}}$ на сопротивлении R_{BB} и напряжение между базой *1* и выводом от перехода обычно обозначают через $U_{R_{B1}}$, тогда

$$U_{R_{B1}} = \eta U_{R_{BB}}\Big|_{I_E=0}. \qquad (9.75)$$

Отсюда следует, что для удовлетворения равенства $U_E = U_p$ напряжение перехода должно быть больше напряжения $U_{R_{B1}}$, при котором открывается эмиттерный переход. Запишем

$$U_E = U_p = U_{R_{B1}} + U_J = \eta U_{R_{BB}} + U_J. \qquad (9.76)$$

Пока напряжение не достигло значения U_p, ток эмиттера очень мал (микроамперметры). При открывании эмиттерного перехода ток резко возрастает и одновременно снижается сопротивление R_{B1} и напряжение U_{B1}. Это, по существу, означает возникновение отрицательного сопротивления, что является прекрасным условием для возникновения генерации. Напряжение на прямосмещенном диоде изменяется в диапазоне от 0,65 до 0,7 В и несколько зависит от температуры.

Если подставить соответствующие значения в уравнение (9.73), то

$$f_0 = \frac{1}{100 \cdot 10^3 \cdot 0{,}05 \cdot 10^{-6} \ln(1/(1-0{,}58))} =$$

$$= \frac{1}{5 \cdot 10^{-3} \ln(2{,}38)} = \frac{1}{5 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}868} =$$

$$= \frac{1}{4{,}338 \cdot 10^{-3}} = 231 \text{ Гц}.$$

Для повышения рабочей частоты до 400 Гц необходимо уменьшить номинал сопротивления резистора на

$$R_T = \frac{1}{400 \cdot 0{,}05 \cdot 10^{-6} \cdot \ln 2{,}38} =$$

$$= 57{,}663 \text{ Ом} \simeq 57{,}6 \text{ кОм}. \qquad (9.77)$$

Удобно использовать два резистора: один постоянный, другой переменный.

Задача 9.14. Определите "напряжение зажигания" U_p для схемы, показанной на рис. 9.18, в предположении, что R_1 и R_2 много меньше R_{BB}, а $U_{BB} = 10$ В.

Решение. Подставляя известные величины в нижеприведенное уравнение, получаем

$$U_p = \eta U_{R_{BB}} + U_J =$$

$$= 0{,}58 \cdot 10 + 0{,}65 = 6{,}45 \text{ В}. \qquad (9.78)$$

[1] Или к простейшему микрокалькулятору, вычисляющему натуральные логарифмы. – *Прим. пер.*

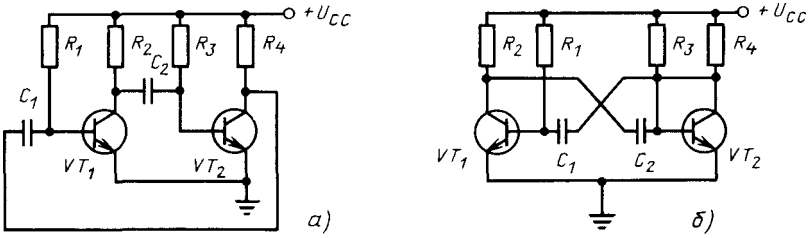


Рис. 9.20. Несинхронизированный мультивибратор:
а – в виде двухкаскадного усилителя; *б* – общепринятое начертание с перекрестными связями

Задача 9.15. Какие максимальное и минимальное значения R_T можно использовать в схеме на рис. 9.18, если $I_F = 5$ мкА и $I_u = 10$ мА.

Теория. Нетрудно видеть, что падение напряжения на сопротивлении R_T всегда соответствует разности напряжений U_{BB} и U_p. Значение R_T не должно быть настолько велико, чтобы ток достигал своего пикового значения.

Решение. В точке зажигания

$$R_T < \frac{U_{BB} - U_p}{I_p} < \frac{10 - 6{,}45}{50 \cdot 10^{-6}} =$$

$$= \frac{3{,}55}{5 \cdot 10^{-6}} = 710\,000 \text{ Ом} = 710 \text{ кОм}. \quad (9.79)$$

Очевидно, что значения U_{BB} или C_T могут быть увеличены для достижения необходимого диапазона изменения RC, при этом значение R_T не должно быть настолько мало, чтобы прибор переключался при $U_E = U_u$, поэтому

$$R_T > \frac{U_{BB} - U_u}{I_u} >$$

$$> \frac{10 - 0{,}8}{10 \cdot 10^{-3}} = 920 \text{ Ом}. \quad (9.80)$$

Несиихроиизированиый мультивибратор представляет собой двухкаскадный усилитель с взаимно перекрещивающимися связями между каскадами (рис. 9.20). С одного из его коллекторов можно снять колебание в виде меандра, с другого – тоже, только противоположной полярности (рис. 9.21).

Задача 9.16. Примите следующие параметры несинхронизированного генератора (рис. 9.20): $R_1 = 47$ кОм; $R_3 = 47$ кОм; $R_2 = R_4 = 1$ кОм; $C_1 = C_2 = 0{,}05$ мкФ. Рассчитайте временные интервалы T_1 и T_2, рабочую частоту, сопротивления R_1 и R_2, необходимые для получения частоты 400 Гц.

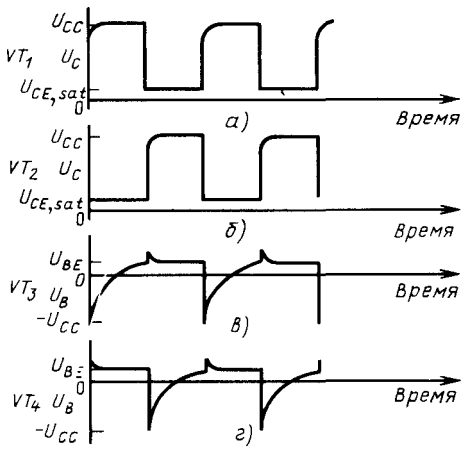


Рис. 9.21. Эпюры напряжений на электродах транзисторов несинхронизированного мультивибратора:
а – на коллекторе VT_1; *б* – на коллекторе VT_2; *в* – на базе VT_1; *г* – на базе VT_2

Теория. Мультивибратор представляет собой разновидность насыщенного ключа. Ключ – это инвертирующий усилитель, который может переключаться из состояния отсечки в состояние насыщения. Переключаемый инвертор будет находиться в том или ином состоянии определенное время, в течение которого базовый ток работает в режиме насыщения.

В мультивибраторе используется времязадающий конденсатор, определяющий временной интервал между включенным и выключенным состояниями схемы. Как показано на рис. 9.20 и 9.21, напряжение коллектора выключенного транзистора VT_1 равно напряжению U_{CC}. Поскольку при этом транзистор VT_2 включен, напряжение U_{C_2} соответствует напряжению насыщения и близко к 0,1 В. Емкость C_1 оказывается включенной последовательно с сопротивлением R_1 между U_{CC} и землей.

Конденсатор C_1 разряжается через резистор R_1, удерживая транзистор VT_1 в режиме отсечки, пока произведение IR_1 не уменьшится настолько, чтобы U_{BE1} достигло такого значения, при котором схема переключается (около 0,6 В). Когда транзистор VT_1 включается, напряжение U_{CE} падает до напряжения насыщения $U_{CE,sat}$. Тогда изменяется напряжение, приложенное к базе UT_2 благодаря заряду C_2. Транзистор VT_2 быстро переходит в режим отсечки (рис. 9.21), и ПОС вызывает автоматическое повторение цикла. Если полярность напряжения в момент переключения транзистора изменяется, то вариация мгновенного напряжения на схеме составляет $2U_{CC}$.

Решение. Процесс заряда емкости через резистор описывается уравнением $1 - e^{-T/RC}$. Для определения рабочей чистоты соответствующее выражение для расчета длительности периода имеет следующий вид (для момента, когда VT_1 начинает переходить в проводящее состояние):

$$T_1 = R_1 C_1 \ln \frac{2U_{CC} - U_{CE,sat} - U_{BE}}{U_{CC} - U_{BE}}. \quad (9.81)$$

Теперь упростим (9.81), сохранив приемлемую точность:

$$U_{CC} - U_{BE}(1 - e^{-T/RC}) = U_{CC} - U_{CE,sat}; \quad (9.82)$$

$$1 - e^{-T/RC} \simeq \frac{U_{CC} - U_{CE,sat}}{U_{CC} - U_{BE}};$$

$$-e^{-T/RC} = \frac{U_{CC} - U_{CE,sat}}{U_{CC} - U_{BE}} - 1;$$

$$e^{-T/RC} = \frac{U_{CC} - U_{CE,sat}}{U_{CC} - U_{BE}} + \frac{U_{CC} - U_{BE}}{U_{CC} - U_{BE}} = \frac{2U_{CC} - U_{CE,sat} - U_{BE}}{U_{CC} - U_{BE}};$$

$$\frac{T}{RC} = \ln \frac{2U_{CC} - U_{CE,sat} - U_{BE}}{U_{CC} - U_{BE}};$$

$$T = RC \ln \frac{2U_{CC} - U_{CE,sat} - U_{BE}}{U_{CC} - U_{BE}}.$$

После подстановки соответствующих значений

$$T = RC \ln \frac{2(10 - 0{,}1 - 0{,}7)}{10 - 0{,}7} = RC \ln \frac{2 \cdot 9{,}2}{9{,}3} = RC \ln 1{,}98 \cong$$

$$\cong 0{,}68\, RC. \quad (9.83)$$

Если мультивибратор симметричный, то $T_1 = T_2$ и рабочая частота

$$f_0 = \frac{1}{T_1 + T_2} \simeq \frac{1}{0{,}68 \cdot 2RC}. \quad (9.84)$$

Напряжение источника питания почти не влияет на частоту генерации, и ею можно пренебречь при расчетах. Период колебаний несинхронизированного мультивибратора вычисляется следующим образом:

$$T_1 = 0{,}68\, R_1 C_1 = 0{,}68 \cdot 47 \cdot 10^6 \cdot 0{,}05 \cdot 10^{-6} = 1{,}598 \cdot 10^{-3} \text{ с}. \quad (9.85)$$

Рабочая частота из уравнения (9.83)

$$f_0 = \frac{1}{0{,}68 \cdot 2RC} = \frac{1}{2 \cdot 1{,}598 \cdot 10^{-3}} = 313 \text{ Гц}. \quad (9.86)$$

Для получения частоты 400 Гц сопротивления R_1 и R_3 следует заменить сопротивлением

$$R = \frac{1}{0{,}68 \cdot 2fC} = \frac{1}{0{,}68 \cdot 2 \cdot 400 \cdot 0{,}05 \cdot 10^{-6}} = \frac{1}{27{,}2 \cdot 10^{-6}} =$$

$$= 36{,}765 \text{ Ом} \simeq 36{,}8 \text{ кОм}. \quad (9.87)$$

Задача 9.17. Рассчитайте емкость, которую нужно применить в мультивибраторе на интегральной схеме (рис. 9.22) для генерации частоты 10 кГц.

Теория. Мультивибратор в интегральном исполнении представляет собой два инвертирующих усилителя с перекрестными связями. Сопротивления R_1 и R_2 создают необходимое смещение рабочих точек инверторов *1* и 2. Значения этих сопротивлений должны составлять 200–220 Ом. Для изменения частоты генерируемых колебаний необходимо изменить емкость связи. Логические схемы *3* и *4* исключают возможность одновременного перехода выходов инверторов *1* и *2* во включенное состояние.

Решение. Рабочая частота

$$f_0 = \frac{1}{T}. \quad (9.88)$$

Поскольку

$$T \cong R_1 C_1 = R_2 C_2, \quad (9.89)$$

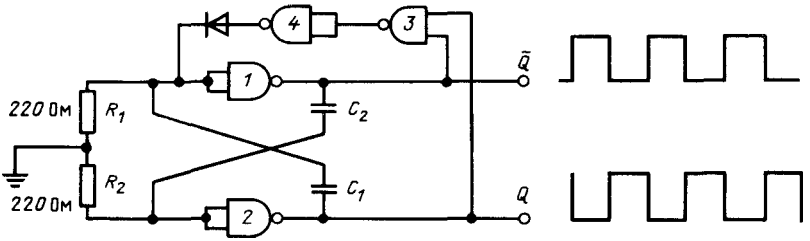


Рис. 9.22. Несинхронизированный мультивибратор на интегральных схемах (двухвходовые схемы И–НЕ типа 7400 или эквивалентные), работающий от источника напряжения 5 В

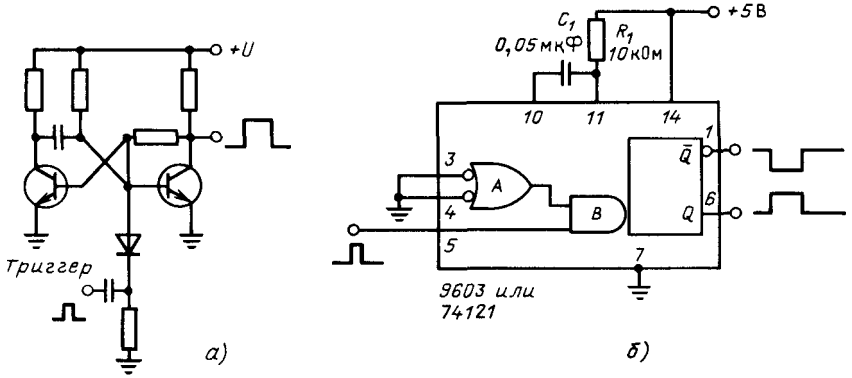


Рис. 9.23. Ждущий мультивибратор:
а – на дискретных приборах; *б* – в интегральном исполнении

то

$$f_0 \cong \frac{1}{R_1 C_1}; \qquad (9.90)$$

$$C_1 \cong \frac{1}{R_1 f_0} = \frac{1}{220 \cdot 10\,000} =$$

$$= 0{,}45 \text{ мкФ}. \qquad (9.91)$$

Ждущий мультивибратор. В отличие от других генераторов ждущий мультивибратор при запуске генерирует только один импульс постоянной длительности. Обычно такой импульс используется в схемах временной задержки. Известны схемы генераторов на дискретных приборах (рис. 9.23, *а*), а также в интегральном исполнении (рис. 9.23, *б*), отличающиеся повышенной надежностью и дешевизной.

Задача 9.18. Какова длительность импульса, генерируемого схемой, показанной на рис. 9.23, *б*, при подаче запускающего импульса положительной полярности на вход *B*? Какой следует выбрать резистор, чтобы получить импульс длительностью 1 мс?

Теория. Ждущий мультивибратор на ИС 9603 или 74121 запускается передним

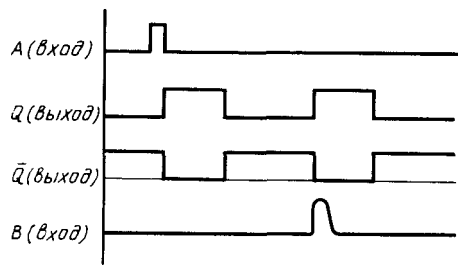


Рис. 9.24. Запускающий и выходные импульсы для ждущего мультивибратора 9603/74121. Запуск по входу *A* – задним фронтом, по входу *B* – передним фронтом

или задним фронтом импульса (рис. 9.24). Импульс отрицательной полярности подается на инвертирующий вход логического элемента ИЛИ–НЕ. Импульс положительной полярности подается на вход триггера Шмитта (вход *B*), который работает при относительно низкой скорости запуска (примерно 1 В/с). Интегральная схема аналогична схеме на дискретных элементах, и длительность

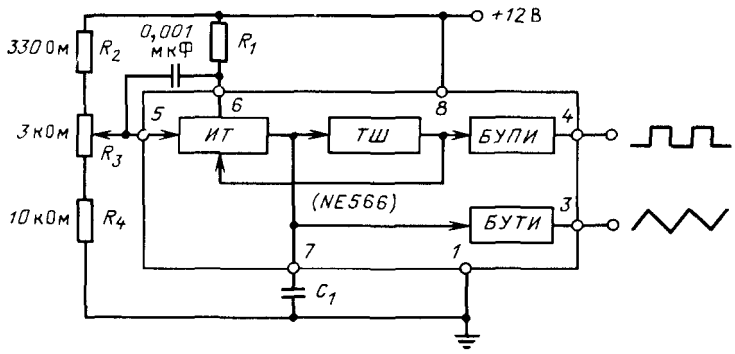


Рис. 9.25. Генератор, управляемый напряжением на интегральной схеме NE 566:
ИТ – источник тока; *ТШ* – триггер Шмитта; *БУПИ* – буферный усилитель прямоугольных импульсов; *БУТИ* – буферный усилитель треугольных импульсов

генерируемого импульса Tp определяется соотношениями (9.82) и (9.83).

Решение. Длительность импульса, генерируемого схемой на рис. 9.23, *б*,

$$T_p = R_1 C_1 \ln 2 =$$

$$= 10\,000 \cdot 0{,}05 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}693 =$$

$$= 0{,}000347 \text{ с} = 347 \text{ мкс}.$$

Для увеличения длительности импульса до 1 мс можно увеличить или емкость, или сопротивление. Однако проще всего применить переменное сопротивление

$$R_1 = \frac{T_p}{C_1 \ln 2} = \frac{0{,}001}{0{,}05 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}693} =$$

$$= 28\,860 \text{ Ом}. \qquad (9.92)$$

Генератор, управляемый напряжением. Существует множество схем генераторов, управляемых напряжением (ГУН), однако такие генераторы наиболее просты и дешевы только при использовании ИС. В продаже бывают различные ИС, однако рассмотрим один из первых ГУН Signetics NE 566. Он имеет два выхода, с одного из них снимается напряжение в форме меандра, с другого – напряжение треугольной формы (рис. 9.25).

Задача 9.19. Какое управляющее напряжение и параметры R_1, C_1 можно использовать для генерирования колебаний частотой 10 кГц в схеме на рис. 9.25? Как изменится частота, если управляющее напряжение увеличить до 0,5 В? Какое следует включить сопротивление между выводом 5 и землей для каждой из генерируемых частот?

Теория. Интегральная схема NE566 включает в себя источник постоянного тока, триггер Шмитта и два буферных усилителя: один для выходного напряжения в форме меандра, другой для выходного напряжения треугольной формы. Частота колебаний генератора может варьировать в отношении 10:1 за счет изменения управляющего напряжения на входе источника тока.

Управляющее напряжение в схеме NE566 создается делителем напряжения $R_2 - R_4$. Если напряжение источника питания составляет 12 В и управляющее напряжение равно 10,5 В на частоте 5 кГц, то частоту можно уменьшить до 3,5 кГц путем увеличения управляющего напряжения до 11 В. Частоту можно повысить до 7,5 кГц, если уменьшить U_C до 10 В.

Решение. Приближенно зависимость частоты от управляющего напряжения, сопротивления и времязадающего конденсаторы определяется соотношением

$$f_0 = \frac{2(U_{CC} - U_C)}{R_1 C_1 U_{CC}}. \qquad (9.93)$$

Это выражение справедливо при выполнении следующих условий:

$$U_{CC} \geqslant U_C \geqslant 0{,}75\, U_{CC}; \qquad (9.94)$$

$$2 \text{ кОм} < R_1 < 20 \text{ кОм}. \qquad (9.95)$$

Таким образом, управляющее напряжение не должно быть меньше 3/4 U_{CC} и не должно достигать U_{CC}. Сопротивление R_1 выбирается в пределах от 2 до 20 кОм.

На практике сначала рассчитывается диапазон управляющих напряжений, обеспечиваемый делителем напряжения, т.е.

$$U_{C\,\text{ниж}} =$$

$$= \frac{10 \cdot 10^6 \cdot 12}{10 \cdot 10^6 + 3 \cdot 10^6 + 330} = 9 \text{ В};$$

$$U_{C\,\text{верх}} = \frac{13\cdot10^6\cdot12}{10\cdot10^6+3\cdot10^6+330} = 11{,}7\ \text{В};$$

$$U_{C\,\text{сред}} = \frac{11{,}5\cdot10^6\cdot12}{13{,}33\cdot10^6} = 10{,}35\ \text{В}. \qquad (9.96)$$

Если сопротивления делителя выбраны так, что сопротивление между выводом 5 и землей составляет 11,5 кОм, то управляющее напряжение составляет 10,35 В. При таком напряжении возможно изменение частоты генератора в широких пределах (с соответствующим изменением выходного напряжения).

При использовании емкости 0,005 мкФ с помощью уравнения (9.93) можно рассчитать следующие параметры:

$$f_0 = \frac{2(U_{CC}-U_C)}{R_1C_1U_{CC}};$$

$$R_1 = \frac{2(U_{CC}-U_C)}{f_0C_1U_{CC}}. \qquad (9.97)$$

После подстановки соответствующих значений в (9.97) получаем

$$R_1 = \frac{2(12-10{,}35)}{10\cdot10^6\cdot0{,}05\cdot10^{-6}\ \ 12} = 5500\ \text{Ом}.$$

Для расчета частоты при повышении управляющего напряжения до 10,85 В подставляем соответствующие величины в (9.93), тогда

$$f_0 = \frac{(12-10{,}85)}{5{,}5\cdot10^6\cdot0{,}005\cdot10^{-6}\cdot12} = 6970\ \text{Гц}.$$

При U_C = 10,85 В сопротивление между выводом 5 и землей

$$R = \frac{10{,}85\cdot13{,}330}{12} = 12{,}053\ \text{Ом}. \qquad (9.98)$$

Система фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) является дальнейшим развитием ГУН в интегральном исполнении. Генератор может работать на некоторой частоте, общей для другого сигнала, например с несущей частотой при ЧМ. При настройке ГУН на эту несущую частоту выходное напряжение ГУН будет отслеживать изменения частоты несущей при вариации последней примерно на ± 60 %.

Задача 9.20. Рассмотрите систему ФАПЧ применительно к схеме частотной демодуляции сигнала SCA (Регламент Федеральной комиссии связи на ЧМ-вещание в системе озвучания и звукоусиления), показанной на рис 9.26. Какова будет частота свободной генерации ГУН? Определить диапазон изменения f_L ФАПЧ и диапазон захвата f_C.

Теория. Структурная схема ФАПЧ приведена на рис. 9.27 В нее входят дифференциальный усилитель – фазовый детектор-компаратор, ГУН и усилитель на входе узкополосного фильтра.

Входной сигнал демодулятора проходит через двухступенчатый широкополосный фильтр, препятствующий проникновению в схему сигналов низших каналов. Чтобы иметь возможность использовать один источник питания, применяются делители, состоящие из резисторов R_2-R_5. Выходная цепь состоит из R_7, C_5 и представляет собой узкополосный фильтр, предназначенный для отфильтровывания шумов и коррекции предыскажений.

Решение. Частота свободной генерации определяется формулой

$$f_0 = \frac{1}{4R_1C_1} \simeq \frac{1}{4\cdot3731\cdot0{,}001\cdot10^{-6}} \simeq$$

$$\simeq 67\,000\ \text{Гц} \simeq 67\ \text{кГц}. \qquad (9.99)$$

Система ФАПЧ захватывает сигнал несущей частоты и синхронизируется с ним. При

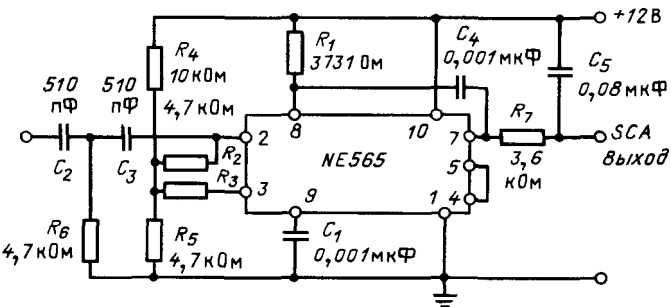


Рис. 9.26. Упрощенная схема ФАПЧ, предназначенная для демодуляции частотно-модулированной несущей SCA

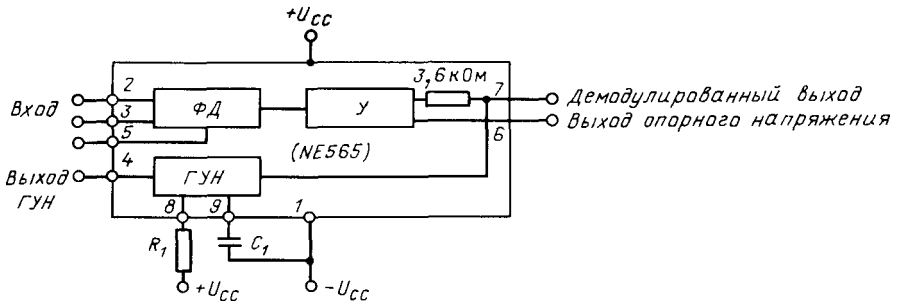


Рис. 9.27. Структурная схема ФАПЧ с времязадающими элементами ГУН:
ФД – фазовый детектор-компаратор; *У* – усилитель

этом необходимо иметь возможность изменять частоту ГУН в диапазоне девиации частоты. Схема NE562 системы ФАПЧ имеет более широкие частотные возможности, чем схема NE565, кроме того, она проста и более доступна для понимания. При захваченном сигнале диапазон отслеживания зависит от центральной частоты, напряжения источника питания и для ИС NE565 составляет примерно 60 %. С помощью следующего эмпирического выражения можно определить диапазон изменения частоты:

$$f_L \simeq \frac{8 f_0}{U_{CC}} \simeq \pm \frac{8 \cdot 67 \cdot 10^3}{12} \simeq$$

$$\simeq \pm 44{,}667 \text{ Гц}. \qquad (9.100)$$

Таким образом, полный диапазон $2 \times 44{,}667 = 89{,}334$ Гц.

Диапазон захвата обычно значительно уже и зависит от параметров выходного сопротивления и емкости фильтра, т.е.

$$f_C = \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_L}{RC}} \simeq$$

$$\simeq \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi (\pm 8 f_0)}{RC\, U_{CC}}}. \qquad (9.101)$$

Подставляя в (9.101) соответствующие значения, получаем

$$f_C \simeq \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi 16 f_0}{R_7 C_5 U_{CC}}} \simeq \pm \frac{1}{2\pi} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{32 \cdot 3{,}1416 \cdot 67{,}000}{3{,}6 \cdot 10^3 \cdot 0{,}08 \cdot 10^{-6} \cdot 12}} \simeq$$

$$\simeq \pm \frac{1}{6{,}283} \sqrt{\frac{6735575}{0{,}00346}} =$$

$$= \pm \frac{44{,}147}{6{,}283} = 7{,}026 \text{ Гц} = 7 \text{ кГц}.$$

Задача 9.21. Как можно использовать систему ФАПЧ в качестве умножителя частоты? Какие должны быть параметры R_1 и C_1, чтобы получить частоту 30 кГц при исходной частоте сигнала 10 кГц?

Теория. Система ФАПЧ основана на взаимодействии ГУН с фазовым детектором-компаратором, и, поскольку они внутренне не соединены, каждая часть может работать самостоятельно. Если счетчик регистра сдвига установлен в положение деления на три и присоединен к выходу ГУН, как показано на рис. 9.28, то фазовый детектор-компаратор синхронизируется со счетчиком на частоте

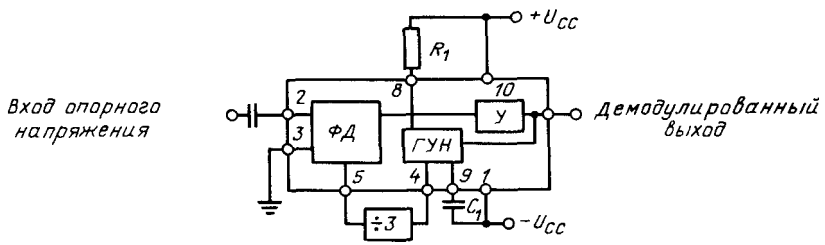


Рис. 9.28. Система ФАПЧ в качестве умножителя частоты (умножение на три):
ФД – фазовый детектор-компаратор; *У* – усилитель

сигнала (не ГУН). Частота ГУН, установленная равной 30 кГц, поделится счетчиком до 10 кГц и, в свою очередь, засинхронизируется с приходящим сигналом 10 кГц. Если частота ГУН находится в полосе захвата, то ГУН синхронизируется с частотой сигнала 19 кГц и будет работать на этой частоте, хотя частота свободной генерации несколько отклоняется от 30 кГц.

Решение. Поскольку частота входного сигнала составляет 10 кГц и ГУН работает на частоте 30 кГц, параметры R_1C_1 должны рассчитываться на частоту 30 кГц. Оптимально для ИС NE565 нужно, чтобы $R_1 = 4$ кОм. Выбирается ближайший стандартный номинал резистора 4,3 кОм и далее используются известные соотношения

$$f_0 = \frac{1}{4 R_1 C_1},$$

$$C_1 = \frac{1}{4 \cdot 4{,}3 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-9}} =$$

$$= 0{,}00194 \text{ мкФ}. \qquad (9.102)$$

Если принять, что стандартная емкость $C_1 = 0{,}001$ мкФ, то частота ГУН будет несколько ниже 30 кГц, т.е.

$$f_0 = \frac{1}{4 \cdot 4{,}3 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-9}} = 29\,070 \text{ Гц}.$$

При делении f_0 на три ($29\,070/3 = 9690$ Гц) оказывается, что она находится в диапазоне захвата фазового детектора-компаратора. Выход фазового детектора корректирует напряжение ошибки на входе ГУН и сдвигает рабочую частоту до $10 \cdot 3 = 30$ кГц.

Глава 10

ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Ст. Фернандес

П. Брукс

10.1. ВВЕДЕНИЕ

Вторичные источники питания можно сгруппировать в четыре группы (табл. 10.1).

В этой главе речь пойдет в основном о наиболее распространенных вариантах выпрямительных устройств, преобразующих мощность переменного тока на входе в мощность постоянного тока на выходе. Такие источники питания могут быть как регулируемыми, так и нерегулируемыми. На выходе регулируемого источника питания можно поддерживать постоянным либо ток, либо напряжение. Ниже рассмотрены только источники с постоянным напряжением на выходе, поскольку они получили наибольшее распространение.

Таблица 10.1. **Классификация источников питания**

Тип прибора	Напряжение на входе	Напряжение на выходе
Выпрямитель	Переменное	Постоянное
Инвертор	Постоянное	Переменное
Преобразователь	„	Постоянное
Трансформатор	Переменное	Переменное

Для источников с постоянным напряжением на выходе наиболее существенно значение этого напряжения, зависящее от напряжения сети, тока нагрузки, температуры и степени фильтрации. Качество источника питаиия определяют следующие параметры:

1) пульсация, т.е. переменная составляющая выходного напряжения, которая накладывается на его постоянную составляющую;

2) степень стабилизации напряжения или изменение значения постоянного напряжения на выходе, вызванное изменением переменного напряжения на входе, при прочих равных условиях;

3) степень стабилизации нагрузки, т.е. колебание постоянного напряжения на выходе, вызванное изменением лостоянного тока нагрузки, при прочих равных условиях.

10.2. НЕРЕГУЛИРУЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Нерегулируемые источники питания используются в том случае, когда аппаратура некритична к изменениям выходного напряжения. Такие источники относятся к числу "старейших" блоков радио- и телевизионных схем. Они применяются также для заряда аккумуляторов. Ниже рассматриваются в качестве

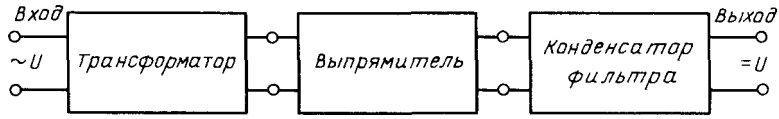


Рис. 10.1. Обобщенная структурная схема нерегулируемого источника питания

нерегулируемых источников питания однополупериодные и двухполупериодные выпрямители, двухполупериодные мостовые выпрямители, умножители напряжения.

Обобщенная структурная схема нерегулируемого источника питания показана на рис. 10.1.

Для большей наглядности при сравнении параметров источников питания применительно к каждому из четырех вышеупомянутых типов устройств приняты следующие исходные данные:

1) пределы изменения тока нагрузки – от 0 до 2 А;

2) пределы изменения входного напряжения – от 110 до 120 В, частота 60 Гц;

3) выходное напряжение должно составлять приблизительно 15 В;

4) напряжение вторичной обмотки трансформатора показано на рис 10 2;

5) емкость конденсатора фильтра составляет 2000 мкФ (50 В);

6) падением напряжения на диоде в прямом направлении можно пренебречь.

Вторичные напряжения задаются преимущественно в пиковых, а не в действующих значениях, чтобы избежать ряда преобразований. Для синусоидального напряжения

$$U_{\text{пик}} = U_{\text{дейст}} \sqrt{2}. \qquad (10.1)$$

Изменение напряжения на нагрузке при различных токах нагрузки, в частности, обусловливается падением напряжения в обмотках трансформатора.

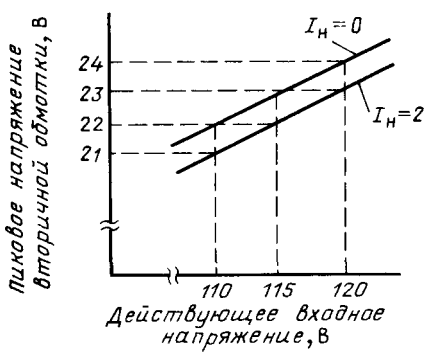


Рис. 10.2. Зависимость выходного напряжения трансформатора от входного напряжения

Иногда пульсации или степень регулирования нагрузки вычисляются в процентах как пиковых, так и действующих значений напряжения, т.е.

$$\text{ПП (процент пульсаций)} = \frac{U_{\text{пульс}}}{U_{\text{вых}}} 100; \qquad (10.2)$$

$$\text{ПС (процент стабилизации)} = \frac{U_{\text{отс.н}} - U_{\text{п.н}}}{U_{\text{п.н}}} 100, \qquad (10.3)$$

где $U_{\text{п.н}}$ – выходное напряжение при полной нагрузке; $U_{\text{отс.н}}$ – выходное напряжение при отсутствии нагрузки.

Степень стабилизации напряжения, %,

$$\text{ССН} = \frac{U_{\text{вых}\,max} - U_{\text{вых}\,min}}{U_{\text{вх}\,max} - U_{\text{вх}\,min}} 100, \qquad (10.4)$$

где $U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение; $U_{\text{вх}}$ – входное напряжение.

Однополупериодные выпрямители. *Задача 10.1.* Рассчитайте пульсации, определите форму выходного напряжения, степень стабилизации нагрузки (ССН) и напряжения (ССН) для схемы, показанной на рис. 10.3, *а*.

Теория. Для напряжения при частоте 60 Гц период 1/60 = 16,7 мс. Когда $U_{\text{вт}} > U_C$ и оба напряжения имеют одинаковую полярность, диод VD_1 проводит ток. В этом случае от трансформатора отбирается соответствующий ток в нагрузку и одновременно заряжается конденсатор C_1. В однополупериодном выпрямителе диод VD_1 при полной нагрузке проводит ток примерно в течение 3,7 мс. За остающиеся 13 мс каждого периода ток нагрузки обеспечивается емкостью C_1 и напряжение на нагрузке падает (рис. 10 3, *б*). Степень уменьшения напряжения зависит от параметров емкости и тока нагрузки, причем напряжение "от пика до пика" на конденсаторе C_1, *В*,

$$U_{\text{пп}} = \frac{I_{\text{н}}\, t}{C_1}, \qquad (10.5)$$

где $I_{\text{н}}$ – ток нагрузки, А; t – время разряда конденсатора, с; C_1 – емкость, Ф.

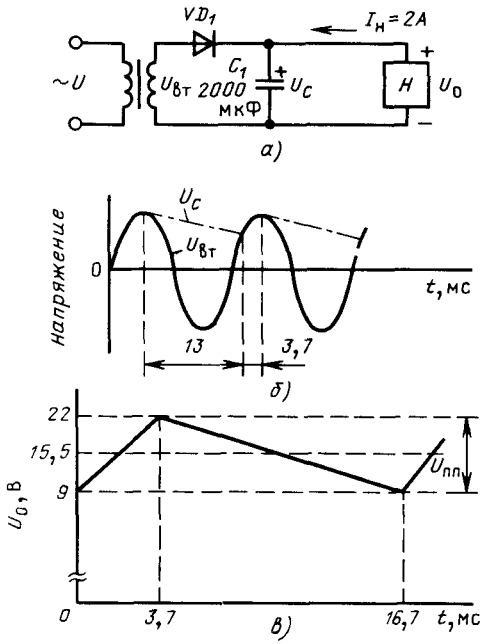


Рис. 10.3. Схема однополупериодного выпрямителя (*а*), зависимость V_C и $V_{вт}$ от времени (*б*) и форма выходного напряжеиия (*в*): *Н* – нагрузка

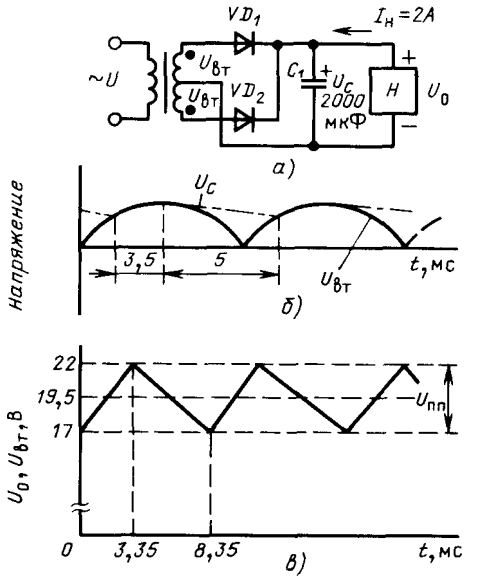


Рис. 10.4. Схема двухполупериодного выпрямителя (*а*), напряжение V_C и выпрямленное напряжение $V_{вт}$ (*б*) и форма выходного напряжения (*в*): *Н* – нагрузка

Решение. Напряжение пульсаций на выходе вычисляется путем подстановки соответствующих значений в уравнение (10.5). Согласно схеме на рис. 10.3, *а* $I_н = 2$ А и $C_1 = 2000$ мкФ. Тогда

$$U_{пп} = \frac{2 \times 13 \cdot 10^{-3}}{2000 \cdot 10^{-6}} = 13 \text{ В}.$$

Пиковое напряжение, до которого заряжается конденсатор, приведено на рис. 10.2. При $U_{пер} = 115$ В $U_{вт.пик}$ составляет 22 В. На рис. 10.3, *в* выходное напряжение показано прямыми линиями (для упрощения вычислений). В действительности же напряжение увеличивается по синусоиде, а спадает по экспоненте. Из рис. 10.3, *в* видно, что напряжение $U_{вых}$ возрастает до 22 В, затем падает до 22–13 = 9 В. Поскольку мы приняли линейную аппроксимацию, постоянное напряжение равно среднему арифметическому максимального и минимального значений напряжения, т.е. (22+9)/2 = 15,5 В. Теперь по найденному значению постоянного напряжения можно определить процент пульсаций (ПП), использовав уравнение (10.2) : ПП = 13·100/15,5 = = 83,9 %.

Степень стабилизации нагрузки (ССНа) рассчитывается при 115 В на входе и изменении тока нагрузки от 0 до 2 А. При $I_н = 2$ А $U_н = 15{,}5$ В, а при $I_н = 0$ $U_C = 23$ В (см. рис. 10.2). Итак, ССНа = 23 – 15,5 = =7,5 В, или 7,5·100/15,5 =48,4 %.

Степень стабилизации напряжения (ССН) вычисляется при $I_н = 0$ для колебаний питающего напряжения от 100 до 120 В. С помощью уравнения (10.2) получаем $U_н = 24$ В при переменном напряжении 120 В и $U_н =$ = 22 В при переменном напряжении 110 В. Таким образом, ССН = 24 – 22= 2 В, или 2·100/10 =20 %.

Двухполупериодный выпрямитель. *Задача 10.2,* Рассчитайте пульсации, определите форму выходного напряжения, степень стабилизации нагрузки (ССНа) и напряжения (ССН) для схемы на рис. 10.4, *а.*

Теория. Пиковое напряжение $U_{вт}$ для каждой половины обмотки трансформатора с отводом от средней точки показано на рис. 10.2. При наличии двух диодов конденсатор C_1 перезаряжается в течение половины периода частоты 60 Гц, при этом период каждого цикла заряда сокращается до 8,35 мс. В двух полупериодном выпрямителе каждый диод проводит ток в течение приблизительно 3,25 мс при каждом альтернативном цикле. Поэтому емкость C_1 разряжается на на-

грузку 5 мс в течение каждого цикла (рис. 10.4, *в*).

Решение. Пульсации на выходе схемы определяются подстановкой соответствующих значений в уравнение (10 5). Параметры $I_н$ и C приведены на рис. 10.4, *а*, а T = =5 мс. Напряжение

$$U_{пп} = \frac{2 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{2000 \cdot 10^{-6}} = 5 \text{ В}.$$

При 115 В $I_н = 2$ А, а $U_{вт}$ составляет 22 В (см. рис. 10.2). Выходное напряжение изменяется между 22 и 22 – 5 =17 В, как показано на рис. 10.4. *в*, а постоянное напряжение равно (22+17)/2 =19,5 В.

Для расчета ПП соответствующие значения подставляем в уравнение (10.2). В результате ПП = 5·100/19,5 = 26,6 %, что существенно лучшие, чем в задаче 10 1.

Степень регулирования нагрузки вычисляется при 115 В для изменений тока нагрузки от 0 до 2 А. Согласно рис. 10.2 при переменном напряжении 115 В и $I_н = 0$ напряжение $U_н = 23$ В, в то время как согласно рис. 10.4 напряжение $U_н = 19{,}5$ В при $I_н = 2$ А. Степень стабилизации нагрузки ССНа = 23 – 19,5 = =3,5 В, или [с помощью (10.3)] 3,5·100/19,5 = = 18 %.

Степень стабилизации напряжения вычисляется при $I_н = 0$ для изменения питающего напряжения от 110 до 120 В. При переменном напряжении 110 В и $I_н = 0$ $U_н = 22$ В (см. рис. 10.2), в то время как при переменном напряжении 120 В $U_н = 24$ В. Как и в задаче 10.1, степень регулирования напряжения ССН =24 – 22 =2 В, или 20 %.

Двухполупериодный мостовой выпрямитель. *Задача 10.3.* Рассчитайте пульсации, определите форму выходного напряжения, ССНа и ССН для схемы на рис. 10.5, *а*.

Теория. Диоды VD_1 и VD_2 одновременно находятся в проводящем состоянии, когда $U_{вт} > U_C$ (при соответствующей полярности), а диоды VD_3 и VD_4 проводят ток в течение следующей половины периода. Как и в случае двухполупериодного выпрямителя, время разряда конденсатора C_1 примерно равно 5 мс, но мостовая схема обладает двумя преимуществами: во-первых, не нужно использовать трансформатор с отводом от средней точки и, во-вторых, на диодах получаются меньшие обратные напряжения (рис. 10,5 *б* и *в*).

Проводящий вход в обеих схемах заменен перемычкой. На рис. 10.5, *б* обратное напряжение на диоде VD_2 составляет $2U_{вт}$. В схеме, показанной на рис. 10.5, *в*, обратное напряжение на диодах VD_3 и VD_4 равно $U_{вт}$. Понижение обратного напряжения в мостовых схемах позволяет использовать диоды с меньшим обратным напряжением. Это обстоятельство в сочетании с возможностью применять трансформатор без вывода от средней точки вторичной обмотки способствует широкому распространению мостовых выпрямительных схем. Часто используются мостовые ИС-модули.

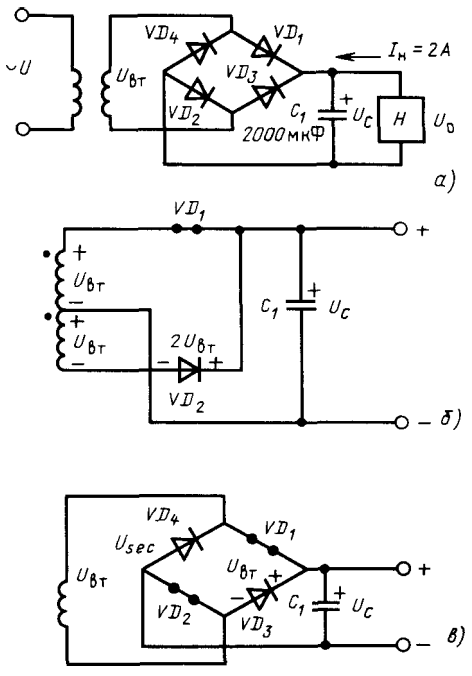


Рис. 10.5. Двухполупериодные мостовые схемы выпрямителя:
H – нагрузка

Решение. Пульсации, форма напряжения, ССНа и ССН в случае мостового выпрямителя идентичны тем, которые были рассмотрены применительно к двухполупериодному выпрямителю. При более тщательных расчетах следует учитывать падение напряжения на диодах.

Источники питания с умножением напряжения [1]. *Задача 10.4.* Рассчитайте пульсации, определите форму выходного напряжения, ССН и ССНа для схемы на рис. 10.6, *а*.

Теория. На рис. 10.6, *а* показана однополупериодная схема удвоения напряжения, работающая следующим образом. В течение половины периода диод VD_1 находится в

[1] Значения выходного напряжения при полной нагрузке приближенные. Расчет обмена зарядами между конденсаторами весьма сложен и требует тщательного анализа. На практике следует использовать меньшие нагрузки, чем указано в следующих примерах.

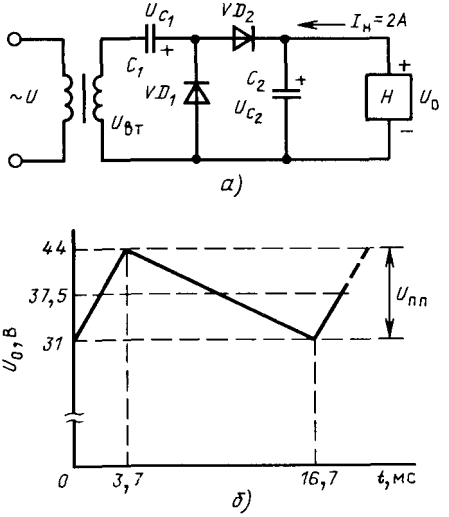


Рис. 10.6. Схема однополупериодного удвоителя напряжения (*а*) и форма выходного напряжения для этой схемы (*б*)

проводящем состоянии и конденсатор C_1 заряжается до пикового значения $U_{вт}$. В течение следующего полупериода диод VD_2 находится в проводящем состоянии и конденсатор C_1 заряжается до пикового значения $U_{вт}$ плюс U_{C_1}, что составляет $2U_{вт}$ (пиковых).

Решение. Как и в однополупериодном выпрямителе, конденсатор C_2 разряжается за 13 мс. Поскольку емкость конденсатора $C_2 = 2000$ мкФ и $I_н = 2$ А, напряжение пульсаций на выходе схемы составляет 13 В. При переменном напряжении $U = 115$ В и $I_н = 2$ А пиковое напряжение $U_{вт}$ равно 22 В. Поэтому конденсатор C_2 заряжается до $2 \cdot 22 = 44$ В, а с учетом пульсаций напряжение на нем падает до $44 - 13 = 31$ В (рис. 10 6, *г*). Постоянное напряжение, как и ранее, равно $(44 + 31)/2 = 37{,}5$ В. Процент пульсаций, определяемый по уравнению (10.2), теперь составляет $13 \cdot 100/37{,}5 = 34{,}7$ %, что лучше, чем в случае однополупериодного выпрямителя.

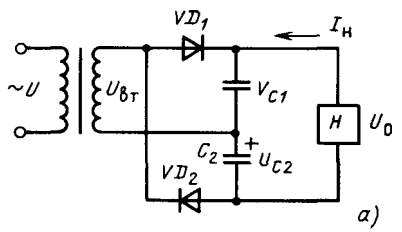
Степень стабилизации нагрузки вычисляется при переменном напряжении 115 В для изменений тока нагрузки от 0 до 2 А. Используя рис. 10.2, находим, что при 115 В и $I_н = 0$ $U_{C_2} = 2 \cdot 23 = 46$ В. При 115 В и $I_н = 2$ А напряжение U_{C_2} составляет 37,5 В. Степень стабилизации нагрузки ССНа $= 46 - 37{,}5 = 8{,}5$ В, или [исходя из (10.3)] $8{,}5 \cdot 100/37{,}5 = 22{,}7$ %.

Степень стабилизации напряжения определяется при $I_н = 0$ для изменений переменного напряжения от 110 до 120 В. Используя рис. 10.2, получаем, что U_{C_2} при 110 В и $I_н = 0$ составляет $2 \cdot 22 = 44$ В. При 120 В напряжение $U_{C_2} = 2 \cdot 24 = 48$ В. Поэтому степень стабилизации напряжения ССН $= 4$ В, или [с учетом (10.4)] $4 \cdot 100/10 = 40$ %.

Задача 10.5. Рассчитайте пульсации, определите форму выходного напряжения, ССНа и ССН на рис. 10.7, *а*.

Теория. На рис. 10.7, *а* показана двухполупериодная схема удвоения напряжения, работающая следующим образом. В течение одного полупериода диод VD_1 проводит ток, емкость C_1 заряжается и поддерживает ток нагрузки через конденсатор C_2. В следующий полупериод ток проводит диод VD_2, заряжая конденсатор C_2 и обеспечивая ток нагрузки через конденсатор C_1. Полное напряжение на нагрузке складывается из $U_{вт}$ и U_{C_1} или $U_{вт}$ и U_{C_2}. В обоих случаях полное напряжение на нагрузке составляет $2U_{вт}$.

Решение. Поскольку конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются в течение противоположных полу-



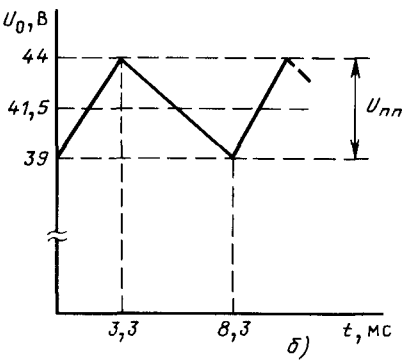


Рис. 10.7. Схема двухполупериодного умножителя напряжения (*а*) и форма выходного напряжения (*б*):
H – нагрузка

Таблица 10.2. **Характеристики источников питания (численные значения напряжений даны в вольтах)**

Параметр	Тип источника питания				
	однополупериодный[1]	двухполупериодный[2]	мостовой[3]	однополупериодный умножитель[4]	двухполупериодный умножитель[5]
U_0	15,5	19,5	19,5	37,5	41,5
Пульсации	13	5	5	13	5
Степень стабилизации напряжения (ССН)	2	2	2	4	4
Степень стабилизации нагрузки (ССНа)	7,5	3,5	3,5	8,5	4,5

[1] Простая конструкция, невысокая стоимость, высокий уровень пульсаций.
[2] Эффективен, низкий уровень пульсаций.
[3] Эффективен, дешевые диоды, низкий уровень пульсаций.
[4] Повышенные напряжения, стоимость диодов и деталей.

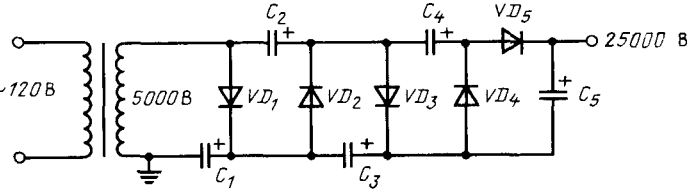


Рис. 10.8. Схема умножения напряжения "на пять"

пернодов, пульсации выходного напряжения составляют 5 В, как в случае двухполупериодного выпрямителя (без умножения).

Из рис. 10.2 видно, что при 115 В и $I_н$ = = 2 А пиковое напряжение $U_{вт}$ = 22 В. Выходное напряжение возрастает до 2 · 22 = 44 В и снижается до 44 – 5 = 39 В. Постоянное напряжение равно среднему арифметическому максимального и минимального значений, т.е. (44 + 29)/2 = 41,5 В, как показано на рис. 10.7, *б*.

Определяя из уравнения (10.2) процент пульсаций, получаем 5 · 100/41,5 = 12 %.

Степень стабилизации нагрузки рассчитывается при переменном напряжении 115 В для тока нагрузки от 0 до 2 А. С помощью рис. 10.2 при 115 В и $I_н$ = 0 находим, что U_0 = = 2 · 23 = 46 В. При $I_н$ = 2 А U_0 = 41,5 В согласно рис. 10.7, *б*. Поэтому ССНа = 46 – – 41,5 = 4,5 В, или 4,5 · 100/41,5 = 10,8 %.

Степень стабилизации напряжения при $I_н$ = = 0 определяется для изменений напряжения сети от 110 до 120 В. При $I_н$ = 0 и напряжении 110 В U_0 = 2 · 22 = 44 В (см. рис. 10.2). При 120 В U_0 = 2 · 24 = 48 В. Таким образом, ССН = 48 – 44 = 4 В, или 4 · 100/10 = 40 %.

Характеристики нестабилизированных источников питания приведены в табл. 10.2.

Замечание. На рис. 10.8 показан пример "расширения" возможностей схемы умножения "на пять". Эта схема часто используется в телевизионных приемниках, например, для получения напряжения 5000 В (цепь фокусирующего анода) и 25 000 В (напряжение анода кинескопа). В схеме применяются высоковольтные диоды, обычно в виде залитой сборки.

10.3. СТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

В ряде случаев изменения напряжения питания, получаемые при использовании нестабилизированных источников, оказываются неприемлемыми. Требуется обеспечить напряжения пульсаций менее 100 мВ и хорошую степень стабилизации. В таких случаях применяются стабилизированные источники питания, а в настоящее время – чаще всего дешевые ИС.

Полезно иметь в виду, что стабилизатор, по существу, является очень хорошим фильтром, поскольку сама идея поддержания постоянства тока или напряжения на его выходе практически предусматривает устранение пульсаций.

Основные варианты стабилизаторов можно разделить на две группы: последовательные и параллельные. Ограничимся рассмотрением схем параллельного стабилизатора, последовательного стабилизатора с источником опорного напряжения на стабилитроне; последовательного стабилизатора с обратной связью (ОС), трехвыводной ИС.

Для большей наглядности при сравнении устройств предусматривается, что во всех случаях на входе стабилизатора установлен двухполупериодный выпрямитель, хотя чаще всего используются мостовые выпрямители.

Источники питания с параллельными стабилизаторами. *Задача 10.6.* Рассчитайте степень стабилизации нагрузки, напряжения и степень уменьшения пульсаций для схемы на рис. 10.9 при условии, что U_C изменяется от 18 до 25 В, $U_{VZ\text{ном}} = 15$ В, $I_{VZt} = 75$ мА, $R_{VZ} = 2$ Ом, $R_S = 15$ Ом и ток нагрузки составляет 100 мА.

Теория. Эта схема широко используется во многих случаях, когда требуется сравнительно небольшой ток нагрузки и входное напряжение относительно постоянно. Если стабилитрон применяется в рабочей области ($I_{VZ} > I_{VZt}$), то и обеспечивает достаточно постоянное напряжение.

Минимальный ток стабилитрона указывается изготовителем его в паспорте. Уравнения для рассматриваемой схемы имеют вид

$$U_0 = U_{VZ} = U_C - I_S R_S; \qquad (10.6)$$

$$I_S = I_{VZ} + I_\text{н}; \qquad (10.7)$$

$$U_{VZ} = U_{VZ\text{ном}} + (I_{VZ} - I_{VZt}) R_{VZ}, \qquad (10.8)$$

где U_0 – выходное напряжение; U_{VZ} – рабочее напряжение стабилитрона; U_C – напряжения на конденсаторе; $U_{UZ\text{ном}}$ – номинальное напряжение стабилитрона; I_S – ток в параллельной цепи; I_{VZ} – ток стабилитрона; I_{VZt} – минимальный ток стабилитрона; $I_\text{н}$ – ток нагрузки; R_{VZ} – импеданс стабилитрона; R_S – параллельное сопротивление.

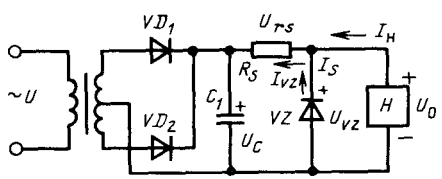


Рис. 10.9. Параллельный стабилизатор со стабилитроном:
H – нагрузка

Решение. При $U_C = 18$ В и $I_\text{н} = 0$ из уравнений (10.6) и (10.7)

$$I_{VZ} = I_S = \frac{U_C - U_{VZ}}{R_S} = \frac{18 - 15}{15} = 0{,}2 \text{ А} = 200 \text{ мА}.$$

С учетом уравнения (10.8) можно записать

$$U_{VZ} = 15 + 2\,(0{,}2 - 0{,}075) = 15{,}25 \text{ В}.$$

Здесь U_{VZ} принято равным 15 В. Можно использовать приближенное значение U_{VZ} для определения I_{VZ}, что, в свою очередь, позволит получить новое значение U_{VZ}. Согласно результатам вычислений, приведенным в табл. 10.3, получаем $I_{VZ} = 185$ мА и $U_{VZ} = 15{,}22$ В.

При $U_C = 18$ В и $I_\text{н} = 100$ мА

$$I_{VZ} = 0{,}185 - 0{,}1 = 0{,}085 \text{ А} = 85 \text{ мА};$$

$$U_{VZ} = 15 + 2\,(0{,}085 - 0{,}075) = 15{,}02 \text{ В}.$$

Степень стабилизации нагрузки ССНа $= 15{,}22 - 15{,}02 = 0{,}2$ В, или $0{,}2 \cdot 100/15 = 1{,}3\%$.

При $U_C = 25$ В и $I_\text{н} = 0$

$$I_{VZ} = \frac{(U_C - U_{VZ})}{R_{VZ}} = \frac{25 - 15}{15} = 0{,}667 \text{ А} = 667 \text{ мА};$$

$$U_{VZ} = 15 + 2\,(0{,}667 - 0{,}075) = 16{,}18 \text{ В}.$$

Как и ранее, U_{VZ} может быть использовано для последовательного определения I_{VZ}. Из табл. 10.3 находим, что $I_{VZ} = 597$ мА и $U_{VZ} = 16{,}04$ В.

Таблица 10.3. **Результаты последовательных вычислений (итераций) к решению задачи 10.6**

Напряжение на конденсаторе U_C, В	Рабочее напряжение стабилитрона U_{VZ}, В	Ток стабилитрона I_{VZ}, А
18	15,0000	0,2000
	15,2500	0,1833
	15,2166	0,1856
	15,2212	0,1853
	15,2206	–
25	15,0000	0,6667
	16,1834	0,5878
	16,0256	0,5983
	16,0466	0,5969
	16,0438	0,5971
	16,0442	–

Степень стабилизации напряжения ССН = = 16,04 – 15,22 = 0,82 В, или 0,82 · 100/7 = = 11,7 %. Так как изменение входного напряжения на 7 В вызывает изменение напряжения на выходе схемы только на 0,82 В, любые пульсации на входе делятся на коэффициент 7/0,82 = 8,54 (на выходе они в 8,54 раза меньше, чем на входе).

Хотя эта схема обеспечивает лучшие параметры, чем ее нестабилизированный аналог, в отсутствие нагрузки стабилитрон должен выдерживать значительные мощности. В нашем примере $P_{VZ\,max} = 16{,}04 \cdot 0{,}597 = 9{,}58$ Вт. Если U_C почти не меняется и $I_н$ остается более-менее постоянным, то значение R_S следует выбирать так, чтобы уменьшить мощность, рассеиваемую стабилитроном.

Последовательные стабилитроны со стабилитроном в качестве источника опорного напряжения. *Задача 10.7.* Рассчитайте степень стабилизации нагрузки, напряжения и степень уменьшения пульсаций для схемы на рис. 10.10. Примите, что U_C варьируется от 18 до 25 В, $U_{VZ\,ном} = 15$ В, $I_{VZt} = 75$ мА, $R_{VZ} = 2$ Ом, $R_S = 35$ Ом, $H_{FE} = 100$, U_{be} изменяется от 0,7 В при 100 мА до 0,6 В при отсутствии нагрузки и требуемый ток нагрузки составляет 100 мА.

Теория. В этой схеме на трансформаторе падает напряжение, равное разности входного и выходного напряжений. По сравнению с предыдущей схемой она гораздо эффективнее и обеспечивает больший ток нагрузки. Из уравнения (10.8) определяется U_{VZ}, а другие необходимые соотношения приводятся ниже:

$$U_0 = U_C - U_{Ce} = U_{VZ} - U_{be}; \qquad (10.9)$$

$$I_S = I_{VZ} + I_b = \frac{U_C - U_{VZ}}{R_S}; \qquad (10.10)$$

$$I_b = \frac{I_н}{H_{FE}}. \qquad (10.11)$$

При полной нагрузке стабилизатора через стабилитрон течет только ток базы транзистора, который существенно меньше тока нагрузки. Поэтому мощность, рассеиваемая стабилитроном, существенно меньше мощности, рассеиваемой стабилитроном, в задаче 10.6. При увеличении U_C растет U_{Ce}, поддерживая U_0 постоянным. Так как ток I_S возрастает, немного изменяются U_C, U_{VZ} и U_0. Когда растет ток нагрузки $I_н$, увеличивается U_{be} за счет крутизны передачи транзистора G_m. Поскольку ток I_b увеличивается, I_{VZ} уменьшается, и результирующее уменьшение напряжения U_{VZ} складывается с U_{be}, определяя тем самым пределы стабилизации.

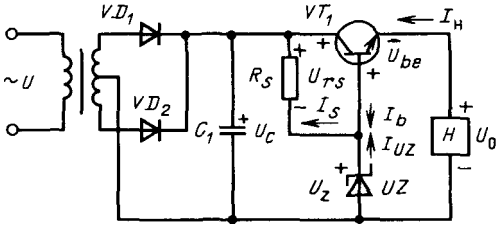


Рис. 10.10. Схема последовательного стабилизатора напряжения

Решение. При $U_C = 18$ В и $I_н = 0$

$$I_{VZ} = \frac{18 - 15}{35} = 0{,}0857 \text{ А} = 85{,}7 \text{ мА};$$

$$U_{VZ} = 15 + 2\,(0{,}0857 - 0{,}075) = 15{,}02 \text{ В};$$

$$U_0 = 15{,}02 - 0{,}6 = 14{,}42 \text{ В}.$$

При $U_C = 18$ В и $I_н = 100$ мА

$$I_в = 100/100 = 1 \text{ мА};$$

$$I_{VZ} = 85{,}7 - 1 = 84{,}7 \text{ мА};$$

$$U_{VZ} = 15 + 2\,(0{,}0847 - 0{,}075) = 15{,}02 \text{ В};$$

$$U_0 = 15{,}02 - 0{,}7 = 14{,}32 \text{ В}.$$

Пределы регулирования нагрузки 14,42 – – 14,32 = 0,1 В, или 0,1 · 100/15 = 0,67 %.

При $U_C = 25$ В и $I_н = 0$

$$I_{VZ} = \frac{25 - 15}{35} = 0{,}286 \text{ А} = 286 \text{ мА};$$

$$U = 15 + 2\,(0{,}286 - 0{,}075) = 15{,}42 \text{ В};$$

$$U_0 = 15{,}42 - 0{,}6 = 14{,}82 \text{ В}.$$

Пределы стабилизации напряжения составляют 14,82 – 14,42 = 0,4 В, или 0,4 · 100/7 = = 5,7 %. Пульсации ослабляются в отношении 7/0,4 = 17,5, т.е. рассматриваемая схема обеспечивает лучшую стабилизацию, чем предыдущая. Стабилитроном рассеивается максимальная мощность 15,42 · 0,286 = 4,41 Вт. Транзистором рассеивается максимальная мощность (25 – 14,82) · 0,1 = 1,02 Вт, поэтому наша схема обеспечивает большие токи нагрузки, чем предыдущая.

Последовательные стабилизаторы с ОС. Ранее рассмотренные схемы стабилизаторов обладали двумя недостатками: во-первых, относительно низкой степенью стабилизации и, во-вторых, нерегулируемым выходным напряжением. Для повышения степени стабилизации используется глубокая ОС. В цепь ОС включается потенциометр, с помощью которого изменяется выходное напряжение.

В общем виде структурная схема такого стабилизатора показана на рис. 10.11. Усилитель в цепи ОС сравнивает напряжение U_x

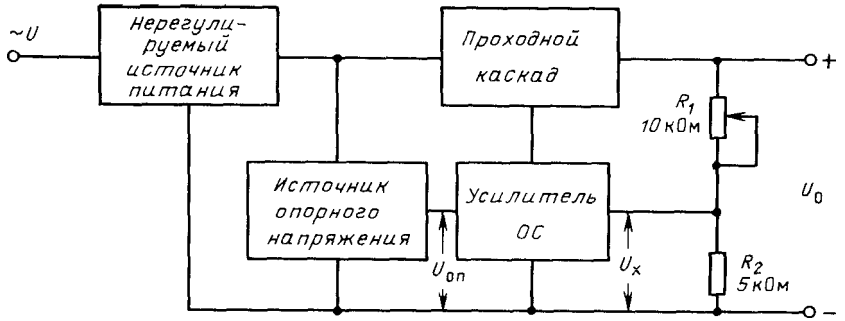


Рис. 10.11. Структурная схема последовательного стабилизатора с обратной связью (ОС)

с опорным напряжением $U_{оп}$ и устанавливает выходное напряжение равным $U_{оп}$.

Задача 10.8. Определите напряжение U_0 для схемы, показанной на рис. 10.11, в предположении, что $U_R = 6$ В, $R_1 = 10$ кОм и $R_2 = 5$ кОм.

Теория. Если усилитель в цепи ОС обладает высоким коэффициентом усиления, то он потребляет пренебрежимо малый входной ток. Поэтому R_1 и R_2 образуют делитель напряжения и

$$U_x = \frac{U_0 R_2}{R_1 + R_2}. \qquad (10.12)$$

Решение. В состоянии равновесия $U_R = U_x = 6$ В, тогда

$$U_0 = U_x \frac{(R_1 + R_2)}{R_2} = \frac{6(10 + 5) \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3} = 18 \text{ В}.$$

Задача 10.9. Определите напряжения и токи покоя для схемы на рис. 10.12. Рассчитайте сопротивление R_A. Допустите, что $U_{be} = 0{,}6$ В, $R_{FE} = 100$ у транзистора VT_1, $I_{C1} = I_{C2}$ и ток нагрузки равен 100 мА.

Теория. Транзисторы VT_1 и VT_2 образуют дифференциальный усилитель, который сравнивает опорное напряжение $U_{оп}$ с U_{b1}. Если $U_{b1} = U_{оп}$, то проводимость VT_1 возрастает и уменьшается напряжение базы транзистора VT_3. В результате транзисторы VT_3 и VT_5 выключаются. Напряжение U_0 уменьшается, пока U_{b1} не станет равным $U_{оп}$. Если $U_{b1} < U_{оп}$, то схема срабатывает в противоположном направлении. Таким образом осуществляется стабилизация.

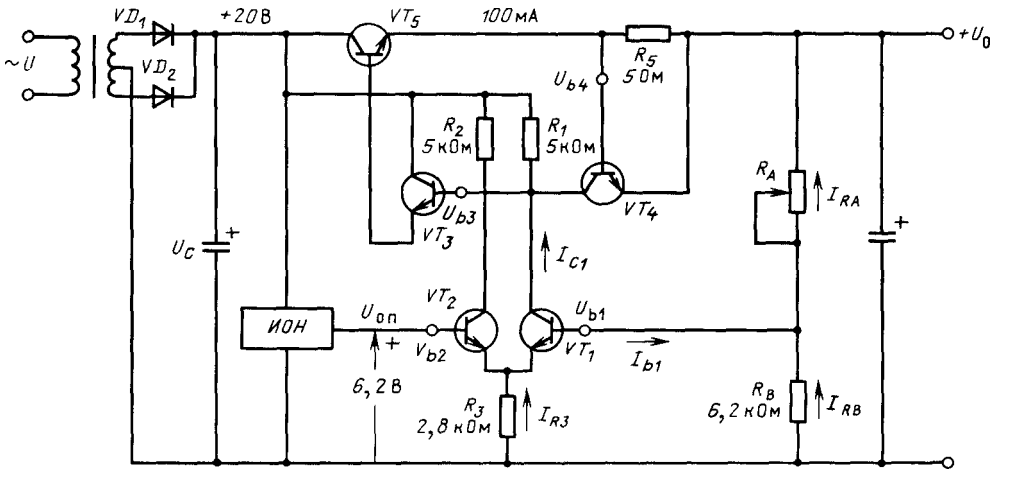


Рис. 10.12. Схема последовательного стабилизатора с ОС:
ИОН – источник опорного напряжения

Если сигнал ОС увеличен, то схема обнаруживает и корректирует меньшие изменения сигнала. Поэтому степень стабилизации напряжения, так же как и пульсации, зависит от коэффициента усиления в цепи ОС.

Опорное напряжение непосредственно влияет на выходное напряжение. Любые изменения $U_{оп}$ умножаются на коэффициент $(R_A + R_B)/R_B$.

Решение. При равновесии схемы

$$U_{b1} = U_{b2} = U_{оп} = 6{,}2 \text{ В};$$

$$U_{R_3} = 6{,}2 - 0{,}6 = 5{,}6 \text{ В};$$

$$I_{R_3} = 5{,}6/(2{,}8 \cdot 10^3) = 0{,}002 \text{ А} = 2 \text{ мА};$$

$$I_{c1} = I_{R_3}/2 = 2/3 = 1 \text{ мА};$$

$$U_{b3} = U_C - I_{c1} R_1 =$$

$$= 20 - (1 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3) = 15 \text{ В};$$

$$U_{b5} = 15 - 0{,}6 = 14{,}4 \text{ В};$$

$$U_{b4} = 14{,}4 - 0{,}6 = 13{,}8 \text{ В};$$

$$U_0 = 13{,}8 - (100 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3) =$$

$$= 13{,}8 - 0{,}5 = 13{,}3 \text{ В};$$

$$I_{R_B} = 6{,}2/(6{,}2 \cdot 10^3) = 0{,}001 \text{ А} = 1 \text{ мА};$$

$$I_{b1} = I_{c1}/h_{FE} = 1/100 = 0{,}01 \text{ мА}.$$

Так как $I_{R_B} \gg I_{b1}$, то ток $I_R = I_{R_B} =$ $= 1$ мА. Поскольку $U_0 = U_{b1} + I_{R_A} R_A$, сопротивление $R_A = (13{,}3 - 6{,}2)/(1 \cdot 10^{-3}) =$ $= 7100$ Ом $= 7{,}1$ кОм.

Обратите внимание на то, что изменение параметра R_A на 1 кОм вызывает изменение напряжения U_0 на 1 В. Это обстоятельство известно как "программирование 1000 Ом/В".

Задача 10.10. Определите максимальный выходной ток стабилизатора в схеме на рис. 10.12.

Теория. Выходной ток стабилизатора определяется транзистором VT_4. Если напряжение на резисторе R_5 достигает 0,6 В, то VT_4 переходит в открытое состояние и выключаются транзисторы VT_3 и VT_5, при этом уменьшается напряжение U_0 и стабилизатор становится ограничителем тока.

Решение. Напряжение $U_{R_5} = I_н R_5 = 0{,}6$ В, поэтому

$$I_н = 0{,}6 \cdot 5 = 0{,}120 \text{ А} = 120 \text{ мА}.$$

Таким образом, стабилизатор "отдает" ток 120 мА перед тем, как выходное его напряжение начинает уменьшаться.

Стабилизатор с трехполюсной ИС. Стабилизаторы в интегральном исполнении – трехполюсники – конструируются для положительного или отрицательного напряжения и позволяют получать на своем выходе как фиксированное, так и переменное напряжение. Обычно выходные напряжения стабилизаторов составляют соответственно 5, 6, 8, 12, 15, 18 и 24 В при токах нагрузки до 3 А. Вместе с этими ИС можно для увеличения тока нагрузки использовать проходные транзисторы. Такого рода стабилизаторы называются преобразователями постоянного тока в постоянный с высокой фильтрующей способностью.

В рассматриваемых схемах обычно используется та или иная форма внутреннего ограничения тока и защита от температурных перегрузок.

Для обеспечения хорошей работы стабилизатора его входное напряжение должно на несколько вольт превышать желаемое выходное напряжение. На входе схемы следует установить танталовый конденсатор, особенно если стабилизатор находится относительно далеко от выходной емкости источника питания. Схема стабилизатора с трехполюсной ИС показана на рис. 10.13, *а*, а на рис. 10.13, *б* изображен ее вариант с регулируемым выходным напряжением. Ниже приведены типовые параметры стабилизатора с трехполюсной ИС, рассчитанного на фиксированное положительное напряжение 15 В на выходе:

Входное напряжение, В	20
Выходное напряжение, В	15
Ток нагрузки, А	1,0
Ток покоя, мА	3,5
Степень уменьшения пульсаций, дБ	70
Степень стабилизации нагрузки, мВ	12
Степень стабилизации напряжения, мВ	5

Задача 10.11. Допустим, что напряжение на выходе стабилизатора (рис. 10.13, *б*) можно регулировать. При $U_{вх} = 19{,}5$ В, $U_{оп} = 1{,}25$ В, $I_{уст} = 50$ мкА и $R_1 = 240$ Ом определите сопротивление R_2, необходимое для получения выходного напряжения $U_0 = 15$ В.

Теория. Соответствующие уравнения для схемы на рис. 10.13, *б* имеют вид

$$U_0 = U_{оп} + (I_1 + I_{уст}) R_2;$$

$$I_1 = \frac{U_{оп}}{R_1}.$$

Исключая из них I_1, получаем

$$\left.\begin{aligned} U_0 &= U_{оп} + \left(\frac{U_{оп}}{R_1} + I_{уст}\right) R_2; \\ U_0 &= U_{оп} + \frac{U_{оп} R_2}{R_1} + I_{уст} R_2; \\ U_0 &= U_{оп} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{уст} R_2. \end{aligned}\right\} \quad (10.13)$$

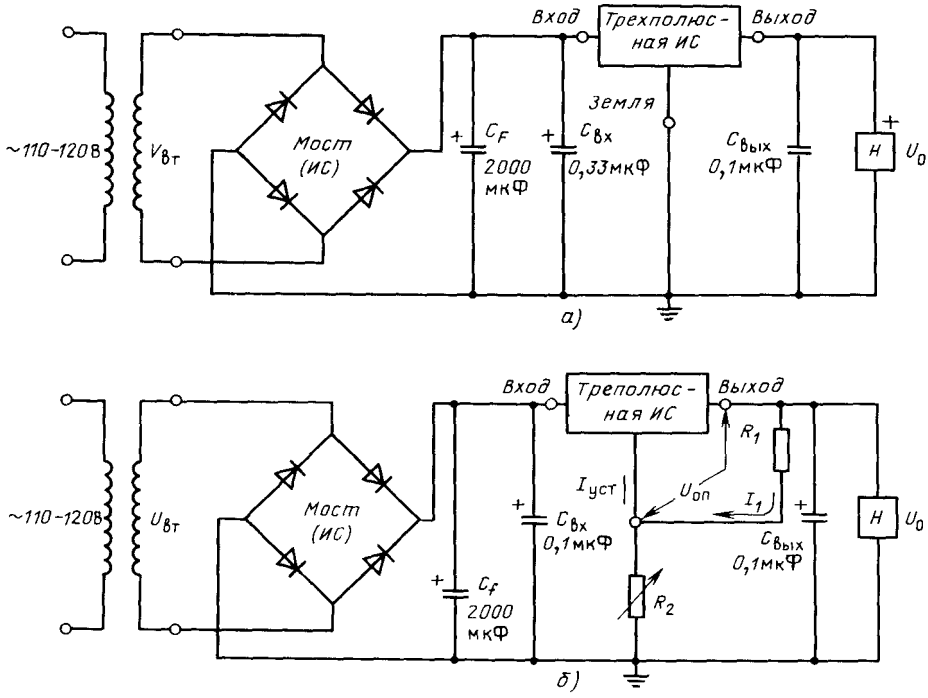


Рис. 10.13. Схема стабилизатора с фиксированным выходным напряжением, выполненного на трехполюсной ИС, (*а*) и аналогичная схема с регулируемым выходным напряжением (*б*): *Н* – нагрузка. Конденсатор $C_{вх}$ необходимо использовать, если стабилизатор удален от конденсатора фильтра C_f. Конденсатор $C_{вых}$ не требуется для стабилизации напряжения, но он улучшает переходную характеристику стабилизатора

Если ток $I_{уст}$ достаточно мал, то последний член в уравнении (10.13) можно опустить, тогда запишем

$$U_0 = U_{оп}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \qquad (10.13а)$$

Решение. Допустим, что входное напряжение должно быть по меньшей мере на 3 В больше необходимого выходного напряжения. В нашем случае оно составляет 19,5 – – 15 = 4,5 В, что больше 3 В. Подставляя соответствующие значения в (10.13а), получаем

$$15 = 1{,}25\left(1 + \frac{R_2}{240}\right)$$

и определяем R_2. После преобразований имеем

$$\frac{15}{1{,}25} = 1 + \frac{R_2}{240};$$

$$12{,}0 - 1 = \frac{R_2}{240} = 11;$$

$$R_2 = 11 \cdot 240 = 2640 \text{ Ом}.$$

Для оценки принятого допущения вычислим произведение $I_{уст}R_2 = 50 \cdot 10^{-6} \cdot 2640 = = 0{,}132$ В. Поскольку 0,132 В $\ll$ 15 В, наше допущение справедливо.

Некоторые коммеитарии по поводу стабилизированных источиков питаиия. Конструирование усилителя, аналогичного показанному на рис. 10.12, требует учета его стабильности, допусков на размеры деталей, нагрузок на компоненты, схемы температурного эффекта и переходных характеристик, что выходит за рамки данной главы. Многие схемы разработаны для стабилизации опорного напряжения, расширения пределов регулирования тока и улучшения переходных характеристик. Развитие интегральной технологии позволило сделать соответствующие схемы весьма компактными, в частности оформить их в виде трехполюсной ИС. Со-

временные стабилизаторы на ИС позволяют стабилизировать выходные напряжения в пределах 5 мВ. У большинства источников питания на выходе устанавливается конденсатор, понижающий выходной импеданс, улучшающий переходную характеристику и стабилизирующий усилитель.

10.4. ИМПУЛЬСНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Рассмотренные в § 10.3 стабилизированные источники питания называются линейными. При повышении входного напряжения их выходное напряжение уменьшается. Соотношение, определяющее мощность, рассеиваемую источником питания, записывается в виде

$$P_{\text{расс}} = P_{\text{вх}} - P_{\text{вых}}.$$

Поскольку выходная мощность постоянна, источник питания должен рассеивать большую мощность при высоких входных напряжениях, что ограничивает его эффективность. Линейный источник питания с выходной мощностью 100 Вт может рассеивать мощность до 200 Вт.

Импульсные стабилизаторы характеризуются повышенной эффективностью и минимальными внутренними потерями. Мощность на входе таких источников относительно постоянна при увеличении входного напряжения. Схемы этих источников довольно сложные, однако они широко используются, например, в микрокомпьютерах, обеспечивая высокую степень стабилизации и малые габариты устройств при приемлемых условиях охлаждения.

Задача 10.12. Рассчитайте выходное напряжение схемы, показанной на рис. 10.14, если $U_{C_1} = 48$ В и $t_{\text{вкл}} = 20$ мкс.

Теория. На рис. 10.14 изображена основная схема импульсного источника питания. Выпрямленное и отфильтрованное обычным способом входное напряжение подается на транзистор UT_1. Он включается и выключается серией импульсов и подает напряжение на индуктивности L_1, L_2, а также емкость C_2, представляющие собой узкополосный фильтр. После фильтрации большинства переменных составляющих импульсного напряжения обеспечивается сглаженное постоянное напряжение на выходе схемы. Когда UT_1 включен на время $t_{\text{вкл}}$ и выключен на время $t_{\text{выкл}}$, выходное напряжение

$$U_0 = \frac{U_{C_1} t_{\text{вкл}}}{t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}}. \qquad (10.14)$$

Если период наблюдения $(t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}})$ не изменяется, то регулировать выходное напряжение можно, изменяя $t_{\text{вкл}}$.

Решение. Из уравнения (10.14)

$$U_0 = \frac{48 \cdot 20}{40} = 24 \text{ В}.$$

Задача 10.13. Предположим, что U_{C_1} в предыдущей задаче увеличивается до 72 В при повышении входного напряжения. Рассчитайте время $t_{\text{вкл}}$ так, чтобы U_0 оставалось неизменным, при этом считайте $(t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}})$ постоянным.

Решение. Из уравнения (10.13) $U_0 = \frac{72 t_{\text{вкл}}}{40}$, т.е.

$$t_{\text{вкл}} = \frac{24 \cdot 40}{72} = 13{,}33 \text{ мкс}.$$

Обсуждение. Из анализа задач 10.12 и 10.13 видно, что регулирование напряжения может быть осуществлено путем изменения коэффициента заполнения напряжения $t_{\text{вкл}}/(t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}})$ так, чтобы он был обратно пропорционален входному напряжению при $(t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) = \text{const}$. В случае подключения нагрузки к выходу схемы коэффициент заполнения растет, компенсируя соответствующее падение напряжения.

Этот тип источника питания имеет существенно большую эффективность, чем его

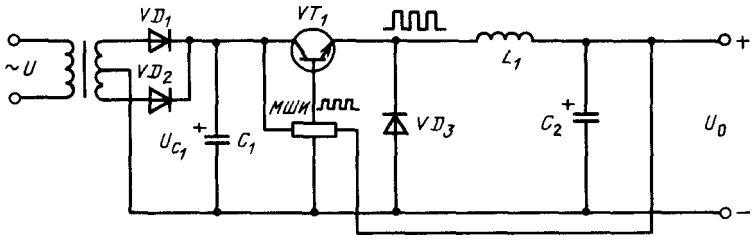


Рис. 10.14. Структурная схема импульсного источника питания:
МШИ – модулятор ширины импульсов

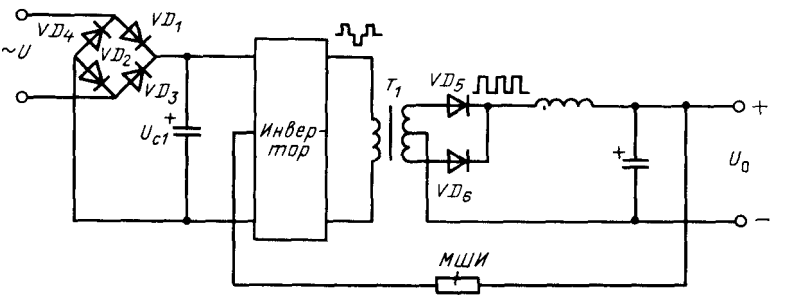


Рис. 10.15. Импульсный источник питания с инвертором и бестрансформаторным входом: *МШИ* – модулятор ширины импульсов

линейный аналог, но здесь все же требуется применение трансформатора на входе схемы, конечно, если на вход подается переменное напряжение. Для уменьшения габаритов источника питания можно использовать бестрансформаторную схему, показанную на рис. 10.15.

В инверторах применяются высоковольтные транзисторы для преобразования постоянного напряжения в импульсы, следующие обычно с частотой 20 кГц. Высокочастотный трансформатор, имеющий гораздо меньшие габариты, чем эквивалентный трансформатор, рассчитанный на частоту 60 Гц, повышает переменное напряжение до необходимого уровня. Назначение *LC*-фильтра и эффекты изменения коэффициента заполнения у него такие же, как и в предыдущем примере.

Отмеченные преимущества и повышенная эффективность схемы позволяют существенно уменьшить мощность источника по сравнению с его линейным аналогом при сохранении той же выходной мощности. Например, импульсный источник питания, рассчитанный на 500 Вт, занимает объем $1 \cdot 10^4$ см^3, а его линейный аналог – $2{,}4 \cdot 10^4$ см^3. Для импульсного источника удельная мощность составляет 14 Вт/см^3, а для линейного 6,2 Вт/см^3. Импульсные источники питания используются в том случае, когда требуется обеспечить незначительные габариты и массу, например в микрокомпьютерах.

Импульсные источники питания – это сложные устройства и нестандартизированные, поэтому соответствующие схемные решения в этой главе не рассматриваются.

10.5. ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ЭФФЕКТЫ

Задача рассеяния тепла является важнейшей для источников питания. Линейный источник питания с выходной мощностью 100 Вт, работающий с КПД = 33%, рассеивает мощность, равную 200 Вт. Высокие рассеиваемые мощности могут привести к выходу компонентов из строя, если не обеспечен соответствующий отвод тепла. Обычный способ охлаждения активных компонентов – использование радиаторов, а температурные характеристики приборов описываются тепловыми импедансами.

Температурный импеданс θ, °С/Вт, между двумя точками определяется разностью температур этих точек T при подводе к системе некой удельной мощности, т.е.

$$\theta = \frac{T}{P}.$$

Чем меньше θ для заданной мощности, тем ниже будет температура.

Задача 10.14. Транзистор *VT* (рис. 10.16) рассеивает мощность 10 Вт. Определите температуру перехода $T_{\text{П}}$, если температурные импедансы переход – корпус $\theta_{\text{п–к}} = 1$ °С/Вт, корпус–радиатор $\theta_{\text{к–р}} = 0{,}5$ °С/Вт, радиатор–окружающая среда $\theta_{\text{р–о.с}} = 3{,}5$ °С/Вт, а температура окружающей среды $T_{\text{о.с}} = 25$ °С.

Теория. Разница температур между переходом и корпусом

$$\Delta T_{\text{п–к}} = \theta_{\text{п–к}} P, \qquad (10.15)$$

аналогично

$$\Delta T_{\text{к–р}} = \theta_{\text{к–р}} P \qquad (10.16)$$

и

$$\Delta T_{\text{р–о.с}} = \theta_{\text{р–о.с}} P. \qquad (10.17)$$

Поэтому

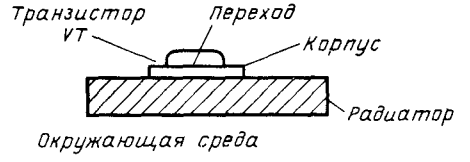


Рис. 10.16. Пример монтажа транзистора

$$T_{\text{п}} = T_{\text{о.с}} + (\theta_{\text{п-к}} + \theta_{\text{к-р}} + \theta_{\text{р-о.с}})\, P. \qquad (10.18)$$

Решение. Из уравнения (10.18)

$$T_{\text{п}} = 25 + (1{,}0 + 0{,}5 + 3{,}5) \cdot 10 = 75\ ^{\circ}\text{C}.$$

Задача 10.15. К радиатору, который использован для охлаждения транзистора в предыдущей задаче, подсоединен другой транзистор. На нем рассеивается мощность, равная 20 Вт, и $\theta_{\text{п-к}} = 1\ ^{\circ}\text{C/Вт}$. Рассчитайте температуру перехода каждого транзистора ($T_{\text{п1}}$ и $T_{\text{п2}}$).

Теория. Полная мощность, рассеиваемая радиатором, увеличилась, но при этом изменилась только разность температур на радиаторе:

$$T_{\text{р-о.с}} = \theta_{\text{р-о.с}}(P_1 + P_2). \qquad (10.19)$$

Решение. Из уравнений (10.15), (10.17) и (10.19) получаем

$$T_{\text{п1}} = T_{\text{о.с}} + (P_1 + P_2)\,\theta_{\text{р-о.с}} + P_1(\theta_{\text{п-к}} + \theta_{\text{к-р}}) = 25 + (30 \cdot 3{,}5) + 10 \cdot 1{,}5 = 145\ ^{\circ}\text{C};$$

$$T_{\text{п2}} = T_{\text{о.с}} + (P_1 + P_2)\,\theta_{\text{р-о.с}} + P_2(\theta_{\text{п-к}} + \theta_{\text{к-р}}) = 25 + (30 \cdot 3{,}5) + 20 \cdot 1{,}5 = 160\ ^{\circ}\text{C}.$$

Замечание. Для большинства радиаторов при увеличении полной мощности $\theta_{\text{р-о.с}}$ несколько уменьшается.

В ряде случаев применяются коммерческие радиаторы. В некоторых из них используется принудительное воздушное или даже водяное охлаждение, существенно понижающее температурный первеанс.

Если транзисторы изолированы от радиаторов, то при наличии изоляции повышается температура перехода, т.е.

$$T_{\text{п}} = T_{\text{о.с}} + P(\theta_{\text{р-о.с}}) + P(\theta_{\text{п-к}}) + P(\theta_{\text{изол}}).$$

Глава 11

ПРИМЕНЕНИЕ БАТАРЕЙ И СПЕЦИАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

П. Брукс

Х. Страусс

11.1. ВВЕДЕНИЕ

Батарею или элемент можно представить себе в виде устройства, преобразующего накопленную химическую энергию в электрическую. Батарея может быть сконструирована в виде единичного элемента либо нескольких элементов, соединенных в единое целое. Топливные элементы также выполняют задачу превращения химической энергии в электрическую, однако отличаются использованием воздуха и углеводородного топлива (и в том числе водорода). В настоящее время эксплуатируется множество приборов, работающих от батарей. Количество промышленно выпускаемых типов батарей также очень велико.

Классификация батарей. Батареи подразделяются на первичные работающие только 1 раз до своего разряда, и вторичные – аккумуляторы, которые можно разряжать и заряжать несколько раз. Третья категория батарей – это резервные батареи. Они химически стабильны в течение длительного периода хранения и могут быть активированы путем добавления воды, электролита или в результате нагрева.

Основные характеристики батарей, представляющих интерес для инженеров и техников, специализирующихся в области электроники, приведены в табл. 11.1.

Области примеиения. В течение многих лет батареи использовались в устройствах потребляющих относительно мало энергии, таких, например, как карманные фонари, портативные радиоприемники, звонки, игрушки. Для подобных применений были вполне пригодны элементы Лекланше и сухие элементы. В последние годы широкое распространение получили портативные радио- и теленриемники, электронные часы, кассетные магнитофоны, калькуляторы, диктофоны, автоматические камеры синусовые узлы сердца и иные устройства с батарейным питанием, что потребовало улучшенных ("супер") элементов Лекланше и других сухих элементов (литиевых, ртутных и щелочных). Последние ло ряду характеристик превосходят обычные элементы Лекланше.

В том случае, когда потребляемая мощность относительно велика, используются аккуляторы, в основном свинцово-кислотные,

Таблица 11.1. **Характеристики батарей и топливных элементов**

Тип элемента	Анод (−)	Катод (+)	Максимальное напряжение (разомкнутая цепь), В	Максимальная емкость (теоретическая), А · ч/кг	Рабочее напряжение (практически), В	Плотность энергии, $\frac{Вт \cdot ч}{кг}$	Запасаемая энергия, $\frac{Вт \cdot ч}{дм^3}$	Емкость при °С (% от величины при 25 °С)	Срок хранения при 25 °С и 80% емкости, мес	Срок хранения при 45 °С и 80% емкости, мес
				Первичные батареи						
Лекланше (С–Zn)	Zn	MnO_2	1,6	230	1,2	65	175	25	18	6
Щелочной MnO_2	Zn	MnO_2	1,5	230	1,15	65	200	50	30	12
Ртутный	Zn	HgO	1,34	185	1,2	80	370	35	36	15
Оксид серебра	Zn	AgO	1,85	285	1,5	130	310	35	30	12
Воздушно-цинковый	Zn	O_2	1,6	815	1,1	200	190	30	18	6
Оксид магния	Mg	MnO_2	2,0	270	1,5	100	195	60	40	20
Органический катод	Mg	*m*–DNB	1,8	1400	1,15	130	180	75	45	25
Ртутно-кадмиевый	Ca	HgO	0,9	165	0,85	45	175	55	42	20
Литиевый	Li	CrO_2	3,8	750	3,0	350	450	95	108	108
Литиевый	Li	$(CF)_n$	3,6	2200	3,0	650	550	98	120	120
				Аккумуляторы						
Свинцово-кислотный	Pb	PbO_2	2,1	55	2,0	37	70	–	–	–
Железо-никелевый (Эдисона)	Fe	NiO_x^*	1,5	195	1,2	29	65	–	–	–
Никель-кадмиевый	Cd	NiO_x	1,35	165	1,2	33	60	–	–	–
Серебряно-кадмиевый	Cd	AgO	1,4	230	1,05	55	120	–	–	–
Воздушно-кадмиевый	Cd	Воздух (O_2)	1,2	475	0,8	90	90	–	–	–
Серебряно-цинковый	Zn	AgO	1,85	285	1,5	100	170	–	–	–
Цинк-NiO_x	Zn	NiO_x	1,75	185	1,6	55	110	–	–	–
Воздушно-цинковый	Zn	Воздух (O_2)	1,6	815	1,1	150	155	–	–	–
Литиевый	Li	MoS_2	2,4	190	1,8	50	140	–	–	–
H_2O_2	H_2	O_2	1,23	3000	0,8	45	65	–	–	–
				Резервные батареи						
Хлорид меди	Mg	CuCl	1,5	240	1,4	45	65	–	–	–
Хлорид серебра	Mg	AgCl	1,6	170	1,5	60	95	–	–	–
NH_4-активизированный	Mg	*m*–DNB	2,2	1400	1,7	22	60	–	–	–

Продолжение табл. 11.1

Тип элемента	Анод (−)	Катод (+)	Максимальное напряжение (разомкнутая цепь), В	Максимальная емкость (теоретическая), А · ч/кг	Рабочее напряжение (практически), В	Плотность энергии, $\frac{\text{Вт ч}}{\text{кг}}$	Запасаемая энергия, $\frac{\text{Вт} \cdot \text{ч}}{\text{дм}^3}$	Емкость при °С (% от величины при 25 °С)	Срок хранения при 25°С и 80% емкости, мес	Срок хранения при 45 °С и 80% емкости, мес
Цинк-AgO	Zn	AgO	1,85	285	1,5	30	75	–	–	–
Термоактивируемая батарея	Ca	xCl	2,8	240	2,6	10	20	–	–	–
Высокотемпературная батарея	Li	S	2,2	1150	1,8	200	320	–	–	–
				Топливные элементы						
Водородно-воздушный	H_2	Воздух	1,23	–	0,7	–	–	–	–	–
Гидразин-воздушный	N_2H_4	„	1,5	2100	0,7	800	–	–	–	–
Метанол-воздушный	CH_2OH	„	1,3	1400	0,9	175	185	–	–	–

* Только по рекомендации изготовителя.

а также никель-железные (Эдисона) и никель-кадмиевые. Они применяются в портативных ЭВМ, видеокассетных магнитофонах, печатающих калькуляторах, устройствах с электродвигателями, аварийном освещении, устройствах запуска двигателей.

В последние годы возникли новые сферы применения батарей. Речь идет о резервных источниках питания памяти ЭВМ, часах-календарях, персональных компьютерах, тюнерах, плейерах, видеомагнитофонах, малошумящих приборах, необходимых при геологических изысканиях и в средствах связи. Одновременно возрос интерес к созданию больших электромеханических систем, накапливающих энергию для возможных пиковых нагрузок.

Терминология. Анод – отрицательный вывод батареи.

Батарея – два или более элементов, соединенных последовательно или (и) параллельно для обеспечения нужного напряжения и тока. Иногда и одиночный элемент называют батареей.

Внутреннее сопротивление – сопротивление току через элемент, измеренное в омах. Иногда называется внутренним импедансом.

Выход энергии – расход емкости, умноженный на среднее напряжение в течение времени разряда батареи, выраженный в ватт-часах (Вт · ч) или мегаватт-часах (мВт · ч).

Емкость – количество электрической энергии, которое батаря выделяет при определенных условиях разряда, выраженное в ампер-часах (А · ч) или миллиампер-часах (мА · ч).

Заряд – электрическая энергия, передаваемая элементу в целях преобразования в запасаемую химическую энергию.

Катод – положительный вывод батареи.

Компенсационный подзаряд – метод, при котором для приведения батареи в полностью заряженное состояние и поддержания ее в этом состоянии используется постоянный ток.

Напряжение отсечки – минимальное напряжение, при котором батарея способна отдавать полезную энергию при определенных условиях разряда.

Напряжение холостого хода – напряжение на внешних зажимах батареи в отсутствие отбора тока.

Номинальное напряжение – напряжение на полностью заряженной батарее при ее разряде с очень низкой скоростью.

Плавающий заряд – метод поддержания подзаряжаемой батареи при полном заряде путем подачи выбранного постоянного напряжения на батарею для компенсации в ней различных потерь.

Плотность энергии – отношение энергии элемента к его массе или объему, выраженное в ватт-часах на единицу массы или объема.

Поляризация – падение напряжения, вызванное изменениями химических композиций компонентов элемента. Разница между напряжением холостого хода и напряжением в любой момент разряда.

Потребляемый ток – ток, при котором батарея разряжается.

Разряд – потребление электрической энергии от элемента во внешнюю цепь. Глубокий разряд – это состояние, в котором практически вся емкость элемента израсходована. Неглубокий разряд – это разряд, при котором израсходована малая часть полной емкости.

Сепаратор – материал, используемый для изоляции электродов друг от друга. Он иногда удерживает электролит в сухих элементах.

Срок хранения – срок службы элемента, хранящегося в необычных условиях. При 70 °F [$t_C = (t_F - 32)/1{,}8$, где t_F – температура в градусах Фаренгейта] это время, в течение которого элемент сохраняет 90 % первоначальной емкости. Указанный термин обычно применяется к первичным батареям. Для аккумуляторов эквивалентный термин – удержание заряда.

Стабильность – однородность напряжения, при котором батарея отдает энергию в течение полного периода разрядки.

Элемент – базовая единица, способная преобразовывать химическую энергию в электрическую. Он состоит из положительного и отрицательного электродов, погруженных в общий электролит. Полуэлемент состоит из одного электрода и электролита.

Электрод – проводящий материал, способный при реакции с электролитом производить носители тока.

Электролит – материал, проводящий носители заряда в элементе.

Электролиз – разложение воды электрическим током на водород и кислород.

Утилизация – процент оговоренной емкости, который может быть достигнут при разряде батареи или элемента в определенных условиях.

Цикл – одна последовательность заряда и разряда элемента.

Основы работы батарей. Любая батарея состоит по меньшей мере из двух полуэлементов и общего электролита.

Электролит обычно представляет собой жидкость, но может быть твердым или иметь вид желе. Он содержит вещества, способные взаимодействовать с электродами. Если один полуэлемент абсорбирует электроны, то другой должен их создавать. Как правило, генерация электронов быстро заканчивается вследствие поляризации электродов, и перенос электронов прекращается. Однако если два электрода соединены с внешней цепью, то заряд каждого электрода нейтрализуется, и

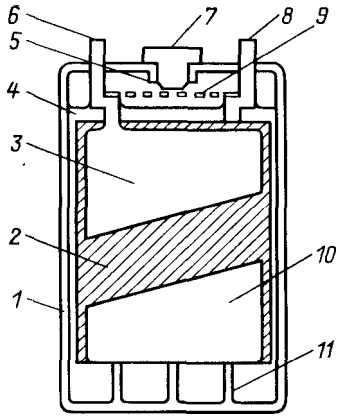


Рис. 11.1. Основные компоненты батареи (все батареи и аккумуляторы в той или иной форме содержат указанные на этом рисунке компоненты):

1 – контейнер; *2* – сепаратор; *3* – положительный электрод; *4* – электролит; *5* – вентиляционный отстойник; *6* – положительный вывод; *7* – вентиляционный клапан; *8* – отрицательный вывод; *9* – сетка; *10* – отрицательный электрод; *11* – держатели электрода

процесс химической реакции возобновляется. Ток через внешнюю цепь представляет собой полезную энергию, создаваемую батареей. Цепь замыкается внутри батареи в результате прохождения заряженных частиц, называемых ионами, через электролит, как показано на рис. 11.1.

Скорость переноса иона через электролит и взаимодействие с электродом определяются потенциалом, генерируемым каждым электродом и заряженной частицей, и способностью частицы перемещаться к электроду. Потенциал элемента представляет собой алгебраическую сумму потенциалов электродов. Чем выше потенциал, тем больше скорость разряда, т.е. тем большая сила заставляет ионы перемещаться. Все, что препятствует увеличению подвижности ионов, а именно температура, площадь электродов, линейные размеры, вязкость электролита, уменьшает скорость разряда. Здесь весьма существенно расстояние между электродами и то, что помещено между ними, например сепаратор.

Батарея с твердыми (непористыми) электродами в противоположность батарее с пористыми электродами будет иметь другие характеристики вследствие разницы во взаимодействующих поверхностях электродов.

11.2. БАТАРЕИ ОДНОРАЗОВОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ

Общая информация. Коммерческие батареи, за исключением батарей специального назначения, упаковываются в унифицированные контейнеры. Электролит абсорбируется активными материалами сепараторов, так что свободной жидкости в рассматриваемых типах батарей нет. Поэтому они называются сухими элементами. Хотя этот термин используется применительно ко всем элементам, не содержащим жидкого электролита, к обычным сухим элементам относятся углеродно-цинковые элементы, или элементы Лекланше.

Сухие элементы находят наиболее эффективное применение в случаях сравнительно низких токоотборов и при прерывистых режимах эксплуатации, в частности при относительно длительных перерывах в работе. Поэтому такие элементы широко используются в радиокомплексах, системах сигнализации, телефонах, игрушках, системах освещения, лампах-вспышках, слуховых аппаратах и др.

Промышленные габариты. Поскольку номенклатура приборов, в которых применяются сухие элементы, весьма разнообразна и, кроме того, требуется их периодическая замена, существуют стандарты на их габариты (табл. 11.2 и 11.3). Следует подчеркнуть, что габариты элементов, приведенные в табл. 11.2 и 11.3, выпускаемых различными изготовителями, могут несколько отличаться в части расположения выводов и других особенностей, оговоренных в их спецификациях.

Таблица 11.2. **Габариты сухих элемеитов**

Обозначение габаритов	Диаметр, мм	Высота, мм
	Цилиндрические элементы	
N	11,3	25,9
AAA	9	44,1
AA	10,42	49,6
C	25,6	49,6
D	25,6	60,9
F	33,3	91,5
≠ 6	3,85	168
	Кнопочные элементы	
M5	7,86	3,56
M8	11,7	3,3
M15	11,7	5,34
M20	15,7	6,1
M30	16	11,1
M40	16	16,8

Таблица 11.3. **Габариты сухих плоских элементов**

Обозначение габаритов	Длина, мм	Ширина, мм	Толщина, мм
F15	14,2	14	3,02
F20	23,9	14	3,02
F25	22,6	22,6	5,85
F30	31,8	21,4	3,3
F40	31,8	21,4	5,35

Характернстики. В процессе разряда рабочее напряжение сухих элементов постепенно падает от номинального до напряжения отсечки, т.е. обычно от 0,8 до 1,1 В/элемент в зависимости от особенностей применения. Напряжение отсечки должно быть по возможности минимальным, чтобы получить наибольшее количество энергии. В случае разряда через постоянное сопротивление после замыкания цепи напряжение батареи быстро уменьшается до некоторой величины, несколько меньшей исходного напряжения, которое остается стабильным и легко измеряется. Ток в этой точке принято называть начальным током разряда.

Сервисную емкость первичной батареи не следует буквально понимать как некое фиксированное значение в ампер-часах, поскольку функциональные возможности батареи зависят от потребления тока, напряжения отсечки и условий разряда. Эффективность батареи повышается по мере уменьшения разряда, как показано на рис. 11.2.

Из рис. 11.2 для напряжения отсечки 1 В получается, что уменьшение начального разряда от 100 до 50 мА утрачивает срок службы с 20 до 60 ч. Другие типы сухих элементов имеют аналогичные характеристики, отличающиеся лишь численными значениями.

В промышленной практике емкость сухих элементов оговаривается для разряда через фиксированное сопротивление при заданном конечном напряжении. Емкости обычно указываются в терминах сервисного срока службы (в часах) в зависимости от начального разряда и представляются в графической или табличной форме. Целесообразно использовать график или карту изготовителя для конкретной батареи Это пожелание обусловлено не только необходимостью учета особенностей изделия, но и тем, что каждый изготовитель хочет дать свои рекомендации по наилучшему использованию его продукции.

Угольно-цинковые элемеиты. В угольно-цинковой системе используется угольный коллектор тока в контакте с катодом из MnO_2, электролит из хлорида аммония и анод из цинка. Обычная схема цилиндричес-

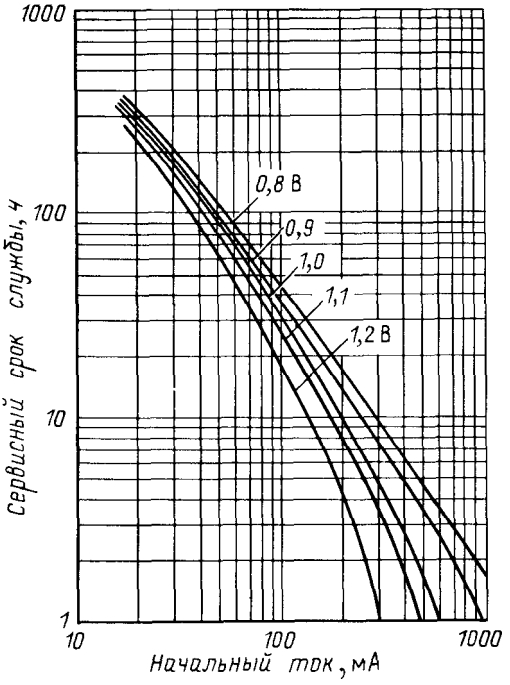


Рис. 11.2. Прерывистый разряд сухого элемента типа *D* при различных напряжениях отсечки (скорость разряда 4 ч/сут)

кого угольно-цинкового элемента показана на рис. 11.3, *а*. Центральный угольный стержень окружен MgO_2. Цинковый анод выполнен в виде банки, одновременно являющейся контейнером электролита. Такие элементы выполняются также и в плоской прямоугольной форме, как показано на рис 11.3,*б*. Номинальное напряжение угольно-цинкового элемента составляет 1,5 В, но путем параллельно-последовательных комбинаций можно создавать батареи на напряжения до 510 В. Батареи на более высокие напряжения обычно выполняются в плоском варианте благодаря их более удобному монтажу.

Щелочиые элементы. Как и в угольно-цинковых элементах, в щелочных системах используются катоды из MnO_2 и цинковые аноды с разделенным электролитом. Поскольку газоотделение фактически отсутствует, щелочные элементы можно изготавливать герметичными, что очень важно для целого ряда их применений. Напряжение щелочных элементов примерно на 0,1 В меньше, чем угольно-цинковых, при одинаковых условиях. Следовательно, эти системы взаимозаменяемы. Следует заметить, что щелочные элементы обладают рядом преимуществ по сравнению со стандартными уг о-цин-

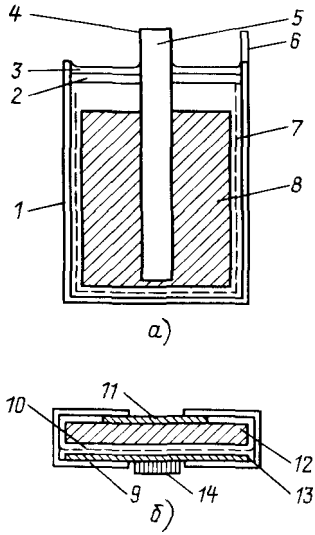


Рис. 11.3. Конструкции цилиндрического (*а*) и плоского (*б*) сухих элементов:
1 – анод и контейнер; *2* – диск; *3* – пайка; *4* – (+) вывод; *5* – коллектор тока; *6* – (–) вывод; *7* – сепаратор; *8* – активный материал (деполяризатор или катод); *9* – эластомерная оболочка; *10* – сепаратор; *11* – коллектор тока; *12* – деполяризатор; *13* – анод; *14* – соединитель

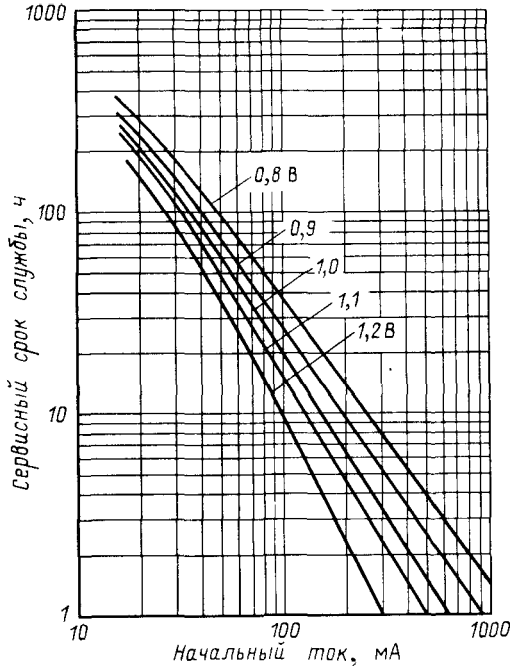


Рис. 11.4. Длительный разряд сухого элемента типа

ковыми элементами (большими мощностью и сроком хранения).

Ртутные элементы. Они очень похожи на щелочные элементы. В них используются оксид ртути HgO и катод из MnO_2. Эти элементы характеризуются длительными сроками хранения и высокими емкостями при заданном объеме. Напряжение ртутного элемента примерно на 0,15 В ниже, чем у щелочного.

Серебряные элемеиты. Они имеют "серебряные" катоды из Ag_2O и AgO. Напряжение у них выше, чем у других элементов, в частности на 0,2 В выше, чем у угольно-цинковых, при сопоставимых условиях.

Литиевые элементы. В этих элементах применяются литиевые катоды, органический электролит и аноды из различных материалов. Они обладают очень длительными сроками хранения, высокими плотностями энергии и работоспособны в широком интервале температур, поскольку не содержат воды. Так как литий имеет наивысший отрицательный потенциал по отношению ко всем металлам, литиевые батареи характеризуются наибольшим номинальным напряжением при малых габаритах.

Такие композиции позволяют создавать кнопочные элементы с напряжением 1,5 и 3 В в цилиндрическом оформлении. Литиевые батареи успешно обеспечивают питание схем на комплементарных МОП-транзисторах при токах стока порядка 100 мкА или менее в прерывистом режиме. Они также успешно используются при стандартных размерах. Литиевые батареи широко применяются в резервных источниках питания схем памяти, измерительных приборах, спутниках и прочих высокотехнологичных системах.

Все задачи в гл. 11 рассматриваются применительно к обычным угольно-цинковым элементам. Прочие элементы следует использовать аналогичными способами, учитывая их технические особенности и условия эксплуатации.

Задача 11.1. Как долго может разряжаться угольно-цинковый элемент типа *D* на сопротивление 7,5 Ом, пока напряжение не упадет до 0,9 В?

Теория. На рис. 11.4 показаны типовые характеристики разряда элемента типа *D* в логарифмическом масштабе. При отсутствии другой информации начальный ток разряда можно рассчитать, разделив номинальное напряжение элемента на фиксированное сопротивление нагрузки.

Решение. Начальный ток $I = E_{ном}/R = 1{,}5/7{,}5 = 0.2$ А. Для точки, соответствующей 200 мА (рис. 11.4), и напряжения отсеч-

Таблица 11.4. Непрерывный разряд угольно-цинкового *D*-элемента общего назначенн (70 °F) *

Нагрузка, Ом	Рабочее время, ч, при различных напряжениях отсечки, В				
	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2
2,25	1,5	0,9	–	-	–
4	6,3	4,4	2,3	–	–
8	17	11	7,2	6,0	3,2
25	75	51	43	38	28
100	430	365	320	290	240

*Указаны средние значения для большинства нзготовнтелей

Таблица 11.5. Прерывнстый разрнд угольно-цинкового *D*-элемента общего назначения при 70 °F *

Нагрузка,	Рабочее время, ч, прн разлнчных напряжениях отсечки, В				
	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2
2,25	1,5	0,9	–	–	–
4	6,5	5,0	2,8	1,8	–
8	20	17	15	9,2	5,1
25	98	89	81	70	60
100	430	380	360	345	310

*Указаны средние значення для большинства изготовителей

кн 0,9 В сервнсный срок службы составляет 9,4 ч. Используя данные табл. 11.4, получаем сопротивление нагрузки прнмерно 8 Ом (оно близко к 7,5 Ом) н срок службы 11 ч.

Для получення точной ннформацнн о параметрах разряда элементов следует пользоваться спецификациямн изготовителей

Задача 11.2. Как долго будет работать элемент (нз задачи 11.1), еслн он разряжается в течение 4 ч в сутки?

Теория. Угольно-цннковые элементы "восстанавлнваются" в течение своего перерыва в работе ("периода отдыха"). Это явление обусловлено постепенным выравниванием локальных неоднородностей в композиции электролита, возникающих в процессе разряда в результате диффузин. В результате срок службы элемента продлевается. Метод решения в этом случае такой же, как и в задаче 11.1, только следует учесть указанные условия разряда.

Решение. Для случая прерывнстого разряда (4 ч в суткн) н начального тока потребления 200 мА из рис. 11.2 находим, что срок службы составляет 14 ч. С помощью табл. 11.5 при сопротивленнн нагрузкн 8 Ом определяем рабочее время. Оно равно 17 ч.

Сравнивая данные табл. 11.4 и 11.5, обратите внимание на то, что при работе в прерывистом режиме разряда наибольший выигрыш в продолжительностн времени работы элемента достигается прн большнх напряжениях отсечкн.

"Периоды отдыха" элемента (табл. 11.5) больше, чем это следует нз рнс. 11.2. Характеристнкн на первый взгляд одинаковых элементов могут быть совершенно разлнчными, н поэтому необходимо тщательно учитывать условия эксплуатации элементов, сконструированных для тех нли иных применений. Например, элемент, применяющийся для питания нмпульсных ламп (батарей), способен обеспечить высокую частоту разрядов при меньшей нормальной емкости. Прн использованнн такого элемента в схеме питання фотовспышкн вместо элемента общего назначення свет будет значительно ярче, но в течение меньшего временн.

Задача 11.3. Какова электрическая эффектнвность угольно-цинкового *D*-элемента, работающего в условиях, указанных в задаче 11.1.

Теория. Предельная емкость батарен реалнзуется при нормальной температуре, малых скоростях разряда и низких напряжениях отсечки. При малых скоростях разряда потерн полярнзации (внутренние потерн) малы, н элемент может отдавать максимум энергин. Однако увелнченне скоростн разряда приводит к росту внутренних потерь н уменьшает отдаваемую элементом энергию.

Решение. Прнмите, что прн нагрузке 60 Ом начальное потребленне тока 1,5/60 = 25 мА. При напряженин отсечкн 0,8 В срок службы элемента в соответствнн с рис. 11.4 составляет 210 ч. Полагая, что характеристики разряда лннейны, получаем начальный ток $I_{нач}$ = = 25 мА, ток отсечкн $I_{отс} = 0{,}8/60 = 13$ мА, средний ток $I_{ср} = \frac{25+13}{2} = 19$ мА = 0,019 А, емкость $C = 210 \cdot 0{,}019 = 3{,}99$ А · ч.

Для условнй, указанных в задаче 11.1, имеем начальный ток $I_{нач} = 200$ мА, ток отсечкн $I_{отс} = 0{,}8/7{,}5 \simeq 107$ мА, средннй ток $I_{ср} = \frac{200+107}{2} \simeq 154$ мА = 0,154 А, сервисный срок службы прн 0,8 В составляет 13 ч; емкость $C = 13 \cdot 0{,}154 = 2{,}0$ А · ч, а рабочая эффективность $2{,}0\,\frac{100}{3{,}99} \simeq 50\,\%$.

Задача 11.4. В восьмиэлементной батарее с напряжением 6 В использованы две группы элементов типа *D*, включенных параллельно, каждая из которых состоит из четырех элементов, включенных последовательно. Определите срок службы такой батареи при непрерывном разряде, начальном токе 120 мА и напряжении отсечки 3,6 В.

Решение. Поскольку в батарее имеются две группы, включенные параллельно, начальный ток каждой группы 120/2 = 60 мА, а если каждая группа состоит из четырех элементов, то напряжение отсечки одного элемента 3,6/4 = 0,9 В. Для этих условий из рис. 11.4 следует, что срок службы батареи составляет 55 ч. Заметьте, что при потреблении тока 120 мА для четырех элементов, включенных последовательно, срок службы равен всего 21 ч. Это еще раз подтверждает, что угольно-цинковые элементы хорошо работают при малых разрядах. Обычно используются несколько параллельных групп для уменьшения тока разряда.

Задача 11.5. Определите срок службы прибора в условиях, указанных в задаче 11.2, если температура окружающей среды составляет 20 °F.

Теория. Подвижность ионов и скорость их взаимодействия с электродами уменьшаются по мере снижения температуры, и большинство батарей с электролитами на водяной основе уменьшают отдаваемую энергию по сравнению с той, которую они способны отдать при нормальной температуре. Если электролит замерзает, то подвижность ионов может упасть в такой степени, что батарея перестанет работать. При снижении температуры не следует рассчитывать аппаратуру для работы при малых рабочих напряжениях.

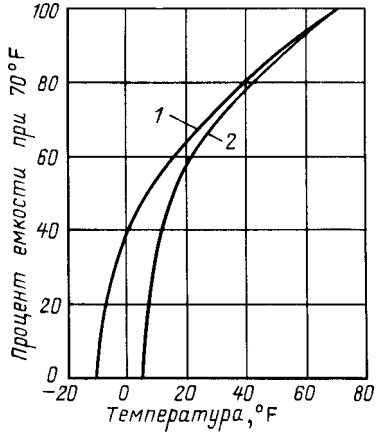


Рис. 11.5. Влияние температуры на емкость угольно-цинкового элемента:

1 — медленный разряд; *2* — быстрый разряд

При разряде батареи в условиях низких температур увеличивается ее внутреннее сопротивление, что приводит к выделению дополнительного тепла, которое в некоторой степени компенсирует понижение температуры окружающей среды. В результате работоспособность батареи определяется ее конструкцией и условиями разряда. Для учета этих обстоятельств необходимо использовать данные изготовителя. Тем не менее большинство сухих элементов реагируют на снижение температуры окружающей среды, как показано на рис. 11.5.

Решение. Для сухих элементов непрерывный разряд за время меньше 24 ч может быть отнесен к категории разряда с высокой скоростью. Поэтому в соответствии с рис. 11.5 срок службы батареи при 20 °F составляет 57% срока службы при 70 °F. Итак, срок службы равен 14 · 0,57 = 7,98 ч.

Низкие температуры снижают электрический выход, а внутренний разогрев батареи его повышает. Однако такое повышение температуры вызывает химическую коррозию цинкового электрода водой, содержащейся в электролите, и высыхание электролита. Эти факторы удается несколько компенсировать выдержкой батареи при повышенной температуре.

Задача 11.6. Срок хранения сухого *D*-элемента составляет 18 мес. Определите его время хранения при 106 °F.

Теория. При отсутствии более точных данных можно принять, что химические реакции, сказывающиеся на потере емкости, протекают со скоростью, удваивающейся при подъеме температуры на каждые 10 °C.

Решение. Так как 106 − 70 = 36 °F = 20 °C, при 106 °F потери равны 20/10 = 2, что в 4 раза больше, чем при 70 °F, и срок хранения равен 18/4 = 4,5 мес.

Задача 11.7 Каков срок службы угольно-цинкового элемента после его хранения в течение 1 мес при 106 °F, если он разряжается с начальным током 60 мА по 4 ч в сутки до предельного напряжения 1 В?

Теория. Потери за время хранения можно считать линейно зависящими от времени, если срок хранения элемента не исчерпан.

Решение. Из рис. 11.2 следует, что "свежий" элемент будет работать 70 ч при 70 °F. С помощью рис. 11.5 экстраполируем, что емкость элемента увеличится на 100 · 106/70 = = 151% минимального значения, или 1,51 × × 70 = 105,7 ч. Согласно задаче 11.6 полный срок хранения при 106 °F составляет 1,5 мес, или 1 · 100/4,5 = 22,2% в мес. "Остаток" срока службы после 1 мес хранения 105,7 × × (1−0,222) ≃ 82,2 ч. Разряд по 4 ч в сутки займет 82,2/4 ≃ 20,0 сут, или 20,6/30 ≃

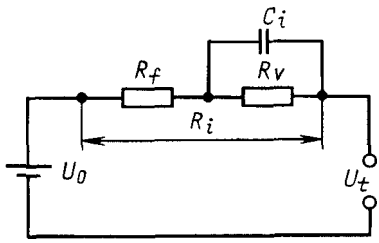


Рис. 11.6. Эквивалентная схема элемента: R_f – фиксированное сопротивление; R_v – переменное сопротивление; R_i – эквивалентное внутреннее сопротивление; C_i – эквивалентная внутренняя емкость; V_0 – напряжение элемента в отсутствие нагрузки; V_f – напряжение на выводах элемента

$\simeq$ 0,687 мес. В течение этого времени потери при хранении будут продолжаться, хотя батарея находится без нагрузки. Таким образом, срок службы равен $82{,}2\,(1-0{,}687 \cdot 0{,}222) = 82{,}2 \cdot 0{,}848 = 69{,}7$ ч.

Внутреннее сопротивление. Как показано на рис. 11.6, внутреннее сопротивление представляет собой часть полной электрической цепи. Так как ток нагрузки проходит и через батарею, напряжение на выводах батареи в действительности представляет собой напряжение, создаваемое системой электронов батареи, минус падение напряжения, вызванное прохождением тока через нее. Большая часть внутреннего сопротивления элемента создается активными материалами электродов и электролита, которые изменяются по мере старения электролита и степени разряда.

Внутреннее сопротивление батареи может ограничивать необходимый ток, например, в случае фотовспышки. При изменении внутреннего сопротивления используется амперметр, подключенный к выводам батареи и измеряющий начальный стабильный ток (ток вспышки). В этом случае полное сопротивление цепи состоит из внутреннего сопротивления батареи и сопротивления амперметра. Полное сопротивление амперметра стандартизовано и составляет 0,01 Ом. В него входит тоже сопротивление проводов прибора. В табл. 11.6 указаны типовые значения тока вспышки для различных элементов. Ток вспышки и внутреннее сопротивление весьма сложны для измерений, причем элементы могут иметь хороший срок хранения, но при этом ток вспышки может уменьшаться. Лучший способ измерения этих величин – произвести отсчет напряжения батареи немедленно после замыкания цепи, прежде чем химические процессы изменят внутреннее сопротивление элемента (рис. 11.7).

Другой способ определения внутреннего сопротивления элемента заключается в измерении его характеристик на переменном токе (частота 1 кГц и выше). Так как многие реакции на электродах обратимы, можно считать, что при измерениях на переменном токе химические реакции не происходят и импеданс соответствует внутреннему сопротивле-

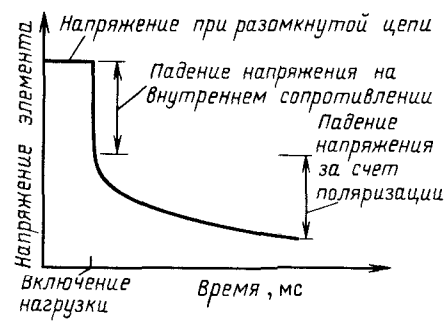


Рис. 11.7. Изменения напряжения элемента при измерении внутреннего сопротивления

Таблица 11.6. **Токи вспышки и внутреннее сопротивление сухих элементов**

Обозначение элемента	Ток вспышки, А	Внутреннее сопротивление, Ом	Ток вспышки, А	Внутреннее сопротивление, Ом
AAA	4,3	0,34	5,5	0,25
AA (общее назначение)	5,3	0,27	9,6	–
AA (фотовспышка)	7,8	0,19	–	–
C (общее назначение)	5,7	0,25	12	0,11
C (фотовспышка)	6,9	0,21	–	–
D (общее назначение)	7,2	0,20	20	0,07
D (фотовспышка)	1,16	0,13	–	–
F	9,6	0,15	30	0,05
N6	32	0,05	–	–

нию. Измерения на переменном токе можно сочетать с измерениями на постоянном токе.

Задача 11.8. Рассчитайте внутреннее сопротивление угольно-цинковых элементов типа *D*, если известно, что 4 элемента, включенных последовательно, отдают ток 5 А в нагрузку 10 Ом, в то время как 10 элементов, включенных последовательно, отдают в ту же нагрузку ток 11 А.

Теория. Для батареи, разряжающейся на нагрузку, представляющую собой сумму внутреннего и внешнего сопротивлений $R_t = R_e + NR_i$, ток

$$I = \frac{NU}{R_e + NR_i}, \qquad (11.1)$$

где N – число последовательно включенных элементов. Таким образом, для двух групп, состоящих из последовательно включенных элементов N_1 и N_2 и разряжающихся на одно и то же сопротивление R_e, можно записать

$$I_1 = \frac{N_1 U_1}{R_e + N_1 R_i} \quad \text{и} \quad I_2 = \frac{N_2 U_2}{R_e + N_2 R_i}.$$

Поскольку напряжения, создаваемые каждым элементом, одинаковы ($U_1 = U_2$), то

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_2 (R_e + N_1 R_i)}{N_1 (R_e + N_2 R_i)}. \qquad (11.2)$$

Решение. Дано: $I_1 = 15$ А, $N_1 = 4$, $I_2 = 11$ А, $N_2 = 10$ и $R_e = 10$ Ом.

Подставляя эти значения в соотношение (11.2), получаем

$$\frac{11}{5} = \frac{10}{4} \frac{10 + 4R_i}{10 + 10R_i};$$

$$0{,}88 = \frac{10 + 4R_i}{10 + 10R_i};$$

$$8{,}8 + 8{,}8R_i = 10 + 4R_i;$$

$$4{,}8R_i = 1{,}2;$$

$$R_i = 0{,}25 \text{ Ом}.$$

Задача 11.9. На рис. 11.8 показаны характеристики литиевой батареи с напряжением 3 В. Она непрерывно разряжается на нагрузку 8 Ом после хранения в течение 10 лет при температуре 20 °С (68 °F). Сравните ее емкость с емкостью "свежего" элемента.

Теория. Типовая характеристика литиевой батареи показана на рис. 11.8.

Решение. С помощью рис. 11.8 определяем средний ток $I_{ср}$ и срок службы для напряжения отсечки 2,0 В.

Средний ток "свежего" элемента $I_{ср.с} = \frac{2{,}2}{8} = 0{,}275$ А; срок службы "свежего" элемента 16,0 ч; средний ток (10 лет) $I_{ср(10)} = \frac{2{,}15}{8} \simeq 0{,}269$ А; сервисный срок службы (10 лет) 14,8 ч; емкость (10 лет) $C_{(10)} = 14{,}8 \cdot 0{,}269 \simeq 3{,}98$ А · ч; процент остаточной емкости $100 \frac{3{,}98}{4{,}40} = 90{,}5\,\%$.

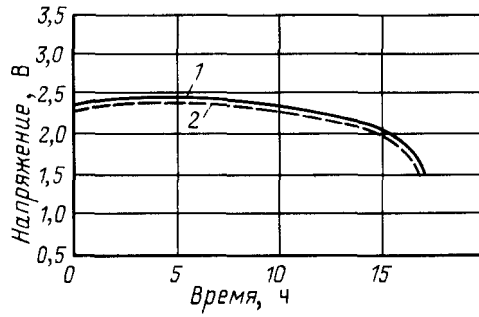


Рис. 11.8. Характеристики литиевой батареи: *1* – "свежий" элемент; *2* – после 10 лет хранения

Высокий процент остаточной емкости после длительного хранения – это важная особенность литиевых сухих элементов.

11.3. АККУМУЛЯТОРЫ

Введение. По характеристикам разряда аккумуляторы не отличаются от батарей, так как многие реакции на электродах обратимы, включая те, что протекают в угольно-цинковых, щелочных и других типах батарей. Поэтому электроды могут быть возвращены в свое первоначальное состояние. Способность в перезаряду является особенностью аккумулятора.

Несмотря на то что с электрохимической точки зрения батареи и аккумуляторы очень похожи, технологии их изготовления существенно отличаются. Первичные батареи разрабатываются для разряда в течение относительно короткого времени при низких уровнях отдаваемой мощности, а аккумуляторы – для длительного разряда при высоких уровнях мощности. Аккумуляторы конструируются с использованием жидких электролитов и больших по площади пластин, поэтому они характеризуются весьма низкими импедансами.

За исключением автомобильных и некоторых малогабаритных устройств, аккумуляторы стандартизированы по общим размерам и емкостям. Обычно изготовитель разрабатывает и определенные типы электродов для

Таблица 11.7. Габариты двухэлемеитиых аккумуляторов

Обозначение габаритов	Диаметр, мм	Высота, мм
Цилиндрические никель-кадмиевые элементы		
N	11,5	29,9
AAAA	9,7	44,2
1/3 AA	14,2	16,8
1/2 AA	14,2	27,8
AA	14,2	50,0
C	26,0	50,0
D	33,2	62,0
F	33,2	91,5
Никель-кадмиевые кнопочные элементы		
K-20	25,4	6,35
K-28	25,4	8,9
K-32	34,6	5,34
K-45	34,6	9,9
K-65	50,8	10,4
K-75	50,8	15,1

Таблица 11.8. Габариты трехэлемеитиых призматических свиицовых (кислотиых) аккумулиторов

Обозначение габаритов элементов аккумулятора	Длина, мм	Ширина, мм	Высота, мм
PB2.6	35,0	135	62,1
PB6.0	69,0	69,0	95
PB9.0	94,5	56,4	144,5

Таблица 11.9. Габарвты автомобильиых свиицово-кислотиых аккумуляторов с иаприжеиием 6 В

Номер группы	Длина, мм	Ширина, мм	Высота, мм
22	242	176	220
23	274	176	226
24	266	174	224
27	314	174	224
29	339	174	233
32	366	140	228
41	294	176	176
42	242	174	174
53	332	119	210
60	338	169	226
72	233	185	210
74	262	185	224
77	320	185	224

разнообразных по габаритам и емкостям источников. Основные характеристики аккумуляторов приведены в табл. 11.7–11.9, а параметры наиболее распространенных типов аккумуляторов – в табл. 11 10

Свинцовые аккумуляторы применяются для запуска двигателей, в телефонной, телеграфной связи и в тяговых устройствах. Железоникелевые аккумуляторы используются в тяговых устройствах, для освещения рудников, а также на морском и железнодорожном транспорте. Никель-кадмиевые аккумуляторы примеияются в космической технике. медицине и фотооборудовании. Никель-цинковые аккумуляторы используются на электрическом транспорте и в подсобном хозяйстве (газонокосилки). Серебряно-цинковые и серебряно-кадмиевые аккумуляторы применяются главным образом в космической и военной технике

Заряд. Он происходит, если к аккумулятору приложен потенциал, превышающий его рабочее напряжение. Ток аккумулятора пропорционален разности приложенного напряжения и напряжения холостого хода.

Скорость заряда или разряда аккумулятора может быть определена в терминах емкости. Если емкость аккумулятора C заряжается или разряжается за время t, то скорость заряда или разряда определяется отношением C/t. Аккумулятор емкостью 100 А · ч при разряде со скоростью $C/5$ полностью разрядится за 5 ч, при этом ток разряда составит 100/5, или 20 А. Если аккумулятор перезаряжается со скоростью $C/10$, то ток его перезаряда будет равен 100/10, или 10 А. Скорость разряда можно оценить в длительностях цикла. Так, если аккумулятор разряжается за 5 ч, то говорят, что он имеет цикл 5 ч.

Кривые заряда-разряда для типичного аккумулятора показаны на рис. 11.9. Напряжение аккумулятора возрастает по мере заряда до тех пор, пока не начнется электролиз. Одновременно с этим уменьшается эффективность заряда, а напряжение на зажимах аккумулятора остается постоянным. Эффективность заряда аккумулятора увеличивается по мере уменьшения скорости заряда.

После полного заряда аккумулятора дальнейшее продолжеиие заряда вызывает выделение газов (происходит "перезаряд"). В процессе перезаряда удаляется вода и происходит распыление электролита с выделением газов. Часть электролита разбрызгивается через вентиляционные отверстия, т.е. теряется. При добавлении воды в электролит умень-

Таблица 11.10. **Параметры наиболее распространенных типов аккумуляторов**

Параметр	Типы аккумуляторов					
	Свинцовые (кислотные)	Железо-никелевые (Эдисона)	Никель-кадмиевые	Никель-цинковые	Серебряно-цинковые	Серебряно-кадмиевые
Напряжение холостого хода	2,15	1,4	1,35	1,8	1,86	1,4
Напряжение под нагрузкой	1,75–1,9	1,1–1,3	1,1–1,3	1,5–1,7	1,3–1,5	1,1
Плотность энергии, Вт · ч	12–14	16	18	40	60	30
Запасаемая энергия, Вт · ч/см^3	25–30	16,6	30	54	54	42
Циклический срок службы (глубокие циклы)	1000	3000	1500	300	50	200
Характеристики при низкой температуре (отношение емкости при 0 °С к емкости при 25 °С, %)	60	35	65	40	35	50
Сохранение заряда при 25 °С (1 мес до емкости 80 %)	18	3	6	6	6	9
Сохранение заряда при 45 °С (1 мес до емкости 80%)	6	1	1	1	1	2

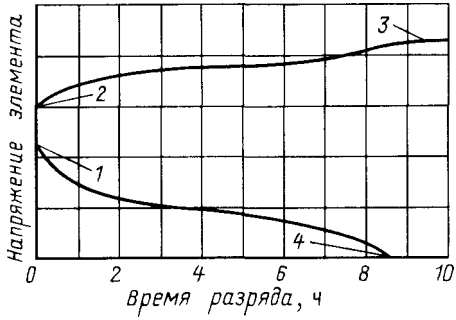


Рис. 11.9. Типичные характеристики заряда-разряда аккумулятора:
1 – начало разряда; *2* – начало заряда; *3* – конец заряда; *4* – напряжение отсечки

шается его концентрация и ухудшаются характеристики аккумулятора.

В большинстве аккумуляторов (только не в свинцовых) реакции электродов происходят с участием электролита, но композиция электролита не изменяется по мере заряда или разряда. В литиевых аккумуляторах катод из бисульфида молибдена является накопителем ионов и ни электролит, ни катод не принимают участия в химических реакциях. Во всех случаях отрицательные электроды реагируют с кислородом даже при заряде с выделением воды. Поэтому электролит можно сконструировать так, что генерация кислорода в процессе заряда будет скомпенсирована другими химическими реакциями, поддерживающими условия равновесия, в которых батарея может длительно заряжаться без потерь воды. Это принципиально важно для запаянных вариантов никель-кадмиевых и никель-цинковых аккумуляторов.

Задача 11.10. Определите рабочее время и эффективность, с которой используются активные материалы в отпаянном никель-кадмиевом элементе типа *D*, рассчитанном на 4,0 А · ч, при разряде с током 0,4; 4 и 40 А соответственно.

Теория. Небольшие никель-кадмиевые элементы при тех же размерах, что и первичные сухие элементы, оказываются менее чувствительными к условиям разряда. Периоды отдыха не повышают сколько-нибудь существенно емкость никель-кадмиевого элемента. Кроме того, емкость также нечувствительна к разрядам со скоростью ниже $C/10$.

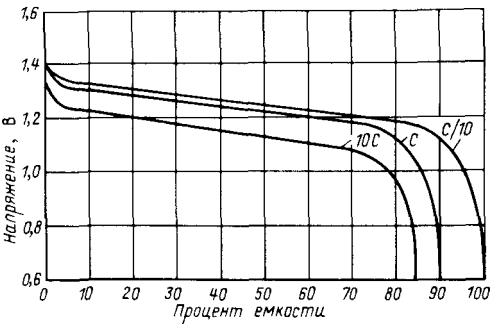


Рис. 11.10. Типичная характеристика разряда никель-кадмиевого аккумулятора

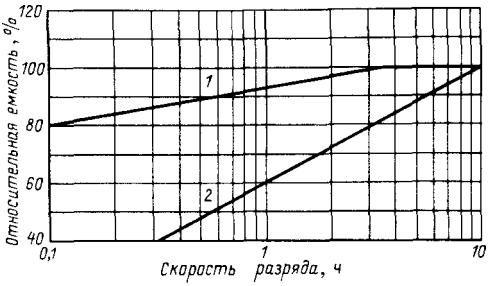


Рис. 11.11. Зависимость емкости аккумуляторов от скорости разряда:
1 – никель-кадмиевый аккумулятор; *2* – свинцово-кислотный аккумулятор

При более интенсивных разрядах емкость уменьшается по мере увеличения скорости разряда, но не так "драматично", как в случае первичных сухих элементов. Поэтому для информации, перекрывающей достаточно широкие области применения, изготовителю достаточно привести относительно ограниченное число типовых кривых разряда. При оговоренной емкости элемента скорость разряда выбирается невысокой (например, *C*/10), чтобы максимально реализовать емкость элемента.

Решение. Для разряда тока 0,4 А и емкости 4 А · ч элемент разряжается со скоростью 0,4/4,0, или *C*/10 (записывается так же, как и скорость 0,1 С). Как видно из рис. 11.10, элемент отдаст 100% оговоренной емкости, или 4,0 А · ч, и поэтому проработает 4,0/0,4 = = 10 ч. Аналогично при разряде тока 4 А элемент отдаст 90% емкости, т.е. 0,9 · 4,0 = = 3,6 А · ч, в течение 3,6/4 = 0,9 ч. При токе 40 А или скорости 10 *C* данные, показанные на рис. 11.10, требуют соответствующей экстраполяции и могут не обеспечить требуемой точности. В этом случае необходимо использовать характеристики, приведенные на рис. 11.11. При скорости 10 *C* элемент израсходует 80% своей емкости, или 0,8·4,0 = = 3,2 А · ч, за время 3,2/40 = 0,08 ч, или 4,8 мин.

Задача 11.11. На сколько увеличится время работы элемента, если к концу разряда со скоростью 10 *C* для элемента, характеристики которого указаны в задаче 11.10, скорость разряда уменьшится до 0,1 *C*?

Теория. При высокой скорости разряд реально оказывается ограниченным, поскольку из-за наличия внутреннего сопротивления элемента напряжение уменьшается ниже напряжения отсечки. Это происходит до начала "истощения" электрохимической энергии. Однако снижение тока разряда уменьшает падение напряжения *IR* внутри элемента, при этом напряжение элемента повышается по сравнению с напряжением отсечки, и разряд продолжается.

Решение. При скорости 10 *C* используется только 80% полной емкости. Остальная емкость, т.е. 0,2·4,0 = 0,8 А · ч, может быть исчерпана при скорости *C*/10, и тогда элемент дополнительно проработает 0,8/0,4 = 2 ч.

Задача 11.12. Элемент, рассмотренный в задаче 11.10, сначала разряжается со скоростью 10 *C*, затем при достижении напряжения отсечки со скоростью *C* и далее со скоростью *C*/10 до повторного достижения напряжения отсечки. Как долго будет работать элемент при каждой скорости?

Решение. Как следует из задачи 11.10, элемент работает 4,8 мин при скорости разряда 10 *C* и расходует за это время 3,2 А · ч. При скорости *C* элемент расходует 3,6 А · ч, т.е. на 0,4 А · ч больше. При токе 4,0 А он проработает 0,4/4 = 0,1 ч, т.е. на 6 мин дольше. При скорости *C*/10 элемент отдает 4 А · ч, или дополнительно 0,4 А · ч. При токе 0,4 А он проработает 0,4/0,4 = 1 ч.

Задача 11.13. Какова средняя мощность, развиваемая батареей в задаче 11.10, при разряде со скоростями *C*/10 и 10 *C*?

Решение. Используя рис. 11.10, получаем, что среднее напряжение при разряде со скоростью *C*/10 составляет примерно 1,23 В. (Для большей точности следует определить площадь, ограниченную соответствующей кривой, и получить результат в ватт-часах, а затем разделить его на ампер-часы.) Так как при *C*/10 ток разряда составляет 0,4 А, средняя отдаваемая мощность равна 1,23 · 0,4 = = 0,492 Вт. По аналогии для скорости *C* ток разряда равен 4 А, среднее напряжение разряда 1,2 В, а средняя мощность 1,2 · 4 = 4,8 Вт. Для скорости 10 *C* среднее напряжение разряда составляет 0,95 В, а средняя мощность 0,95 · 40 = 38 Вт.

Задача 11.14. Согласно данным изготовителя внутреннее сопротивление элемента в задаче 11.10 равно 0,005 Ом. Какую максималь-

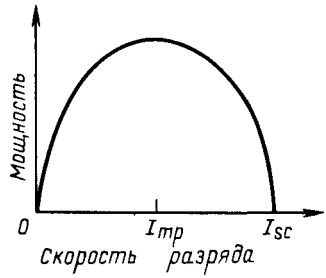


Рис. 11.12. Зависимость отдаваемой мощности от скорости разряда:
I_{mp} – ток при максимальной мощности;
I_{sc} – ток короткого замыкания

ную мощность можно отобрать от этого элемента и каков будет при этом ток короткого замыкания?

Теория. При разомкнутой батарее отдаваемая мощность равна нулю, поскольку ток равен нулю. Если батарея короткозамкнута, то отдаваемая мощность снова равна нулю, так как напряжение близко к нулю, хотя ток может быть очень большим. Среднее напряжение зависит от отбираемого тока, но линейной зависимости между этими величинами нет. Зависимость мощности от скорости разряда показана на рис. 11.12.

Максимальная мощность имеет место при равенстве сопротивления нагрузки внутреннему сопротивлению батареи.

Решение. Максимальная мощность достигается при сопротивлении нагрузки 0,005 Ом. Полное сопротивление при этом равно 0,005 + + 0,005 = 0,01 Ом, и в соответствии с рис. 11.10 напряжение холостого хода составляет 1,35 В. Ток при этом равен 1,35/0,01 = 135 А, а максимальная мощность батареи 1,35 · 135 = = 182 Вт. При коротком замыкании полное сопротивление цепи равно внутреннему сопротивлению батареи (0,005 Ом) и ток равен 1,35/0,005 = 270 А.

Характеристики всех аккумуляторов очень похожи на характеристики никель-кадмиевой батареи, рассмотренные в наших примерах. Поэтому разница в вычислениях для вентилируемых никель-кадмиевых, серебряно-цинковых, серебряно-кадмиевых, литиевых и других аккумуляторов практически отсутствует. Однако на практике необходимо пользоваться данными изготовителя.

Свинцовые аккумуляторы уникальны, так как серная кислота расходуется в процессе их разряда и регенерируется в процессе заряда. Поэтому при разряде свинцового аккумулятора следует измерять удельную плотность электролита.

Несмотря на то что принципы, использующиеся при создании запечатанных никель-кадмиевых батарей, могут применяться для отпаянных свинцовых систем, обычно для последних учитывается присущая им уникальная особенность – способность выделять водород при перенапряжениях и кислород, когда напряжение свинцовой батареи приближается к значению, свойственному полному заряду, и начинается газоотделение, при этом происходит внезапный и существенный подъем напряжения, необходимый для прохождения заряжающего тока через электролит. Если напряжение, обусловливающее прохождение заряжающего тока, фиксировано и достаточно высоко для заряда электродов, но не настолько велико, чтобы вызвать выделение газа, напряжение элемента будет расти до тех пор, пока не станет равным напряжению заряжающего источника. Тогда ток заряда падает до нуля, разложение воды и газоотделение прекращаются. С использованием очень чистых электродных материалов разработан ряд свинцовых аккумуляторов, в которых легко достигаются описанные условия. Такие элементы могут выполняться герметичными и в них не нужно периодически добавлять воду.

Задача 11.15. Стационарный свинцовый аккумулятор емкостью 1200 А · ч содержит 72 л электролита с удельной плотностью 1200 при полном заряде. Какова удельная плотность электролита при 50%-ном и полном разрядах батареи?

Теория. В свинцовом аккумуляторе по мере разряда плотность электролита падает и увеличивается при заряде. О степени разряда можно судить, измеряя плотность электролита, что с приемлемой точностью осуществляется ареометром. Концентрацию серной кислоты в заданном объеме электролита следует соотносить с фиксированным электрическим эквивалентом (табл. 11.11)

Обычно в электролите свинцового аккумулятора содержание H_2SO_4 выше, чем требуется для полного разряда электродов. Поэтому при решении задачи 11.15 нужно помнить, что изменения удельной плотности не пропорциональны глубине разряда. При решении подобных задач следует пользоваться данными изготовителя.

Решение. Из табл. 11.11 видно, что серная кислота с плотностью 1200 имеет кислотный эквивалент 100 А/л. Весь объем электролита имеет кислотный эквивалент 72 · 100 = = 7200 А · ч. При 50%-ном разряде аккумулятор расходует 1200·0,50 = 600 А · ч, поэтому остаточный эквивалент кислоты в электролите равен 7200 – 600 = 6600 А · ч, или 6600/72 ≃ ≃ 92 А·ч/л. С помощью интерполяции данных табл. 11.11 находим, что соответствующая плотность составляет 1,184.

При 100%-ном разряде аккумулятора его полная емкость уменьшается на 7200 – 1200 = = 6000 А · ч, или 6000/72 ≈ 83 А · ч/л. По данным табл. 11.12 в этом случае удельная плотность составляет 1,164.

Таблица 11.11. **Электрохимический эквивалеит растворов серной кислоты**

Концентрация, %	Удельная плотность	Эквивалеит, А · ч/л
4	1,020	8
6	1,040	26
9	1,060	35
12	1,080	44
15	1,100	53
18	1,120	62
20	1,140	71
21,5	1,150	77
23	1,160	81
26	1,180	90
28	1,200	100
31	1,220	110
33	1,240	120
36	1,260	130
38	1,280	141
40	1,300	151
42	1,320	162
45	1,340	173
47	1,360	184
49	1,380	195
51	1,400	206

Задача 11.16. Элемент из автоматической стартовой батареи содержит 0,6 л электролита и при емкости 40 А · ч разряжается в течение 5 ч. Поскольку электролит не замерзает при температуре выше 5 °F, его удельная плотность не должна падать ниже 1,150 при полном разряде. Какова минимальная удельная плотность электролита при полном разряде?

Решение. Из табл. 11.12 следует, что при удельной плотности 1,150 эквивалент электролита составляет 77 А · ч/л. Для элемента объемом 0,6 л электрический эквивалент в полностью разряженном состоянии равен $0{,}6 \cdot 77 = 46{,}2$ А · ч. В полностью разряженном состоянии электрический эквивалент на 40 А · ч больше, т.е. составляет 86,2 А · ч. Если в элементе содержится 0,6 л электролита, то это соответствует $86{,}2/0{,}6 \simeq 144$ А · ч/л. Из табл. 11.12 определяем, что при этом удельная плотность составляет 1,286.

Задача 11.17. Какова эффективность заряда аккумулятора, который перезаряжается в течение 10 ч при токе 2,5 А после разряда в течение 5 ч при токе 4 А?

Решение. За это время расходуется емкость $4 \cdot 5 = 20$ А · ч. На входе аккумулятора при его заряде накапливается $1{,}5 \cdot 10 = 25$ А · ч. Эффективность заряда $20/25 \cdot 100 = 80$ %.

Задача 11.18. Для элемента из задачи 11.17 средние напряжения при заряде и разряде составляют соответственно 2,25 и 1,90 В. Какова циклическая энергетическая эффективность?

Решение. В элементе расходуется энергия $20 \cdot 1{,}90 = 38$ Вт · ч. Энергия при заряде равна $25 \cdot 2{,}25 = 56$ Вт · ч. Тогда энергетическая эффективность составляет $38/56 \cdot 100 \simeq 68\%$.

Задача 11.19. Определите значение R_2, необходимое для установки в источнике зарядного тока (рис. 11.13), если для заряда 12 В аккумулятора требуется напряжения 13,6 В и $I_{уст} = 50$ мкА.

Теория. В зависимости от области применения аккумуляторы можно заряжать различными способами. При быстром заряде требуется от 4 до 6 ч, в то время как продолжительность заряда в стандартном режиме варьируется в диапазоне от 14 до 16 ч. При циклическом заряде требуется или постоян-

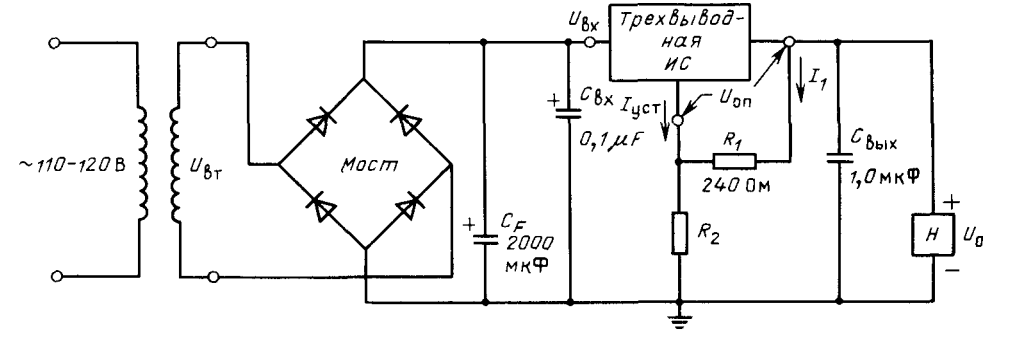


Рис. 11.13. Схема зарядного устройства на ИС с постоянным выходным напряжением (конденсатор $C_{вх}$ применяется, если стабилизатор удален от емкости фильтра C_F; конденсатор $C_{вых}$ не нужен для обеспечения стабилизации напряжения, но он улучшает переходную характеристику устройства):
H – нагрузка (батарея)

ное напряжение заряда для герметичных свинцовых аккумуляторов, или постоянный ток заряда для никель-кадмиевых аккумуляторов. Иногда используется плавающий заряд, во время которого нагрузка и аккумулятор включаются параллельно, или компенсационный, когда мощность переменного тока подается на нагрузку, в то время как цепь заряда аккумулятора с нагрузкой не соединена.

На практике чаще всего используется быстрый заряд аккумулятора (до 85% емкости) с последующим автоматическим переключением на меньшую скорость заряда (до полной емкости). В устройстве, показанном на рис. 11.13, для поддержания постоянного выходного напряжения, значение которого устанавливается сопротивлением R_2, применяется трехполюсная ИС.

Решение. Подставляя $R_1 = 240$ Ом и $U_{оп} = 1{,}25$ В (рис. 11.13) в уравнение

$$U_0 = U_{оп}(1 + R_1/R_2) + I_{уст} R_2,$$

получаем

$$13{,}6 = 1{,}25\,(1 + R_2/240) + 0{,}00005;$$

$$3264 = 300 + 1{,}262\,R_2;$$

$$2964 = 1{,}262\,R_2;$$

$$R_2 \simeq 2349 \text{ Ом}.$$

Следует использовать в схеме сопротивление 3 или 5 кОм. С его помощью не только поддерживается необходимое выходное напряжение, но и одновременно осуществляется защита схемы от тока короткого замыкания.

Задача 11.20 На рис. 11.14 показаны зависимости глубины разряда от числа циклов для конкретного типа аккумулятора. Найдите необходимое число дополнительных циклов для достижения 30% разряда по сравнению с 50%.

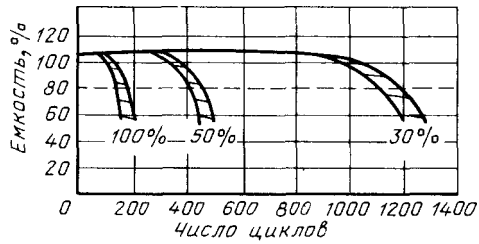


Рис. 11.14. Зависимости циклического срока службы от глубины разряда

Теория. Считается, что перезаряжаемый аккумулятор проработал свой срок службы, если его емкость падает до 80% указанной первоначальной емкости. В этом случае 30%-ная глубина разряда соответствует максимальному циклическому сроку службы аккумулятора. Не рекомендуется использовать режим более глубокого, а также мягкого разряда, которые могут снизить продолжительность циклического срока службы.

Решение. С учетом зависимостей на рис. 11.14 для 80%-ной емкости получаем, что при 30%-ной глубине разряда циклический срок службы равен 1100 циклам, а при 50%-ной – 400 циклам.

Для 30%-ной глубины разряда имеем 1100–400 = 700 дополнительных циклов, что в 3 раза больше, чем при 50%-ной глубине.

Глава 12

ПРИМЕНЕНИЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Дж. Л. Вайнтрауб

12.1. ВВЕДЕНИЕ

Операционные усилители (ОУ) представляют собой универсальные приборы. Интегральная технология позволяет изготавливать ОУ с малыми габаритами и отличными характеристиками при низкой стоимости. Эти устройства обычно включают в себя 10 и более транзисторов и диодов, а также несколько резисторов. ОУ не только используются как усилители, а применяются также и для выполнения математических операций, генерирования колебаний, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей, фильтров и т.п.

12.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОУ

Обозначение ОУ показано на рис. 12.1. Он имеет два входа и один выход. При подаче сигнала на инвертирующий вход (–) сигнал на выходе прибора получается в противоположной фазе. Сигналы на входе и выходе

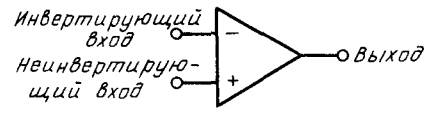


Рис. 12.1. Схемное обозначение ОУ

усилителя оказываются в фазе, если усиливаемый сигнал подается на неинвертирующий вход. Усилитель представляет собой линейно-аналоговое устройство, которое может быть использовано для решения линейных и нелинейных задач.

Задача 12.1. Оцените характеристики ОУ типа 741.

Теория и решение. Для оценки характеристик реального ОУ необходимо сравнить их с характеристиками идеального прибора (часть необходимых данных из спецификации фирмы Fairchild μA 741 приведена ниже в табл. 12.1).

Характеристики ОУ типа μA 741. *Особенности*: 1) не требуется компенсировать частотные искажения; 2) имеется защита от короткого замыкания; 3) возможна внешняя установка нуля; 4) напряжения в синфазном и дифференциальном режимах работы изменяются в широких диапазонах; 5) незначительная потребляемая мощность; 6) отсутствует защелкивание при перегрузке входа.

Общее описание. Операционный усилитель μA 741 представляет собой высококачественное устройство в интегральном исполнении, выполненное на кремниевом чипе по эпитаксиальной технологии фирмы Fairchild Planar. Он предназначен для решения разнообразных аналоговых задач. Широкий диапазон напряжений в синфазном режиме и отсутствие защелкивания при перегрузке на входе позволяют использовать ОУ в качестве идеального повторителя напряжения. Высокий ко-

Таблица 12.1. **Электрические характеристики ОУ ($U_S = \pm 15$ В, T_A 25 °С)**

Параметр	Условные измерения	Значения			Единицы измерения
		минимальное	номинальное	максимальное	
Входное напряжение баланса	$R_S \leqslant 10$ кОм	–	1,0	5,0	мВ
Входной ток баланса	–	–	30	200	нА
Входной ток смещения	–	–	200	500	нА
Входное сопротивление	–	0,3	1,0		МОм
Коэффициент усиления при большом сигнале	$R_L \geqslant 2$ кОм, $U_{вых} = \pm 10$ В	50 000	200 000	–	–
Размах выходного напряжения	$R_L \geqslant 10$ кОм	± 12	±14	–	В
	$R_L \geqslant 2$ кОм	±10	±13	–	В
Диапазон выходных напряжений	–	±12	±13	–	В
Коэффициент режекции в синфазном режиме	$R_S \leqslant 10$ кОм	70	90	–	дБ
Коэффициент режекции по питающему напряжению	$R_S \leqslant 10$ кОм	–	30	150	мкВ/В
Потребляемая мощность	–	–	50	85	мВт
Переходная характеристика (единичный сигнал)	$U_{вх} = 20$ мВ, $R_L = 2$ кОм, $C_L \leqslant 100$ пФ	–	–	–	–
Время установления	–	–	0,3	–	мкс
Выброс	–	–	5,0	–	%
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения (единичный сигнал)	$R_L \geqslant 2$ кОм	–	0,5	–	В/мкс
Данные, относящиеся к интервалу температур окружающей среды от –55 до +125 °С					
Входное напряжение баланса	$R_S \leqslant 10$ кОм	–	–	6,0	мВ
Входной ток баланса	–	–	–	500	нА
Входной ток смещения	–	–	–	1,5	мкА
Коэффициент усиления при большом сигнале	$U_{вых} = \pm 10$ В	25 000	–	–	–
Размах выходного напряжения	$R_L \geqslant 2$ кОм	±10	–	–	В

эффициент усиления в сочетании с широким диапазоном напряжений обеспечивают хорошие характеристики ИС в интегрирующих и суммирующих усилителях и схемах с ОС. Интегральная схема типа μА 741 защищена от КЗ и имеет такое же расположение выводов, как и широко распространенная ИС μА 709. При ее применении не требуются внешние компоненты для частотной коррекции. Внутренний спад частотной характеристики обеспечивает стабильность работы схемы в замкнутых системах.

Абсолютные предельные параметры

Напряжение питания, В	+22
Рассеиваемая мощность, мВт	500
Дифференциальное входное напряжение, В	± 30
Входное напряжение, В	± 15
Интервал температур окружающей среды при хранении, °С	От −65 до +150
Диапазон рабочих температур окружающей среды, °С	От −55 до +125
Температура вывода при пайке (в течение 60 с), °С	300

Выводы ОУ выполнены из позолоченного ковара; масса устройства 1,22 г.

Указанные абсолютные предельные значения параметров нельзя превышать ни при каких условиях, если требуется обеспечить надежную работу аппаратуры. Например, напряжение питания не должно достигать ±22 В (Схема типа μА741 предназначена для использования в военной области Для ее коммерческого аналога μА741С максимальное напряжение питания составляет ±19 В.) Максимально допустимая мощность рассеяния зависит от способа монтажа ОУ.

Минимальные, номинальные и максимальные значения параметров указаны для напряжения источника питания ±15 В и температуры окружающей среды +25 °С. Изготовитель приводит пределы измерения того или иного параметра и гарантирует в этих пределах соответствие своей продукции приводимым в документации данным.

Сравнение электрических характеристик реального и идеального ОУ приведено в табл. 12.2. Наиболее существенными параметрами здесь являются следующие:

1) выходное сопротивление (практически входной ток равен нулю);

2) незначительная входная емкость;

3) высокий коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи (A_{u0});

4) низкое выходное сопротивление;

5) широкая полоса пропускания (небольшое время установления);

6) высокая скорость нарастания выходного напряжения, которая оценивается максимальной скоростью изменения выходного напряжения в единицу времени в линейной области характеристики. Этот параметр характеризует скорость изменения напряжения на выходе ОУ;

7) низкие входное напряжение и ток баланса;

3) высокий коэффициент режекции в синфазиом режиме. Определение этого по-

Таблица 12.2. **Сравиеиие электрических характеристик реальиого и идеального ОУ**

Сравниваемый параметр	Значение параметра реального ОУ			Идеальный ОУ
	минимальное	номинальное	максимальное	
Входное сопротивление	0,3 МОм	2,0 МОм	–	∞
Входная емкость	–	1,4 пФ	–	0
Коэффициент усиления при высоких уровнях сигнала (разомкнутая цепь ОС)	50 000	200 000	–	∞
Выходное сопротивление	–	75 Ом	–	0
Переходные характеристики:				
время установления	–	0,3 мкс	–	0
выброс	–	5 %		0
Скорость нарастания выходного напряжения ($R_L \geqslant 2$ кОм)	–	0,5 В/мкс		∞
Входной баланс:				
напряжения	–	1 мВ	4 мВ	0
тока	–	20 нА	200 нА	0
Коэффициент режекции в синфазном режиме	70 дБ	90 дБ	–	∞

нятия дано в § 12.6. (Выходное напряжение должно зависеть только от разности входных напряжений.)

Программируемые ОУ – это приборы, применяющиеся в различных областях науки и техники. Они позволяют потребителю программировать желаемые параметры усилителя. Например, рассмотрим схему LM4250. Ее внешнее сопротивление ($R_{уст}$), как показано ниже, определяет входной ток баланса, входной ток смещения, скорость нарастания выходного напряжения, коэффициент усиления, полосу пропускания, уровень шума и уровень потребляемого тока в режиме покоя.

Схема LM4250 может работать в интервале питающих напряжений от 1 до 18 В, в том числе и от низковольтных батарей. Характеристики у нее гораздо лучше, чем у схемы 741. В зависимости от значения сопротивления $R_{уст}$ схема может работать при очень низких мощностях рассеивания (50 нВт).

12.3. УСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Характеристики программируемого ОУ типа LM4250 фирмы National Semiconductor Corp. *Общее описание.* Схемы LM4250 и LM4250C представляют собой универсальные программируемые ОУ в интегральном исполнении. С помощью только внешнего сопротивления в этих ОУ задаются входной ток смещения, входной ток баланса, мощность в режиме покоя, скорость нарастания выходного напряжения, уровень входного шума, величина произведения коэффициента усиления на полосу пропускания.

Особенности. Работоспособность ОУ сохраняется при изменении напряжения источника питания в диапазоне от ±1 до ±18 В; входной ток баланса составляет 3 нА; потребляемая мощность равна 500 нВт; не требуется коррекция частотных искажений; можно получить программируемые электрические характеристики; возможны баланс напряжений (установка нуля) и питание схемы от двух батарей, предназначенных для фотовспышек; предусмотрена полная защита от коротких замыканий.

Параметры ИС LM4250 и LM4250C аналогичны, но схема LM4250C работоспособна в интервале температур от 0 до 70 °С, а схема LM4250 – в интервале от –55 до +125 °С.

Абсолютные предельные значения

Напряжение питания, В	18
Рассеиваемая мощность, мВт	500
Дифференциальное входное напряжение, В	± 30
Входное напряжение, В	± 15
Ток $I_{уст}$, мкА	150
Рабочий диапазон температур, °С:	
для LM4250	От –55 до 125
для LM4250C	От 0 до 70
Диапазон температур при хранении, °С	От –65 до 150
Температура вывода при пайке (в течение 10 с), °С	Не более 300

На рис. 12.2 приведены схема ОУ и способы включения ИС LM4250, выполненных в различных корпусах.

Электрические параметры ИС LM4250 в интервале температур окружающей среды от –55 до +125 °С приведены в табл. 12.3.

Выбор сопротивлений. В табл. 12.4 приведены значения токов $I_{уст}$ при подключении сопротивления $R_{уст}$ к выводу U^- (рис. 12.2).

Задача 12.2. Разработайте инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления –50 и входным сопротивлеиием 100 кОм.

Теория. В инвертирующем усилителе с ОС можно изменять коэффициент усиления. Сигнал на его выходе инвертирован по отношению ко входу. Схема инвертирующего усилителя показана на рис. 12.3. Резистор R_F в цепи ОС включен между выходным и входным инвертирующим зажимами. В цепь между инвертирующим входом и зажимом, к которому подводится усиливаемый сигнал, включено сопротивление R_1. Коэффициеит усиления усилителя при замкнутой цепи ОС обозначен через $A_{ис}$.

При расчете коэффициеита усиления предполагается, что ОУ идеальный. Поэтому коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС равен бесконечности и входной ток $I_i = 0$. Поскольку выходное напряжение имеет определенное значение, а коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС равен бесконечности, дифференциальное напряжение $U_A = 0$. Узел A называют виртуальной землей.

Для узла A можно записать

$$I_1 = I_F$$

и

$$\frac{U_i}{R_i} = \frac{-U_0}{R_F} .$$

Рассчитывая коэффициент усиления по напряжению, получаем

$$A_{uc} = \frac{U_0}{U_1} = \frac{-R_F}{R_1} . \qquad (12.1)$$

Так как узел A имеет потенциал земли, входное сопротивление ОУ

$$R_i \simeq R_1. \qquad (12.2)$$

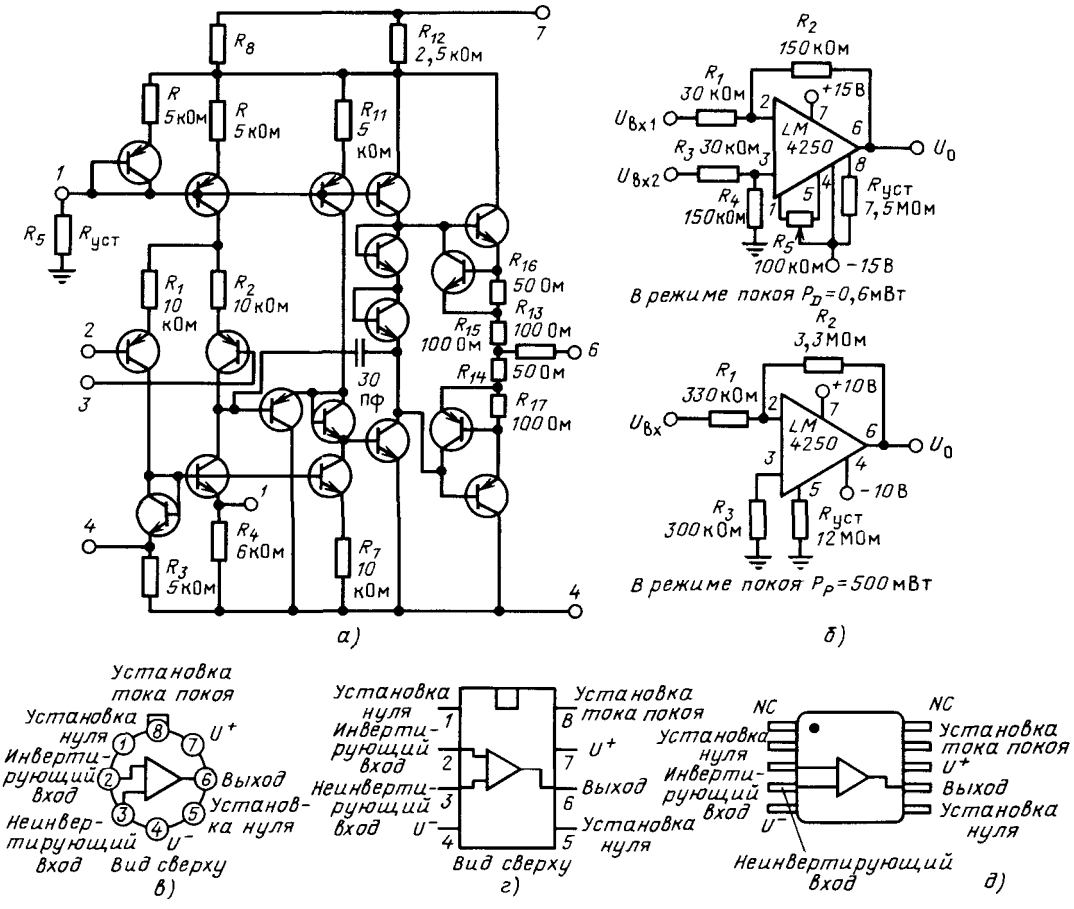


Рис. 12.2. Схема ОУ (*а*), различные способы включения ИС LM4250 (*б*), выполненные в металлическом (*в*), двухрядном (*г*) и плоском (*д*) корпусах

Таблица 12.3. **Электрические характеристики ИС LM4250**

Параметр	Условия измерения	$U_S = \pm 1{,}5$ В			
		$I_{уст}$ = 1 мкА		$I_{уст}$ = 10 мкА	
		Мин.	Макс.	Мин.	Макс.
U_{0S}	T_A = 25 °C, $R_S \leqslant$ 100 кОм	–	3 мВ	–	5 мВ
I_{0S}	T_A = 25 °C	–	3 нА	–	10 нА
I_{bias}	T_A = 25 °C	–	7,5 нА	–	50 нА
Коэффициент усиления при больших уровнях сигнала	T_A = 25 °C, R_L = 100 кОм	40 кОм	–	–	–
		–	–	–	
	$U_0 = \pm$ 0,6 В, R_L = 10 кОм	–	–	50 кОм	–
Ток потребления	T_A = 25 °C	–	7,5 мкА	–	80 мкА
Потребляемая мощность	T_A = 25 °C	–	23 мкВт	–	240 мкВт
U_{0S}	$R_S \leqslant$ 100 кОм	–	4 мВ	–	6 мВ
I_{0S}	T_A = 125 °C	–	5 нА	–	10 нА
	T_A = 55 °C	–	3 нА	–	10 нА
I_{bias}	–	–	7,5 нА	–	50 нА
Диапазон входных напряжений	–	$\pm$ 0,7 В	–	$\pm$ 0,7 В	–
Коэффициент усиления при больших уровнях сигнала	$U_0 = \pm$ 0,6 В,	–	–	–	–
	R_L = 100 кОм,	30 кОм	–	–	–
	R_L = 10 кОм	–	–	30 кОм	–
Размах выходного напряжения	R_L = 100 кОм	$\pm$0,6 В	–	–	–
	R_L = 10 кОм	–	–	$\pm$ 0,6 В	–
Коэффициент режекции в синфазном режиме	$R_S \leqslant$ 10 кОм	70 дБ	–	70 дБ	–
Потребляемый ток	–	–	8 мкА	–	90 мкА
Потребляемая мощность	–	–	24 мкВт	–	270 мкВт

Таблица 12.4. **Значения $I_{уст}$ при подключении $R_{уст}$ к выводу U^-**

Напряжение U_S, В	Ток $I_{уст}$, мкА				
	0,1	0,5	1,0	5	10 мкА
$\pm$ 1,5	25,6 МОм	5,04 МОм	2,5 МОм	0,492 кОм	0,244 кОм
$\pm$ 3,0	55,6 МОм	11,0 МОм	5,5 МОм	1,09 МОм	0,544 кОм
$\pm$ 6,0	116 МОм	23,0 МОм	11,5 МОм	2,29 МОм	1,14 МОм
$\pm$ 9,0	176 МОм	35,0 МОм	17,5 МОм	3,49 МОм	1,74 МОм
$\pm$ 12,0	236 МОм	47,0 МОм	23,5 МОм	4,69 МОм	2,34 МОм
$\pm$ 15,0	296 МОм	59,0 МОм	29,5 МОм	5,89 МОм	2,94 МОм

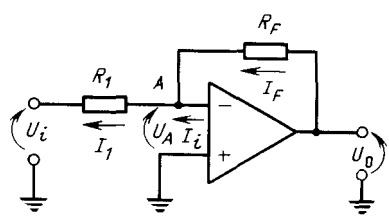


Рис. 12.3. Инвертирующий усилитель

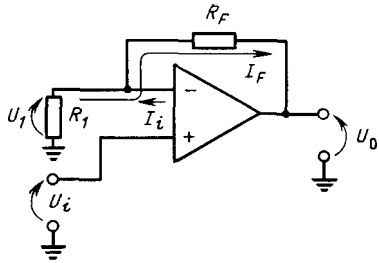


Рис. 12.4. Неинвертирующий усилитель

Решение. Для схемы на рис. 12.3 согласно уравиению (12.2) $R_i = R_1$. Пусть $R_1 =$ = 100 кОм. Решая уравиение (12.1) относительно R_F, получаем $R_F = |-A_{uc}R_1| =$ $=50 \cdot 100 \cdot 10^3 = 5 \cdot 10^6 = 5$ МОм.

Неинвертирующий усилитель. Усилитель может быть включен таким образом, что его выходное напряжение совпадает по фазе с входным. Такой вариант включеиия ОУ иазывается неинвертирующим (рис. 12.4). Входиой сигнал подается на неиивертирующий вход, а инвертирующий вход соединеи с резистором ОС.

Задача 12.3. Разработайте иеинвертирующий усилитель, обеспечивающий выходное иапряжение 1 В при входном сигнале 10 мВ.

Теория. Для расчета коэффициеита усиления иеинвертирующего усилителя (рис. 12.4) примем, что токи через резисторы R_1 и R_F равиы (считая $I_i \simeq 0$), тогда

$$\frac{U_0 - U_i}{R_F} = \frac{U_1}{R_1}.$$

Используя коицепцию виртуальной земли ($U_1 = U_i$), получаем

$$A_{uc} = \frac{U_0}{U_1} = \frac{R_F + R_1}{R_1} =$$

$$= 1 + \frac{R_F}{R_1}. \qquad (12.3)$$

Если $R_F \gg R_1$, то

$$A_{uc} \simeq \frac{R_F}{R_1}. \qquad (12.4)$$

Решение. Коэффициент усиления при замкнутой цепи ОС $A_{uc} = 1/0{,}001 = 100$. Согласио уравиению (12.3) запишем $100 = 1 + R_F/R_1$, или $R_F/R_1 = 99$. Пусть $R_1 = 2{,}2$ кОм, тогда $R_F = 99 \cdot 2{,}2 = 217{,}8$ кОм.

Входное сопротивлеиие иеинвертирующего усилителя обычно очеиь велико.

Повторитель иапряжения. *Задача 12.4.* Разработайте согласующую схему с использоваиием ОУ.

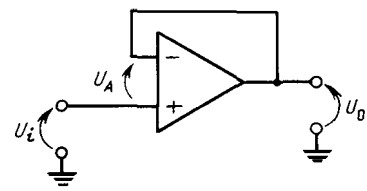


Рис. 12.5. Повторитель иапряжеиия

Теория и решение. Такая схема примеияется для согласоваиия нагрузки, имеющей иизкий импеданс, с источником сигнала, обладающим высоким виутренним импедансом (этот тип схемы иазывается "буфером"). Схема буфера – повторителя иапряжеиия показана иа рис. 12.5. У повторителя иапряжеиия коэффициеит усилеиия равеи 1 и, кроме того, иизкий выходной и высокий входиой импедаисы. Напряжение иа выходе повторителя совпадает по фазе с иапряжеиием иа выходе.

Суммируя напряжение на зажимах усилителя, получаем $U_1 + U_A = 0$. Так как $U_A = 0$, то напряжение $U_i = U_0$ и коэффициент усилеиия

$$A_{uc} = 1. \qquad (12.5)$$

Источники тока, управляемые иапряжеиием. Источники тока широко примеияются в цепях смещения, измерительных и времязадающих схемах. Источник, показаиный иа рис. 12.5, управляется входным иапряжеиием U_i.

Задача 12.5. Разработайте вольтметр для измерения напряжений в диапазоне от 0 до 10 В с использоваиием измерительного прибора, рассчитаииого иа ток 1 мА, и источника тока, изображеииого иа рис. 12.6.

Теория. В этом источнике тока нагрузка включена между иеиивертирующим входом и землей.

Ток нагрузки

$$I_L = \frac{U_i}{R}, \qquad (12.6)$$

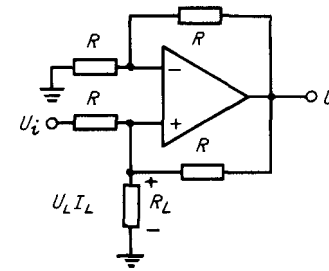


Рис. 12.6. Источник тока, управляемый иапряжеиием

а напряжение на ней

$$U_L = \frac{U}{2}. \qquad (12.7)$$

Так как $U_L = I_L R_L$, то, подставляя (12.6) в (12.7), получаем

$$U_L = \frac{U_i R_L}{R} \qquad (12.8)$$

и соответственно

$$U_0 = \frac{2U_i R_L}{R}. \qquad (12.9)$$

Решение. Прибор включен вместо R_L для измерения тока. Поскольку отклонение стрелки прибора при токе 1 мА необходимо обеспечить при входном напряжении 10 В, из уравнения (12.6) находим

$$R = \frac{U_i}{I_L} = \frac{10}{1 \cdot 10^{-3}} = 10 \cdot 10^3 \text{ Ом} =$$

$$= 10 \text{ кОм}.$$

12.4. ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ

Выше неоднократно подчеркивалось, что параметры практических ОУ близки к параметрам идеальных усилителей. Однако следует остановиться на некоторых обстоятельствах. Промышленные ОУ имеют конечное значение коэффициента усиления, определенное входное сопротивление, ограниченную полосу пропускания, конкретные токи и напряжения смещения, а также определенную "склонность" к паразитному самовозбуждению.

Частотная коррекция. Коэффициент усиления ОУ при разомкнутой цепи ОС обычно составляет 100 дБ. Однако его значение падает до 1 (0 дБ) на некоторой граничной частоте f_c. Частотные характеристики ОУ при замкнутой и разомнутой цепях ОС показаны на рис. 12.7. При разомкнутой цепи ОС коэффициент усиления на очень низких частотах составляет 100 дБ. В этой области граничная частота равна примерно 100 Гц, а верхняя граничная частота – 10 мГц.

Операционный усилитель обычно не используется с разомнутой цепью ОС. Частотная характеристика ОУ с ОС накладывается на график, приведенный на рис. 12.7. Коэффициент усиления A_{uc} при замкнутой цепи ОС составляет 20 дБ. Частотная характеристика при наличии ОС равномерна примерно до частоты 1 МГц. Расширение полосы пропускания достигается за счет ООС.

Усилители, имеющие частотную характеристику при разомкнутой цепи ОС, равную –60 дБ/декаду (или 18 дБ/октаву), на верхней граничной частоте нестабильны и склонны к самовозбуждению. Для предотвращения самовозбуждения требуется частотная коррекция. Коммерческие усилители применяются с внешними элементами частотной коррекции. Некоторые из них имеют встроенные ("внутренние") элементы частотной коррекции.

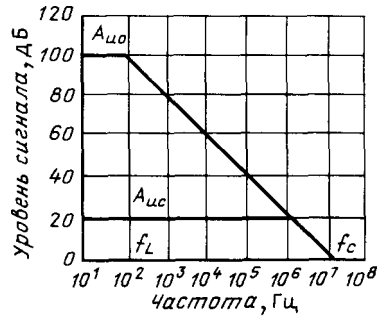


Рис. 12.7. Частотные характеристики типового ОУ при разомкнутой и замкнутой цепях ОС

Коррекция частотной характеристики обычно осуществляется путем подключения *RC*-цепочки или конденсатора к соответствующим выводам ОУ. Величины R и C обычно указываются изготовителем.

Амплитудно-частотные характеристики ОУ показаны на рис. 12.8. Кривая A представляет собой прямолинейную аппроксимацию реальной характеристики усилителя при разомкнутой цепи ОС, так называемую характеристику Боде. Она наиболее просто описывает частотные свойства усилителя и содержит всю необходимую информацию. Кривые B и C являются частотными характеристиками при наличии коррекции. Схема включения корректирующей цепочки и семейство характеристик при различных параметрах элементов этой цепочки по данным изготовителя приведены на рис. 12.9.

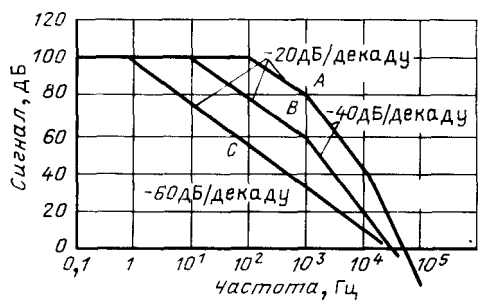
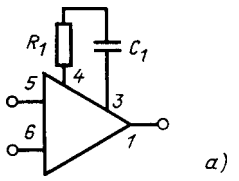
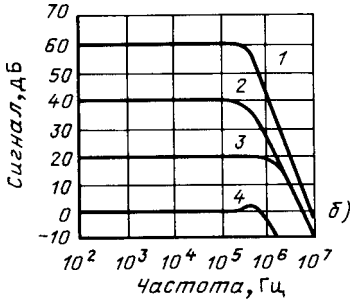


Рис. 12.8. Амплитудно-частотные характеристики усилителя:

A – без коррекции; B и C – с коррекцией



а)



б)

Рис. 12.9. Частотная характеристика ОУ: *а* – типовая схема включения корректирующей цепочки; *б* – частотные характеристики для различных R_1 и C_1 (U_s = ±15 В, T_A = 25 °С): *1* – C_1 = 300 пФ, R_1 = 470 Ом; *2* – C_1 = = 0,001 мкФ, R_1 = 150 Ом; *3* – C_1 = 0,04 мкФ; R_1 = 33 Ом; *4* – C_1 = 0,4 мкФ, R_1 = 4,7 Ом

Напряжение смещения. В идеальном случае при отсутствии напряжения на входе ОУ на его выходе напряжение также должно быть равно нулю. Однако на выходе реального ОУ при отсутствии напряжения на входе наблюдается напряженне от нескольких микровольт до нескольких милливольт. Возникновение этого напряжения обусловлено различием параметров компонентов схемы. Обычно подобный эффект отображается в виде входного напряжения смещения U_{i0}. В результате на выходе ОУ создается напряжение, называемое напряжением ошибки.

Входной ток смещения I_{i0} также влияет на определение значения этого напряжения. Практически постоянный ток смещения создается в цепи каждого входа ОУ. Если эти токи не равны, то их разность и составляет входной ток смещения. Ток I_{i0} обычно измеряется в наноамперах.

Для компенсации напряжения ошибки изготовители ОУ используют различные схемы установки нуля на выходе. Одна из таких схем, рекомендуемая для ОУ типа μА 741, показана на рис. 12.10. Выводы *1* и *5* называются выводами установки нуля, и между ними включается переменное сопротивление 10 кОм, изменяя положение движка которого, устанавливают нуль на выходе ОУ при отсутствии входного сигнала. Движок переменного сопротивления подключается к источнику отрицательного напряжения ($-U$).

12.5. УСИЛИТЕЛЬ НОРТОНА

Усилитель Нортона, или дифференциальный усилитель тока, используется для усиления переменных сигналов при наличии одного источника. Его выходное напряжение пропорционально разности входных токов. Так как для питания усилителя применяется один источник питания (смещения), необходим разделительный конденсатор. Усилитель Нортона является наиболее простым устройством среди широко распространенных типов ОУ.

Задача 12.6. Разработайте инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления переменного напряжения, равным –100.

Теория. Схема инвертирующего усилителя Нортона приведена на рис. 12.11. Коэффициент усиления усилителя определяется соотношением

$$A_{U_\sim} = \frac{U_0}{U_i} = \frac{-R_F}{R_1}. \qquad (12.10)$$

Сопротивление R_2, включенное между неинвертирующим входом и $+U$, должно быть в 2 раза больше R_F для создания необходимого смещения.

Решение. Полагая, что R_F = 100 кОм, из уравнения (12.10) определяем

$$R_1 = \frac{-R_F}{A_{U_\sim}} = \frac{-100}{-100} = 1 \text{ кОм}$$

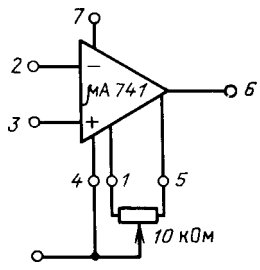


Рис. 12.10. Пример схемы смещения ОУ

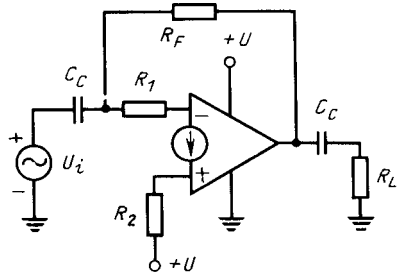


Рис. 12.11. Инвертирующий усилитель Нортона

и

$$R_2 = 2R_F = 2 \cdot 100 = 200 \text{ кОм}.$$

12.6. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ПРИМЕНЕНИЯ ОУ

С помощью ОУ можно выполнять различные математические действия: сложение, вычитание, умножение, деление, возведение в степень, извлечение корней, а также интегрировать и дифференцировать математические функции.

Суммирующий усилитель. *Задача 12.7.* Постройте схему суммирующего усилителя, напряжение на выходе которого пропорционально сумме трех выходных напряжений, если входные напряжения равны: а) $U_1 = 1$ В, $U_2 = 2$ В, $U_3 = 3$ В; б) $U_1 = 10$ В, $U_2 = 100$ В, $U_3 = 200$ В. Усилитель насыщается при ± 10 В.

Теория. Напряжение на выходе суммирующего усилителя (рис. 12.12) пропорционально сумме входных напряжений. Обычно это инвертирующий усилитель с несколькими входами, подключенными через входные резисторы к суммирующему входу A. Выходное напряжение усилителя

$$U_0 = -\frac{R_F}{R_1} U_1 - \frac{R_F}{R_2} U_2 - \ldots$$

$$\ldots - \frac{R_F}{R_N} U_N. \qquad (12.11)$$

Если $R_1 = R_2 = \ldots = R_N = R$, то уравнение (12.11) упрощается

$$U_0 = -(U_1 + U_2 + \ldots U_N) \frac{R_F}{R}. \qquad (12.12)$$

Решение. а) Пусть $R_F = R_1 = R_2 = R_3 = 100$ кОм. Из уравнения (12.12) для трех входов $U_0 = -(U_1 + U_2 + U_3) = -(1 + 2 + 3) = -6$ В.

б) В этом случае нельзя использовать сопротивления, принятые для случая "а", так как выходные напряжения будут велики и усилитель окажется в режиме насыщения. Наивысший уровень напряжения на его входе составляет 100 В. Поэтому необходимо ввести масштабный коэффициент, равный 1/100. Тогда при 200 В на входе напряжение на выходе составит 200/100 = 2 В.

Масштабный коэффициент устанавливается в результате выбора определенных соотношений между значением резистора в цепи ОС и значениями входных сопротивлений.

В этой задаче

$$\frac{1}{100} = \frac{R_F}{R_1} = \frac{R_F}{R_2} = \frac{R_F}{R_3}.$$

Пусть $R_1 = R_2 = R_3 = 1$ МОм, тогда $R_F = 10^6/100 = 10$ кОм. Из уравнения (12.12) напряжение $U_0 = -(10 + 100 + 200) \times 10^4/10^6 = 3{,}1$ В.

Дифференциальный усилитель. *Задача 12.8.* На рис. 12.13 показана схема дифференциального усилителя (схема вычитания). Если входные напряжения $U_1 = 200$ мВ и $U_2 = 800$ мВ, покажите, что выходное напряжение равно их разности.

Теория. На выходе дифференциального усилителя устанавливается выходное напряжение, пропорциональное разности сигналов на инвертирующем и неинвертирующем входах. С помощью метода суперпозиции можно рассчитать значение выходного напряжения как результат индивидуальных воздействий напряжений каждого из входов.

При подаче сигнала U_1 и $U_2 = 0$ выходное напряжение

$$U_{01} = -\frac{R_F U_1}{R_1}.$$

Соответственно при подаче сигнала U_2 и $U_1 = 0$ выходное напряжение

$$U_{02} = -\frac{R_F U_2}{R_1}.$$

Результирующее напряжение U_0 представляет собой сумму этих выходных напряжений, т.е.

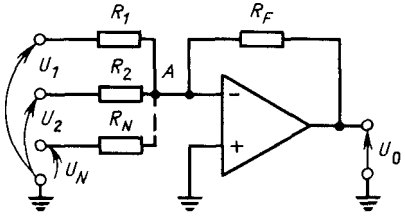


Рис. 12.12. Суммирующий усилитель

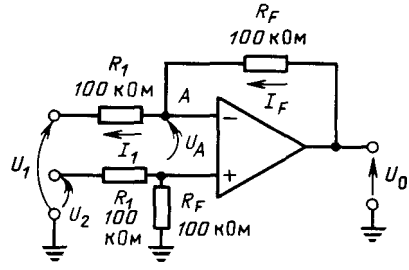


Рис. 12.13. Дифференциальный усилитель

$$U_0 = U_{01} + U_{02} = (U_2 - U_1)\frac{R_F}{R_1}. \quad (12.13)$$

Решение. Пусть $R_1 = R_F = 100$ кОм. Из уравнения (12.13) получаем $U_0 = (800 - 200) \cdot 100/100 = 600$ мВ.

Синфазные и дифференциальные сигналы. Сигналы на входе дифференциального усилителя в общем случае содержат синфазную и дифференциальную компоненты. Напряжение синфазного сигнала $U_c = (U_1 + U_2)/2$, а дифференциальный сигнал $U_d = U_1 - U_2$, где U_1 и U_2 – входные сигналы.

В идеале усилитель работает от дифференциального сигнала, однако и синфазный сигнал усиливается в некоторой степени. Коэффициент режекции синфазного сигнала определяется отношением коэффициента усиления дифференциального сигнала к коэффициенту усиления синфазного сигнала и является важным параметром ОУ. Чем выше коэффициент режекции, тем лучше параметры ОУ.

Интегратор *Задача 12.9.* Разработайте схему, формирующую на выходе линейно изменяющееся напряжение (рис. 12.14), при подаче на ее вход ступенчатого напряжения 1,5 В.

Теория. Интегратор (рис. 12.15) – это схема с использованием ОУ, способная выполнять математическую операцию интегрирования. Схема интегратора очень похожа на схему инвертирующего усилителя (см. рис. 12.3), с той лишь разницей, что вместо сопротивления обратной связи R_F в нее включен конденсатор.

Математическое соотношение, положенное в основу работы схемы, выглядит следующим образом:

$$U_0 = -\frac{1}{RC}\int_0^+ u_i dt; \quad (12.14)$$

$$\Delta u_0 = -\frac{u_i \Delta t}{RC}. \quad (12.15а)$$

Изменение выходного напряжения интегратора во времени определяется значением его входного напряжения, деленного на постоянную времени схемы RC.

Входной ток $I_i = u_i/R$, поэтому уравнение (12.15а) можно переписать в виде

$$\Delta u_0 = \frac{-I_i \Delta t}{C}, \quad (12.15б)$$

откуда следует, что изменение выходного напряжения во времени пропорционально входному току.

В рассматриваемом случае на выходе интегратора формируется интеграл сигнала, поданного на его вход. Например, если на входе синусоидальный сигнал, то на выходе будет косинусоида. Обратите внимание на то, что косинусоидальный и синусоидальный сигналы имеют одинаковую форму, но сдвинуты по фазе на 90°. Интегратор можно использовать в качестве фазовращателя.

Решение. Из уравнения (12.15а) следует, что если входное напряжение u_i постоянно, то выходное напряжение линейно изменяется во времени. Наклон соответствующей зависимости определяется из формулы (12.15а), т.е.

$$\text{Наклон} = \frac{\Delta u_0}{\Delta t} = -\frac{u_i}{RC}. \quad (12.16)$$

Из рис. 12.14 наклон $= -15 \cdot 10^{-3}$ В/с. Интегратор, схема которого показана на рис. 12.16, с батареей напряжением 1,5 В и

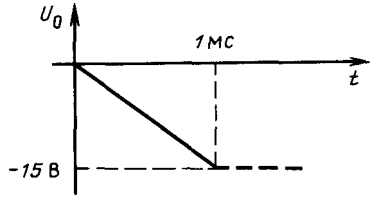


Рис. 12.14. Линейно изменяющееся напряжение

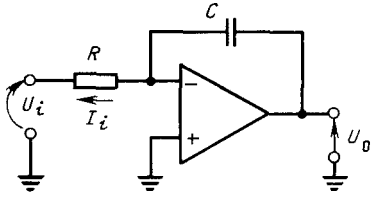


Рис. 12.15. Интегратор

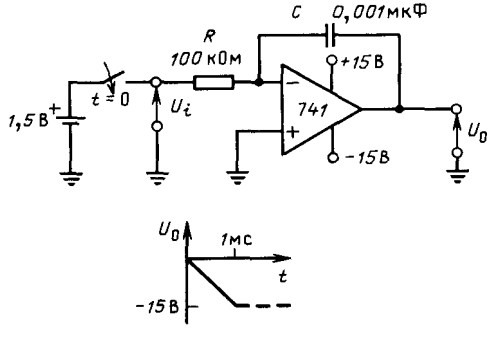


Рис. 12.16. Интегратор, формирующий линейно изменяющееся напряжение

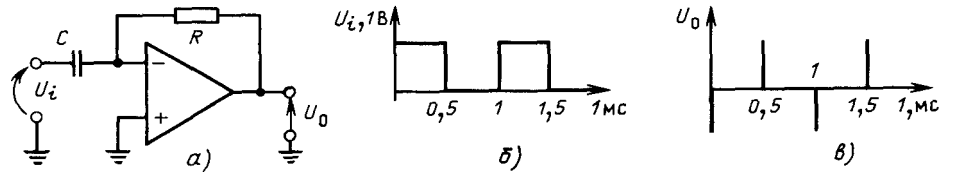


Рис. 12.17. Дифференциатор:
а – схема; *б* – входное напряжение; *в* – выходное напряжение

ключом позволяет получить напряжение требуемой формы.

Решая уравнение (12.16) относительно постоянной RC, получаем $RC = 1{,}5/(15 \cdot 10^3) = 10^{-4}$ с. Пусть $C = 0{,}001$ мкФ, тогда $R = 10^{-4}/C = 100$ кОм.

Выходное напряжение интегратора приведено на рис. 12.16. На практике амплитуда такого напряжения ограничивается напряжением насыщения ОУ. В данной задаче оно составляет примерно –15 В.

Дифференцирующая схема. *Задача 12.10.* Такая схема предназначена для получения коротких положительных импульсов (всплесков) длительностью около 1 мс. Сконструируйте дифференцирующую схему и определите параметры напряжения на ее входе.

Теория. Дифференцирующая схема (рис. 12.17) является комплементарной по отношению к интегратору. Напряжение на ее выходе пропорционально скорости изменения входного напряжения. Заметьте, что вход ОУ подключен через конденсатор, а в цепи ОС имеется резистор. Основное уравнение для дифференцирующей схемы можно записать в виде

$$u_0 = -RC\frac{du_1}{dt}, \qquad (12.17)$$

или

$$u_0 = -RC\frac{\Delta u_1}{\Delta t}. \qquad (12.18)$$

Решение. Так как напряжение на выходе дифференцирующей схемы пропорционально скорости изменения напряжения на ее входе, длительность импульса напряжения на выходе при подаче на вход прямоугольных импульсов практически зависит только от длительности переходных процессов (входное и выходное напряжения показаны на рис. 12.17, *б* и *в*).

Рассмотрим уравнение (12.18) применительно к эпюре выходного напряжения (рис. 12.17, *в*). При $t = 0$ напряжение на входе изменяется от 0 до 1 В. Полагая форму входного напряжения строго прямоугольной, получаем, что переход от одного состояния схемы к другому происходит за время, равное нулю, и $\Delta u_1/\Delta t = \infty$. Это означает, что выходное напряжение достигает бесконечности во временном интервале, равном нулю.

На практике примем, что напряжение в схеме устанавливается до требуемого значения и затем спадает за 0,1 мкс. Тогда

$$\frac{\Delta u_1}{\Delta t} = \frac{1}{0{,}1 \cdot 10^{-6}} = 10^7 \text{ В/с}.$$

При переходном процессе $u_0 = \pm RC \cdot 10^7$. Полагая, что $C = 1$ мкФ, $R = 10$ Ом, имеем напряжение $u_0 = \pm 10^{-6} \cdot 10^4 \cdot 10^7 = \pm 10^5$ В.

Очевидно, что усилитель не может развить напряжение 10^5 В. Реально значение выходного напряжения определяется напряжениями насыщения или источника питания. В течение времени, соответствующего плоской вершине импульса, конденсатор блокирует вход ОУ. Выходное напряжение при этом равно нулю. Поскольку требуется получить только положительные импульсы, частота повторения импульса равна $1/1 \cdot 10^{-3} = 1000$ имп/с.

Логарифмический усилитель. Операция логарифмирования облегчает выполнение операций умножения, деления, возведения в степень и извлечения корня. Для осуществления операции умножения необходимо взять логарифмы сомножителей, сложить их, взять антилогарифм суммы и получить результат. Для реализации этих операций требуется прежде всего логарифмический усилитель (преобразователь).

Задача 12.11. Рассчитайте выходное напряжение для базовой схемы логарифмического усилителя на рис. 12.18 при входном напряжении 3 В. Сопротивление резистора $R = 10$ кОм и ток насыщения $I_S = 10$ нА.

Теория. Основным элементом схемы логарифмического усилителя (рис. 12.18) является диод, включенный в цепь ОС. Он имеет экспоненциальную и, следовательно, логарифмическую характеристику. Ток диода

$$I_{VD} = I_S\left(e^{qU_{VD}/kT} - 1\right), \qquad (12.19)$$

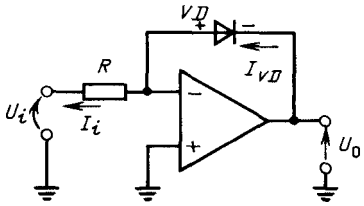


Рис. 12.18. Логарифмический усилитель с диодом

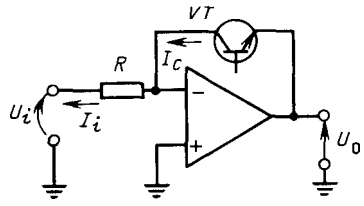


Рис. 12.19. Логарифмический усилитель с транзистором в цепи ОС вместо диода

где I_S – обратный ток насыщения; $e = 2{,}718$ – основание натурального логарифма; U_{VD} – напряжение диода; $q = 1{,}6 \times 10^{-19}$ Кл – заряд электрона; $k = 1{,}38 \times 10^{-23}$ Дж/Кл – постоянная Больцмана; T – температура, К.

При комнатной температуре выражение (12.19) упрощается и записывается в виде

$$I_{VD} \simeq I_S e^{39 U_{VD}}. \qquad (12.20)$$

Для получения соотношения между выходным и входным токами логарифмического усилителя, схема которого показана на рис. 12.21, токи на инвертирующих входах суммируются, причем

$$I_{VD} = I_i;$$

$$\frac{U_i}{R} = I_S e^{39 U_{VD}}.$$

Взяв натуральный логарифм от правой и левой частей этого уравнения, получим

$$\ln \frac{U_i}{R} = \ln I_S + 39 U_{VD}. \qquad (12.21)$$

Поскольку входы виртуально заземлены, выходное напряжение отрицательно по отношению к напряжению на диоде $U_0 = -U_{VD}$. Решая уравнение (12.21) относительно U_0 имеем

$$U_0 = -26 \left(\ln \frac{U_i}{R} - \ln I_S \right). \qquad (12.22)$$

Оказывается, что выходное напряжение действительно пропорционально логарифму входного напряжения. Эффект влияния тока I_S можно уменьшить, если заменить диод транзистором, включенным по схеме с общей базой (рис. 12.19). Транзистор характеризуется логарифмическим соотношением между током коллектора I_C и напряжением база–эмиттер (U_{BE}). Для кремниевого транзистора

$$U_{BE} = 26 \left(\ln \frac{U_i}{R} - \ln I_{ES} \right), \qquad (12.23)$$

где I_{ES} – обратный ток база–эмиттер при насыщении.

Выходное напряжение

$$U_0 = -26 \left(\ln \frac{U_i}{R} - \ln I_{ES} \right), \qquad (12.24)$$

или

$$U_0 = -60 \left(\log \frac{U_i}{R} - \log I_{ES} \right). \qquad (12.25)$$

Решение. Из уравнения (12.22) получаем

$$U_0 = -26[\ln (3/10^4) - \ln 10^{-9}] = -749{,}6 \text{ мВ}.$$

В предыдущем обсуждении предполагалось, что логарифмический усилитель работает при комнатной температуре. На практике выходное напряжение усилителя зависит от температуры. Компенсация влияния температуры осуществляется за счет включения в схему резистора и термистора, как показано на рис. 12.20. Как правило, используется термистор с температурным коэффициентом 0,3 %/°С. Сопротивление резистора выбирается примерно в 15 раз больше холодного сопротивления термистора.

Практическая схема логарифмического усилителя, обладающего хорошими температурными характеристиками и широким (100 дБ) динамическим диапазоном, приведена на

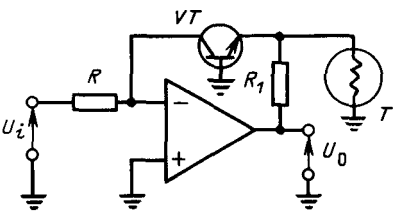


Рис. 12.20. Схема логарифмического усилителя с температурной компенсацией

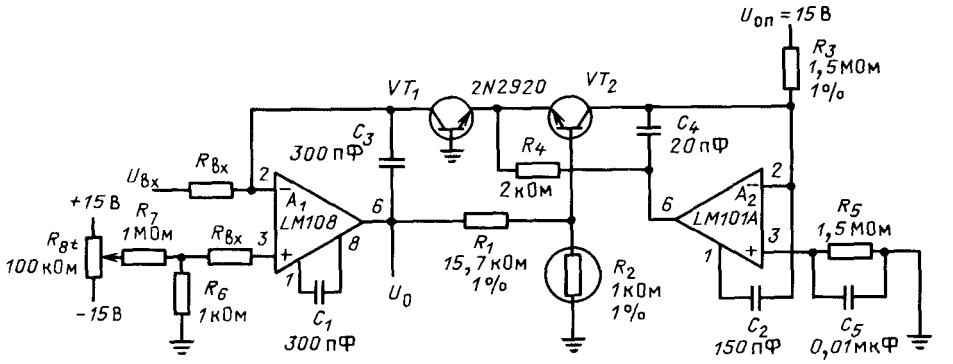


Рис. 12.21. Логарифмический преобразователь с температурной компенсацией и динамическим диапазоном 100 дБ

рис. 12.21. Его выходное напряжеиие пропорционально логарифму входных токов в диапазоне от 10 нА до 1 мА. В схеме использованы два ОУ, два согласующих транзистора для устранения влияния тока I_{ES} и термистор для температурной компенсации. Выходное напряжение, В,

$$U_0 = -\left(\ln\left|\frac{U_i}{R_{in}}\right| + 5\right). \qquad (12.26)$$

Антилогарифмический усилитель. После операции логарифмирования нужно найти антилогарифм, по значению которого определяется соответствующее число.

Задача 12.12. Разработайте схему антилогарифмического усилителя.

Теория. Для нахождения антилогарифма следует выполнить операцию

$$e^{\ln z} = z. \qquad (12.27а)$$

Таким образом, операция антилогарифмирования связана с использованием экспоненциальной функции. Поскольку экспоненциальными характеристиками обладают диоды и транзисторы, именно они применяются в качестве основных элементов в антилогарифмических схемах.

Решение. Операция антилогарифмироваиия осуществляется схемой, похожей на логарифмический усилитель с диодом или транзистором, включенным между цепью ОС и входом. Схема антилогарифмического усилителя с транзистором VT_1, включенным по схеме с общей базой, показана на рис. 12.22.

Выходное напряжение ОУ при комнатной температуре

$$U_0 = -I_{ES} R_F e^{39 U_i}. \qquad (12.27б)$$

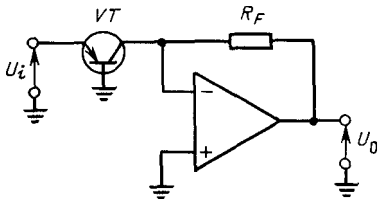


Рис. 12.22. Антилогарифмический усилитель

Входной сигнал $U_i = \ln z$. Подставляя значение U_i в уравнение (12.27б), получаем

$$U_0 = -I_{ES} R_F e^{39(\ln z)} =$$

$$= -I_{ES} R_F e^{39} e^{\ln z}.$$

Если $I_{ES} R_F e^{39} = k$ (const), то

$$U_0 = -kz. \qquad (12.28)$$

Практическая схема антилогарифмического усилителя с температурной компенсацией приведена на рис. 12.23. Обратите внимание на ее сходство со схемой логарифмического усилителя на рис. 12.19. При указанных значениях компонентов ее выходное напряжение, В,

$$U_0 = 10^{-U_i}. \qquad (12.29)$$

Умножители и делители напряжения. *Задача 12.13.* Используя логарифмический и антилогарифмический усилители, разработайте структурную схему умножителя и делителя напряжения.

Теория. Перемножение двух чисел эквивалентно сложению их логарифмов. Антилогарифм суммы есть произведение чисел. Анти-

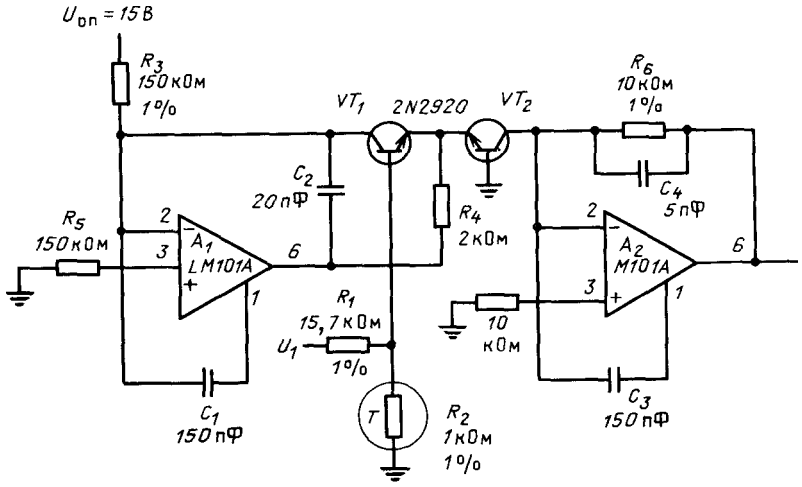


Рис. 12.23. Схема антилогарифмического усилителя с температурной компенсацией

логарифм разности логарифмов представляет собой частное от их деления.

Для выполнения действия $XY = Z$ необходимо:

1) найти $\ln X$ и $\ln Y$;

2) определить $\ln X + \ln Y = \ln Z$;

3) вычислить $\ln^{-1}(\ln X - \ln Y) = \ln^{-1}(\ln Z)$ или $XY = Z$.

Для выполнения действия $X : Y = Z$ необходимо:

1) найти $\ln X$ и $\ln Y$;

2) определить $\ln X - \ln Y = \ln Z$;

3) вычислить $\ln^{-1}(\ln X - \ln Y) = \ln^{-1}(\ln Z)$ или $X/Y = Z$.

Решение. Структурная схема умножения/деления, основанная на выполнении рассмотренных операций, показана на рис. 12.24.

Задача 12.14. Разработайте принципиальную схему умножения/деления.

Решение. Схема умножения/деления, приведенная на рис. 12.25, позволяет перемножить два числа и делить результат на третье. В схеме используются логарифмический и антилогарифмический усилители (см. рис. 12.21 и 12.23). При указанных параметрах компонентов выходное напряжение, В,

$$U_0 = \frac{U_1 U_3}{10 U_2} . \qquad (12.30)$$

Из (12.30) следует, что схема позволяет перемножать два числа, делить одно число на другое и делить произведение двух чисел на третье число.

Извлечение корней и возведение в степень. Операции извлечения корня из числа и возведение числа в степень осуществляются с помощью логарифмов относительно просто. При возведении числа в степень логарифм числа умножается на показатель степени и затем берется его антилогарифм, т.е.

$$x^n = \ln^{-1}(n \ln x). \qquad (12.31)$$

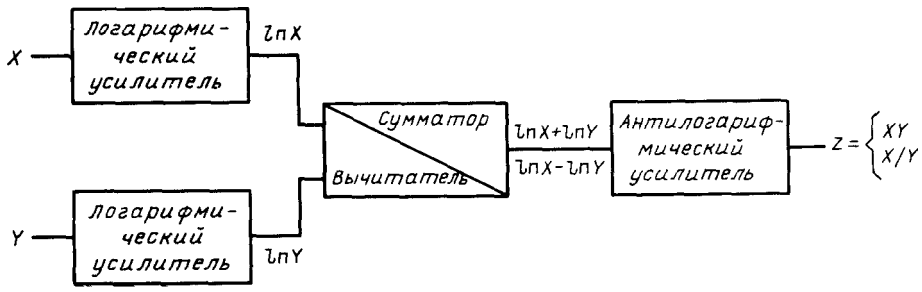


Рис. 12.24. Структурная схема умножения/деления

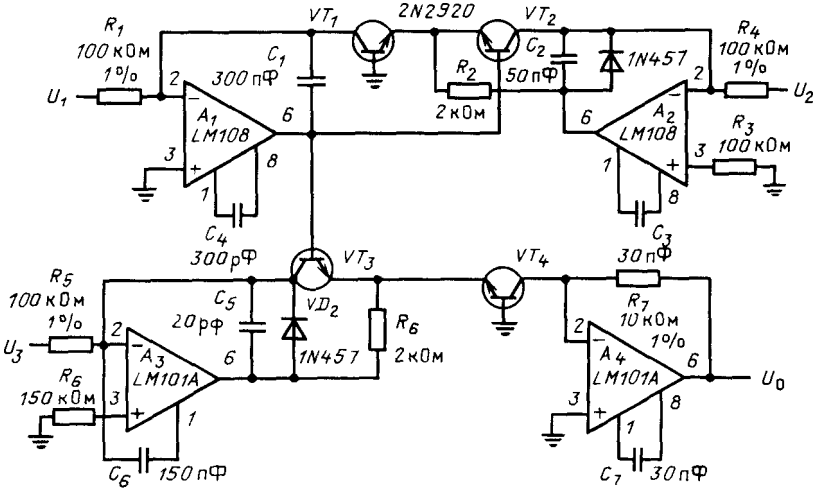


Рис. 12.25. Схема умножения/деления

При извлечении корня логарифм числа умножается на величину, обратную корню, и затем берется его антилогарифм:

$$\sqrt[n]{x} = \ln^{-1}\left(\frac{1}{n}\ln x\right). \qquad (12.32)$$

Для выполнения этих операций можно модифицировать схему умножителя/делителя, приведенную на рис. 12.25.

12.7. ГЕНЕРАЦИЯ И ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ

Операционные усилители широко используются в схемах генераторов колебаний синусоидальной формы, а также сигналов сложной формы (прямоугольной, треугольной, пилообразной и др.).

Генератор сигналов в форме меандра. *Задача 12.15.* Разработайте мультивибратор, генерирующий колебания в форме меандра с периодом 100 мкс.

Теория. Для возбуждения колебаний необходимо иметь ОУ с высоким коэффициентом усиления и ОС, а также частотно-избирательные компоненты схемы.

Мультивибратор на ОУ типа LM139 фирмы National Semiconductor Corp. показана на рис. 12.26. Емкость C_1 является частотно-избирательным элементом, а цепь ОС создается резисторами $R_2 - R_4$. Если $R_1 = R_2 = R_3$, то период генерируемых колебаний, с,

$$T = 2(0{,}694)R_4C_1. \qquad (12.33)$$

Решение. Из уравнения (12.33)

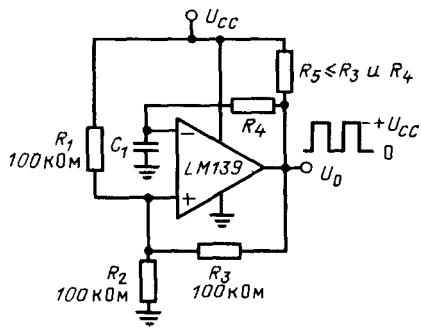


Рис. 12.26. Схема генератора колебаний в форме меандра

$$R_4C_1 = \frac{T}{2 \cdot 0{,}694} =$$

$$= (100 \cdot 10^{-6})/(2 \cdot 0{,}694) = 72 \text{ мкс}.$$

Выбирая $C_1 = 0{,}01$ мкФ, получаем $R_4 = 72 \cdot 10^{-6}/10^{8} = 7{,}2$ кОм.

Параметры остальных компонентов показаны на рис. 12.26.

Другой вариант схемы с использованием кварцевого резонатора приведен на рис. 12.27. Частота генерируемых колебаний равна частоте резонатора.

Генератор импульсов. *Задача 12.16.* Рассчитайте сопротивления R_4 и R_5 для генератора импульсов в схеме на рис. 12.28. Длительность выходного импульса должна составлять

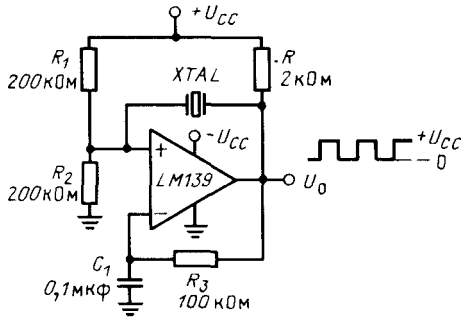


Рис. 12.27. Схема генератора колебаний в форме меандра с кварцевой стабилизацией частоты

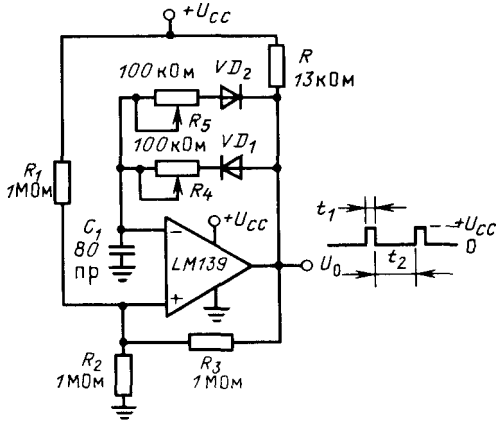


Рис. 12.28. Генератор импульсов с изменяемыми параметрами цикла

0,2 мкс, а частота следования импульсов – 1 МГц ($T = 1$ мкс).

Теория. Схема генератора импульсов на рис. 12.28 подобна схеме мультивибратора (см. рис. 12.26). Однако в схеме на рис. 12.28 цепь ОС составляют два диода и два переменных сопротивления. Длительность импульса t_1 устанавливается сопротивлением R_4, а интервал между импульсами – сопротивлением R_5, причем

$$t_1 \simeq 0{,}694\, R_4 C_1; \qquad (12.34а)$$

$$t_2 \simeq 0{,}694\, R_5 C_1. \qquad (12.34б)$$

Решение. Для длительности импульса 0,2 мкс и $C_1 = 80$ пФ (задано) $t_1 = 0{,}2 \cdot 10^{-6} = 0{,}694\, R_4\, (80 \cdot 10^{-12})$, откуда $R_4 = 3{,}6$ кОм. Длительность $t_2 = T - t_1 = 1 - 0{,}2 = 0{,}8$ мкс.

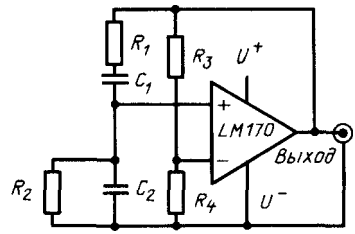


Рис. 12.29. Генератор с мостом Вина

Из уравнения (12.36б) сопротивление $R_2 = 0{,}8 \cdot 10^{-6}/(0{,}694 \cdot 80 \cdot 10^{-12}) = 14{,}4$ кОм.

Генератор колебаний синусоидальной формы. Для получения колебаний синусоидальной формы часто используется ОУ с мостом Вина (рис. 12.29). Ниже рассматривается генератор, на выходе которого отфильтровывается синусоидальный сигнал из напряжения в форме меандра.

Задача 12.17. Рассчитайте компоненты генератора с мостом Вина (рис. 12.29), необходимые для получения колебаний с частотой 1,6 кГц.

Теория. Положительная ОС создается в схеме цепями R_1C_1 и R_2C_2. Коэффициент усиления усилителя регулируется сопротивлениями R_3 и R_4. Условие поддержания устойчивой генерации записывается в виде

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}. \qquad (12.35)$$

Частота генерируемых колебаний, Гц,

$$f_0 = 0{,}159/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}. \qquad (12.36)$$

Принимая $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, получаем

$$f_0 \simeq \frac{0{,}159}{RC}. \qquad (12.37)$$

Решение. Для названных частотных требований из (12.37) произведение

$$RC = 0{,}159/f_0 = 0{,}159/1{,}6 \cdot 10^3 = 10^{-4} \text{ с}.$$

Выбирая емкость $C = 0{,}1$ мкФ, имеем сопротивление $R = 10^{-4}/C = 10^{-4}/10^{-7} = 1$ кОм. Будем считать, что $R_1 = R_2 = 1$ кОм и $C_1 = C_2 = 0{,}1$ мкФ.

Согласно уравнению (12.35) можно записать $R_3/R_4 = R_1/R_2 + C_2/C_1 = 2$, т.е. $R_3 = 2R_4$. Полагая, что $R_4 = 470$ Ом, получаем $R_3 = 2 \cdot 470 = 940$ Ом.

Для обеспечения хорошей стабильности частоты вместо резистора R_3 следует применить термистор. В качестве элемента с положи-

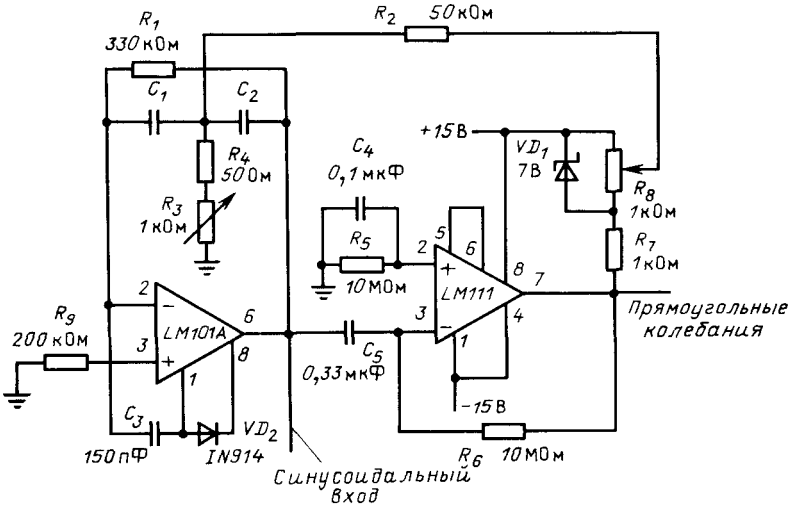


Рис. 12.30. Перестраиваемый генератор напряжения синусоидальной формы

тельным температурным коэффициентом вместо R_4 можно использовать лампочку накаливания.

Задача 12.18. Разработайте генератор колебаний в форме меандра для синусоидального напряжения с частотой 10 кГц.

Теория. Генератор колебаний в форме меандра (рис. 12.30), работающий в сочетании с фильтром, используется для получения синусоидального напряжения. При подаче на вход ОУ типа LM111 синусоидального напряжения на выходе последнего возникают колебания в форме меандра. При подаче этого напряжения на фильтр (настраиваемую цепь) ОУ типа LM101A, на выходе которого формируется синусоидальное напряжение, частота устанавливается с помощью резистора R_3.

Если $C_1 = C_2$, то частота генерируемых колебаний (она достаточно стабильна)

$$f_0 = 0{,}159/(C_1\sqrt{R_1 R_3}). \qquad (12.38)$$

Уровень напряжения на выходе генератора устанавливается резистором R_8, причем изменения амплитуды колебаний не влияют на частоту.

Решение. Для частоты $f_0 = 10$ кГц из уравнения (12.38) получаем $C_1 = 0{,}159/(f_0\sqrt{R_1 R_3})$. Принимая $R_3 = 500$ Ом, имеем $C_1 = 0{,}159/(10^4\sqrt{330\cdot 10^3\cdot 500}) = 1240$ пФ.

Генератор фуикций. Она создает различные временные функции обычно в форме меандра, треугольных или синусоидальных напряжений Треугольные колебания формируются путем интегрирования сигнала в форме меандра Синусоидальные колебания получаются за счет фильтрации последнего.

Генератор функций, схема которого показана на рис. 12.31 формирует сигналы синусоидальной, треугольной формы и напряжение меандра с регулируемой частотой и амплитудой. По сравнению со схемой на рис. 12.30 здесь добавляется интегратор, что позволяет получить колебания треугольной формы.

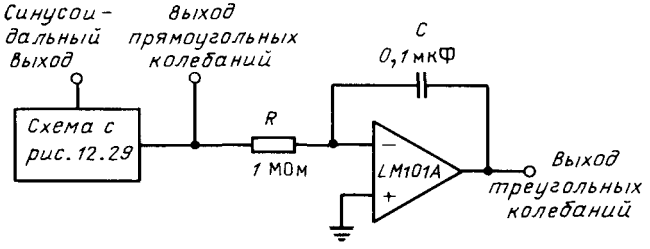


Рис. 12.31. Пример структурной схемы функционального генератора

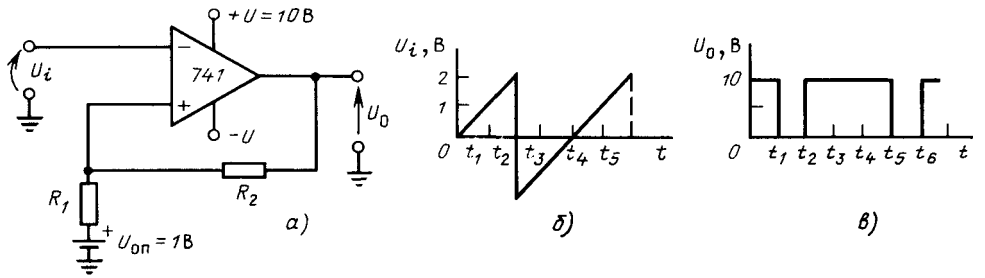


Рис. 12.32. Компаратор напряжений:
а – схема; *б* – входное напряжение; *в* – выходное напряжение

Компаратор напряжений. Операционный усилитель можно использовать в качестве компаратора напряжений, который сравнивает напряжение на одном из входов с опорным напряжением на другом входе. Компаратор применяется также для создания колебаний сложной формы, в частности прямоугольных импульсов.

Задача 12.19. На рис. 12.32,*а* приведена схема компаратора для формирования напряжений сложной формы. Начертите форму сигнала на его входе (рис. 12.32,*б*), если $+U = -10$ В и $U_{оп} = 1$ В.

Теория и решение. В интервале времени $0 < t < t_1$ входное напряжение растет от 0 до 1 В. Так как опорное напряжение постоянно и составляет 1 В, уровень входного напряжения оказывается меньше опорного. Поскольку ОУ имеет очень высокий коэффициент усиления, на его выходе создается напряжение +10 В, соответствующее напряжению насыщения схемы.

В интервале $t_1 < t < t_2$ напряжение на инвертирующем входе более положительно, чем опорное напряжение, и на выходе $U_i = 0$, если $-U = 0$. Для $t_2 < t < t_5$ выходное напряжение снова равно 10 В. Таким образом, на выходе схемы формируется напряжение прямоугольной формы (рис. 12.32,*в*).

12.8. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ В ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЕ

Измерительный усилитель. Операционные усилители часто используются в качестве основного блока измерительного усилителя. Важнейшими характеристиками такого усилителя являются высокие коэффициент усиления, входное сопротивление, уровень режекции в синфазном режиме и низкое напряжение смещения.

Высокий коэффициент усиления обеспечивает чувствительность усилителя к очень низким напряжениям сигнала. Высокое входное сопротивление минимально нагружает источник сигнала. Низкое напряжение смещения обеспечивает точность выполняемых измерений. Высокий коэффициент режекции в синфазном режиме обеспечивает усиление только дифференциального сигнала и значительное ослабление синфазного сигнала. Дифференциальный входной сигнал обычно снимается с преобразователя, например с тензодатчика или термистора, и через мостовую схему подается на измерительный усилитель.

На рис. 12.33 показана схема измерительного усилителя. Дифференциальный входной сигнал подается на два ОУ, включенных как повторители напряжения, при этом входное сопротивление достигает 10^{12} Ом. Операционный усилитель типа LM107 обеспечивает значительный дифференциальный коэффициент усиления. Высокий коэффициент режекции синфазного сигнала достигается при выполнении условия $R_4/R_2 = R_5/R_3$. В схеме используются резисторы с допусками ±0,1%. Для достижения коэффициента режекции, равного 100 и более, один из резисторов (обычно R_5) делается переменным, чтобы подобрать нужное соотношение сопротивлений.

Выходное напряжение измерительного усилителя

$$U_0 = (U_{i1} - U_{i2}) \frac{R_4}{R_2} . \qquad (12.39)$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$A_{uc} = \frac{R_4}{R_2} . \qquad (12.40)$$

Для компонентов схемы, указанных на рис. 12.33, $A_{uc} = 100/1 = 100$, или 40 дБ. Резистор R_1 используется для установки входного напряжения смещения.

Схема измерительного усилителя с переменным коэффициентом усиления приведена на рис. 12.34. Она аналогична схеме на рис. 12.33, но содержит активный аттенюатор (LM101A), который применяется для изменения коэффициента усиления при сохранении высокого коэффициента режекции.

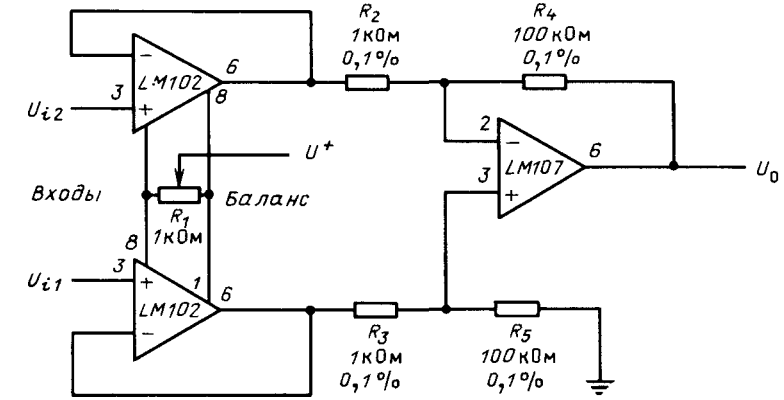


Рис. 12.33. Измерительный усилитель

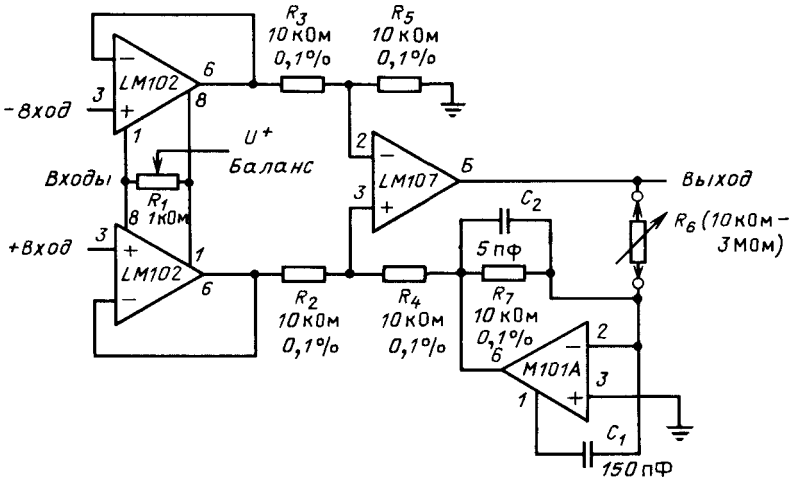


Рис. 12.34. Измерительный усилитель с изменяемым коэффициентом усиления

Задача 12.20. Рассчитайте диапазон выходных напряжений усилителя (рис. 12.34) для дифференциального входного напряжения 10 мВ.

Теория и решение. Если отношение сопротивлений $R_4/R_2 = R_5/R_3$, то выходное напряжение

$$U_0 = (U_{i1} - U_{i2}) \frac{R_6^*}{R_4}. \qquad (12.41)$$

Если $R_6 = 10$ кОм, то с помощью уравнения (12.41) рассчитаем напряжение $U_0 = 10 \cdot 10/10 = 10$ мВ. Для $R_6 = 3$ МОм напряжение $U_0 = 10 \cdot 3000/10 = 3$ В. Диапазон выходных напряжений составляет от 10 мВ до 3 В.

Мостовая схема. Она преобразует малые изменения сопротивлений в напряжение. Напряжение, снимаемое с моста, подается на измерительный усилитель. Выходное напряжение усилителя можно отображать на дисплее. Мостовые схемы используются во многих измерительных устройствах. К их числу относятся термометры, датчики давления, измерители интенсивности освещенности. В случае термометра в качестве датчика используется термистор, сопротивление которого изменяется под воздействием температуры.

*С помощью сопротивления R_6 в схеме осуществляется установка сигнала ($A_u = 10^{-4} R_6$).

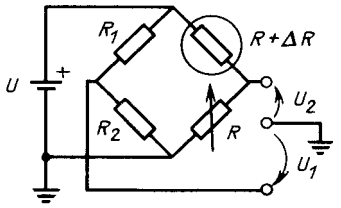


Рис. 12.35. Пример мостовой схемы

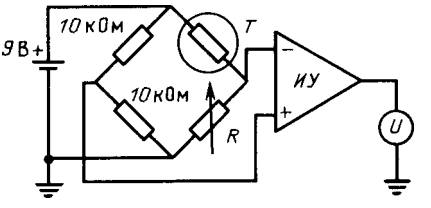


Рис. 12.36. Электронный термометр

На рис. 12.35 показана мостовая схема. Устройство с переменным сопротивлением имеет остаточное сопротивление R. Потенциометр устанавливается на сопротивление R_1, чтобы сбалансировать эту величину. При балансе напряжений $U_1 = U_2 = U/2$. Если мост не удается сбалансировать вследствие изменения сопротивлений, то

$$U_2 = \frac{\Delta R U}{2R + \Delta R}. \qquad (12.42)$$

При остаточном сопротивлении $U_1 = U/2$. Выходное напряжение моста

$$U_1 - U_2 = \frac{U}{2} - \frac{\Delta R U}{2R + \Delta R}. \qquad (12.43)$$

При $2R \gg \Delta R$ напряжение

$$U_1 - U_2 = \frac{\Delta R U}{4R}.$$

Задача 12.21. Электронный термометр (рис. 12.36) состоит из термистора, включенного в плечо моста, измерительного усилителя и вольтметра. Коэффициент усиления измерительного усилителя равен 100. Определите выходное напряжение схемы, если сопротивление термистора при 21 °С составляет 10 кОм, а при 20 °С 10,2 кОм.

Теория и решение. Выходное напряжение рассчитывается из уравнений (12 39), (12 40) и (12.43) следующим образом·

$$U_0 = \frac{U}{4} \frac{\Delta R}{R} A_{uc}. \qquad (12.44)$$

Подставляя в это выражение заданные величины, получаем

$$U_0 = \frac{9}{4} \frac{0{,}2}{10} 100 = 4{,}5 \text{ В}.$$

Глава 13

ЦИФРОВАЯ ЛОГИКА

Дж.Г. Левитт

13.1. ВВЕДЕНИЕ

При знакомстве с работой цифровых схем очень важно иметь представление о цифровой логике. Цель этой главы – показать, что цифровая логика не только логична, но и проста для понимания. Методы и принципы цифровой логики поясняются задачами.

13.2. ТАБЛИЦЫ ИСТИННОСТИ И БУЛЕВЫ ПЕРЕМЕННЫЕ

Рассмотрим схему на рис. 13.1. Лампа $Л$ загорается тогда и только тогда, когда замкнуты выключатели $А$ и $Б$. Полученную ситуацию можно описать таблицей истинности (табл. 13.1), в которой перечислены все возможные варианты работы схемы. Если положению "Выкл." поставить в соответствие символ 0, а положению "Вкл." – 1, тогда $А = 1$ означает, что контакты выключателя $А$ замкнуты, а $Л = 1$, лампочка $Л$ горит.

Такой тип обозначений основан на булевой алгебре, получившей свое название по имени математика Джорджа Буля (1815–1864). Символы $А$, $Б$ и $Л$ называют булевы-

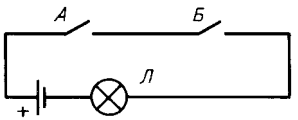


Рис. 13.1. Простая схема И

Таблица 13.1. **Таблица истинности к схеме на рис. 13.1**

Положение переключателей		Лампа *Л*
А	*Б*	
Выкл.	Выкл.	Выкл.
Выкл.	Выкл.	Выкл.
Вкл.	Выкл.	Выкл.
Вкл.	Вкл.	Вкл.

Таблица 13.2. **Таблица истинности логического элемента И для двух переменных *А* и *Б***

А	*Б*	*Л*
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

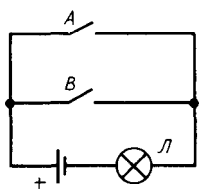


Рис. 13.2. Простая схема ИЛИ

ми (логическими) переменными. Все переменные двузначны (0 или 1). В большинстве цифровых схем работа устройства ограничивается двумя состояниями переменных, что обеспечивает ее высокую надежность. Таблицу истинности логического элемента И для переменных *А* и *Б* можно переписать в более компактном виде (табл. 13.2).

Рассмотрим схему на рис. 13.2. Лампочка *Л* горит, когда замкнуты контакты выключателей *А* или *Б*. Таблица истинности логического элемента ИЛИ показана в табл. 13.3.

Таблица 13.3. **Таблица истинности логического элемента ИЛИ для схемы на рис. 13.2**

А	*Б*	*Л*
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Для обозначения операции И используют знак умножения, а для обозначения операции ИЛИ — знак плюс. Имея это в виду, информацию, содержащуюся в таблице истинности элемента ИЛИ, можно представить в виде $Л = А + Б$, а в таблице истинности элемента И — в виде $Л = А \cdot Б$, или $Л = АБ$, считая, что знак умножения подразумевается, но не пишется. Строки таблицы истинности элемента ИЛИ можно записать как $0 + 0 = 0$, $0 + 1 = 1$, $1 + 0 = 1$, $1 + 1 = 1$.

Последняя строка напоминает о том, что единицы представляют собой логические символы, не имеющие числового значения, а знак + обозначает операцию ИЛИ, а не арифметическое сложение. Точно так же четыре строки таблицы элемента И можно записать как $0 \cdot 0 = 0$, $0 \cdot 1 = 1$, $1 \cdot 0 = 0$, $1 \cdot 1 = 1$. В табл. 13.4 показаны объединенные таблицы истинности для операций И и ИЛИ.

Таблица 13.4. **Объединенные таблицы истинности (логические соотношения) для И и ИЛИ**

И	ИЛИ
$0 \cdot 0 = 0$	$0 + 0 = 0$
$0 \cdot 1 = 0$	$0 + 1 = 1$
$1 \cdot 0 = 0$	$1 + 0 = 1$
$1 \cdot 1 = 1$	$1 + 1 = 1$

Другие основные булевы соотношения приведены на рис. 13.3. Справедливость любого булева уравнения, вызывающего сомнения, можно легко проверить с помощью таблиц истинности.

$0 \cdot A = 0$ $\quad 0 + A = A$ $\quad A + AB = A$

$1 \cdot A = A$ $\quad 1 + A = 1$ $\quad A(A + B) = 1$

$A \cdot A = A$ $\quad A + A = A$

Рис. 13.3. Основные логические соотношения

13.3. ОПИСАНИЕ ПРОСТОЙ СХЕМЫ ПОДАЧИ СИГНАЛА ТРЕВОГИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БУЛЕВОЙ АЛГЕБРЫ

Задача 13.1. Звонок *З* системы защиты от воров звонит в том случае, если замыкаются контакты любого из выключателей, расположенных на окне *О* или на двери *Д*. Отключается звонок под действием ключа *К*. Опишите ситуацию с помощью логического уравнения и нарисуйте схему, удовлетворяющую условиям задачи.

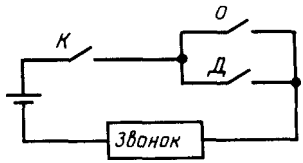


Рис. 13.4. Схема защиты от воров

Решение. Звонок звонит, если замкнуты контакты выключателей K и O или $Д$: $З = K(O + Д)$. Соответствующая схема приведена на рис. 13.4.

13.4. ДОПОЛНЕНИЯ

Логическая переменная с горизонтальной чертой над ней обозначает дополнение. Понятия "операция НЕ", "отрицание", "дополнение" означает одно и то же. Например, $\bar{A}$ является дополнением A. Вне зависимости от того, какому из двух состояний или условий соответствуют символы 0 и 1, если $A = 0$, то по определению $\bar{A} = 1$, и наоборот. Отсюда следует, что $A + \bar{A} = 1$, так как или A, или ее дополнение должны быть в состоянии 1. Точно так же $A \cdot \bar{A} = 0$, поскольку или A, или ее дополнение должны быть в состоянии 0. Черту можно также использовать для обозначения дополнения выражения. Например, $\overline{(A + B)}$ является дополнением выражения $(A + B)$. На рис. 13.5 показаны некоторые логические тождества, включающие дополненные переменные.

$$A + \bar{A} = 1$$
$$A \cdot \bar{A} = 0$$
$$A + \bar{A}B = A + B$$
$$\overline{(\bar{A})} = A$$
$$\overline{A + B} = \bar{A} \cdot \bar{B}$$
$$\overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B}$$
$$\bar{A} \cdot B + A \cdot B = B$$

Рис. 13.5. Булевы тождества, включающие дополнения переменных

13.5. ЗАКОН ДЕ МОРГАНА ДЛЯ ДОПОЛНЯЮЩИХ ЛОГИЧЕСКИХ ВЫРАЖЕНИЙ

Дополнение (отрицание) логического выражения можно получить, заменяя все знаки плюс на знаки умножения и наоборот, и все переменные (A, B и т. д.) их дополнениями ($\bar{A}$, $\bar{B}$ и т. д.). Например,

$$\overline{ABC} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C}; \quad (13.1)$$
$$ABC = \overline{A + B + C}; \quad (13.2)$$
$$\overline{A + B + C} = \bar{A}\bar{B}\bar{C}; \quad (13.3)$$
$$A + \overline{BC} = A + \bar{B} + \bar{C} = \overline{\bar{A}BC}. \quad (13.4)$$

13.6. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЛОГИЧЕСКОГО ВЫРАЖЕНИЯ В ТАБЛИЦУ ИСТИННОСТИ

Задача 13.2. Составьте таблицу истинности для выражения $(A + B) \cdot (A + C)$.

Решение. Обратимся к табл. 13.5. Чтобы составить таблицу истинности, мы должны внести в нее все возможные варианты решения. Так как каждая из переменных A, B и C может принимать значения 0 или 1, нужно рассмотреть восемь случаев. Поместим их в три крайние левые колонки таблицы. Затем внесем в таблицу сомножители $(A + B)$ и $(A + C)$ и, наконец, заполним колонку с результатами:

Таблица 13.5. **Построение таблицы истинности логического выражения**

A	B	C	$A + B$	$A + C$	$(A + B) \cdot (A + C)$
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0
0	1	0	1	0	0
0	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1
1	0	1	1	1	1
1	1	0	1	1	1
1	1	1	1	1	1

13.7. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТАБЛИЦЫ ИСТИННОСТИ В ЛОГИЧЕСКОЕ ВЫРАЖЕНИЕ

Задача 13.3. На рис. 13.6 приведены две таблицы истинности. Найти выражения для F и G.

A	B	F
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

а)

A	B	G
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

б)

Рис. 13.6. Преобразование таблицы истинности в логическое выражение

Решение. Считывая значения колонки F из таблицы на рис. 13.6, *а*, обнаруживаем, что F равно 1 в любом из двух случаев: во-первых, когда $A = 0$ и $B = 1$, что можно записать как $\bar{A} \cdot B = 1$; во-вторых, когда обе переменные A и B равны 1, т. е. $AB = 1$. Таким образом, $F = 1$, если $\bar{A} \cdot B$ или $AB = 1$, что можно записать как $F = \bar{A} \cdot B + AB$. Используя последнее тождество на рис. 13.5, полученное выражение легко упростить и получить $F = B$. Результат очевиден: всегда, когда в данной таблице истинности $B = 1$, F также равна 1.

Из рис. 13.6, *б* видим, что $G = 1$ в трех случаях. Запишем выражение $G = \bar{A}\bar{B} + A\bar{B} + A\bar{B}$, которое легко упростить до $G = \bar{A} + \bar{B}$. (Общий метод упрощения рассматривается в § 13.17–13.19.)

Исходя из рис. 13.11, *б* можно использовать более простой способ определения выражения для G. Поскольку $G = 0$ только в одном случае, это и есть самый легкий путь. Когда $G = 0$, $\bar{G} = 1$, следовательно, мы сразу вправе записать $\bar{G} = AB$. Выражение для G можно найти, образуя дополнения от обеих частей этого уравнения. С помощью закона де Моргана легко получить дополнения для выражения правой части уравнения, т. е. $G = \bar{A} + \bar{B}$.

13.8. ПРОВЕРКА ЛОГИЧЕСКИХ УРАВНЕНИЙ ПРИ ПОМОЩИ ТАБЛИЦ ИСТИННОСТИ

Задача 13.4. Докажите, что $A + BC = (A + B)(A + C)$.

Решение. Для данного выражения составлена таблица истинности (табл. 13.6). Исследуя две ее правые колонки, обнаруживаем соответствие во всех восьми случаях, что доказывает справедливость данного уравнения.

Таблица 13.6. **Таблица истинности, использующаяся для доказательства логического выражения в задаче 13.4**

A	B	C	$(A + B)(A + C)$	$A + BC$
0	0	0	0	0
0	0	1	0	0
0	1	0	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	1	1
1	0	1	1	1
1	1	0	1	1
1	1	1	1	1

13.9. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Предположим, что в нашем распоряжении имеется "черный ящик" с входным и выходным зажимами. Выходное напряжение может принимать одно из двух возможных значений. Меньшее из значений напряжения назовем низким уровнем, большее – высоким. Допустим, если на входе низкое напряжение, то на выходе высокое и наоборот. Такое устройство называют логическим элементом НЕ или инвертором. Оно формирует дополнение входного сигнала.

На рис. 13.7 показаны условное обозначение логического элемента НЕ и его таблица истинности, идентичная той, где были определены дополнения. Обычно 0 соответствует низкому уровню сигнала, а 1 – высокому. Такое соответствие называют положительной логикой. В этой главе, если не будет специальных оговорок, будем использовать положительную логику.

Допустим, мы хотим реализовать устройство с выходом C, имеющим высокий уровень в тех случаях, когда входы A или B, или оба сразу имеют высокий уровень. Такое устройство называют логическим элементом ИЛИ (рис. 13.8). Если нам нужна схема с высоким уровнем на выходе только в том случае, когда и вход A, и вход B имеют высокие уровни, то это будет логический элемент И.

На рис. 13.9 показаны условные обозначения и таблицы истинности для этого и нескольких других широко распространенных логических элементов. Схема И–НЕ эквивалентна последовательному соединению логи-

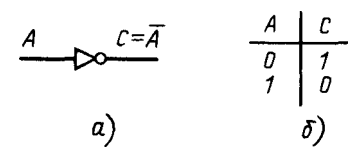


Рис. 13.7. Графическое условное изображение инвертора (*а*) и его таблица истинности (*б*)

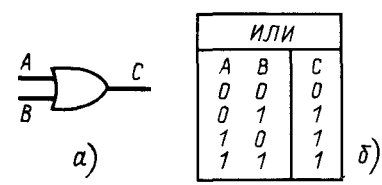
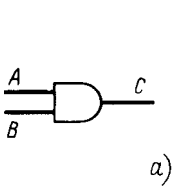
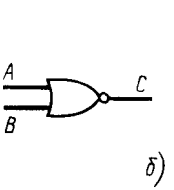


Рис. 13.8. Графическое условное изображение логического элемента ИЛИ (*а*) и его таблица истинности (*б*)



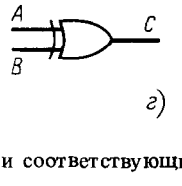
И		
A	B	C
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1



ИЛИ–НЕ		
A	B	C
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0



И–НЕ		
A	B	C
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0



Исключающее ИЛИ		
A	B	C
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Рис. 13.9. Условные графические изображения и соответствующие таблицы истинности логических элементов:
а – И; *б* – И–НЕ; *в* – ИЛИ–НЕ; *г* – исключающее ИЛИ

ческих элементов И и НЕ. Схема ИЛИ–НЕ эквивалентна последовательному соединению логических элементов ИЛИ и НЕ. Схема исключающее ИЛИ ведет себя как схема ИЛИ, но с той лишь разницей, что исключается случай, когда на обоих входах находятся 1 (на выходе 1 нет).

13.10. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ЧИСЛОМ ВХОДОВ БОЛЬШЕ ДВУХ

У логической схемы может быть несколько входов. Например, схема И с пятью входами будет иметь высокий уровень на выходе тогда и только тогда, когда все пять входов имеют высокий уровень. В приведенной в табл. 13.7 таблице истинности для схем И–НЕ и ИЛИ–НЕ с четырьмя входами соответственно *A, B, C, D* выход схемы И–НЕ обозначен через *Y*, а выход схемы ИЛИ–НЕ – через *Z*.

Таблица 13.7. Таблица истинности для схем с четырьмя входами

Входы				Выходы	
A	*B*	*C*	*D*	*Y*	*Z*
0	0	0	0	1	1
0	0	0	1	1	0
0	0	1	0	1	0
0	0	1	1	1	0
0	1	0	0	1	0
0	1	0	1	1	0
0	1	1	0	1	0
0	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	0
1	0	0	1	1	0
1	0	1	0	1	0
1	0	1	1	1	0
1	1	0	0	1	0
1	1	0	1	1	0
1	1	1	0	1	0
1	1	1	1	0	0

13.11. ЗАПРЕЩЕНИЕ/РАЗРЕШЕНИЕ И АНТИСОВПАДЕНИЕ

Логическую схему можно построить таким образом, что логический элемент будет или запрещать, или разрешать прохождение цифровых данных. На выходе элемента И, имеющего входы *A* и *B*, сигнал отслеживает вход *A* только при условии *B* = 1 и равен нулю, если *B* = 0. Входная линия *B* считается разрешающим или запрещающим логическим элементом.

Подобным же образом можно использовать любую логическую схему с двумя и более входами (табл. 13.8). При необходимости иметь логическую схему И с несколькими входами, в которой запрещающим состоянием является 1, а не 0, последовательно с управляющей линией можно добавить инвертор. Так строится стандартная логическая схема антисовпадения или запрещения, условное обозначение которой показано на рис. 13.10. Линию, управляющую набором других линий, называют стробирующей.

Другое устройство – двунаправленный ключ – позволяет управляющему цифровому сигналу определить, осуществляется эффективное соединение одного вывода с другим или нет. Следовательно, сигналы любого уровня (в пределах разрешенного диапазона) пропускаются в любом направлении. Такое устройство можно применять в качестве логической схемы для разрешения/запрещения прохождения потока циф-

Таблица 13.8. Выполнение стандартными логическими элементами запрещающей или разрешающей функций

Запрет на вход	Функциональное назначение элемента	Выход
Один 0	И	0
Один 0	И–НЕ	1
Одна 1	ИЛИ	1
Одна 1	ИЛИ–НЕ	0

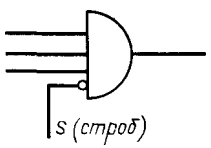


Рис. 13.10. Логический элемент запрещения

ровых сигналов или других целей. Например, двунаправленный ключ используется для пропускания аналоговых сигналов под контролем цифровых.

13.12. СИСТЕМЫ СЧИСЛЕНИЯ

Десятичная система счисления. В этой системе используются 10 символов: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. После 9 значение числа определяется положением символа. Число 1264 представляет собой 4 единицы + 6 десятков + + 2 сотни + 1 тысячу. Первый разряд справа представляет единицы (10^0), следующий – десятки (10^1), после него – сотни (10^2), дальше – тысячи (10^3). Вес разрядов увеличивается справа налево в соответствии с возрастанием степени числа 10, называемого базой или основанием системы счисления. Заметим, что основание равно количеству используемых символов.

Чтобы выразить числа меньше 1, применяются отрицательные степени основания. Так, число 0,32 соответствует $3 \cdot 10^{-1} + 2 \cdot 10^{-2}$. В позиционном представлении числа целая часть отделяется от дробной запятой.

Двоичная система счисления. Системы счисления, отличные от десятичной, строятся по такому же принципу, но в них применяются другие основания. Основанием двончной системы является 2. Здесь есть только два символа: 0 и 1. Вес разряда определяется степенями 2. Следовательно, число 1101 имеет вес разрядов 8, 4, 2, 1, т. е. в десятичной системе счисления оно равно 8 + 4 + 2 + 1 = 13. Основание системы счисления можно обозначить нижним индексом, т. е. мы вправе записать $(1101)_2 = (13)_{10}$. Обычно основания не записывают, а подразумевают.

Между двоичной системой счисления и цифровой логикой с двумя разрешенными состояниями существует тесная взаимосвязь. Проектировщики устройств с цифровой логикой широко используют двоичную систему. В табл. 13.9 приведен перечень степеней 2.

Восьмеричная система счисления. Такой системой является система с основанием 8. В ней имеется восемь символов: от 0 до 7. Вес разрядов соответствует степеням 8. Таким образом, $(123)_8 = 1 \cdot 64 + 2 \cdot 8 + 3 \cdot 1 = (83)_{10}$.

Шестнадцатеричная система счисления. Это система с основанием 16. В ней имеется 16 символов: цифры от 0 до 9 и буквы *A*, *B*, *C*, *D*, *E* и *F*. Вес разрядов соответствует степеням 16. Таким образом, $(123)_{16} = 1 \cdot 256 + 2 \cdot 16 + 3 \cdot 1 = (291)_{10}$, а $(C4)_{16} = 12 \cdot 16 + 16 \cdot 1 = (196)_{10}$. В табл. 13.10 приведены двоичные, восьмеричные и шестнадцатеричные эквиваленты некоторых десятичных чисел. На рис. 13.11 показан вес разрядов с учетом дробных частей в вышеперечисленных системах счисления.

Преобразования двоичных чисел в восьмеричные и наоборот. Эти операции проводить несложно, поскольку каждой группе из трех двоичных цифр соответствует одна восьмеричная цифра. Двоичные цифры группируются, начиная с двоичной запятой. Таким образом, 1111,11 = 001111,110 = $(17,6)_8$. Следуя в обратном направлении, получаем $(17,6)_8$ = = 001111,110 = 1111,11.

Преобразования двоичных чисел в шестнадцатеричные и наоборот. Между двоичной и

Таблица 13.9. Степени 2

K	$_2K$	K	$_2K$
–6	0,015625	7	128
–5	0,03125	8	256
–4	0,0625	9	512
–3	0,125	10	1024
–2	0,25	11	2048
–1	0,5	12	4096
0	1	13	8192
1	2	14	16384
2	4	15	32768
3	8	16	65536
4	16	17	131072
5	32	18	262144
6	64	19	524288
		20	1048576

Таблица 13.10. **Десятичные, двоичные, восьмеричные и шестнадцатеричные эквивалеиты**

Эквиваленты													
Десятичные			Двоичные					Восьмеричные			Шестнадцатеричные		
10	1	32	16	8	4	2	1	64	8	1	256	16	1
	0						0			0			0
	1						1			1			1
	2					1	0			2			2
	3					1	1			3			3
	4				1	0	0			4			4
	5				1	0	1			5			5
	6				1	1	0			6			6
	7				1	1	1			7			7
	8			1	0	0	0		1	0			8
	9			1	0	0	1		1	1			9
1	0			1	0	1	0		1	2			A
1	1			1	0	1	1		1	3			B
1	2			1	1	0	0		1	4			C
1	3			1	1	0	1		1	5			D
1	4			1	1	1	0		1	6			E
1	5			1	1	1	1		1	7			F
1	6		1	0	0	0	0		2	0		1	0
1	7		1	0	0	0	1		2	1		1	1
1	8		1	0	0	1	0		2	2		1	2
1	9		1	0	0	1	1		2	3		1	3
2	0		1	0	1	0	0		2	4		1	4
2	1		1	0	1	0	1		2	5		1	5
2	2		1	0	1	1	0		2	6		1	6
2	3		1	0	1	1	1		2	7		1	7
2	4		1	1	0	0	0		3	0		1	8
2	5		1	1	0	0	1		3	1		1	9
2	6		1	1	0	1	0		3	2		1	A
2	7		1	1	0	1	1		3	3		1	B
2	8		1	1	1	0	0		3	4		1	C
2	9		1	1	1	0	1		3	5		1	D
3	0		1	1	1	1	0		3	6		1	E
3	1		1	1	1	1	1		3	7		1	F
3	2	1	0	0	0	0	0		4	0		2	0
3	3	1	0	0	0	0	1		4	1		2	1
3	4	1	0	0	0	1	0		4	2		2	2
3	5	1	0	0	0	1	1		4	3		2	3
3	6	1	0	0	0	4	4		4	4		2	4
3	7	1	0	0	1	0	1		4	5		2	5
3	8	1	0	0	1	1	0		4	6		2	6
3	9	1	0	0	1	1	1		4	7		2	7
4	0	1	0	1	0	0	0		5	0		2	8
4	1	1	0	1	0	0	1		5	1		2	9
4	2	1	0	1	0	1	0		5	2		2	A
4	3	1	0	1	0	1	1		5	3		2	B
4	4	1	0	1	1	0	0		5	4		2	C
4	5	1	0	1	1	0	1		5	5		2	D
4	6	1	0	1	1	1	0		5	6		2	E
4	7	1	0	1	1	1	1		5	7		2	F
4	8	1	1	0	0	0	0		6	0		3	0
4	9	1	1	0	0	0	1		6	1		3	1
5	0	1	1	0	0	1	0		6	2		3	2
5	1	1	1	0	0	1	1		6	3		3	3

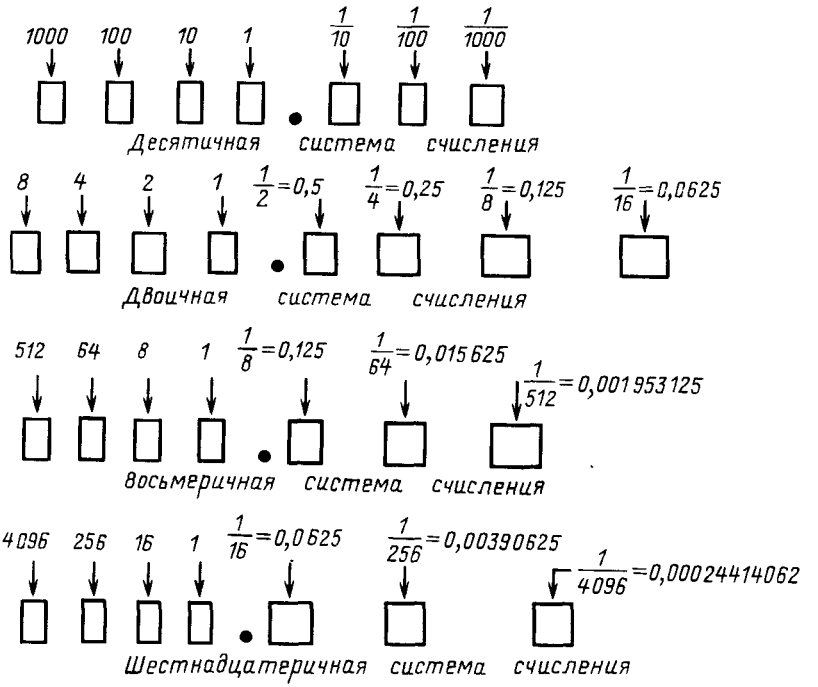


Рис. 13.11. Вес разрядов в четырех системах счисления

шестнадцатеричной системами счисления существует определенная взаимосвязь, поскольку каждой группе из четырех двоичных цифр соответствует одна шестнадцатеричная цифра. Двоичные цифры группируются, начиная с запятой. Например, 1111,11 = 1111,1100 = = $(F, C)_{16}$. Заметим, что число 1111 соответствует F, как указано в табл. 13.10, и, наоборот, $(F, C)_{16}$ = 1111,1100 = $(1111,11)_2$. Восьмеричная и шестнадцатеричная системы обычно используются в качестве краткой записи для двоичной системы счисления.

Преобразования двоичных, восьмеричных и шестнадцатеричных чисел в десятичные. Непосредственно с учетом известного веса разрядов числа легко можно переводить в десятичную систему счисления.

Задача 13.5. Преобразовать число $(CA5,3C)_{16}$ в десятичное.

Решение. $(CA5,3C)_{16} = 12 \cdot 256 + 10 \cdot 16 + 5 \cdot 1 + 3(1/16) + 12(1/256) = 3237,234375$.

Преобразования десятичных чисел в двоичные, восьмеричные и шестнадцатеричные. Десятичные числа можно преобразовать в числа с любым основанием. Для этого используется повторное деление целой части числа и повторное умножение дробной его части (если таковая имеется) на основание той системы счисления, в которую осуществляется преобразование. По остаткам и перекосам определяется результат.

Задача 13.6. Преобразовать число $(76,125)_{10}$ в двоичное.

Решение. Рассмотрим рис. 13.12. Целая и дробная части числа обрабатываются отдельно. После повторного деления 76 на 2 получается остаток 1001100. В ответе первый полученный остаток оказывается ближайшим к запятой. Заметим, что нечетные целые числа в двоичной системе счисления всегда заканчиваются единицей, а четные – нулем. Нуль или единица являются остатком при первом делении числа на 2.

Повторное умножение дробной части числа в этом примере на 2 дает переносы 001. Снова первый перенос в конечном результате должен располагаться рядом с запятой. В итоге получается число 1001100,001. Его целая часть, естественно, записывается слева от запятой, а дробная – справа.

В общем случае дробная часть может и не привести к конечной последовательности нулей и единиц. Тогда приходится довольствоваться приближенным результатом.

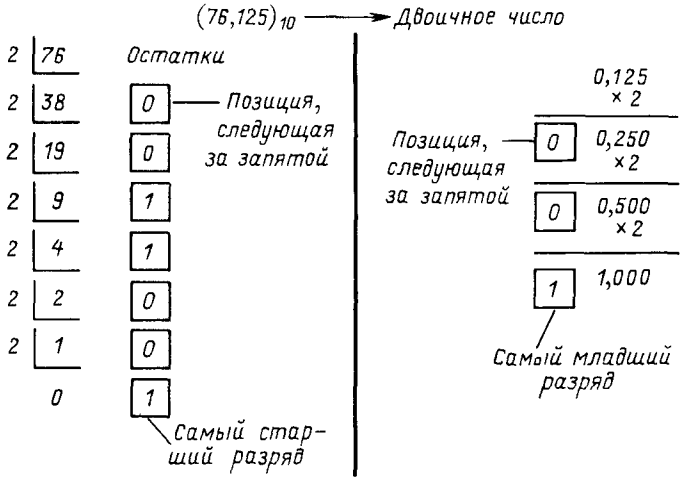


Рис. 13.12. Преобразование десятичного числа в двоичное

13.13. СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ

1. Двоичные числа всегда записываются, начиная с правого разряда с наименьшим весом.

2. Логические выражения можно записывать в алфавитном порядке, например $ABC\bar{D}$ или наоборот – $D\bar{C}BA$.

3. Удобно, когда при перечислении всех возможных вариантов 1 и 0 в таблице истинности соблюдается порядок записи чисел в двоичной системе счисления.

4. $BA = 1$ – краткая запись выражения $B \cdot A = 1$.

5. $BA = 10$ – краткая запись для $B = 1$, $A = 0$.

13.14. ШЕСТНАДЦАТЬ ВОЗМОЖНЫХ СИТУАЦИЙ ДЛЯ ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ С ДВУМЯ ВХОДАМИ

Согласно табл. 13.11 существуют не более 16 вариантов сочетаний входов A и B. Таблица составлена при использовании двоичной системы счисления для систематического перечисления не только всех возможных ситуаций для A и B, но и 16 возможных функций, обозначенных $F_0 - F_{15}$. Например, в столбце F_3 записано число 0011, т. е. двоичное представление числа 3. (Старший разряд числа 0011 – это крайний слева разряд, он находится внизу столбца F_3.)

На рис. 13.13 показана реализация 16 функций F. Маленький кружочек на входе логического элемента обозначает инвертор (обычно внешний), а на выходе – внутреннее инвертирование, что отражается и в названии логического элемента. Например, если на выходе элемента И есть кружочек, то это элемент И–НЕ.

13.15. ДВОЙНОЕ ИНВЕРТИРОВАНИЕ

Если два инвертора располагаются непосредственно один за другим, то инверсия отменяется. На рис. 13.14 показано, как инверсия на выходе предыдущего элемента (внутренний инвертор, см. § 13.14) отменяет инверсию на входе следующего элемента, для которого требовался внешний инвертор. В результате одним инвертором стало меньше.

Таблица 13.11. Перечень 16 возможных функций двух переменных, эквивалентных 16 таблицам истинности

AB	F_0	F_1	F_2	F_3	F_4	F_5	F_6	F_7	F_8	F_9	F_{10}	F_{11}	F_{12}	F_{13}	F_{14}	F_{15}	Вес
00	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	(1)
01	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	(2)
10	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	(4)
11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	(8)

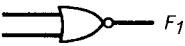
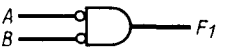
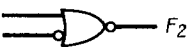
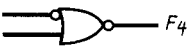
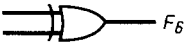
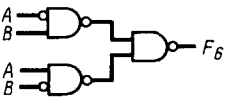
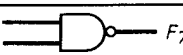
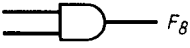
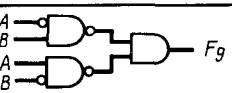
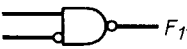
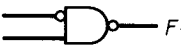
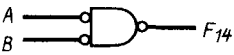
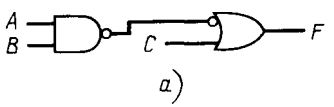
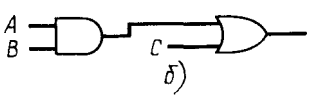
Функция	*Реализация*	*Альтернативный вариант*
$F_0=0$	*Тривиальная* — *Это была бы логическая схема НИКОГДА!*	
$F_1=\overline{A+B}=\overline{A}\cdot\overline{B}$	 *Стандартная схема — ИЛИ-НЕ*	
$F_2=\overline{A}\cdot B$		
$F_3=\overline{A}\,\overline{B}+\overline{A}B=\overline{A}$	*Тривиальная* 	
$F_4=A\cdot\overline{B}$		
$F_5=\overline{A}\cdot\overline{B}+A\cdot\overline{B}=\overline{B}$	*Тривиальная* 	
$F_6=\overline{A}\cdot B+A\cdot\overline{B}$ *Исключающее ИЛИ*	 *Стандартная схема — ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ*	
$F_7=\overline{AB}=\overline{A}+\overline{B}$	 *Стандартная схема — И-НЕ*	
$F_8=A\cdot B$	 *Стандартная схема — И*	
$F_9=\overline{A}\cdot\overline{B}+A\cdot B$	*Дополнение выхода ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ*	
$F_{10}=\overline{A}\cdot B+A\cdot B=B$	*Тривиальная*	
$F_{11}=\overline{A}+B$		
$F_{12}=A$	*Тривиальная*	
$F_{13}=A+\overline{B}$		
$F_{14}=A+B$	 *Стандартная схема ИЛИ*	
$F_{15}=1$	*Тривиальная схема ВСЕГДА*	

Рис. 13.13. Реализация шестнадцати логических функций двух переменных



а)



б)

Рис. 13.14. Схема из трех логических элементов (И–НЕ, инвертора, ИЛИ) (*а*) и эквивалентная схема из двух логических элементов (И, ИЛИ) (*б*)

13.16. ОБЗОР МЕТОДОВ ПОСТРОЕНИЯ КОМБИНАТОРНОЙ ЛОГИКИ

Рассмотреиные в предыдущих параграфах логические схемы, выходные сигналы которых зависят только от сигналов на их входе, иазываются комбинациоиными. Существуют следующие методы построения таких схем:

1) только с помощью осиовных логических элементов. Для упрощения логических выражеиий используются карты Карио, составление которых подробно описано в § 13.17–13.19. Это наиболее экономичное решение задач ограичеиной сложности;

2) с помощью селекторов даиных (мультиплексоров) (см. § 13.22);

3) с использованием логических матриц, программируемых пользователем. Имеются интегральные схемы, содержащие множество логических, а также программируемых элемеитов. (Программируемая матрица – это матрица, в которой извне можно раз и навсегда установить внутренние соединеиия.) В качестве примера можно привести интегральную схему Intersil IM 5200 с 24 выводами, содержащую достаточное количество логических элементов для непосредствеиной реализации выражений типа ($A\bar{B}C\bar{D} + \bar{A}BCD + \ldots$) с числом члеиов, доходящим до 48 при 14 переменных;

4) с привлечеиием постоянных запоминающих устройств (ПЗУ). Эти устройства наилучшим образом подходят для создания комбиациоиных логических схем в тех случаях, когда несколько переменных (например, восемь) являются функциями нескольких других перемеииых (иапример, еще восьми) и образуют таблицы истиниости большого объема. С помощью ПЗУ можно решить поставленную задачу, используя только один логический модуль и не обремеияя себя коиструированием. Соотнетствующий код просто-иапросто записывается в устройство в процессе программирования пользователем или во время его изготовления.

13.17. УПРОЩЕНИЕ ЛОГИЧЕСКИХ ВЫРАЖЕНИЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ КАРТ КАРНО

О п р е д е л е н и е. Карты Карио (*K*-карты) – это графическое представление таблиц истинности. Между строками таблицы истинности и клетками (ячейками) иа карте Карно существует взаимно однозиачное соответствие. Функция, изображеииая при помощи *K*-карты, выглядит как геометрическая структура, позволяющая использовать способиость человеческого мозга работать с отвлечеиными образами при упрощении выражений. Запись в каждой ячейке представляет собой зиачение функции при зиачениях перемеииых, соответствующих координатам ячейки.

Таблица 13.12. Таблица истиниости функции двух перемеииых

A	B	F
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

В табл. 13.12 приведеиа таблица истиности функции двух переменных, а иа рис. 13.15 – их эквивалентная *K*-карта. Различные способы обозиачеиия *K*-карт показаны на рис. 13.15, *в* и *г*. Функция $F = AB$, представленная правым вертикальным столбцом таблицы истиниости, имеет вид 0001, а она же, но выраженная с помощью *K*-карты, просто равна 1, расположенной иижe в правой ячейке (рис. 13.15). Поиятно, что если обозиаченные ячейки содержат только 1, но в пустых ячейках должны быть 0.

На рис. 13.16 показаиы пять эквивалеитных *K*-карт фуикции трех переменных. На-

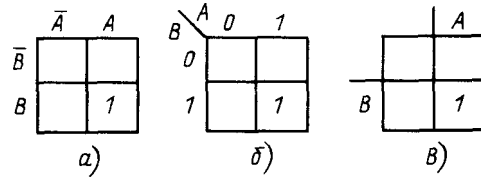


Рис. 13.15. Эквивалентиая *K*-карта функции двух переменных (*а*) и та же карта, ио обозиаченная другими способами (*б*, *в*)

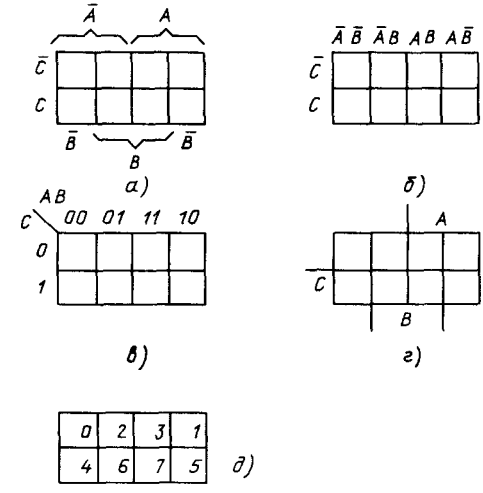


Рис. 13.16. *K*-карта функции трех переменных, обозначенная пятью различными эквивалентными способами

пример, терм ABC отображается 1 в нижней правой ячейке каждой из этих карт. На рис. 13.16, *д* переменные C, B, A имеют веса 4, 2, 1 соответственно для определения идентификационного номера каждой ячейки. Чтобы терм $\bar{A}BC$ можно было ввести в ячейку под номером 6, его нужно записать в виде $CB\bar{A}$ (т. е. прочитать в обратном порядке) и связать с двоичным числом $110 = 6$.

Эквивалентные K-карты функции четырех переменных приведены на рис. 13.17. Карту с пятью переменными можно построить, просто дублируя карту с четырьмя переменными и помещая ее рядом с исходной, как показано на рис. 13.18. Исходная карта представляет область $\bar{E}$, новая – E.

Карту функции шести переменных можно построить, дублируя карту функции пяти переменных и помещая ее под исходной. Исходная карта функции пяти переменных представляет собой область $\bar{F}$, новая – область F (рис. 13.19, где показано также группирование термов, речь о котором будет идти ниже).

Логическая смежность. При построении карт мы соблюдали правило обозначения ячеек, которое состоит в том, что логически смежные ячейки (т. е. ячейки или термы, отличающиеся одной переменной, например ABC и $AB\bar{C}$), должны легко идентифицироваться следующим образом.

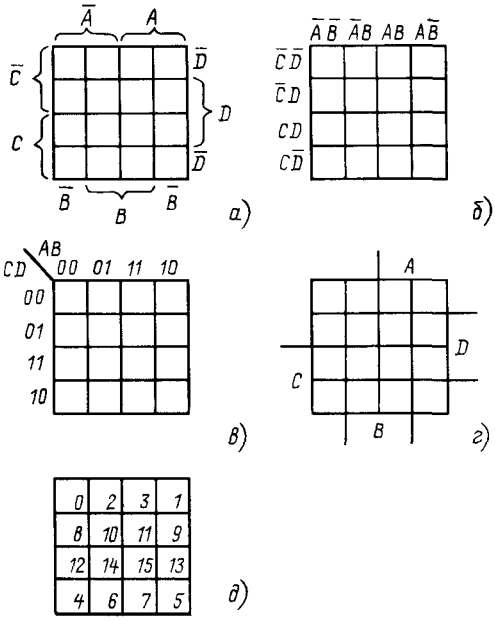


Рис. 13.17. K-карта функции четырех переменных, обозначенная пятью различными способами

1. Карты функции двух переменных. Ячейки, соприкасающиеся горизонтальными или вертикальными сторонами, являются логически смежными.

2. Карты функции трех и четырех переменных. Кроме ячеек, соприкасающихся, как указано выше, логически смежными являются ячейки, расположенные на самом верху и в самом низу столбца, а также крайние левые и правые ячейки ряда.

3. Карты функции пяти переменных. Кроме ячеек, логическая смежность которых определяется, как указано выше, смежными являются также ячейки, расположенные в соответствующих позициях карт функции четырех переменных (например, ряд 3*d* и

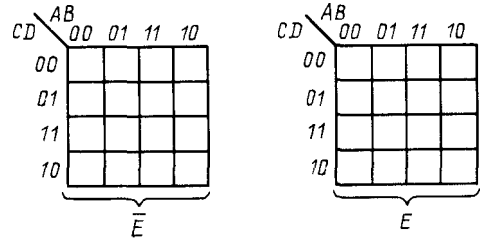


Рис. 13.18. K-карта функции пяти переменных, полученная в результате размещения "бок о бок" двух карт с четырьмя переменными (расположение логически смежных квадратов описано в тексте)

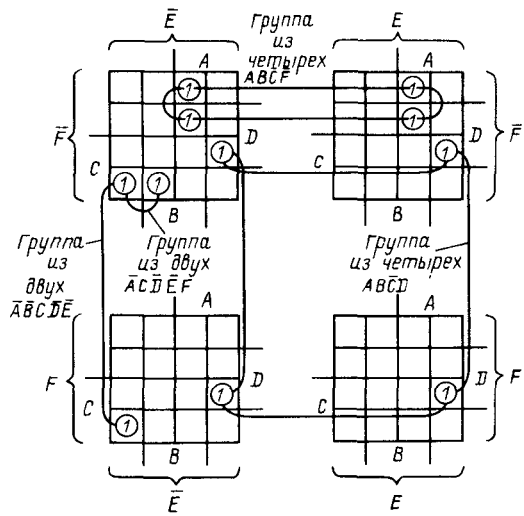


Рис. 13.19. K-карта функции шести переменных, состоящая из двух карт с пятью переменными (четырех карт с четырьмя переменными). Иллюстрируется группирование термов для функции F_8 (к задаче 13.7)

столбец $2d$), используемых для построения карт функций пяти переменных.

4. Карты функций шести переменных. Эти карты отличаются от карт функций пяти переменных тем, что две соответствующие позиции могут располагаться напротив друг друга по горизонтали или вертикали в двух из четырех используемых карт функций четырех переменных. Если применяется нумерация ячеек, то 64 ячейки обозначаются цифрами от 0 до 63, причем ячейки, номера которых являются степенями 2, оказываются логически смежными.

Предупреждение. Если карты составлены другим способом, то логически смежные ячейки окажутся на других позициях. Предположим, например, что карта функции пяти переменных получается путем свертывания карты функции четырех переменных вокруг ее правой стороны, а не путем дублирования. В этом случае логически смежные ячейки окажутся на позициях, являющихся зеркальным отображением относительно оси свертки, а не на указанных выше позициях. Рассмотренный метод K-карт применяется также достаточно широко.

5. Карты функций с количеством переменных больше шести. Такие карты обычно считаются слишком сложными, поэтому следует прибегать к их упрощению с использованием ЭВМ. Обычно, если число переменных больше шести, например при работе с восьмиразрядным кодом, легче воспользоваться более простой методикой проектирования с применением селекторов данных, логических матриц или ПЗУ.

Правила упрощения — группирование термов. Упрощение булевых функций с помощью карт Карно выполняется при соблюдении условия $ABC + AB\bar{C} = AB$. Термы, отличающиеся только одной переменной, можно объединять опуская последнюю, при этом должны выполняться следующие правила.

1. Наличие двух логически смежных ячеек, содержащих 1 (группа из двух), говорит о том, что два терма можно объединить, опустив одну отличающуюся переменную.

2. Две логически смежные друг с другом группы из двух ячеек образуют группу из четырех ячеек, указывая на то, что четыре исходных терма можно объединить в один, опустив две переменные.

3. Наличие двух логически смежных групп ячеек из четырех показывает, что восемь 1 представляют восемь термов, которые можно объединить в один, опустив три переменные. (В общем случае, если 2^N термов логически смежны друг другу, можно опустить N переменных.)

4. Каждая 1 должна использоваться при записи представленных термов хотя бы 1 раз. Если ее нельзя объединить в группу, терм, который она представляет, нужно включить в логическое выражение.

5. Единицу можно использовать более 1 раза, если это приводит к более простому результату.

6. Терм, соответствующий группе 1, в которой каждая единица уже является частью другой группы, будет избыточным и его можно опустить.

7. Использование дополнений. Вместо нахождения функции F посредством объединения 1 можно отыскать $\bar{F}$, объединив 0. За счет этого иногда значительно упрощается процесс получения решения, поэтому такую возможность упускать не следует. После вычисления $\bar{F}$ значение F можно получить, добавив в схему инвертор или, в некоторых случаях, исключив его. Например, если на вход схемы A нужно подать функцию F для альтернативного варианта реализации функции F_2 (см. рис. 13.13), проще использовать функцию $\bar{F}$ и исключить из схемы один инвертор. (Иногда подобные приемы рассматриваются как применение отрицательной логики, но это не совсем так.)

8. Неопределенные условия. Встречаются случаи, когда данная комбинация значений переменных не может появиться на входе схемы. Если же она все-таки появляется, то значение на ее выходе несущественно. В таких случаях в K-карту можно ввести некоторую переменную, например Ф, d или X, принимающую значение 0 или 1 в зависимости от того, при каком из них получается более простое значение. (Произвольное значение не может быть одновременно 0 и 1.)

13.18. ПРИМЕРЫ УПРОЩЕНИЯ ФУНКЦИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КАРТ КАРНО

Задача 13.7. Упростите следующие функции: а) $F_1 - F_5$ (рис. 13.20); б) F_6 и F_7 (табл. 13.13); в) F_8, изображенную на карте функции шести переменных, рис. 13.19.

Решение. а) Для функции F_1 имеются две группы из двух 1. Обозначение $ABCD$ удобно для перехода от карты к буквенному выражению функции. В группу из двух 1 в левом верхнем углу (рис. 13.20) входят B и $\bar{B}$. Следовательно, B опускается и в этом терме остаются только $\bar{A}C\bar{D}$. В группу в нижнем правом углу входят D и $\bar{D}$; D опускается, и остаются $A\bar{B}C$. Итак, $F_1 = \bar{A}C\bar{D} + A\bar{B}C$.

По аналогии $F_2 = A\bar{B}\bar{D} + \bar{A}\bar{C}D + \bar{A}BD$. Отметим, что 1 в квадрате 10 используется дважды, чтобы образовать две группы из двух. Функция $F_3 = \bar{B}\bar{D}$, поскольку четыре 1 в углах логически смежны друг с другом (концы столбцов и рядов) и образуют группу из четырех, так как опускаются две переменные A и C. Функция F_4 содержит три группы из

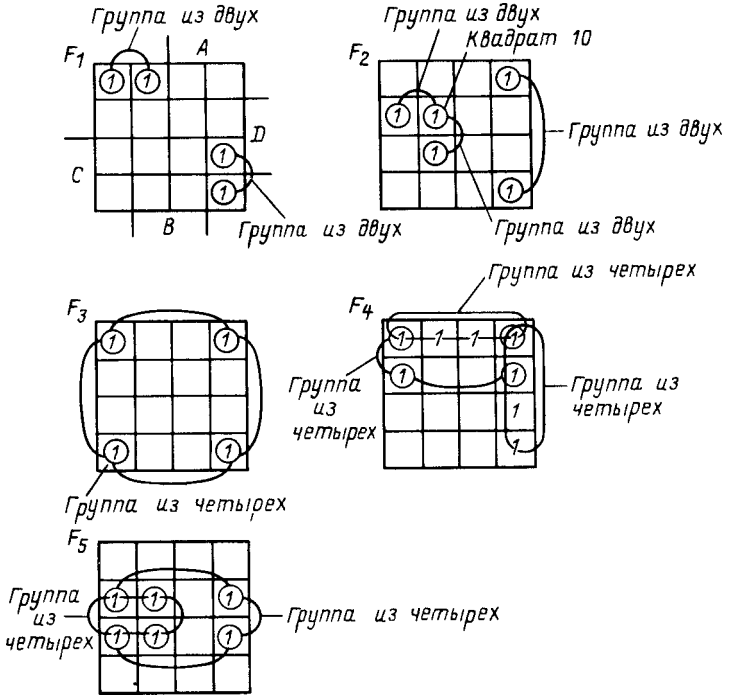


Рис. 13.20. Иллюстрация группирования термов с помощью карт с четырьмя переменными (к задаче 13.7)

Таблица 13.13. **Таблица истинности функций F_6 и F_7, используемая для иллюстрации упрощения функций с помощью *K*-карт (рис. 13.21)**

№ линии	D	C	B	A	Функции	
					F_6	F_7
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1	0
2	0	0	1	0	1	1
3	0	0	1	1	1	1
4	0	1	0	0	0	0
5	0	1	0	1	1	*X*
6	0	1	1	0	0	1
7	0	1	1	1	0	*X*
8	1	0	0	0	0	1
9	1	0	0	1	0	*X*
10	1	0	1	0	1	1
11	1	0	1	1	0	1
12	1	1	0	0	1	1
13	1	1	0	1	1	1
14	1	1	1	0	0	1
15	1	1	1	1	0	1

четырех: $F_4 = A\bar{B} + \bar{C}\bar{D} + \bar{B}\bar{C}$. Отметим, что 1 в правом верхнем углу использована 3 раза. Точно так же $F_5 = \bar{A}D + \bar{B}D$.

б) Функцию F_6, заданную в таблице истинности (табл. 13.13), можно выразить с помощью *K*-карты различными способами. Терм $\bar{D}\bar{C}\bar{B}A$ можно изобразить, если найти ячейку, располагающуюся в области A, но не в областях D, C и B (обозначения, принятые на рис. 13.17, *г*). Мы также вправе считать символы 0001 справа налево и определить местоположение столбца 10 и строки 00 (см. рис. 13.17, *в*). Кроме того, мы можем использовать предварительно пронумерованные ячейки (см. рис. 13.17, *д*) и непосредственно привязать 001 к квадрату 1.

В любом случае получится карта, показанная на рис. 13.21, *а*, с единицами в квадратах 1, 2, 3, 5, 10, 12 и 13. Впоследствии можем применять различные схемы обозначений, облегчающие запись упрощенного выражения. (Рекомендуется применять обозначения, представленные на рис. 13.17, *г*.)

На рис. 13.21, *а* изображены четыре группы, каждая из которых содержит по две 1. Единица в квадрате 2 используется 2 раза, что позволяет сформировать две группы.

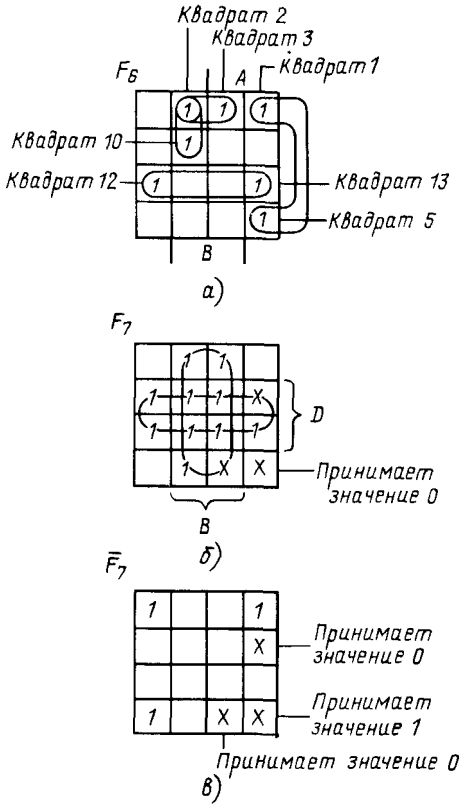


Рис. 13.21. K-карты:
а – функция F_6; *б* – функция F_7; *в* – карта дополнения функции F_7 (к задаче 13.7)

Единицы в ячейках 13 и 5 также могут вместе образовать группу. Однако этот терм оказался бы избыточным, поскольку каждая из входящих в него 1 уже была использована (см. правило 6 в предыдущем параграфе). В принятых обозначениях $ABCD$ после считывания термов получаем $F_6 = D\bar{B}A + \bar{D}C\bar{B} + \bar{C}B\bar{A} + DC\bar{B}$.

Если произвольные значения принять равными 1, то в карте для F_7 окажется две группы из восьми. Следовательно, из каждого терма выпадают по три переменные, т. е. $F_7 = D + B$. Карта дополнений позволяет еще быстрее получить решение. Для этого нужно выразить только четыре угла, а их комбинации определяют $F_7 = \bar{D} \cdot \bar{B}$. Взяв дополнения для обеих частей уравнения, получим $F_7 = D + B$.

в) Функция F_8 изображена на карте с шестью переменными (см. рис. 13.19). Эту карту можно рассматривать как две карты с пятью переменными или четыре карты с четырьмя переменными. Группирование переменных производится в две группы из четырех и две группы из двух. В верхнюю группу из четырех входят $D, \bar{D}$ и $E, \bar{E}$. Следовательно, D и E опускаются из терма, который представляет эта группа, и в нем остаются только $AB\bar{C}\bar{F}$. В нижнюю группу из четырех входят $E, \bar{E}$ и $F, \bar{F}$, и в результате в терме остаются $A\bar{B}CD$. В итоге $F_8 = AB\bar{C}\bar{F} + A\bar{B}CD + \bar{A}C\bar{D}\bar{E}\bar{F} + \bar{A}\bar{B}C\bar{D}\bar{E}$.

13.19. ОГРАНИЧЕНИЯ, СВЯЗАННЫЕ С ПРИМЕНЕНИЕМ КАРТ КАРНО

Иногда утверждают, что применение карт Карно позволяет получать решение с минимальным количеством логических схем. Это справедливо в том случае, когда имеется одна логическая функция F_1 и необходимо исследовать как F_1, так и $\bar{F}_1$. Однако не следует забывать о следующих правилах.

1. При наличии двух переменных F_1 и F_2, которые должны быть реализованы как функции A, B, C, D, решение с минимальным количеством логических схем можно получить за счет введения в схему промежуточной переменной F, содержащей общие термы для F_1 и F_2. Можно также ввести F, если в ней содержатся термы F_1, тогда как в $\bar{F}$ содержатся термы F_2. Карты Карно очень полезны для обнаружения общих и дополняющих термов, но результаты вычислений зависят от квалификации пользователя.

2. Решение с минимальным количеством логических схем – это не то же самое, что и решение с минимальным количеством модулей. Например, селектор данных решает множество задач, будучи выполненным в виде одного модуля.

3. Реализация уравнения с использованием минимального числа логических схем может и не быть оптимальным решением реальной конструкторской задачи с точки зрения стоимости деталей, конструирования и сборки. Применение одного кремниевого управляемого диода иногда позволяет получить лучшие результаты, чем использование логических схем, триггеров и каскада усилителя мощности, которые рассматриваются как альтернативное решение.

Следует учесть, что механическое использование каких-либо приемов не заменяет квалификации. Хороший конструктор знает, что карты Карно могут быть полезны при проектировании, но он четко представляет себе все ограничения, связанные с их применением.

13.20. ДВОИЧНЫЕ ПОЛУСУММАТОРЫ И СУММАТОРЫ

На рис. 13.22 показан принцип сложения двоичных чисел. Сложение двух 0 дает в ре-

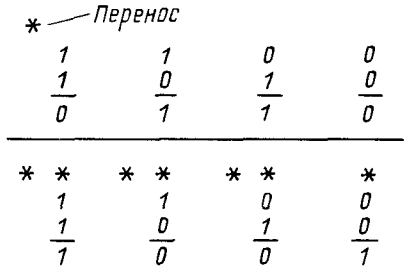


Рис. 13.22. Сложение двоичных чисел

зультате 0, сложение 0 и 1 или 1 и 0 – 1; сложение двух 1 дает 0 как цифру суммы и перенос в следующий разряд. Перенос, добавленный к двум 0, дает 1. При сложении переноса с 0 и 1 получается 0 и новый перенос. Сложение переноса с двумя 1 дает 1 как цифру суммы и перенос в следующий разряд.

В двоичной системе счисления перенос всегда переходит к разряду с вдвое большим весом, чем сам разряд, в котором он возник. Во всех случаях, когда ответ равен двум, что нельзя записать в двоичной системе одним символом, ответом становится 0 с переносом.

Задача 13.8. Постройте логическую схему с двумя входами – полусумматора – для сложения двоичных чисел.

Решение. Обратимся к рис. 13.23, *а*. Первый этап решения – это составление таблицы истинности. Символы A и B представляют собой слагаемые, S – сумму, а C – разряд переноса ($C = 1$ означает перенос). Из таблицы истинности следует, что $S = AB \oplus A\bar{B} = A + B$ (исключающее ИЛИ) и $C = AB$. Следовательно, полусумматор можно реализовать с помощью одной схемы исключающее ИЛИ и одной схемы И (рис. 13.23, *б*). Условное обозначение полусумматора показано на рис. 13.23, *в*.

Задача 13.9. Постройте логическую схему с тремя входами – сумматор, позволяющую складывать два двоичных числа с учетом переноса.

Решение 1. Для обработки трех входных сигналов используются два полусумматора (рис. 13.24, *а*). На выходе схемы ИЛИ перенос окажется в том случае, если на необходимость его формирования укажет любой из

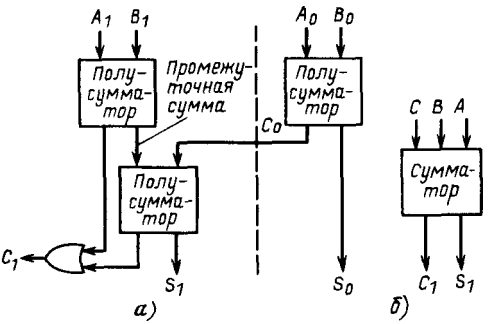


Рис. 13.24. Сумматор, составленный из двух полусумматоров:
а – логическая схема; *б* – условное изображение

A	B	S	C
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

а)

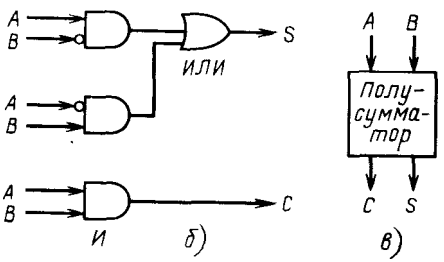


Рис. 13.23. Полусумматор:
а – таблица истинности; *б* – логическая схема; *в* – условное изображение

№линии	C	B	A	S	D
0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0
2	0	1	0	1	0
3	0	1	1	0	1
4	1	0	0	1	0
5	1	0	1	0	1
6	1	1	0	0	1
7	1	1	1	1	1

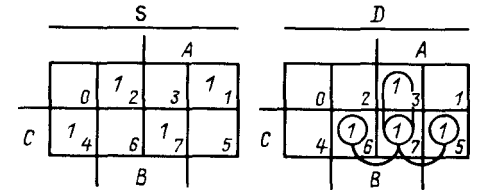


Рис. 13.25. Таблица истинности и K-карты для суммы S и внешнего переноса в сумматоре с входным переносом и разрядами B и A

полусумматоров. Условное изображение сумматора приведено на рис. 13.24, *б*.

Решение 2. Составим таблицу истинности и K-карты (рис. 13.25). Сумма $S = \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + A\bar{B}\bar{C} + ABC$ и перенос $D = AB + BC + CA$. Сумму можно также выразить через перенос D, тогда $S = (A + B + C)\bar{D} + ABC$. Для реализации сумматора можно применить двоичные сумматоры или выбрать нужные арифметические устройства на основе выпускаемых интегральных схем.

13.21. ДЕКОДЕРЫ/ДЕМУЛЬТИПЛЕКСОРЫ

Декодерами называются схемы, которые позволяют двоичному числу на управляющих линиях выбрать свою отдельную выходную линию (например, число $BA = 11$ выбирает выходную линию № 3, см. рис. 13.25). На рис. 13.26 показаны два основных типа декодеров: с высоким и низким уровнями напряжения на выбранной выходной линии.

Допустим, что выходные линии с 10-й по 15-ю исключены из декодера, имеющего на входе 4, а на выходе 16 линий. Следовательно, у него остались только выходные линии с 0-й по 9-ю. В результате получился декодер с 4 линиями на входе и 10 линиями на выходе, который называется десятичным или двоично-десятичным.

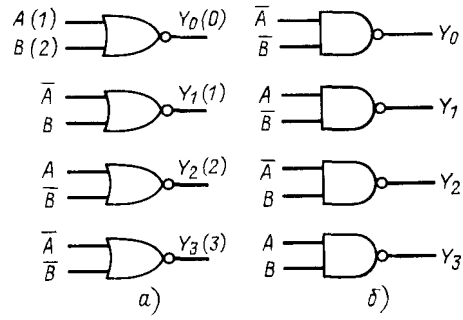


Рис. 13.26. Схема декодера (две линии на входе, четыре на выходе):

а – выходная линия с высоким уровнем, используются логические элементы ИЛИ–НЕ;
б – выходная линия с низким уровнем, используются элементы И–НЕ

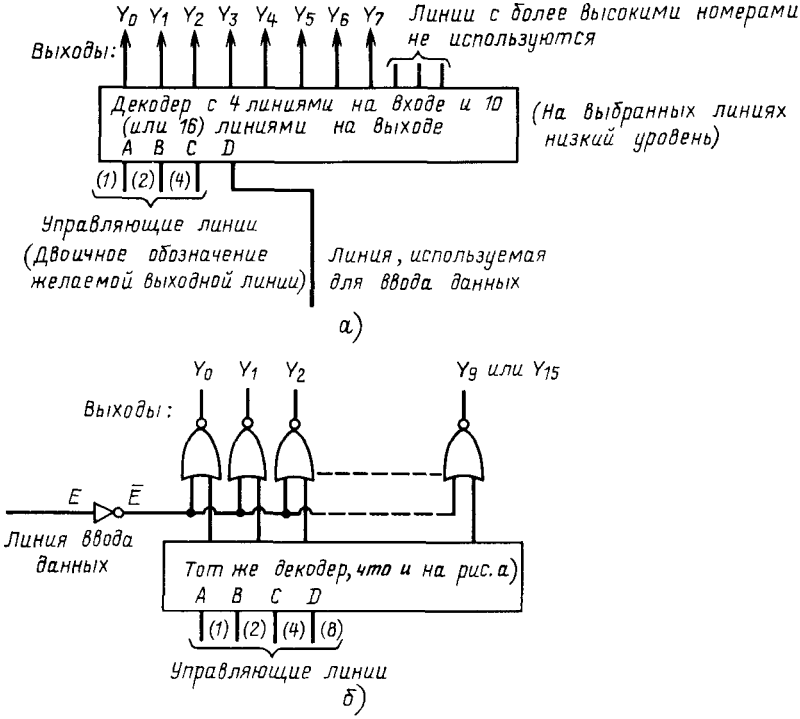


Рис. 13.27. Подключение декодера для выполнения функции демультиплексирования в целях коммутации одной входной линии на одну из нескольких выходных линий (*а*) и добавление отдельных логических элементов на линии для увеличения количества готовых к использованию выходных линий (*б*)

Декодеры могут применяться с внешними логическими схемами или без них (рис. 13.27). Выбранной линией управляет линия входных данных, т. е. управляющие линии сами выбирают выходную линию, которую должна стробировать одна входная линия данных. Если схема используется именно так, то она называется демультиплексором. Мультиплексирование (уплотнение каналов) рассматривается в следующем параграфе. Многие декодеры/демультиплексоры выпускаются в виде интегральных схем.

13.22. СЕЛЕКТОРЫ ДАННЫХ/МУЛЬТИПЛЕКСОРЫ

Селектор данных (мультиплексор) – это схема, позволяющая пользователю выбирать из нескольких входных линий одну, которая будет стробироваться на единственную выходную линию (рис. 13.28). Линии A и B выбирают, какая из линий D_0, D_1, D_2 или D_3 будет соединена с выходной линией Y. Схемы такого типа выпускаются в виде одномодульной интегральной схемы и обладают двумя основными функциями, описанными ниже.

Генерация логических функций. На рис. 13.28 на входных линиях D_0, D_1, D_2, D_3 могут быть постоянные уровни, соответствующие логическому 0 или логической 1, что позволяет получить на выходной линии Y любую желаемую функцию A и B. В случае селектора данных с 16 линиями на входе и 1 линией на выходе выходной сигнал можно сделать любой функцией управляющих линий $ABCD$. Такое одномодульное решение, по существу, не требует времени на проектирование и легко поддается модификации. Необходимый размер селектора (количество входных линий) можно сократить наполовину, если использовать метод свертки. Однако в этом случае в схему устанавливается дополнительный инвертор.

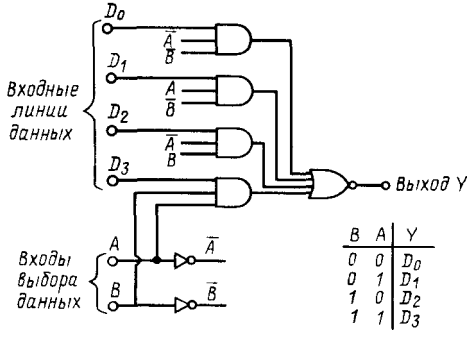


Рис. 13.28. Схема внутренних соединений селектора данных (четыре линии на входе, одна на выходе) и его таблица истинности

Таблица 13.14. Таблица истинности к задаче 13.10

C	B	A	F	C	B	A	F
0	0	0	0	1	0	0	1
0	0	1	1	1	0	1	0
0	1	0	0	1	1	0	0
0	1	1	1	1	1	1	1

Задача 13.10. Подсоедините селектор данных для реализации функции F, заданной в таблице истинности (табл. 13.14) методом свертки.

Решение. Мысленно пока отбросим переменную C с наибольшим весом. Уровни BA, подаваемые на вход селектора, повторяются дважды: в верхней и нижней половинах таблицы. Например, 00 вверху при $C = 0$ и 00 внизу при $C = 1$. При $BA = 0$, если $C = 0$, $F = 0$, а если $C = 1$, $F = 1$, значит, при $BA = 00$ $F = C$.

Поскольку число $BA = 00$ выбирает входную линию № 0, соединение C со входной линией № 0 учитывается двумя строками в таблице истинности (строки $BA = 00$). То же самое применимо и к случаю, когда $BA = 01$, с той лишь разницей, что здесь $F = \overline{C}$. Для $BA = 10$ $F = 0$ в обоих случаях. Для $BA = 11$ функция $F = 1$ в обоих случаях. Схема соединений показана на рис. 13.29.

Мультиплексирование. В большинстве случаев применения мультиплексоров входные линии просматриваются последовательно одна за другой и данные с них поочередно передаются на выходную линию. Двоичный счетчик, регулирующий уровни на управляющих линиях, обеспечивает последовательный пошаговый режим работы. Если каждая входная линия предназначается для одного преобразованного в цифровую форму телефонного разговора, то с помощью мультиплексирования можно по одной только линии связи передать несколько разговоров одновременно. На другом конце линии связи демультиплексор (описанный в предыдущем параграфе)

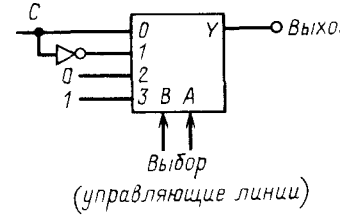


Рис. 13.29. Схема селектора данных с четырьмя входами и инвертором

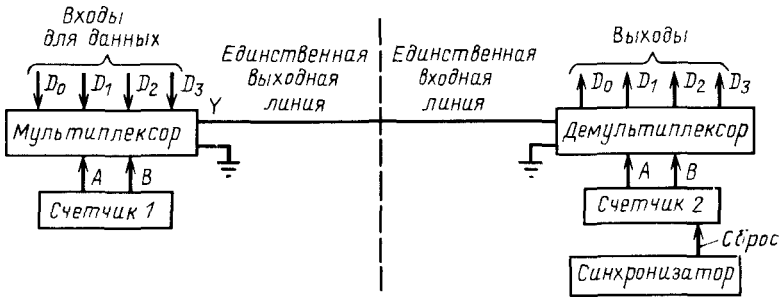


Рис. 13.30. Система мультиплексной передачи данных

последовательно коммутирует данные на отдельные выходные линии (рис. 13.30), при этом предусматривается специальная схема для обеспечения периодической синхронизации счетчика приемника со счетчиком передатчика. Синхронизирующим событием должно быть какое-нибудь легко обнаруживаемое событие, например нули на шине питания или сверхширокие импульсы на линии данных Y.

13.23. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ТРИГГЕРАХ

Последовательными логическими схемами называются схемы, состояние выходов которых зависит от последовательности смены состояний на их входах, т. е. когда предшествующие входные сигналы определяют сигналы на выходе в данный момент времени. Такие схемы должны обладать памятью.

Простейшей последовательной схемой является триггер (рис. 13.31). Он имеет два стабильных состояния: 0 и 1. Триггер остается в данном состоянии до тех пор, пока его не заставят его изменить. Поскольку прибор "помнит", в каком из двух состояний он находится, можно сказать, что триггер запоминает 1 бит информации.

Главная выходная линия, обозначенная буквой Q на рис. 13.31, имеет высокий уровень, если триггер находится в состоянии 1, и низкий, если он находится в состоянии 0 (по определению положительной логики). Кроме того, у него существует и еще одна выходная линия Q_2, на которую, как правило, выводится дополнение Q.

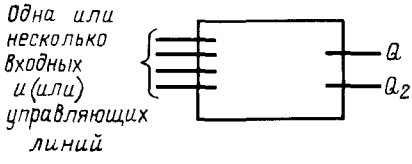


Рис. 13.31. Триггер (общий случай)

Предупреждение. Очень часто линию Q_2 обозначают через Q, несмотря на то что сигнал на линии Q_2 не всегда является дополнением Q. Многие триггеры можно неопределенно долго поддерживать в состоянии $Q_2 = Q$ (это состояние обычно не рассматривают как стабильное, о чем будет сказано в следующем параграфе). Иногда такое состояние называют запрещенным, хотя в некоторых специальных случаях требуется использовать именно его.

Существуют два типа триггеров: синхронизируемые (синхронные) и несинхронизируемые (асинхронные). У синхронного триггера одна из входных/управляющих линий называется синхронизирующей. По ней поступают синхроимпульсы, позволяющие изменять состояние триггера только в определенные моменты времени.

13.24. АСИНХРОННЫЕ *RS*-ТРИГГЕРЫ (ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ТИПА ИЛИ–НЕ И И–НЕ)

На рис. 13.32 показаны несинхронизируемые *RS*-триггеры, выполненные на различных логических схемах. Символ R обозначает сброс, т. е. переход линии Q к уровню,

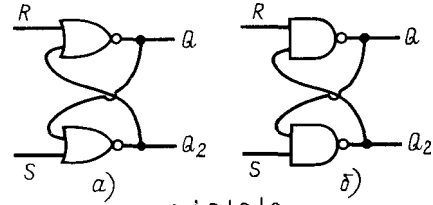


Рис. 13.32. *RS*-триггеры:

а – реализация на схемах **ИЛИ**–НЕ; *б* – то же на схемах И–НЕ; *в* – основная таблица истинности

Таблица 13.15. Подробная таблица истинности *RS*-триггера на логических элементах ИЛИ–НЕ

Входы		Выходы	
S	*R*	*Q*	Q_2
0	0	Нет изменений, если предшествующее состояние $QQ_2 = 01$ или 10 Не определены, если предшествующее состояние $QQ_2 = 00$ (теперь 01 или 10)	
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0

соответствующему 0, а символ *S* – установку, т. е. переход линии *Q* к уровню, соответствующему 1. На рис. 13.32, *в* приведена основная таблица истинности для *RS*-триггера: $SR = 10$ устанавливает триггер, $SR = 01$ сбрасывает его.

Подробная таблица истинности *RS*-триггера, выполненного на логических схемах ИЛИ–НЕ, показана в табл. 13.15. Триггеры этого типа "помнят" предшествующее состояние при $SR = 00$. Условие $SR = 11$ – это особый случай, когда $Q = Q_2 = 0$ (поскольку в схеме ИЛИ–НЕ если на входе 1, то на выходе 0). Если после выполнения условия $SR = 11$ следует $SR = 00$, то результат будет неопределенный: или 01, или 10. Иногда в литературе рекомендуют в таких триггерах исключить ситуацию, при которой $S = R = 1$. Однако неопределенности не будет, если после условия $SR = 11$ всегда будет следовать условие $SR = 01$ или 10 перед тем, как состояние триггера будет запомнено посредством комбинации входов $SR = 00$.

В табл. 13.16 приведена таблица истинности *RS*-триггера, выполненного на логических

Таблица 13.16. Подробная таблица истинности *RS*-триггера на логических элементах И–НЕ

Входы		Выходы	
S	*R*	*Q*	Q_2
0	0	1	1
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	Нет измерений, если предшествующее состояние $QQ_2 = 01$ или 10 Не определены, если предшествующее состояние $QQ_2 = 11$ (теперь 01 или 10)	

схемах И–НЕ. Здесь предшествующее состояние запоминается при $SR = 11$. Условие $SR = 00$ приводит к $Q = Q_2 = 1$. Отметим, что под единичным состоянием триггера подразумевается $Q = 1$, однако если для данного триггера допустимо $Q = Q_2$, то $Q = 1$ не гарантирует единичного состояния. Для любого типа триггеров состояние $Q = Q_2$ не считается стабильным, поскольку триггер не может его запомнить, как он запоминает единичное ($QQ_2 = 10$) и нулевое ($QQ_2 = 01$) состояния.

13.25. СИНХРОННЫЕ ТРИГГЕРЫ: *JK*-ТРИГГЕР

По определению, данному в § 13.23, в синхронных триггерах используются импульсы, позволяющие изменять их состояние только в определенные моменты времени. Перед изменением состояния исследуют линии *R* и *S* (или эквивалентные), которые рассматривают как управляющие, устанавливающие триггер в желаемое состояние в тот момент, когда синхроимпульс позволяет изменить существующее состояние.

Наиболее "гибкими" синхронными триггерами являются *JK*-триггеры. Вход *J* эквивалентен входу *S* *RS*-триггера, а вход *K* – входу *R* при условии, что отсутствуют неопределенные состояния и устройство существует только в синхронизируемой форме. Условие $JK = 00$ позволяет запомнить предшествующее состояние, тогда как $JK = 11$ гарантирует переброс триггера в состояние, противоположное предшествующему. Все изменения на выходе прибора происходят только по разрешению синхроимпульса.

На рис. 13.33 показана структурная схема *JK*-триггера (*СИ* – линия подачи синхроимпульсов), таблица истинности и характеристическая таблица приведены соответственно в табл. 13.17 и 13.18. В этих таблицах нижний индекс *n* относится к моменту времени, предшествующему поступлению синхроимпульса, разрешающего изменение состояния на выходе, а индекс $n + 1$ – к моменту времени после изменения состояния. Переход от $Q_n = 0$ к $Q_{n+1} = 1$ требует, чтобы $JK = 10$ (установка) или $JK = 11$ (переброс). Следовательно, элементом характеристической таблицы является $1X$, где *X* – произвольное значение.

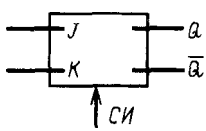


Рис. 13.33. Структурная схема *JK*-триггера

Таблица 13.17. Таблица истинности *JK*-триггера

Входы		Выходы
J	K	Q_{n+1}
0	0	Q_n (нет изменений)
0	1	0
1	0	1
1	1	$\overline{Q}_n$ (переброс)

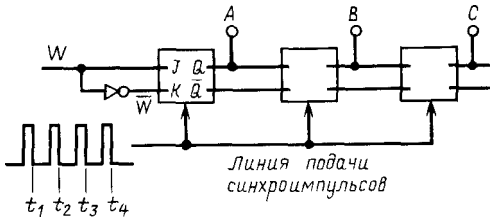


Рис. 13.34. Сдвиговый регистр и форма синхросигнала

Таблица 13.18. Характеристическая таблица *JK*-триггера

Выходы	Входы	
$Q_n \rightarrow Q_{n+1}$	J	K
$0 \rightarrow 0$	0	X
$0 \rightarrow 1$	1	X
$1 \rightarrow 0$	X	1
$1 \rightarrow 1$	X	0

Требования к синхронизации *JK*-триггера различаются в зависимости от структуры схемы. Изготовитель может предложить четыре и более разновидностей схем *JK*-триггеров из одного и того же логического семейства, поведение которых будет отличаться друг от друга. Все зависит от того, при каких условиях входы J и K должны поддерживаться стабильными, а также от того, будет ли состояние на выходе устройства изменяться во время прохождения переднего или заднего фронта синхроимпульса или сразу после его прохождения. Следует также рассмотреть поведение триггеров при подаче инвентированных синхроимпульсов (обычно на линии подачи синхроимпульсов уровень высокий, он становится низким только на короткие промежутки времени).

13.26. СДВИГОВЫЕ РЕГИСТРЫ

Несколько триггеров, соединенных так, что цифровые данные можно по ним сдвигать, называются сдвиговым регистром. Наиболее широко известный тип сдвигового регистра на *JK*-триггерах приведен на рис. 13.34, *а*. Допустим, что все триггеры первоначально находятся в нулевом состоянии. Такую ситуацию можно обеспечить, подав импульсы на линию, непосредственно соединенную с выводом сброса каждого триггера (если таковые предусмотрены), или сдвигая цепочку нулей.

Ввод данных осуществляется следующим образом. Предположим, что первоначально входная линия W находится в состоянии W_1 (1 или 0). Поскольку $J = W$, а $K = \overline{W}$, после первого синхроимпульса $A = W_1$. Теперь состояние на входе становится равным W_2. После второго синхронмпульса $A = W_2$, а $B = W_1$. В табл. 13.19 показано, как информация сдвигается по строке. В зависимости от конструктивного решения состояние на выходе устройства может изменяться во время прохождения переднего или заднего фронта синхроимпульса или сразу после его прохождения.

Таблица 13.19. Выходные зиачеиия сдвигового регистра в зависимости от времеии

Время	Выходы		
	A	B	C
0	0	0	0
t_1	W_1	0	0
t_2	W_2	W_1	0
t_3	W_3	W_2	W_1
t_4	W_4	W_3	W_2

13.27. ПРИМЕНЕНИЕ СДВИГОВЫХ РЕГИСТРОВ

Преобразование последовательного кода в параллельный. Если 3-разрядное число или кодовое слово $W_3W_2W_1$ (каждое W_i представляет собой 0 или 1) подается на вход 3-разрядного сдвигового регистра и каждый ввод осуществляется по синхроимпульсу, то W_3W_2 и W_1 будут одновременно появляться на выходных выводах триггеров.

Преобразование параллельиого кода в последовательный. Если к каждому триггеру добавить стробирование входов, чтобы информацию можно было загружать параллельно, то сдвигать ее на выход можно будет последовательно.

Умножеиие и деление. Аналогично тому, как в десятичной системе счисления числа

можно умножать и делить на степень 10, сдвигая запятую (или оставляя запятую на месте и сдвигая число), двоичные числа можно, сдвигая, умножать и делить на степень 2. Используя дополнительное стробирование, получаем в регистре сдвиг вправо или влево. Такие сдвиговые регистры, выполненные на интегральных схемах, выпускаются промышленностью.

Временная задержка и буферизация данных. Можно преднамеренно задерживать цифровую информацию, пропуская ее через сдвиговый регистр. Если нет необходимости в параллельных выходах, то легко изготовить сдвиговые регистры на интегральных схемах с сотнями разрядов. Многоразрядные сдвиговые регистры применяются и для буферизации данных. Загружаемая в регистр информация может быть извлечена через некоторое время и с другой скоростью.

Устройства памяти с циркуляцией данных. Если выход сдвигового регистра соединить со входом, то данные можно заставить циркулировать. На любом из выходов снова и снова будут появляться данные в последовательной форме.

Самодекодирующие счетчики. Если в сдвиговый регистр, все разряды которого предварительно установлены на 0, загрузить 1 (разряд № 0), то с каждым приходящим синхроимпульсом она сдвинется на один разряд. После, например, трех синхроимпульсов высокий уровень будет только на выходе № 3. Это пример самодекодирующего счетчика. Недостатком такого устройства по сравнению со счетчиками, описанными в следующем параграфе, является то, что в этом случае требуется значительно больше триггеров.

13.28. СЧЕТЧИКИ

Введение. Если несколько *JK*-триггеров соединить так, как показано на рис. 13.35, *а* и *б*, то получится двоичный счетчик. Если первоначально *CBA* = 000, то после первого импульса *CBA* = 001, после второго 010, после третьего 011 и т. д. При использовании трех триггеров после седьмого импульса *CBA* = 111, а после восьмого 000. Такую схему называют счетчиком по модулю 8.

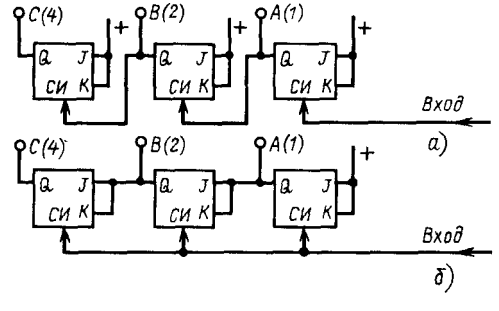


Рис. 13.35. Схема асинхронного (со сквозным переносом) (*а*) и синхронного счетчиков (*б*)

В общем случае счетчик по модулю N имеет N разрядов, обозначенных от 0 до $N-1$. После N-го импульса счетчик сбрасывается на 0. Для двоичного счетчика с K-триггерами $N = 2^K$. Количество триггеров, необходимых для подсчета данного числа, определяется по табл. 13.9, где приведены значения K и $N = 2^K$. Например, счетчик из трех триггеров сбрасывается восьмым импульсом. Он может считать до 7 (в двоичной форме 111). Счетчик из четырех триггеров сбрасывается пятнадцатым импульсом, он может считать до 15 (в двоичной форме 1111).

В схеме на рис. 13.33 поток сигналов в счетчике проходит справа налево. В двоичной системе счисления цифра самого младшего разряда располагается крайней справа. Она изменяется при каждом отсчете. Для всех четных чисел это 0, для всех нечетных 1. На рис. 13.35 крайние справа триггеры, выходные линии которых обозначены буквой *A*, изменяют свое состояние с каждым приходящим импульсом. Выводы *J* и *K* подключены к положительному напряжению (логическая 1).

Работа счетчика со сквозным переносом. Счетчик со сквозным переносом (рис. 13.35, *а*) осуществляет счет двоичных чисел в том случае, если в *JK*-триггерах, из которых он составлен, изменения состояния на выходе происходят под действием заднего фронта синхроимпульсов. Все выводы *J* и *K* соединены с логической 1, следовательно, каждый триггер перебрасывается в противоположное состояние при изменении уровня на линии подачи синхроимпульсов от 1 к 0.

За отсчетом 000 следует 001 и далее 010. Падение напряжения на выводе *A* вызывает его подъем на выводе *B*. Поскольку за 011 следует 100, уменьшение напряжения на выводе *A* вызывает падение напряжения на выводе *B*, что в свою очередь приводит к повышению напряжения на выводе *C*.

Входной импульс должен пройти по всем разрядам счетчика. Во время его прохождения на выходах схемы кратковременно будет появляться неверный результат, что является основной трудностью, с которой приходится сталкиваться при использовании таких счетчиков. Если счетчик управляет визуальной или механической нагрузкой, то на это обстоятельство можно не обращать внимания. Однако в схемах, где временные соотношения играют большую роль, выходные сигналы пропускают через синхронизированные вентили, чтобы на выходе счетчи-

ка результаты появлялись не раньше, чем установятся все линии. Эта операция называется стробированием. При необходимости декодировать конкретное состояние можно использовать ресинхронизатор. Тогда более раннее состояние счетчика декодируется заблаговременно и результат выводится в определенное время.

Работа синхронного счетчика. В таком счетчике (рис. 13.35, *б*) можно использовать *JK*-триггеры любого типа. У него все входные линии подачи синхроимпульсов соединены между собой, что позволяет триггерам изменять свои состояния синхронно (или почти синхронно). Каждый триггер или переходит из одного состояния в другое (переключается), или не переходит в зависимости от того, какое из условий ($J = K = 0$ или $J = K = 1$) выполняется перед изменением состояний на выходах. Если на выводе A был 0, то следующий импульс не изменит состояния B, если на выводе A была 1, то изменит.

Некоторые особенности счетчиков, выпускаемых промышленностью. Счетчики на интегральных схемах обладают следующими особенностями.

1. Внутренний сброс, дающий отсчет, отличающийся от 2^K. Например, часто встречаются десятичные счетчики, которые считают 0, 1, . . ., 9, 0.

2. Реверсивные счетчики – приборы или с реверсивным управлением, или с входными линиями для двух потоков импульсов (одну для прямого потока, другую для обратного). (Описанные здесь счетчики будут считать в обратном направлении, если для управления смежными триггерами используются выходы $\bar{Q}$, а не Q.)

3. Обычно предусматриваются сброс (на все 0) и установка (на все 1 или в десятичных счетчиках на 1001). Когда имеется схема сброса с двумя выходами, которая перебрасывает счетчик на две 1 (как в счетчике типа 7490), то устройство можно подключать без дополнительных схем сброса, если любые две выходные линии имеют высокие уровни.

Например, десятичный счетчик можно преобразовать в счетчик по модулю 3, если выходные линии $A(1)$ и $B(2)$ будут управлять схемой сброса. Его также можно преобразовать в счетчик по модулю 6, если использовать линии $B(2)$ и $C(4)$, и в счетчик по модулю 9 [линии $A(1)$ и $D(8)$]. Если десятичный счетчик представляет собой последовательно соединенные счетчики по модулю 2 (один триггер) и по модулю 5 (как и в случае счетчика типа 7490), то один модуль применяется в качестве счетчиков с основаниями 2, 3, 5, 6, 9 и 10.

Добавляя к схеме на рис. 13.35, *б* по мере необходимости дополнительные триггеры, без всяких модификаций схемы получаем счетчики по модулю 2, 4, 8, 16, 32 и т. д. При внешнем стробировании, управляющем линией сброса, для сброса можно использовать любой отсчет, при этом, однако, столкнемся с двумя трудностями: 1) сброс может оказаться очень кратковременным, и тогда успеют сброситься не все триггеры; 2) в счетчике со сквозным переносом временная неправильность результатов на выходе иногда приводит к преждевременному сбросу (частичному или полному).

Счетчики с делением на N. Предположим, что двоичный счетчик по модулю 3 первоначально находится в состоянии 00. Он отсчитывает 01, 10, 00. Возврат к 00 имеет место после прихода третьего импульса. Если принять, что возврат к состоянию 00 является событием, обеспечивающим сигнал на выходе, то этот сигнал будет появляться после прохождения каждой тройки импульсов. Это и есть счетчик с делением на 3.

В общем случае схема деления на N не должна являться счетчиком со взвешением (или со взвешенными выходными линиями). Единственное требование заключается в том, чтобы была выходная линия, напряжение на которой переходило бы к низкому (или высокому) уровню после прохождения каждых N импульсов.

Некоторые выпускаемые промышленностью счетчики позволяют осуществлять предварительную загрузку любого числа (например, из регистра или с помощью барабанных переключателей), а затем производят счет в прямом или обратном направлении. (В некоторых счетчиках в регистр или барабанный переключатель следует загружать дополнение желаемого числа.)

Таким образом, N может быть любым числом в пределах диапазона счетчика. Если схема деления на 5 каскадно включена со схемой деления на 30, то получается схема деления на 150. В некоторых счетчиках, например MC4016, так организованы переносы и "заемы" друг для друга, а также перегрузка числа с помощью барабанных переключателей, что можно выполнять деление на желаемое число. Например, установка цифры 5 на счетчике единиц и цифры 3 на счетчике десятков обеспечивает деление на 35, а не на 150.

13.29. СТРУКТУРА ДВОИЧНОГО СЧЕТЧИКА ПО МОДУЛЮ 3

Задача 13.11. Постройте синхронный двоичный счетчик по модулю 3, используя *JK*-триггеры.

Решение. Счетчик, находящийся перед запуском в состоянии 00, должен отсчитывать 01, 10, 00. В нашем примере построения счетчика предварительно обратим внимание на

то, что в случае, если запрещенное состояние 11 возникает в результате шума, счетчик должен после получения следующего импульса вернуться к состоянию 00. Полное решение представлено на рис. 13.36, а таблица переходов состояний приведена в табл. 13.20.

Таблица переходов состояний составляется на основе характеристической таблицы для выводов J и K (см. табл. 13.18). Для перехода от $A = 0$ к $A = 1$ необходимо, например, чтобы $K = 11$ (переброс) или $JK = 10$ (установка на 1). Следовательно, на выходах схемы будут уровни $J = 1$, $K = X$ (произвольное значение). Тогда как K-карта для K_B в качестве самого простого результата дает $K_B = 1$, она показывает также, что $K_B = \bar{A}$ является не таким простым случаем. Однако при $K_B = \bar{A}$ схема соединений не намного сложнее, чем данная. Поскольку у нас в распоряжении есть A, вывод K_B вместо клеммы + (уровня логической 1) можно соединить с A.

13.30. ПОСТРОЕНИЕ СЧЕТЧИКА С ПРОИЗВОЛЬНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬЮ СЧЕТА

Задача 13.12. Постройте схему из трех триггеров, принимающую ряд состояний (отсчетов) в таком порядке: 000, 001, 111, 011 и снова 000. В десятичной форме последовательность отсчетов имеет вид 0, 1, 7, 3 и снова 0 (состояния 2, 4, 5 и 6 пропущены).

Решение 1. На рис. 13.37 представлены K-карты и схема соединений счетчика, а в

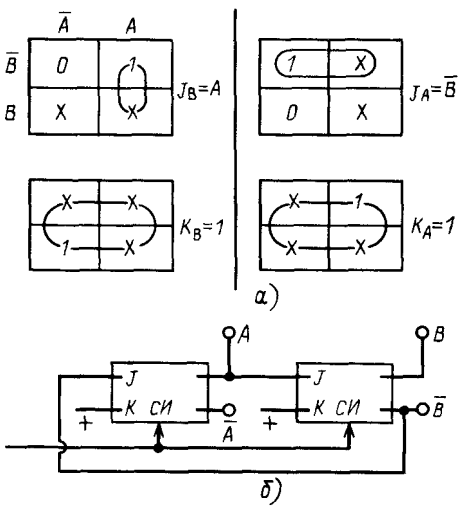


Рис. 13.36. Построение двоичного счетчика по модулю 3:
а – K-карты; *б* – схема соединений

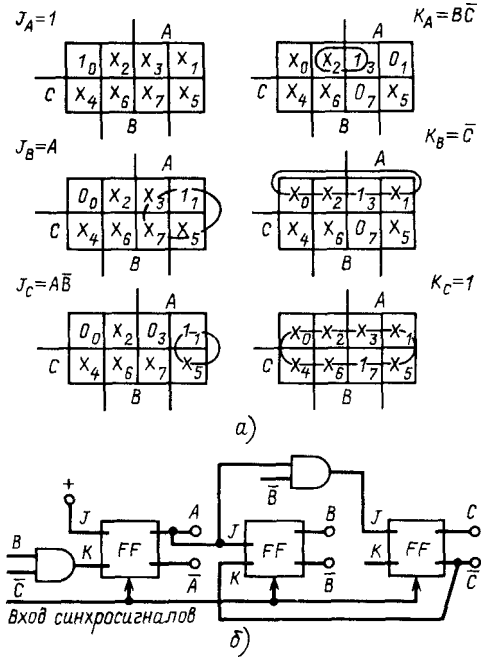


Рис. 13.37. Построение счетчика на трех триггерах:
а – K-карты; *б* – схема соединений (к задаче 13.12)

Таблица 13.20. **Таблица переходов состояний (к задаче 13.11)**

№ состояния	Состояния				Требуемые значения выводов J и K			
	настоящие		следующие					
	B	A	B	A	J_B	K_B	J_A	K_A
0	0	0	0	1	0	X	1	X
1	0	1	1	0	1	X	X	1
2	1	0	0	0	X	1	0	X
3 (запрещение)	1	1	0	0	X	1	X	1

Таблица 13.21. Таблица переходов состояиий счетчика

№ состояиия	Состояния						Требуемые зиачения выводов J и K					
	настоящие			следующие								
	C	B	A	C	B	A	J_C	K_C	J_B	K_B	J_A	K_A
0	**0**	0	0	0	0	1	0	X	0	X	1	X
1	0	0	1	1	1	1	1	X	1	X	X	0
7	1	1	1	0	1	1	X	1	X	0	X	0
3	0	1	1	0	0	0	0	X	X	1	X	1

табл. 13.21 дана его таблица переходов состояний. Обычно процедура построения схемы отличается от описанной в предшествующем параграфе только тем, что здесь для простоты переходы, обеспечивающие выход из запрещенных состояний, предварительно не выбираются. Что же происходит, если схема с самого начала находится в одном из запрещенных состояний или переходит в него под действием шума? При некоторых вариантах выбора 1 и 0 в качестве X значений счетчик может зацикливаться в запрещенных состояниях и никогда не возвращаться к разрешенному состоянию, если не будет внешнего сброса.

Прн желании проверить все возможные ситуации после упрощения схемы довольно легко, если составить таблицу всех запрещенных состояний (как бы существующих в действительности), значений J и K, определенных в процессе упрощения (только 1 и 0, значения X не учитываются) и состояний, которые последуют за каждым из имеющихся в данный момент. Из нее видно, какие из запрещенных состояний приводят (прямо или косвенно) к разрешенному состоянию, а какое — к зацикливанию счетчика, и вносить необходимые изменения только в тех случаях, когда это необходимо.

Довольно часто для этого достаточно воспользоваться только кнопкой ручного сброса (или отключить и включить питание; при включении питания предусматривается автоматический сброс). В некоторых особо важных случаях переход схемы в запрещенное состояние может привести к недопустимой ошибке даже при кратком входном сообщении. В таких ситуациях нужно обиаружить все запрещенные состояния уже на стадии получения информации о них с помощью звукового или светового сигнала, останова системы и т. д.

Решение 2. Поставленную задачу можно решить и по-другому, если воспользоваться способностью JK-триггера переходить из одного состояния в другое, при этом вдвое сокращается количество K-карт, но усложняется схема (табл. 13.22 и рис. 13.38). В данной задаче требуется шесть логических схем вместо двух.

Через T_A обозначены связанные входы J и K триггера A. Если на входе $T_A = 0$, то отключается отдельный вход для синхроимпульсов. Если $T_A = 1$, то через этот вход подаются синхроимпульсы, перебрасывающие триггер. (Обычно через T обозначают вход для синхроимпульсов, всегда перебрасывающих триггер, но здесь это обозначение не используется.)

Каждый элемент столбца функции переброса определяется тем, изменяется ли соответствующая переменная при переходе от настоящего состояния к последующему. Например, для перехода от 000 к 001 должно измениться только значение A. Следовательно, чтобы изменение было возможным, только выход T_A должен быть в состоянии 1.

Таблица 13.22. Таблица перехода состояний, составлеииая с помощью функций переброса

№ состояиия	Состояния						Требуемые значения функции переброса		
	настоящие			следующие					
	C	B	A	C	B	A	T_C	T_B	T_A
0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
1	0	0	1	1	1	1	1	1	0
7	1	1	1	0	1	1	1	0	0
3	0	1	1	0	0	0	0	1	1

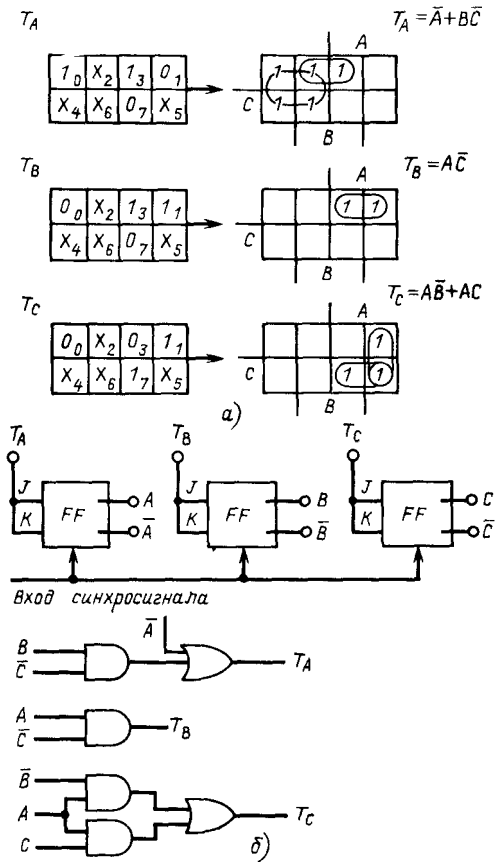


Рис. 13.38. Другой способ построения счетчика на трех триггерах:
K-карты; *б* – схема соединений (к задаче 13.12)

13.31. ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ТИПА "МОНТАЖНОЕ ИЛИ"

Если при определенных условиях на входах одна логическая схема имеет на своем выходе *C* низкий уровень, а другая – на своем выходе *E* низкий уровень, можно ли соединить их выходы таким образом, чтобы на общем выходе схем низкий уровень был только тогда, когда на выходах *C* и *E* по отдельности существуют низкие уровни? Это зависит целиком и полностью от того, на каких устройствах реализованы логические

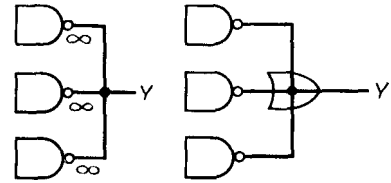


Рис. 13.39. Обозначения соединений схемы "монтажное ИЛИ" (в зависимости от аппаратного решения и назначения может потребоваться включение резистора между выходом *Y* и источником питания)

схемы. В большинстве случаев аппаратура повреждается, если на выходе одного логического элемента должен быть высокий, а на выходе другого – низкий уровни. Иногда (например, в случае логических ТТЛ-схем с разомкнутым коллектором) такая ситуация допускается, и тогда схема называется "монтажное ИЛИ". На рис. 13.39 показаны два различных обозначения логических элементов, соединенных по схеме "монтажное ИЛИ". В настоящее время этот тип логических схем все больше вытесняется логическими элементами с тремя состояниями.

13.32. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ТРЕМЯ СОСТОЯНИЯМИ

Термин "логический элемент с тремя состояниями" относится к элементам, выходы которых имеют три состояния, а именно стандартные состояния низкого и высокого уровней и состояние высокого импеданса. Когда схема находится в последнем состоянии, ее выход представляет собой разомкнутый контур. С помощью таких элементов параллельно соединяются выходы логических схем, в результате чего осуществляется селекция активных элементов.

Линия данных между двумя цифровыми устройствами может быть двунаправленной, при этом данные можно передавать и принимать на любой из сторон линии, если на каждой из них имеются входные логические схемы и выходные драйверы с тремя состояниями. Чтобы избежать ситуации "перетягивания каната", следует обеспечить условие, при котором два драйвера на одной и той же линии никогда не активизируются одновременно.

Глава 14

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

Г.Дж. Келли, М.Дж. Келли

14.1. ВВЕДЕНИЕ

Еще десять лет назад основным методом разработки электронных схем было макетирование и лишь изредка, для проверки качества разработок, применялись программы автоматизированного проектирования. Однако в последнее время открылись широкие возможности этих программ. В настоящее время они позволяют анализировать схемы, состоящие из четырех элементов, со скоростью, экономически оправдывающей эти исследования, и конструктор не представляет себе работу без применения моделирования и рассматривает программы автоматизированного проектирования как необходимое условие построения интегральных схем с большой степенью интеграции (БИС).

Настоящая глава посвящена исследованию и использованию методов автоматизированного проектирования электронных схем. Конкретный вид программы определяется сложностью и размером схем, а также характером исследований. Автоматизированное проектирование можно рассматривать как инструмент, посредством которого в процессе последовательных аналитических приближений реализуется синтез схем.

В настоящее время в электронной промышленности применяется множество превосходных программ автоматизированного проектирования. Рассмотрим подробно только одну из них – программу ASTAP (усовершенствованная программа статистического анализа электронных схем).

14.2. УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ ПРОГРАММА СТАТИСТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

Программа ASTAP, разработанная фирмой IBM (США), объединив в единую программированную систему анализ по постоянному и переменному току и анализ переходных процессов, позволяет осуществить автоматизированное проектирование больших нелинейных схем, а также их общее моделирование. Она очень проста, и поэтому ею легко пользоваться без какого-либо предварительного опыта программирования.

Базовый набор нелинейных элементов для схем, подлежащих анализу, и размер схем могут ограничиваться только объемом памяти главной ЭВМ. По требованиям программы

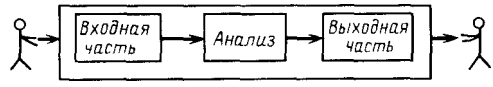


Рис. 14.1. Решение задачи путем взаимодействия человека с ЭВМ

ASTAP минимальный объем области прикладной программы должен составлять 200 кбайт. Математические методы и методы программирования, использованные при разработке программы ASTAP, определяют скорость ее исполнения и большой объем прикладной программы.

На рис. 14.1 показаны три основные части, из которых состоят все программы автоматизированного проектирования электронных схем. Первоначально пользователь выясняет, что должно быть исследовано, желаемый тип анализа и форму представления результатов. Входная часть программы представляет собой, по существу, язык, ориентированный на алгоритм реализации стратегии для описания схемы, установления функциональных соотношений, идентификации выбранного способа анализа и формы представления результатов.

Вторая часть программы – анализ – включает в себя методы аналитического выражения и математической обработки для реализации возможностей, заложенных в программе. Входная часть программ – это представленные в табличной или графической форме результаты исследований, диагностики и другая информация, например входные листинги и топологические структуры схем. Выходные результаты должен оценивать пользователь.

Входная часть программы ASTAP состоит из отдельных озаглавленных разделов, позволяющих осуществить общую организацию входных данных. Под соответствующими заголовками именуются и описываются модели, определяются средства управления исполнением программы, управления утилитой, устанавливается режим анализа.

Ниже приведен полный перечень заголовка программы ASTAP:

MODEL DESCRIPTION	(описание модели)
MODEL	(модель)

ELEMENTS	(элементы)
FUNCTIONS	(функции)
FEATURES	(особенности)
EXECUTION CONTROLS	(средства управления выполнением программы)
ANALYZE	(анализ)
RUN CONTROLS	(управление прогоном)
INITIAL CONDITIONS	(начальные условия)
OPERATING POINT	(рабочая точка)
OUTPUTS	(выходные данные)
RERUNS	(повторные прогоны)
UTILITY CONTROLS	(средства управления утилитой)

14.3. МОДЕЛИ

Каждая электрическая схема – это модель, предназначенная для описания физического воплощения исследуемой цепи. Интегральные схемы состоят из множества элементов, включающих в себя полупроводниковые устройства. Последние представляются электрическими моделями с использованием их электрических параметров. Разработчики обычно используют готовые электрические модели полупроводниковых устройств, которые в большинстве случаев вызывают из библиотеки моделей, куда те были предварительно введены, аналогично тому, как программа вызывает подпрограмму из библиотеки компьютера, а не записывает ее заново.

Точность анализа электронной схемы прямо пропорциональна точности моделей полупроводниковых устройств. Следовательно, необходимо, чтобы используемая программа автоматизированного проектирования имела библиотеку точных моделей устройств и обладала соответствующим механизмом для быстрой смены хранимых моделей и простого введения в библиотеку новых.

14.4. ЯЗЫК ПРОГРАММЫ ASTAP

Входная часть программы ASTAP состоит из операторов языка для описания схемы. Заголовки MODEL DESCRIPTION, EXECUTION CONTROLS и UTILITY CONTROLS делят входные данные на три основных раздела. В разделы MODEL DESCRIPTION и EXECUTION CONTROLS входят заголовки низшего уровня. Программных ограничений на количество подзаголовков, появляющихся под конкретным заголовком, нет. Отсутствуют также и ограничения, касающиеся порядка, в котором заголовки появляются во входных данных. Вслед за заголовками MODEL DESCRIPTION, MODEL, EXECUTION CONTROLS, ANALYZE может появиться любое количество операторов комментария.

MODEL DESCRIPTION. Под заголовком MODEL DESCRIPTION сначала описывается модель исследуемой схемы, а затем описываются модели всех ее составных частей. В пределах основной модели могут использоваться дополнительные, которые при отсутствии их в библиотеке программы должны быть, в свою очередь, описаны под заголовком MODEL. Допускается любая иерархия моделей, т. е. модель *A* может включать модель *B*, модель *B* может включать модели *C* и *D* и т. д. до любого уровня.

ELEMENTS. За заголовком ELEMENTS следуют операторы, описывающие элементы и ссылки на модели. Они могут перечисляться в любом порядке и содержать операторы элементов, взаимной индуктивности, параметров и ссылок на модели. В общем виде оператор выглядит так:

```
наименование элемента, узел "ОТ" –
– узел "К" = значение элемента
```

Наименованием элемента может быть любой индивидуальный набор алфавитных знаков, но первым знаком должна быть ключевая буква, определяющая тип элемента (табл. 14.1).

Обозначения "ОТ" и "К" являются присвоенными наименованиями узлов элемента. В программе ASTAP напряжение в узле "ОТ" считается положительным по отношению к узлу "К" для всех элементов, за исключением источника напряжения. Для источника напряжения направление возрастания потенциала соответствует принятому положительному направлению тока. Следует соблюдать осторожность при использовании принятых условий (рис. 14.2), характерных

Таблица 14.1. **К определению наименования элемента**

Ключевая буква	Тип элемента
R	Резистор
L	Индуктивность
C	Емкость
G	Проводимость
M	Взаимная индуктивность
E	Источник напряжения
J	Источник тока

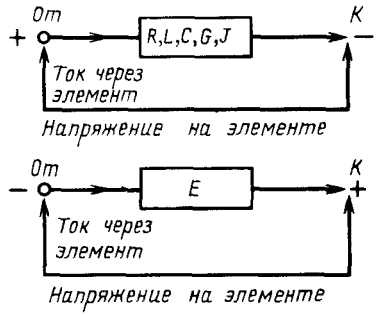


Рис. 14.2. Элементы программы ASTAP

для программы ASTAP. Значения элементов могут быть указаны в виде постоянных значений, таблицы, уравнений или выражений.

Находящийся под заголовком ELEMENTS оператор ссылки на модель должен содержать имя ссылки, соответствующее индивидуальному наименованию, присвоенному конкретной модели в ходе выполнения программы или во время ввода в библиотеку моделей. В общем виде

```
имя ссылки =MODEL наименование
модели (узел =узел = . . . узел
```

.

Здесь имя ссылки соответствует конкретному устройству, например T1; наименование модели идентифицирует модель, которую нужно поместить в вызывающую схему, например 5D123; перечень узлов содержит наименования узлов, соединенных с моделью, на которую ссылались.

MODEL. Заголовок MODEL обозначает начало описания модели, состоящего из трех частей с подзаголовками (ELEMENTS, FUNCTIONS и FEATURES), при помощи которых модель должна быть полностью описана. Первая модель, обозначенная своим индивидуальным наименованием, например MODEL AMPLIFIER( ), должна содержать открытую и закрытую скобки, определяющие ее как модель, за заголовком MODEL следуют индивидуальное наименование модели, ее диспозиция (если необходимо) и внешние узлы, т. е. в общем виде

```
MODEL наименование модели
(диспозиция) (узел =узел = . . . узел)
```

.

Наименование модели должно быть индивидуальным и может представлять собой любую комбинацию алфавитно-цифровых знаков, например TRANS, TR5213 или какую-либо другую. Диспозиционное поле со скобками не является обязательным. Если же оно все-таки присутствует, то оно определяет диспозицию данной модели относительно библиотеки моделей посредством одного из ключевых слов RETAIN, REPLACE, DELETE или PRINT.

Диспозиционное слово RETAIN предписывает программе сохранять названную модель в библиотеке. Если модель сохраняется, то на нее можно ссылаться при любом последующем описании модели, и совершенно необязательно включать во входные данные операторы модели. Ключевое слово REPLACE предписывает программе заменить модель, хранящуюся в библиотеке, на новую под тем же самым названием. Ключевое слово DELETE предписывает программе изъять модель из библиотеки после ее использования в данном анализе. Ключевое слово PRINT означает, что модель должна быть представлена в виде части входного листинга.

Наименования узлов указываются для тех из них, через которые осуществляется соединение модели с другой цепью и которые перечислены в перечне внешних узлов (узел = =узел =. . . узел).

Оператор параметра используется для определения вспомогательной цепи. Он может появиться в любом месте под заголовком элемента. Параметр аналогичен элементу, но с той разницей, что у него нет узловых соединений и его значение определяется пользователем. Параметры должны начинаться с одной из следующих букв: A, B, F, H, K, O, P, U, V, W, Y или Z.

Применение значений элементов, моделей и параметров более подробно будет объяснено ниже и проиллюстрировано соответствующими примерами. Следует заметить, что единицы измерения указывать рядом со значениями элементов не нужно. Они подразумеваются, причем считается, что единицы измерения составляют согласованный набор, как указано в табл. 14.2.

FUNCTIONS. Заголовок FUNCTIONS используется для обозначения таблиц и уравнений. Общая форма описания таблиц выглядит следующим образом:

```
TABLE наименование таблицы,
x, y, x, y, ..., x, y
```

,

где TABLE – ключевое слово (его можно заменить аббревиатурой T); наименованием таблицы является индивидуальное наименование, присвоенное последней; x и y – координатные точки переменных, причем x – независимая переменная, а y – зависимая. Координатные точки независимой переменной всегда должны задаваться в алгебраически возрастающем порядке.

Таблица 14.2. Согласованный набор единиц измерения

Величина	Единицы (1)	Единицы (2)	Единицы (3)
Напряжение	вольт	вольт	милливольт
Ток	миллиампер	миллиампер	миллиампер
Сопротивление	килоом	килоом	ом
Проводимость	миллисименс	миллисименс	сименс
Индуктивность	микрогенри	генри	микрогенри
Емкость	пикофарада	микрофарада	микрофарада
Время	наносекунда	миллисекунда	микросекунда
Частота	гигагерц	килогерц	мегагерц

Оператор уравнения определяется по аналогии с выражениями на языке FORTRAN в виде

```
EQUATION наименование уравнения
(список фиктивных аргументов) =
= (выражение)
```

Здесь EQUATION – ключевое слово (его можно заменить аббревиатурой Q). Наименование уравнения присваивается каждому уравнению индивидуально. Список фиктивных аргументов – это список фиктивных переменных, разделенных запятыми. Выражение – это выражение, аналогичное применяемому в языке FORTRAN и использующее переменные из списка фиктивных аргументов.

Переменные в списке фиктивных аргументов должны начинаться с любой буквы, кроме I, J, K, L, M и N, и по длине не превышать шести знаков. Уравнение может также включать в себя функции, предоставленные системой ASTAP, что будет показано ниже.

FEATURES. Операторы под заголовком FEATURES используются для представления дополнительных характеристик при описании модели. Например, пользовать может произвольно обозначить любой узел в схеме как узел заземления с помощью оператора

```
GROUND = (наименование узла)
```

Пользователь вправе также указать два других узла модели как назначенные порты, используя оператор

```
PORTS = (узел-узел, узел-узел, . . . ,
узел-узел)
```

Каждый порт характеризуется парой узлов. При анализе по переменному току для характеристики портов модели требуется рассчитать передаточную функцию.

EXECUTION CONTROLS. Заголовок EXECUTION CONTROLS – это второй основной заголовок. Подзаголовки этого раздела описывают тип анализа, начальную точку, управление анализом, форму представления выходных данных и повторные прогоны анализа. Ниже объясняется каждый из подзаголовков.

ANALYZE. Заголовок ANALYZE применяется для обозначения модели, которую нужно исследовать, и типа анализа. В общем виде этот оператор выглядит так:

```
ANALYZE наименование модели
(режим анализа)
```

Здесь ANALIZE – ключевое слово; наименование модели обозначает основную исследуемую модель; режим анализа может быть по постоянному току, переходный, только переходный или по переменному току.

Анализ модели AMPLIFIER (усилитель) по постоянному току запрашивается с помощью оператора

```
ANALYZE AMPLIFIER (DC)
```

В результате анализа по постоянному току определяется рабочая точка характеристики линейной или нелинейной цепи в стационарном режиме. В схеме, содержащей емкости или индуктивности, где под действием изменяющихся во времени управляющих функций возникают нестационарные процессы, режим постоянного тока соответствует стационарному состоянию, которое наступает после завершения всех переходных процессов.

При анализе в режиме постоянного тока на выходе обычно оказываются стационарные уровни напряжений на элементах, стационарные токи, протекающие через линейные устройства, напряжения на узлах и величи-

ны, определяемые пользователем, например рассеиваемая мощность.

Анализ модели AMPLIFIER в переходном режиме можно запросить двумя способами: 1) ANALYZE AMPLIFIER (TRANSIENT); 2) ANALYZE AMPLIFIER (TRANSIENT ONLY). Анализ переходного режима дает решение во временной области. Он обеспечивает получение переходной характеристики линейной или нелинейной схемы при управляющих функциях, определенных пользователем. Управляющие функции могут быть постоянными или изменяющимися во времени.

Обычно результаты анализа переходного режима представляют в виде графиков зависимостей напряжений на элементах, токов, протекающих через них, и напряжений в узлах от времени. В сущности, заголовок TRANSIENT указывает на то, что сначала должен быть проведен анализ по постоянному току, а затем – в переходном режиме.

При анализе по постоянному току определяются начальные условия для момента начала переходного режима ($t = 0$). Заголовок TRANSIENT ONLY предписывает провести анализ только переходного режима, при этом по желанию пользователя должен быть указан конкретный набор начальных условий.

Анализ модели AMPLIFIER в режиме переменного тока запрашивается оператором

ANALYZE AMPLIFIER (AC)

.

Анализ по переменному току позволяет получить результаты в частотной области. Появляется возможность оценить амплитудно-частотную характеристику линейной схемы при малом сигнале. Нелинейные схемы линеаризируются в рабочей точке характеристики, и затем рассчитывается амплитудно-частотная характеристика линеаризованной цепи.

Рабочая точка для нелинейной цепи может быть задана пользователем или получена автоматически из предшествующего анализа по постоянному току или переходного режима. Когда для определения рабочей точки применяется анализ переходного режима, пользователь может указать конкретный момент времени, в котором следует ее рассчитывать.

Если рабочая точка получается автоматически, то топологическая структура цепи для анализа по переменному току не должна отличаться от той, которая использовалась для анализа по постоянному току или переходного режима. Пользователь может вручную ввести параметры рабочей точки в ЭВМ для анализа режима переменного тока, пользуясь специальными операторами языка. В этом случае при анализе по переменному току ограничения на топологическую структуру не накладываются.

RUN CONTROLS. Операторы управления прогоном, помещаемые под заголовком RUN CONTROLS, имеют форму команды или оператора, приравнивающего управление прогоном к числовому значению. В программе ASTAP содержится более 40 таких операторов, позволяющих регулировать процедуру анализа. Например, STOP TIME (время останова) = 200; PPINT INTERVAL (разрешающая способность выхода) = 5; MAXIMUM PASSES (точность результатов) = =1000.

Все операторы, влияющие на точность результатов, имеют подразумеваемые значения. В большинстве случаев они предполагают приемлемый компромисс между точностью результатов и требуемым временем вычислений. Обычно пользователь устанавливает только несколько операторов для указания желаемой длительности анализа и разрешающей способности выхода, которые влияют на точность результатов.

INITIAL CONDITIONS. Под заголовком INITIAL CONDITIONS пользователь указывает исходное состояние схемы в момент начала анализа переходного режима или режима постоянного тока. Исходное состояние схемы задается напряжением на конденсаторах и токами через дроссели. Кроме того, могут быть указаны начальные значения других переменных токов и напряжений, если это требуется по условиям задачи.

Каждое значение напряжения на конденсаторе или тока через катушку индуктивности вводится как отдельный оператор начального состояния. В общем виде оператор начального состояния выглядит следующим образом:

V (наименование конденсатора) = = числовая константа I (наименование катушки индуктивности) = числовая константа

где V – ключевая буква, обозначающая напряжение на элементе; I – ключевая буква, обозначающая ток через элемент.

Совокупности всех напряжений на конденсаторах и токов через катушки индуктивности достаточно для определения исходного состояния. Если какие-либо значения не указаны, то они подразумеваются равными нулю.

OPERATING POINT. Рабочую точку нелинейной цепи необходимо определить перед началом анализа по переменному току. Как

указывалось раньше, программой предусмотрено два способа задания рабочей точки: ручной и автоматический. Рабочая точка схемы задается вручную путем введения значений напряжений или токов нелинейных элементов, которые обозначаются посредством операторов программы под заголовком OPERATING POINT.

При автоматическом процессе получения рабочей точки последняя определяется в результате анализа режимов постоянного тока или переходного, и в этом случае заголовок OPERATING POINT не используется.

В общем виде оператор рабочей точки выглядит так:

V (наименование элемента) = числовая константа

I (наименование элемента) = числовая константа) ,

где буквы V или I, стоящие перед названием элемента, обозначают напряжение на нем или ток через него соответственно.

OUTPUTS. Под заголовком OUTPUTS делается запрос на отображение результатов анализа. Все выходные данные программы, за исключением листинга входных операторов, совокупности данных об исполнении программы и диагностических сообщений, должны запрашиваться пользователем. Они могут быть представлены в виде распечатанных табулированных листингов или полученных с помощью принтера графиков кривых отклика. В качестве выходных данных запрашиваются иногда напряжения и токи всех элементов. Однако каждую выходную переменную нужно запрашивать отдельно.

В качестве выходных данных можно использовать и напряжения в узлах, которые обозначаются буквой N перед наименованием узла. Напряжения в узлах – это напряжения между определенными узлами и землей, при этом подразумевается, что узел с потенциалом земли определен в основной модели.

Параметрами передаточной функции являются выходные переменные, полученные в результате анализа по переменному току. Для определения выходных значений параметров передаточной функции каждый параметр следует запросить отдельно в выходном операторе.

Выходной оператор – это запрос, в котором указывается форма представления выходных данных и следующий за ней перечень выходных переменных. В общем виде выходной оператор выглядит следующим образом:

PRINT перечень переменных
PLOT (набор графиков) перечень значений переменных, изменяющихся в зависимости от отдельной переменной ,

где PRINT и PLOT – ключевые слова; перечень переменных – перечень отдельных запрашиваемых выходных переменных; набор графиков – ряд графиков, связанных с общим графиком; независимую переменную указывает сам пользователь.

Если независимая переменная не указана, то за нее принимают время анализа переходного режима или частоту в случае анализа по переменному току.

RERUNS. Заголовок RERUNS используется в том случае, когда после модификации параметров необходим повторный анализ указанной схемы. Повторный прогон ограничивается повторным анализом описанной схемы. В ней модифицируются только те параметры, значения которых определены как постоянные. Можно выполнить любое количество повторных прогонов основной схемы, причем их выходные данные будут появляться в виде последовательности на выходе.

Сами элементы нельзя непосредственно модифицировать во время повторных прогонов, однако элементы, имеющие постоянные значения, модифицировать можно, определяя значение как параметр и изменяя его. Иллюстрацией этого служит первая задача.

Оператор повторного прогона состоит из наименования параметра, за которым следуют значения, которые он принимает при повторных прогонах. В общем виде

наименование параметра =
= (константа 1, константа 2 . . .) ,

где наименование параметра обозначает модифицируемый параметр, а справа располагаются числовые константы.

Первый анализ выполняется на основной схеме, когда значение элемента приравнено к параметру, а значение параметра, в свою очередь, приравнено к числовой константе. При последующих повторных прогонах параметры принимают значения сначала 1, затем 2 и т. д., пока не будут использованы все из них.

UTILITY CONTROLS. Этот заголовок является последним из основных заголовок. Под ним перечисляются специальные необязательные запросы, которые требуется выполнить во время какого-либо из про-

гонов. Среди них может быть запрос на распечатку состояния программы, например PRINT NOTES, или на информацию о библиотеке моделей, например PRINT USER-LIBRARY. Заголовок UTILITY CONTROLS хотя и редко используется, но имеет большое значение. С его помощью пользователь получает полную информацию о ежедневных изменениях, вносимых в программу или библиотеку.

14.5. АНАЛИЗ РАЗРЯДА КОНДЕНСАТОРА

Задача 14.1. На рис. 14.3 показана RC-цепь. Допустим, что конденсатор заряжен до 10 В и выключатель замыкается в момент времени $t = 0$. Определите форму тока и напряжения. Решите поставленную задачу также для случаев, когда $C = 10$ мкФ и $R = 1$ кОм; $C = 20$ мкФ и $R = 1$ кОм.

Решение. После замыкания выключателя напряжения на конденсаторе и резисторе равны. Через элементы цепи протекает один и тот же ток, равный напряжению на конденсаторе, деленному на сопротивление. Если известно напряжение на коиденсаторе, то ток можно определить по закону Ома.

Напряжение на конденсаторе

$$U_C = U_0 e^{-t/RC},$$

или в нашем случае

$$U_C = 10 e^{-t/20},$$

где $U_0 = 10$ В – начальное напряжение, до которого был заряжен конденсатор; $RC = 20$ мс – постоянная времени. Для решения этой задачи целесообразно использовать второй набор единиц из табл. 14.2. Ток $I = U_R/R$, и, поскольку $U_C = U_R$, можно записать

$$I = U_C/R = 5 e^{-t/20}.$$

Решения для всех трех вариантов условий задачи представлены в табл. 14.3. В первом и третьем случаях постоянная времени RC вдвое больше, чем во втором. Это означает, что во втором случае конденсатор разряжается в 2 раза быстрее.

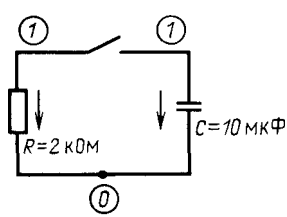


Рис. 14.3. Схема для расчета разряда конденсатора

Таблица 14.3. Решение задачи для трех вариантов значений параметров

Параметр	Первый анализ	Второй анализ	Третий анализ
R	2 кОм	1 кОм	1 кОм
C	10 мкФ	10 мкФ	20 мкФ
U_C	$10 e^{-t/20}$	$10 e^{-t/10}$	$10 e^{-t/20}$
I	$5 e^{-t/20}$	$10 e^{-t/10}$	$10 e^{-t/20}$

На рис. 14.4 показано кодирование входных данных программы ASTAP, требуемое для решения поставленной задачи. Частью входных операторов являются только те строки, которые имеют номера карт. Непронумерованные строки, такие, как PART 1 OF THE INPUT DATA, добавляются компилятором. Строки 1, 2, 3, 8, 9, 10, 13, 15, 18 и 20 являются ранее использованными заголовками операторов.

На строке 2 наименование основной модели сформулировано как CAPACITOR DISCHARGE (разряд конденсатора). Открытые-закрытые скобки сообщают программе о том, что следующая группа элементов составляет основную модель. В этом примере основная модель является единственной. В первых семи строках входного кода – программы MODEL DESCRIPTION – представляется топология схемы. Под заголовком ELEMENTS в строке 3 описываются элементы схемы. Строка 4 сообщает программе, что резистор R включен между узлами *1* и *0*. На рис. 14.3 наименования узлов заключены в кружочки.

Буква R – ключевая. Предполагается, что любой элемент, наименование которого начинается к буквы R, представляет собой резистор. Определяя узел 1, как узел "ОТ", а узел 0 – как узел "К", задаем положительные направления напряжения и тока от узла 1 к узлу 0. В строке 5 определяется, что рассматриваемый элемент конденсатор. Его ключевая буква – С. Узлы "ОТ" и "К" для него те же, что и для резистора.

Значения R и C задаются с помощью параметров, причем их можно изменять при повторных прогонах программы. В строке 4 определяется значение R как P1, в строке 6 – как $P1 = 2$. Во второй части кодированных входных данных (строки с 8-й по 19-ю) задается тип анализа схемы из первой части. В строке 9 запрашивается анализ режима TRANSIENT ONLY модели CAPACITOR DISCHARGE. В этом режиме анализ начинается с определения начального состояния схемы, причем требуется, чтобы под заголовком INITIAL CONDITIONS (строка 13) был приведен полный перечень начальных условий. В нашем примере для вы-

```
                    LIST OF DATA CARDS
                    **********

      CCLUMN 0          1         2         3         4         5
                1234567890123456789012345678901234567890123456789012.....
CARD NO
          ****0*********1********2*********3********4*********5**.....
          PART 1 OF THE INPUT DATA:
       1      MODEL DESCRIPTION
          ---0-------1--------2-------3-------4-------5--.....
       2        MODEL CAPACITOR DISCHARGE( )
       3          ELEMENTS
       4            R,1-0=(P1)
       5            C,1-0=(P2)
       6            P1=2
       7            P2=10
          ****0*********1*********2*********3********4*********5**.....
          PART 2 OF THE INPUT DATA:
       8      EXECUTION CONTROLS
          ---0-------1-------2-------3------4-------5--.....
       9        ANALYZE CAPACITOR DISCHARGE (TRANSIENT ONLY)
      10          RUN CONTROLS
      11            START TIME=0
      12            STOP TIME=200
      13          INITIAL CONDITIONS
      14            VC=10
      15          RERUNS
      16            P1=(1)
      17            P2=(10, 20)
      18          OUTPUTS
      19             PRINT, PLOT (LABEL = (CAPACITOR DISCHARGE)) VC, IR
          ---0-------1------- 2------- 3-------4-------5--.....
      20      END
```

Рис. 14.4. Входные данные для расчета разряда конденсатора

яснения начального состояния достаточно указать напряжение на конденсаторе.

В строках 10–12 под заголовком RUN CONTROLS указаны START TIME, равное нулю (строка 11), и STOP TIME, равное 200 (строка 12). Если время пуска не указано, то оно предполагается равным нулю. Если не указано время останова, то программа выполняться не будет.

В строках 13 и 14 определяются начальные условия. В нашем примере в строке 14 напряжение на конденсаторе задано равным 10 В. Буква V, помещенная перед буквой C, указывает на то, что это напряжение на конденсаторе *C*.

Строки с 15-й по 17-ю показывают, что в дополнение к анализу схемы, описанной в первой части программы, желательно провести два дополнительных анализа. Во время первого прогона параметры *P1* и *P2* имеют значения, приведенные в строках 6 и 7. Во время первого повторного прогона P1 = = 1, а P2 = 10. Во время второго повторного прогона перечень значений параметра P1 исчерпан, значит, он сохраняет предыдущее значение, т. е. P1 = 1, а P2 = 20.

В строке 19 запрашиваются отпечатанный перечень значений, а также графики напряжения на конденсаторе *C* и тока через резистор *R*. Буква *I* перед *R* обозначает ток через элемент *R*. Код LABEL = (CAPACITOR DISCHARGE) предписывает, чтобы на выходных данных была напечатана маркировка CAPACITOR DISCHARGE.

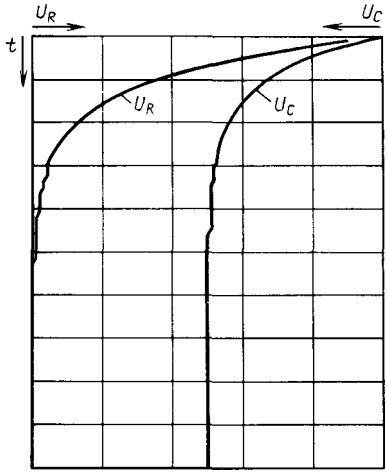


Рис. 14.5. Графики выходных данных начального прогона при решении задачи о разряде конденсатора (R = 2 кОм, C = 10 мкФ)

Строка 20 является произвольной картой окончания. Она указывает на отсутствие раздела PART 3 OF THE INPUT DATA, т. е. на отсутствие оператора UTILITY CONTROLS.

Хотя в результате анализа были получены графики и напечатанный перечень значений, ниже приведены только графики. Перечень будет показан при решении последующих задач. На рис. 14.5 приведены графики, полученные при первом анализе. Результаты двух повторных прогонов программы аналогичные.

14.6. АНАЛИЗ НАСЫЩЕННОГО ИНВЕРТОРА

Задача 14.2. Схема на рис. 14.6, *а* аналогична схеме логического инвертора, применяемого во многих цифровых системах. Она характеризуется низким входным и высоким выходным или, наоборот, высоким входным и низким выходным уровнями напряжения. В нашем примере следует считать, что напряжение, близкое к нулю, – это низкий уровень, а близкое к 5 В, – высокий. Найдите зависимость выходного иапряжения от времени при подаче на вход сигнала, форма которого приведена на рис. 14.6, *б*.

Решение. Зависимость выходного напряжения от времени получается в результате анализа переходного режима. На рис. 14.7 показаны кодированные входные данные программы ASTAP для данной задачи. В первой строке приведен заголовок оператора MODEL DESCRIPTION, под которым описываются все модели. Отметим, что в рассматриваемом примере есть еще две модели (строки 2 и 13). Первая модель (строка 2) основная. Ее схема изображена на рис. 14.6, *а*. Именно эту модель иужно проанализировать. Программа распознает модель в строке 2 как основную по пустой паре скобок. В этой строке указано также имя основной модели – INV.

В строке 3 помещен заголовок ELEMENTS для модели INV. Под этим заголовком приведены элементы схемы. Напряжение источника питания (ECC) записано в строке 4. Ключевая буква E идентифицирует элемент как источник напряжения. Из рис. 14.6, *а* следует, что ECC включен между узлами 0 и 3, а его напряжение равно 5 В. На рисунке стрелками показано условное положительное направление тока. Единицей напряжения источника ECC является вольт, согласованным набором единиц является колонка 1 из табл. 14.2.

В строке 5 определяется, что EIN – это источник иапряжения, включенный между узлами 0 и 1, а его значения приведены в таблице напряжений в зависимости от различных моментов времени, обозначениой заголовком TABLE INPUT (TIME), где TIME – аргумент. Более подробно TABLE INPUT

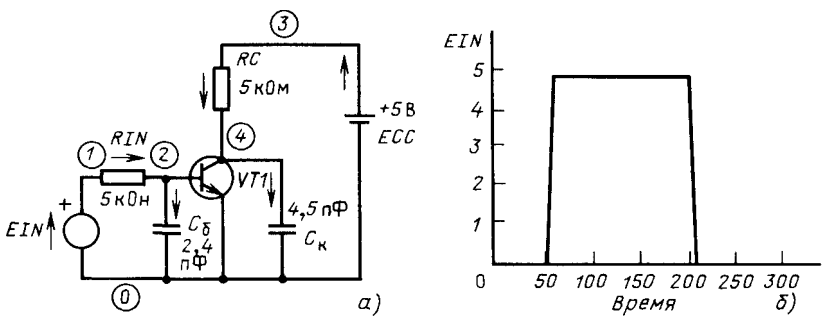


Рис. 14.6. Логический инвертор:
а – схема; *б* – зависимость формы входного напряжения от времени

```
                    LIST OF DATA CARDS
                    ******************

      COLUMN  0         1         2         3         4         5
              12345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012345

CARD   NO
          ****0*********1*********2*********3******** 4*********5********
          PART 1 OF THE INPUT DATA:

       1        MODEL DESCRIPTION
          ---0--------1--------2--------3------ 4--------5--------
       2          MODEL INV( )

       3            ELEMENTS
       4              ECC, 0-3=5
       5              EIN, 0-1=TABLE INPUT (TIME)
       6              RIN, 1-2=5
       7              RC, 3-4=5
       8              CB, 2-0=2.4
       9              CC, 4-0=4.5
      10              T1=MODEL TRANS (0-2-4) (CTE=2.0)

      11            FUNCTIONS
      12              TABLE INPUT,0,0,50,0,52,5,200,5,202,0,300,0
          ---0--------1--------2-------- 3--------4--------5--------
      13          MODEL TRANS (E-B-C)

      14            ELEMENTS
      15              JD2, BP-E=(DIODEQ (3.57E-9, 28, VJD2))
      16              JFWD, C-BP=(ALPHAN*JD2)
      17              JD1, BP-C=(DIODEQ (7.38E-9, 32, VJD1))
      18              JREV, E-BP=(ALPHAI*JD1)
      19              RBB, B-BP=0.03
      20              CTE, BP-E=3
      21              CTC, C-BP=2
      22              CDE, BP-E=(6.72*JD2)
      23              CDC, C-BP=(185*JD1)
      24              ALPHAN=. 978
      25              ALPHAI=. 474
          ****0*********1*********2*********3******** 4*********5********
          PART 2 OF THE INPUT DATA:

      26        EXECUTION CONTROLS
          ---0--------1--------2--------3--------4 --------5--------
      27          ANALYZE INV (TRANSIENT)
      28            RUN CONTROLS
      29              STOP TIME= 650

      29            OUTPUTS
      31              PLOT (COMMON SCALES) EIN (INPUT VOLTAGE),
      32                    VCB (BASE VOLTAGE), VCC (COLLECTOR VOLTAGE)
      33              PRINT, IRBB. T1, CDE. T1, CDC. T1
          ---0--------1--------2--------3 ------ 4--------5--------
      34        END
```

Рис. 14.7. Входные данные для анализа схемы логического инвертора

(TIME) обсуждается при рассмотрении строк 11 и 12.

В строках 6 и 7 входных данных помещены информация о резистивных элементах RIN и RC, а также их значения и соответствующие узлы. Поскольку это резисторы, их имена должны начинаться с ключевой буквы R.

В строках 8 и 9 определены емкостные элементы CB и CC, их значения и соответствующие узлы. Поскольку это конденсаторы, их имена должны начинаться с ключевой буквы C.

В строке 8 описан транзистор (рис. 14.6, *а*) *T1*, приравненный к модели с наименованием TRANS, идентифицируемой в данный момент. Кроме того, в строке 10 указано, что транзистор *T1* соединен с узлами 0, *2* и *4*. Код CTE = = 2 указывает на то, что если для представления *T1* используется модель TRANS, то элемент CTE в модели должен быть равен 2. Значение любого элемента в модели можно изменять. Новое значение используется только для конкретно указанного анализа. Если модель содержится в библиотеке, то библиотечное значение элемента остается неизменным.

В строке 11 указан заголовок FUNSTION. Под этим заголовком в строке 12 введен оператор TABLE INPUT (TIME). Цифры, следующие за TABLE INPUT, – это пары значений, которые характеризуют форму сигнала на рис. 14.6, *б*. Моменты времени, не вошедшие в таблицу TABLE INPUT, в программе определяются методом экстраполяции.

Элементы активного устройства необходимо характеризовать как основные элементы, составляющие модель устройства. В строках с 13-й по 25-ю описана модель TRANS. Как и раньше, заголовок MODEL приведен в строке 13 совместно с именем модели TRANS и обозначениями узлов эмиттера, базы и коллектора (E, B, C). В строке 14 приведен заголовок ELEMENTS для этой модели, а в строках 15–25 назначены элементы модели.

На рис. 14.8 показана обычно используемая модель транзистора Эберса–Молла и приведен перечень элементов, перечисленных в строках 15–25 на рис. 14.7. Эту модель можно было бы вызвать из библиотеки моделей, но, чтобы сделать пример более полным, ее включили во входной листинг. Элементы JD2 и JD1 задают диодные токи эмиттерного и коллекторного переходов транзистора соответственно. Элемент JFWD характеризует прямой коллекторный ток, а JREV – обратный.

Элементы JD2, JFWD, JD1, JREV, CDE и CDC являются нелинейными, а их значения определяются выражениями, аналогичными выражениям на языке FORTRAN.

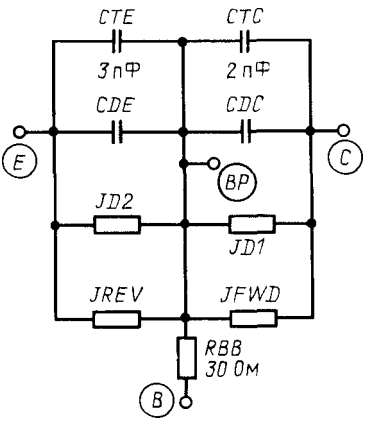


Рис. 14.8. Эквивалентная схема транзистора Эберса–Молла, обозначенная как модель TRANS

Для обозначения тока буква J является ключевой. Выражения должны быть заключены в скобки. Параметры ALPHAN и ALPHAI используются для вычисления JFWD и JREV. Для выражений существует полный набор арифметических операторов языка FORTRAN. Речь идет об операторах сложения, вычитания, умножения, деления и возведения в степень, обозначенных +, –, *, / и ** соответственно.

Элементы JD2 и JD1 определяются с помощью функции DIODEQ, содержащейся в программе ASTAP, которая представляет собой уравнение для тока диода

$$I = I_{\text{нас}}(e^{qU/kT} - 1),$$

где $I_{\text{нас}}$ – ток насыщения; q/kT – постоянная данной температуры; U – напряжение на диоде.

Если в системной библиотеке программы ASTAP нет функции DIODEQ, пользователь может задать ее с помощью уравнения. В этом случае строки 15 и 17 на рис. 14.7 нужно заменить соответственно на строки

```
JD2, BP – E = EQUATION DIODEQ
(3,57 E–9, 28, VJD2);

JD1 BP – E = EQUATION DIODEQ
(7,38 E–9, 32, VJD1).
```

Функцию DIODEQ нужно определить под дополнительным заголовком FUNSTIONS как уравнение. Тогда код принимает вид

```
FUNSTIONS
EQUATION DIODEQ (IS, C, VJ) =
= (IS * EXP(C × VJ) – 1)).
```

Применение IS характеризует ток насыщения; C = q/kT; VJ – напряжение на источнике тока.

Для определения переменных в приведенном уравнении используются формальные аргументы IS, C и VJ. При обращении к уравнению они заменяются соответствующими константами или переменными, заключенными в скобки. В этом случае уравнение представляется системой.

С оператора EXECUTION CONTROLS в строке 26 начинается вторая часть входных данных. Оператор в строке 27 запрашивает режим анализа TRANSIENT основной модели INV. В этой задаче желательно получить зависимость напряжения на выходе схемы от времени. Предполагается, что схема при приложении входного сигнала смещается в статическую рабочую точку.

При анализе переходного режима в первую очередь осуществляется исследование по постоянному току, чтобы определить статическую рабочую точку до того, как к ней будет приложено меняющееся во времени напряжение (или ток). При нахождении статической рабочей точки значения параметров, изменяющихся во времени, устанавливаются равными их значениям в начальный момент времени. Используя анализ переходного режима, пользователь не обязан указывать начальное состояние схемы или даже иметь представление о нем. В строке 28 содержится заголовок RUN CONTROLS, а в строке 29 – оператор, устанавливающий время останова, равное 650. Подразумевается, что время пуска равно нулю.

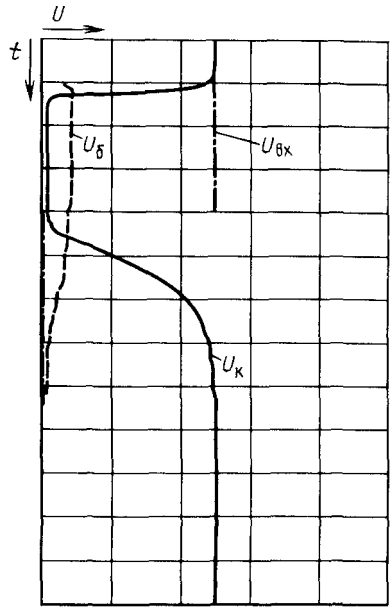


Рис. 14.9. График выходных данных после анализа логического инвертора

В строке 30 располагается заголовок OUTPUTS. Строки 31 и 32 предписывают, чтобы переменные EIN, VCB и VCC были представлены в виде графиков. При построении графиков должен использоваться COMMON SCALES (общий масштаб). В строке 31 также указано, что EIN присваивается имя INPUT VOLTAGE (входным напряжением), VCB – BASE VOLTAGE (напряжением на базе), а VCC – COLLECTOR VOLTAGE (напряжением на коллекторе) при ссылках на них в других местах программы.

На рис. 14.9 показаны полученные графики. Оператор в строке 33 запрашивает напечатанный перечень значений тока через резистор RBB в модели T1, а также CDE и CDC.

14.7. АНАЛИЗ УСИЛИТЕЛЯ СЛАБОГО СИГНАЛА

Задача 14.3. На рис. 14.10, *а* показана схема двухкаскадного усилителя малого сигнала с общим эмиттером. На ее вход подается синусоидальный сигнал с амплитудой 0,1 В и фазовым углом 0°. Транзисторы Q_1 и Q_2 аналогичны рассмотренным в задаче 14.2. Определите амплитуду выходного напряжения, дБ, и его фазовый угол, град, в диапазоне частот от 10 Гц до 1 МГц.

Решение. Задачу можно решить с помощью анализа режима переменного тока, который предусмотрен программой ASTAP, дает решение в частотной области и обеспечивает амплитудно-частотную характеристику линейной цепи в случае малого сигнала. Усилитель малого сигнала (рис. 14.10, *а*) представляет собой нелинейную цепь, поскольку нелинейны транзисторы Q_1 и Q_2. Начнем поиск рабочей точки в ходе анализа схемы по постоянному току по двум причинам. Во-первых, такой подход позволяет пользователю перед началом анализа по переменному току убедиться в том, что рабочие точки транзисторов в режиме постоянного тока лежат в линейной области. Во-вторых, поскольку смещение на обоих транзисторах одинаково, их рабочие точки идентичны, и определить их можно по более простой схеме (рис. 14.10, *б*).

Кодирование данных для анализа схемы по постоянному току. Входные операторы для анализа схемы по постоянному току приведены на рис. 14.11. Транзисторы Q_1 и Q_2 описываются той же моделью, что и в предыдущей задаче, однако, ее имя может быть другим. Хотя модель и сохраняется в программной библиотеке, как указано в задаче 14.2, поскольку ее имя изменилось, требуется, чтобы она была введена в маши-

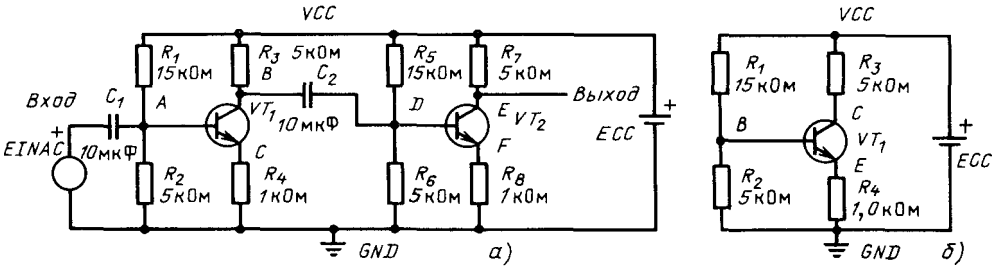


Рис. 14.10. Двухкаскадный усилитель малого сигнала с общим эмиттером:
а – схема; *б* – один каскад с общим эмиттером, используемый для нахождения рабочей точки

```
                    LIST OF DATA CARDS
                    **************************

      COLUMN  0          1          2          3          4          5
                1234567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
  GARD NO

          ***0*********1********2********3********4********5**.....
          PART 1 OF THE INPUT DATA:

    1        MODEL DESCRIPTION
          --0-------1-------2-------3-------4-------5--.....
    2          MODEL COMMON EMITTER AMPLIFIER ( )
    3             FEATURES
    4               GROUND = (GND)
    5             ELEMENTS
    6               ECC, GND-VCC=5
    7               R1, VCC-B=15
    8               R2, B-GND=5
    9               R3, VCC-C=5.0
   10               R4, E-GND=1.0
   11               Q1=MODEL TRANS (E-B-C)
          -- 0-------1-------2-------3-------4-------5--.....
   12          MODEL TRANS (E-B-C)
   13             ELEMENTS
   14               JD2, BP-E=(DIODEQ (3.57E-9, 28, VJD2))
   15               JFWD, C-BP=(ALPHAN*JD2)
   16               JD1, B-C=(DIODEQ (7.38E-9, 32, VJD1))
   17               JREV, E-BP=(ALPHAI*JD1)
   18               RBB, B-BP=0.03
   19               CTE, BP-E=3.0E-6
   20               CTC, C-BP=2.0E-6
   21               CDE, BP-E=(6.72E-6*JD2)
   22               CDC, C-BP=(185E-6*JD1)
   23               ALPHAN=.978
   24               ALPHAI=.474
          0*********1*********2*********3*********4*********5**

   25  PART 2 OF THE INPUT DATA:

             EXECUTION CONTROLS
          -- 0-------1-------2-------3-------4-------5--.....
   26          ANALYZE COMMON EMITTER AMPLIFIER (DC)
   27             OUTPUTS
   28                PRINT, NB, NC, NE, IRBB.Q1, IR3, IR4, VJD1.Q1, VJD2.Q1
          -- 0-------1-------2-------3-------4-------5--.....
   29       END
```

Рис. 14.11. Входные данные для анализа схемы усилителя с общим эмиттером

ну заново. При решении задачи воспользуемся системой единиц из второй колонки табл. 14.1.

Код под заголовком MODEL DESCRIPTION характеризует топологию схемы и имеет наименование COMMON EMITTER AMPLIFIER. Под заголовком FEATURES в строке 4 узел CND определен как опорный или узел заземления. Под заголовком EXECUTION CONTROLS в строке 26 запрашивается анализ по постоянному току схемы COMMON EMITTER AMPLIFIER, а под заголовком OUTPUTS в строке 28 запрашиваются напряжения NB, NC, NE в узлах *B*, *C* и *E* соответственно по отношению к опорному узлу (строка 4). Элемент IRBB.Q1 – это условный ток, протекающий от узла "ОТ" через RBB.Q1 к узлу "К"; VJD1.Q1 – это напряжение на JD1.Q1, направленное от узла "ОТ" к узлу "К".

Результаты анализа по постоянному току. На рис. 14.12 показаны результаты анализа режима постоянного тока. Поскольку напряжение V_{CB} положительно, транзистор работает в линейной области характеристики, причем

$$V_{CB} = NC - NB = 2{,}3913 - 1{,}2060 = 1{,}1853.$$

Значение V_{CB} можно также рассчитать на основе выражения VJD1 + IRBB × RBB. Представляет интерес отрицательное значение суммы, так как напряжение на RBB определяется в направлении от узла *B* к узлу *BP*, а напряжение на источнике тока – от узла *BP* к узлу *C*. Нас интересует напряжение между узлами *C* и *B*, т. е.

$$V_{CB} = (VJD1 + IRBB \times RBB) =$$
$$= -(-1{,}1856 + 1{,}1723 \cdot 10^{-5} \times$$
$$\times\ 0{,}03 \cdot 10^{3}) = 1{,}1853\ \text{В}.$$

	INITIAL VALUES
TIME	.0
STEP SIZE	.0
PASS COUNTER	.0
NB	5.0000
NC	5.0000
NE	5.0000
IRBB.Q1	.0
IR3	.0
IR4	.0
VJD1.Q1	.0
VJD2.Q1	.0
TIME	.0
STEP SIZE	15.000
PASS COUNTER	.0
NB	1.2060
NC	2.3913
NE	.53346
IRBB.Q1	1.1723E–02
IR3	.52174
IR4	.53346
VJD1.Q1	–1.1856
VJD2.Q1	.67223

Рис. 14.12. Выходные данные анализа режима постоянного тока схемы усилителя с общим эмиттером

Кодирование данных для анализа по переменному току. Листинг входных данных для анализа режима переменного тока приведен на рис. 14.13. В строке 7 определяется входной сигнал. Ключевое слово COMPLEX указывает на то, что EINAC является комплексным источником тока, а ключевое слово MAGPH – на то, что аргументами являются амплитуда и фаза. Другие операторы под заголовком MODEL DESCRIPTION описывают топологию схемы.

Под заголовком RUN CONTROLS в строках 36 и 37 помещаются требования к граничным частотам диапазона. Они устанавливаются по условиям задачи. Исходя из POINTS PER DECADE видно, что должно быть напечатано 10 точек на декаду. В этом случае нет необходимости специально указывать POINTS RER DECADE, так как здесь значение по умолчанию равно 10.

Под заголовком OUTPUT в строке 45 запрашиваются отпечатанный перечень значений и графики напряжения в узле *E* (выходном) по отношению к земле. Поскольку напряжение в узле *E* комплексное, оно состоит из двух компонентов. В запросе не указано, какой именно график требуется, следовательно, по умолчанию приводятся амплитуда напряжения в узле E в децибелах и фаза в градусах. Обе величины вычерчены в зависимости от частоты в логарифмическом масштабе.

В ответ на второй запрос выходных данных (строка 46) обеспечиваются 5 дополнительных листингов и 10 дополнительных графиков. Запрос выходных данных о состоянии внутренних узлов схемы осуществляется обычно с диагностическими целями. Если поведение схемы отличается от ожидаемого пользователем, то последний может проследить отклики по схеме и обнаружить точку, в которой поведение схемы начало отличаться от ожидаемого.

Под заголовком OPERATING POINT необходимо указать все напряжения и токи, от которых зависят другие элементы схемы. В нашем примере при указании VJD1 и VJD2 в модели транзистора устанавливаются значения других элементов модели, т. е. VJD2, расположенный на строке 22, определяет VD2, а JFWD на строке 23 является функцией JD2 и т. д.

```
                    LIST OF DATA CARDS
                    ******************

      COLUMN 0          1         2         3         4                8
             12345678901234567890123456789012345678901234...  ...34567890
CARD NO                                                       COMMENTS

      ****0*********1*********2*********3******** 4**...    ...*******8*
      PART 1 OF THE INPUT DATA:
   1      MODEL DESCRIPTION
      ---0--------1--------2--------3--------4---...    ...------ 8-
   2         MODEL SMALL SIGNAL AMPLIFIER( )
   3            FEATURES
   4               GROUND=(GND)
   5            ELEMENTS
   6               ECC, GND-VCC=5
   7               EINAC, GND-IN=COMPLEX MAGPH(0.1,0)
   8               R1, VCC-A=15
   9               R2, A-GND=5
  10               R3, VCC-B=5
  11               R4, C-GND=1.0
  12               R5, VCC-D=15
  13               R6, D-GND=5
  14               R7, VCC-E=5
  15               R8, F-GND=1.0
  16               C1, IN-A=10
  17               C2, B-D=10
  18               Q1=MODEL TRANS(C-A-B)
  19               Q2=MODEL TRANS(F-D-E)
      ---0--------1--------2--------3--------4---...    ...-------8-
  20         MODEL TRANS(E-B-C)
  21            ELEMENTS
  22               JD2, BP-E=(DIODEQ(3.57E-9, 28, VJD2))
  23               JFWD, C-BP=(ALPHAN*JD2)
  24               JD1, BP-C=(DIODEQ(7.38E-9, 32, VJD1))
  25               JREV, E-BP=(ALPHAI*JD1)
  26               RBB, B-BP=0.03
  27               CTE, BP-E=3.0E-6
  28               CTC, C-BP=2.0E-6
  29               CDE, BP-E=(6.72E-6*JD2)
  30               CDC, C-BP=(185E-6*JD1)
  31               ALPHAN=.978
  32               ALPHAI=.474
      ****0*********1*********2*********3*********4**...    ...*******8*
      PART 2 OF THE INPUT DATA:
  33      EXECUTION CONTROLS
      ---0--------1--------2--------3--------4---...    ...-------8-
  34         ANALYZE SMALL SIGNAL AMPLIFIER(AC)
  35            RUN CONTROLS
  36               START FREQ=0.01
  37               STOP FREQ=1000
  38               POINTS PER DECADE=10
  39            OPERATING POINT
  40               VJD1.Q1=-1.1856
  41               VJD1.Q2=-1.1856
  42               VJD2.Q1=0.67223
  43               VJD2.Q2=0.67223
  44            OUTPUT
  45               PRINT, PLOT NE
  46               PRINT, PLOT NA, NB, NC, ND, NF
      ---0--------1--------2--------3--------4---...    ...-------8-
  47      END
```

Рис. 14.13. Входные данные для анализа схемы усилителя малого сигнала

FREQUENCY = 1.0010 ANGULAR FREQUENCY = 6.2895

	REAL	IMAGINARY	MAGNITUDE	LOG MAGNITUDE (DB)	PHASE (DEG)
NE	.86108	5.3115E−03	.86110	−1.2990	.35342
NA	9.9998E−02	4.5674E−04	9.9999E−02	−20.000	−26170
NB	−.18800	−3.1626E−04	.18800	−14.517	−179.90
NC	9.366E−02	4.2773E−04	9.3667E−02	−20.568	.26164
ND	−.18799	−1.1749E−03	.18800	−14.517	−179.64
NF	−.17609	−1.1002E−03	−17609	−15.085	−179.64

FREQUENCY = 2.0010 ANGULAR FREQUENCY = 12.573

	REAL	IMAGINARY	MAGNITUDE	LOG MAGNITUDE (DB)	PHASE (DEG)
NE	.86110	2.3037E−03	.86110	−1.2989	.15328
NA	9.9999E−02	2.9849−E−04	.10000	−20.000	.13092
NB	−.18800	−1.0398E−04	.18800	−14.517	−179.97
NC	9.3667E−02	2.1384E−04	9.3668E−02	−20.568	.13080
ND	−.18800	−5.3354E−04	.18800	−14.517	−179.84
NF	−.17609	−4.9905E−04	.17609	−15.085	−179.84

FREQUENCY = 3.0010 ANCULAR FREQUENCY = 18.856

	REAL	IMAGINARY	MAGNITUDE	LOG MAGNITUDE (DB)	PHASE (DEG)
NE	.86110	1.1434E−03	.86110	−1.2989	7.6077E−02
NA	.10000	1.5235E−04	.10000	−20.000	8.7292E−02
NB	−.18800	−9.0823E−06	.18000	−14.517	−180.00
NC	9.3668E−02	1.4243E−04	9.3668E−02	−20.568	8.7122E−02
ND	−.18800	−2.9550E−04	.18800	−14.517	−179.91
NF	−.17609	−2.7573E−04	.17609	−15.085	−179.91

FREQUENCY = 4.0010 ANGULAR FREQUENCY = 25.139

	REAL	IMAGINARY	MAGNITUDE	LOG MAGNITUDE (DB)	PHASE (DEG)
NE	.86110	4.4531E−04	.861100	−1.2989	2.9630E−02
NA	.10000	1.1427E−04	.10000	−20.000	6.5474E−02
NB	−.18800	5.6448E−05	.18800	−14.517	179.98
NC	9.3668E−02	1.0667E−04	9.3668E−02	−20.568	6.5248E−02
ND	−.18800	−1.5839E−04	.18800	−14.517	179.95
NF	−.17609	−1.4694E−04	.17610	−15.085	−179.95

Рис. 14.14. Распечатка выходных данных анализа усилителя малого сигнала

Результаты анализа по переменному току. На рис. 14.14 представлена 1 страница из 11, полученных в ответ на запрос PRINT (см. строки 45 и 46 на рис. 4.13). Поскольку для представления выходных данных использовано 5 декад с 10 точками в каждой из них, напечатано всего 50 точек. Это выходное напряжение в децибелах и его фазовые углы в градусах. Например, на частоте 2,001 кГц амплитуда выходного напряжения в узле E составляет 0,86110 В. Она же, но выраженная в логарифмическом масштабе, равна 20 log (0,86110), или −1,2989 дБ при фазовом угле 0,15328°. В узле B, который является выходом первого каскада, фазовый угол напряжения составляет −179,97°.

Значения фаз в узлах B и E можно считать приемлемыми, так как известно, что первый каскад инвертирует напряжение, а разность фаз между входным и выходным напряжениями должна быть близка к 180°. Выходной сигнал в узле E почти синфазен с входным, поскольку второй каскад также вызывает опрокидывание фазы.

На рис. 14.15 показан график, построенный по запросу в строке 45. График, полученный по запросу в строке 46, аналогичен приведенному на рис. 14.15.

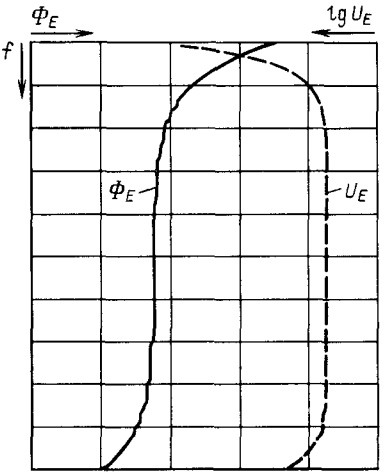


Рис. 14.15. График выходных данных анализа усилителя малого сигнала:
A – амплитуда напряжения в узле *E* в логарифмическом масштабе, дБ; *B* – фаза, град

Рис. 14.16. Входные карты для комбинированного анализа режимов постоянного и переменного токов усилителя малого сигнала

```
MODEL DESCRIPTION
   MODEL SMALL SIGNAL AMPLIFIER ( )
      FEATURES
        GROUND = (GND)
      ELEMENTS
        ECC, GND-VCC=5
        EINAC, GND-IN=COMPLEX MAGPH (1. 1,0)
        R1, VCC-A=15
        R2, A-GND=5
        R3, VCC-B=5
        R4, C-GND=1.0
        R5, VCC-D=15
        R6, D-GND=5
        R7, VCC-E=5
        R8, F-GND=1.0
        C1, IN-A=10
        C2, B-D=10
        Q1=MODEL TRANS (C-A-B)
        Q2=MODEL TRANS (F-D-E)
*       POINT= (ACPUN (0))
   MODEL TRANS (E-B-C)
      ELEMENTS
        JD2, BR-E=(DIODEQ (3.57E-9, 28, VJD2))
        JFWD, C-BP=(ALPHAN*JD2)
        JD1,BP-C=(DIODEQ (7.38E-9, 32, VJD1))
        JREV, E-BP=(ALPHAI*JD1)
        RBB, B-BP=0.03
        CTE, BP-E=3.0E-6
        CTC, C-BP=2.0E-6
        CDE, BP-E=(6.72E-6*JD2)
        CDC, C-BP=(185E-6*JD1)
        ALPHAN=. 978
        ALPHAI=. 474
*EXECUTION CONTROLS
   ANALYZE SMALL SIGNAL AMPLIFIER (DC)
      OUTPUTS
*       PRINT POINT
        PRINT NA, NB, NC, IRBB.Q1, IR3, IR4, VJD1.Q1, VJD2.Q1
*EXECUTION CONTROLS
   ANALYZE SMALL SIGNAL AMPLIFIER (AC)
      RUN CONTROLS
        START FREQ=0.01
        STOP FREQ=1000
        POINTS PER DECADE=10
      OUTPUT
*       PRINT POINT
        PRINT, PLOT NE
        PRINT, PLOT NA, NB, NC, ND, NF
END
```

Комбинировавный анализ по постоянному и переменному токам. Эту задачу можно решить, сочетая в одном прогоне анализ режимов постоянного и переменного токов. В этом случае топология цепей для обоих режимов должна быть одинаковой. Так как на рис. 14.10, *а* представлена полная схема, именно ее и нужно использовать для комбинированного анализа.

Входные карты, необходнмые для комбинированного анализа, показаны на рис. 14.16. Здесь не используется компилированный листинг, прнменяемый в других примерах, поскольку он существенно отличается от входных карт. Основные отличия входных карт для комбиннрованного анализа по постоянному и перемениому токам от листингов каждого из режимов в отдельиости (см. рис. 14.12 и 14.14) отмечены значками * иа рис. 14.16. Рассмотрим их подробиее.

1. Использование параметров POINT = = (ACPUN(0)). Это формальный параметр, применяемый для активизации предусмотреиной в системе функции ACPUN в процессе анализа режима постоянного тока, запрошениого первым оператором ANALYSIS. Функция ACPUN обеспечивает сохранение рабочей точки для последующего анализа по переменному току. Запрашиваемым аргументом функции ACPUN (в данном примере 0) является момент времени, в который желательно получить рабочую точку. При анализе по постояниому току $t = 0$ – это единственный момент времени, имеющий смысл. При комбинированном анализе переходного режима и режима переменного тока имеют смысл и зиачения $t \neq 0$.

2. Использование двух наборов EXECUTION CONTROLS.

3. Необходимость запроса параметра POINT в качестве выходных данных в ходе анализа обоих режимов (постоянного и переменного токов).

При получении выходных даниых анализа по постояниому току требуется, чтобы изменения потеициалов в узлах *B*, *C* и E^1 (см. рис. 14.10, *б*) соответствовали изменениям в узлах *A*, *B* и C^1 (см. рис. 14.10, *а*). Можно также использовать узлы *D*, *E* и F^1, поскольку режимы постоянного тока у обоих транзисторов идеитичны.

Второй иабор узлов выбран в качестве примера потому, что он позволяет программе проще рассчитать рабочую точку.

14.8. АНАЛИЗ АКТИВНОГО ФИЛЬТРА

Задача 14.4. На рис. 14.17, *а* показана схема полосового фильтра. Определите его коэффициеит усиления, центральную частоту и полосу пропускания. (Рассматривается модель иеидеального операциоиного усилителя, т. е. усилителя с коиечным входным сопротивлением.)

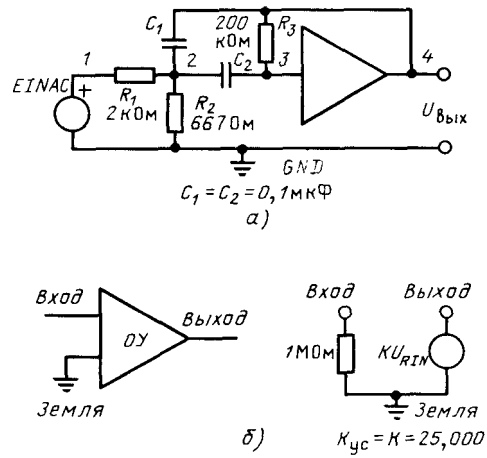


Рис. 14.17. Полосовой фильтр:
а – схема; *б* – модель операционного усилителя ОУ

Решение. Модель на рис. 14.17, *б* уже линеаризована, следовательно, можно непосредствеиио проанализировать режим перемеиого тока. Воспользуемся системой единиц из второй колонки табл. 14.2.

Кодирование входных данных. На рис. 14.18 представлен входной код для этой задачи. Задающий источник напряжения переменного тока EINAC представлеи в строке 6 комплексиым числом. Ключевое слово COMPLEX озиачает, что EINAC – это источник переменного иапряжения, а аргументами COMPLEX являются его действительная и мнимая части (1, 0). В строке 12 установлен параметр, пропорциональный частоте, для использования в операторе OUTPUT.

В строках 25 и 26 слова, стоящие в скобках после N4, MAG и PHASE, указывают иа то, что должна быть построена зависимость амплитуды и фазы N4 от PFREQ. Обозиачеиие REAL в скобках свидетельствует о том, что PFREQ – действительиое число. Использование при построении графика оператора PFREQ вместо FREQ в качестве независимой переменной обусловливает линейный масштаб частоты вместо подразумеваемого логарифмического.

На рис. 14.19 показана одна страница распечатанных выходных данных, а на рис. 14.20 дано их графическое изображеиие. Из рис. 14.19 видно, что максимальная амплиту-

[1] Эти узлы иа рис. 14.10 обозначеиы кружками.

```
                    LIST OF DATA CARDS
                    **********

COLUMN  0         1         2         3         4         5         6
        12345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012345...

CARD NO
      ****0*********1*********2*********3********* 4*********5*********6*******...
      PART 1 OF THE INPUT DATA:
    1       MODEL DESCRIPTION
      ---0--------1--------2--------3--------4--------5--------6-----...
    2         MODEL ACTIVE FILTER ( )
    3            FEATURES
    4              GROUND= (GND)
    5            ELEMENTS
    6              EINAC, GND-1=COMPLEX (1,0)
    7              R1, 1-2=2
    8              R2, 2-GND=0.667
    9              R3, 4-3=200
   10              C1, 4-2=0.1
   11              C2, 2-3=0.1
   12              PFREQ=(FREQ)
   13              AMP=MODEL OPAMP (3-4-GND)
      ---0--------1--------2--------3--------4--------5--------6-----...
   14         MODEL OPAMP (IN, OUT, GND)
   15            ELEMENTS
   16              EOUT, GND-OUT=(-25000*VRIN)
   17              RIN, IN-GND=1000
      ****0*********1*********2*********3*********4*********5*********6******...
      PART 2 OF THE INPUT DATA:
   18       EXECUTION CONTROLS
      ---0--------1--------2--------3--------4--------5--------6-----...
   19         ANALYZE ACTIVE FILTER (AC)
   20            RUN CONTROLS
   21              START FREQ=0.03
   22              STOP  FREQ=0.350
   23              POINTS PER DECADE=10
   24            OUTPUT
   25              PRINT, PLOT (LABEL = (OUTPUT CHARACTERISTIC)) N4 (MAG), N4 (PHASE),
   26                          VS PFREQ (REAL)
      ---0--------1--------2--------3--------4--------5--------6-----...
   27       END
```

Рис. 14.18. Входные кодированные данные для анализа активного фильтра

ANALYZE ACTIVE FILTER (AC)

OPERATING POINT

PFREQ 3.0000E-02
N4 .0

FREQUENCY = .30000D-01 ANGULAR FREQUENCY = .18850

	REAL	IMAGINARY	MAGNITUDE	LOG MAGNITUDE (DB)	PHASE (DEG)
PFREQ	3.0000E-02	.0	3.0000E-02	-30.458	.0
N4	-1.9258E-02	-.97715	.97734	-.19908	-91.129

FREQUENCY = .40000D-01 ANGULAR FREQUENCY = .25133

	REAL	IMAGINARY	MAGNITUDE	LOG MAGNITUDE (DB)	PHASE (DEG)
PFREQ	4.0000E-02	.0	4.0000E-02	-27.959	.0
N4	-3.6274E-02	-1.3409	1.3413	2.5508	-91.550

FREQUENCY = .50000D-01 ANGULAR FREQUENCY = .31416

	REAL	IMAGINARY	MAGNITUDE	LOG MAGNITUDE (DB)	PHASE (DEG)
PFREQ	5.0000E-02	.0	5.0000E-02	-26.021	.0
N4	-6.1205E-02	-1.7413	1.7424	4.8228	-92.013

FREQUENCY = .60000D-01 ANGULAR FREQUENCY = .37699

	REAL	IMAGINARY	MAGNITUDE	LOG MAGNITUDE (DB)	PHASE (DEG)
PFREQ	6.0000E-02	.0	6.0000E-02	24.437	.0
N4	-9.7218E-02	-2.1938	2.1959	6.8324	-92.538

FREQUENCY = .70000D-01 ANGULAR FREQUENCY = .43982

	REAL	IMAGINARY	MAGNITUDE	LOG MAGNITUDE (DB)	PHASE (DEG)
	7.0000E-02	.0	7.0000E-02	-23.098	.0
	-.14955	-2.7195	2.7236	8.7028	-93.148

Рис. 14.19. Распечатка выходных данных анализа активного фильтра (одна страница)

да N4 иа частоте 0,15744 кГц, или 157,44 Гц, составляет 48,8 В. Таким образом, центральная частота равна 157,44 Гц, а коэффициент усиления на этой частоте равен 48,8. Ширина полосы пропускания определяется по уровню половинной мощности (уровень, на котором коэффициент усиления по напряжению уменьшается до 1/2 своего максимального значения). По графику на рис. 14.20 можно вычислить ширину полосы, равную приблизительно 16 Гц.

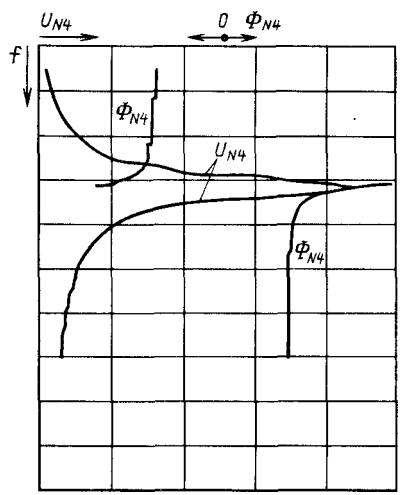


Рис. 14.20. График выходных данных анализа активного фильтра

14.9. АНАЛИЗ СХЕМЫ И–НЕ

Задача 14.5. На рис. 14.21, *а* показана схема элемента транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) И–НЕ с двумя входами. Если на обоих ее входах имеется высокий уровень сигнала, то на выходе будет низкий. Во всех остальных случаях уровень сигнала на выходе высокий. В этой задаче высокий уровень соответствует напряжению более 2,5 В, а низкий – любому напряжению менее 0,5 В. На входе *В* схемы поддерживается высокий уровень напряжения. Определите форму выходного сигнала, если к входу *А* приложено напряжение, показанное на рис. 14.21, *б*.

Решение. Напряжение на рис. 14.21, *б* можно описать функцией SINSQ, предусмотренной в программе ASTAP. Эта функция представляет собой последовательность импульсов с синусоидально-прямоугольными передними и задними фронтами (рис. 14.22). В общем виде эту функцию можно изобразить в виде SINSQ (TO, TK, TH, TF, TP, HO, H).

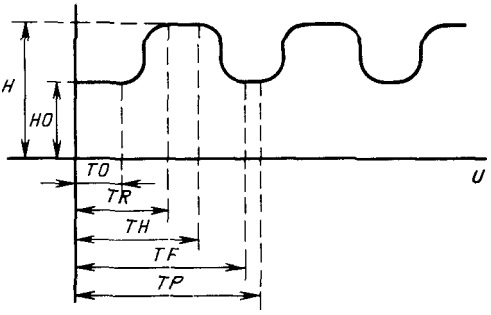


Рис. 14.22. Синусоидально-прямоугольная функция SINSQ (TO, TR, TH, TF, TP, HO, H)

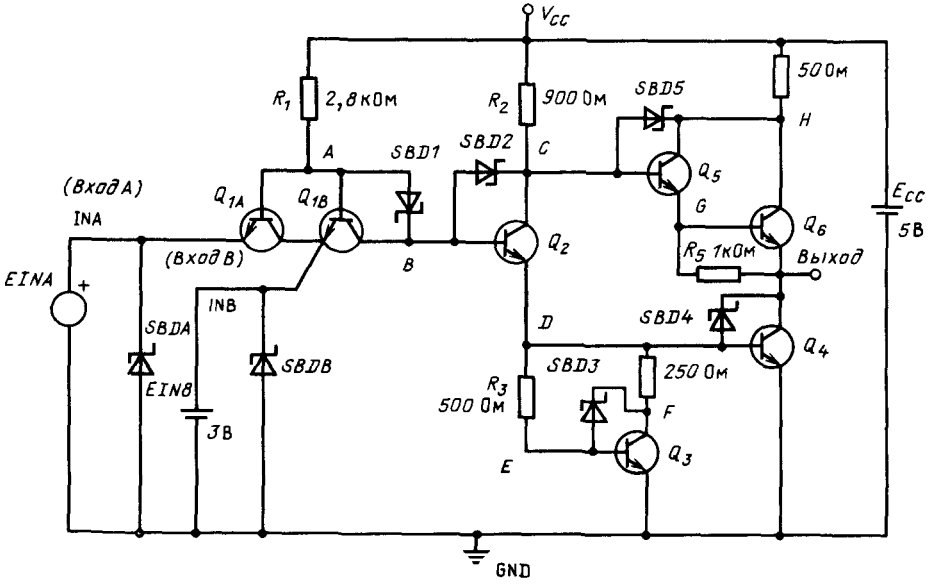


Рис. 14.21. Двунаправленный элемент ТТЛ И–НЕ:
а – схема; *б* – форма напряжения, приложенного к узлу INA

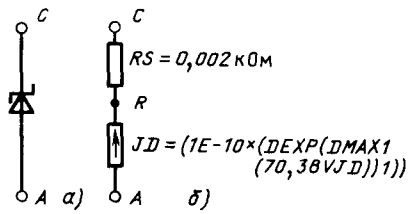


Рис. 14.23. Диод Шотки:
а – схема; *б* – модель для программы ASTAP (DEXP и DMAX1 – функция языка FORTRAN)

Рис. 14.24. Кодирование входных данных для анализа схемы И–НЕ

```
                    LIST OF DATA CARDS
                    ******************

      COLUMN 0         1         2         3         4         5
             12345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012345.....
CARD NO
          ****0*********1*********2*********3********* 4*********5***** ...
          PART 1 OF THE INPUT DATA:
       1      MODEL DESCRIPTION
          ---0-------- 1-------- 2--------3-------- 4-------- 5---- ...
       2        MODEL NAND ( )
       3          FEATURES
       4            GROUND= (GND)
       5          ELEMENTS
       6            ECC, GND-VCC = 5
       7            EINB, GND-INB = 3
       8            EINA, GND-INA = (SINSQ (10, 15, 60, 65, 200, 3.0, 0.2))
       9            R1, VCC-A = 2.8
      10            R2, VCC-C=. 9
      11            R3, D-E=. 5
      12            R4, D-F=. 25
      13            R5, G-OUTPUT=1
      14            R6, VCC-H=. 05
      15            SBDA=MODEL SBD (GND-INA)
      16            SBDA=MODEL SBD (GND-INB)
      17            SBD1=MODEL SBD (A-B)
      18            SBD2=MODEL SBD (B-C)
      19            SBD3=MODEL SBD (E-F)
      20            SBD4=MODEL SBD (D-OUTPUT)
      21            SBD5=MODEL SBD (C-H)
      22            Q1A=MODEL TRANS (INA-A-B)
      23            Q1B=MODEL TRANS (INB-A-B)
      24            Q2=MODEL TRANS (D-B-C)
      25            Q3=MODEL TRANS (GND-E-F)
      26            Q4=MODEL TRANS (GND-D-OUTPUT)
      27            Q5=MODEL TRANS (G-C-H)
      28            Q6=MODEL TRANS (OUTPUT-G-H)
          ---0-------- 1-------- 2-------- 3--------4-------- 5----...
      29        MODEL TRANS (F-B-C)
      30          ELEMENTS
      31            JD2, BP-E=(DIODEQ (3.57E-9, 28, VJD2))
      32            JFWD, C-BP=(ALPHAN*JD2)
      33            JD1, BP-C=(DIODEQ (7.38E-9, 32, VJD1))
      34            JREV, E-BP=(ALPHAI*JD1)
      35            RBB, B-BP=0.03
      36            CTE, BP-E=3
```

Продолжение рис. 14.24

```
37                CTC, C-BP=2
38                CDE, BP-E=(6.72*JD2)
39                CDC, C-BP=(185*JD1)
40                ALPHAN=. 978
41                ALPHAI=. 474

   --- 0-------- 1-------- 2-------- 3--------4--------5----...
42          MODEL SBD (A-C)

43             ELEMENTS
44                JD, A-R=(1E-10*(DEXP (DMIN1 (70,38*VJDI))-1))
45                RS, R-C=. 002
   ****0 *********1*********2*********3*********4*********5*****...
   PART 2 OF THE INPUT DATA:

46        EXECUTION CONTROLS

   --- 0-------- 1-------- 2-------- 3--------4-------- 5----...
47          ANALYZE NAND (TRANSIENT)

48             RUN CONTROLS
49                TOPOLOGY
50                START TIME=0
51                STOP  TIME=120

52             OUTPUTS
53                PLOT NINA, NOUTPUT
54                PRINT, PLOT NA, NB, NC, ND, NE, NF, NG, NH
   --- 0-------- 1-------- 2-------- 3--------4--------5----...
55        END
```

Любой интервал может быть равен нулю, но только H и HO могут иметь отрицательные значения. Если H < HO, то импульс сначала возрастает, а затем спадает. Если нужен лишь один импульс, то аргумент TP должен быть больше, чем STOP TIME, при анализе переходного режима. При определении источника напряжения или тока во входных данных следует учитывать все аргументы.

Для решения задачи целесообразно воспользоваться набором единиц измерения из первой колонки табл. 14.2 и моделью транзистора. Поскольку модель TRANS не сохранилась, опишем ее снова. Модель Шотки показана на рис. 14.23.

Кодирование входных данных. На рис. 14.24 приведен листинг входных данных для этой задачи. В строке 8 определяется изменяющаяся во времени управляющая функция, а в строке 47 запрашивается анализ переходного режима. Для этого требуется проанализировать режим постоянного тока, чтобы получить начальные условия, т. е. характеристики стационарного режима.

В строке 49 запрашивается оператор TOROLOGY, в котором должны быть перечислены все узлы схемы и элементы, соединенные с этими узлами, а также другие узлы, с которыми соединен каждый элемент. Параметры источника напряжения, изменяющегося во времени, устанавливаются в строке 8. Его напряжение в момент пуска ($t = 0$) равно 3 В.

Результаты анализа схемы И–НЕ. На рис. 14.25 показана одна страница TOPOLOGY CHEK, которая является результатом запроса TOPOLOGY в строке 49. График входных данных, запрошенный в строке 54, приведен на рис. 14.26. Поведение схемы полностью соответствует работе логического элемента И–НЕ.

TOPOLOGY CHECK

****

NODES		ELEMENTS	NODES
GND	----------	ECC	VCC
		EINB	INB
		EINA	INA
		JD. SBDA	R. SBDA
		JD. SBDB	R. SBDB
		JD2. Q3	BP. Q3
		JREV. Q3	BP. Q3
		CTE. Q3	BP. Q3
		CDE. Q3	BP. Q3
		JD2. Q4	BP. Q4
		JREV. Q4	BP. Q4
		CTE. Q4	BP. Q4
		CDE. Q4	BP. Q4
VCC	----------	ECC	GND
		R1	A
		R2	C
		R6	H
INB	----------	EINB	GND
		RS.SBDB	R.SBDB
		JD2. Q1B	BP. Q1B
		JREV. Q1B	BP. Q1B
		CTE. Q1B	BP. Q1B
		CDE. Q1B	BP. Q1B
INA	----------	EINA	GND
		RS. SBDA	R. SBDA
		JD2. Q1A	BP. Q1A
		JREV. Q1A	BP. Q1A
		CTE. Q1A	BP. Q1A
		CDE. Q1A	BP. Q1A
A	----------	R1	VCC
		JD.SBD1	R.SBD1
		RBB. Q1A	BP. Q1A
		RBB. QB	BP. Q1B
C	----------	R2	VCC
		RS.SBD2	R.SBD2
		JD.SBD5	R.SBD5
		JFWD. Q2	BP. Q2
		JD1. Q2	BP. Q2
		CTC. Q2	BP. Q2
		CDC. Q2	BP. Q2
		RBB. Q5	BP. Q5
D	----------	R3	E
		R4	F
		JD.SBD4	R.SBD4
		JD2. Q2	BP. Q2
		JREV. Q2	BP. Q2
		CTE. Q2	BP. Q2
		CDE. Q2	BP. Q2
		RBB. Q4	BP. Q4
E	----------	R3	D
		JD.SBD3	R.SBD3
		RBB. Q3	BP. Q3
F	----------	R4	D

Рис. 14.25. Топология схемы И–НЕ (одна страница)

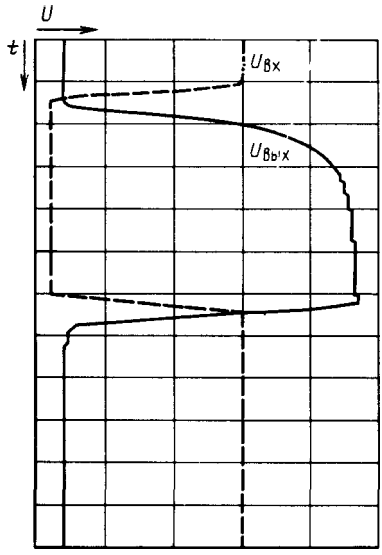


Рис. 14.26. График выходных данных анализа схемы И–НЕ

14.10. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В таких сложных моделирующих системах, как программа ASTAP, воспроизводятся требуемые модели анализов на языке, ориентированном на пользователя. В последнее время появилась возможность работать с весьма сложными схемами, характерными для БИС, с приемлемыми скоростями расчетов. Разработчик сам становится создателем интегральной схемы. В настоящее время интегральная схема способна осуществлять многие функции, которые ранее были под силу только ЭВМ.

Приведенные в этой главе примеры иллюстрируют применение одной из программ автоматизированного проектирования электронных схем ASTAP. Если обратиться к другим программам, то можно отметить, что они имеют свои, неповторимые особенности.

В отличие от приведенных в этой главе многократных прогонов пользователи систем автоматизированного проектирования используют сегодня преимущества графических терминалов, позволяющих разработчикам непосредственно взаимодействовать с ЭВМ.

Глава 15
АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ

Д.Ч. Шейнголд

15.1. ВВЕДЕНИЕ

В цифровой форме информацию можно легко обрабатывать, хранить, передавать и отображать, не искажая ее и не внося ошибок. Недорогие цифровые устройства открывают широкие возможности использования цифровых методов для измерений, манипуляций и управления переменными физическими величинами, встречающимися в реальной действительности, например напряжением, скоростью, давлением, потоком, температурой и т. д.

В принципе все эти величины можно непосредственно преобразовывать в цифровую форму, но из-за сложности конструкции требуемых для этого преобразователей рациональнее сначала преобразовать их в электрические (напряжение, ток или сопротивление), а затем, чтобы можно было применить цифровую технику, перевести в цифровые данные. Последние, в свою очередь, часто преобразовывают в аналоговую форму для отображения или управления реальными параметрами (рис. 15.1).

В этой главе рассматриваются вопросы, связанные с преобразованием аналоговой формы представления данных в цифровую и, наоборот, из цифровой в аналоговую. Рассмотрим сначала цифро-аналоговое преобразование, поскольку оно проще с точки зрения принципа действия и способа построения, и, кроме того, ЦАП иногда на практике используются как компоненты аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

15.2. КОДИРОВАНИЕ ДАННЫХ И ОСНОВНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Задача 15.1. Определить: а) разрешающую способность 12-разрядного ЦАП в процентах полной шкалы; б) количество разрядов, необходимое для обеспечения разрешающей способности 5 мВ при полной шкале 0–10 В; в) напряжение на выходе 8-разрядного ЦАП (рис. 15.2) с фиксированным опорным сигналом и полной шкалой 0 ÷ +10 В при пода-

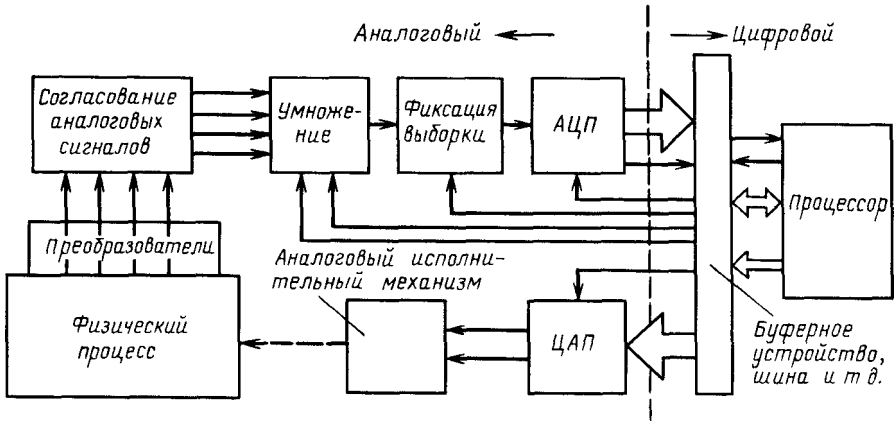


Рис. 15.1. Применение преобразователей в системе цифровой обработки данных

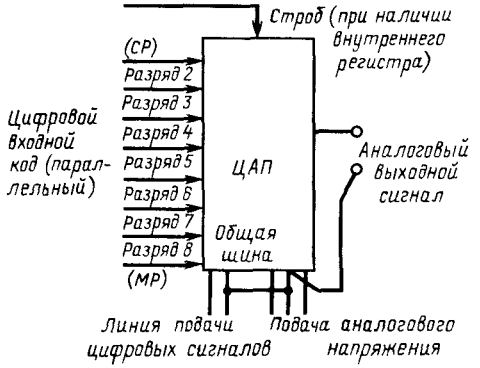


Рис. 15.2. 8-разрядный ЦАП

че на его вход параллельного двоичного кода 10011001; г) напряжение на выходе, если тот же самый набор знаков представляет входные данные в виде двоично-десятичного числа, а преобразователь имеет соответствующую конфигурацию; д) напряжение на выходе, если то же самое входное слово представляет собой дополнительный двоичный код, а ЦАП имеет соответствующую характеристику преобразования; е) напряжение на выходе, если то же самое входное слово представляет биполярный дополнительный код, а номинальное выходное напряжение (неинвертированное) изменяется в пределах ± 10 В; ж) выясните, как нужно изменить входное слово, чтобы ЦАП, предназначенный для работы со смещенным двоичным кодом, мог работать с дополнительным кодом.

Теория. На вход ЦАП подается цифровой код. Входной код обычно поступает параллельно, т. е. одновременно на все входные линии. Однако он может поступать и последовательно — в виде цепочки уровней или импульсов — на одну линию. Если на вход ЦАП подается кодированный сигнал, то результат на его выходе будет иметь смысл только при условии, когда известны, во-первых, количественное значение кода и, во-вторых, характеристика преобразования, заложенная в преобразователе. Существует множество различных кодов, но наиболее широко распространен двоичный, представляющий число в двоичной системе счисления.

Например, четырехразрядный код 1011 можно интерпретировать как двоичное число со значением $(1 \cdot 2^3) + (0 \cdot 2^2) + (1 \cdot 2^1) + (1 \cdot 2^0) = 8 + 2 + 1 = 11$. Крайний слева разряд называют старшим (СР), а крайний справа — младшим (МР). Максимальным значением четырехразрядного кода в двоичной системе является 15 (все единицы), минимальным — 0. Значение младшего разряда, отнесенное к общему количеству значений (1 : 16), называется весом младшего разряда (разрешающей способностью) двоичного числа.

На практике удобно использовать дробный эквивалент двоичных чисел. В таком представлении двоичное число делится на 2^n, где n — число разрядов. Например, дробный эквивалент N числа 1011 можно представить в виде

$$N = \frac{(1 \cdot 2^3) + (0 \cdot 2^2) + (1 \cdot 2^1) + (1 \cdot 2^0)}{2^4} \rightarrow$$

$$\rightarrow = (1 \cdot 2^{-1}) + (0 \cdot 2^{-2}) + (1 \cdot 2^{-3}) + (1 \cdot 2^{-4}) = 11/16.$$

Таблица 15.1. Четырехразрядный дробио-двоичиый код

Дробь в десятичной системе счисления	Двоичная дробь	Код			
		СР (× 1/2)	Разряд 2 (× 1/4)	Разряд 3 (× 1/8)	Разряд 4 (× 1/16)
0	0,0000	0	0	0	0
$1/16 = 2^{-4}$ (МР)	0,0001	0	0	0	1
2/16 = 1/8	0,0010	0	0	1	0
3/16 = 1/8 + 1/16	0,0011	0	0	1	1
4/16 = 1/4	0,0100	0	1	0	0
5/16 = 1/4 + 1/16	0,0101	0	1	0	1
6/16 = 1/4 + 1/8	0,0110	0	1	1	0
7/16 = 1/4 + 1/8 + 1/16	0,0111	0	1	1	1
8/16 = 1/2 (СР)	0,1000	1	0	0	0
9/16 = 1/2 + 1/16	0,1001	1	0	0	1
10/16 = 1/2 + 1/8	0,1010	1	0	1	0
11/16 = 1/2 + 1/8 + 1/16	0,1011	1	0	1	1
12/16 = 1/2 + 1/4	0,1100	1	1	0	0
13/16 = 1/2 + 1/4 + 1/16	0,1101	1	1	0	1
14/16 = 1/2 + 1/4 + 1/8	0,1110	1	1	1	0
15/16 = 1/2 + 1/4 + 1/8 + 1/16	0,1111	1	1	1	1

Таблица 15.2. Веса разрядов дробиых эквивалеитов двоичиых чисел

Разряд	Вес разряда					
	2^{-n}	$1/2^n$ (дробь)	дБ	$1/2^n$ (десятичная)	%	мли$^{-1}$
ПШ	2^0	1	0	1,0	100	1 000 000
СР	2^{-1}	1/2	−6	0,5	50	500 000
2	2^{-2}	1/4	−12	0,25	25	250 000
3	2^{-3}	1/8	−18,1	0,125	12,5	125 000
4	2^{-4}	1/16	−24,1	0,0625	6,2	62 500
5	2^{-5}	1/32	−30,1	0,03125	3,1	31 250
6	2^{-6}	1/64	−36,1	0,015625	1,6	15 625
7	2^{-7}	1/128	−42,1	0,007812	0,8	7 812
8	2^{-8}	1/256	−48,2	0,003906	0,4	3 906
9	2^{-9}	1/512	−54,2	0,001953	0,2	1 953
10	2^{-10}	1/1024	−60,2	0,0009766	0,1	977
11	2^{-11}	1/2048	−66,2	0,00048828	0,05	488
12	2^{-12}	1/4096	−72,2	0,00024414	0,024	244
13	2^{-13}	1/8192	−78,3	0,00012207	0,012	122
14	2^{-14}	1/16384	−84,3	0,000061035	0,006	61
15	2^{-15}	1/32768	−90,3	0,0000305176	0,003	31
16	2^{-16}	1/65536	−96,3	0,0000152588	0,0015	15
17	2^{-17}	1/131072	−102,3	0,00000762939	0,0008	7,6
18	2^{-18}	1/262144	−108,4	0,000003814697	0,0004	3,8
19	2^{-19}	1/524288	−114,4	0,000001907349	0,0002	1,9
20	2^{-20}	1/1048576	−120,4	0,0000009536743	0,0001	0,95

[1] 1 дБ = $20 \log 2^{-i} = 6{,}02\, i$.

Таким образом, максимальным значением оказывается 15/16 или 1 – 1/16, минимальным – 0 (табл. 15.1). Обычно старшему разряду присваивается номер 1, следующему 2 и т. д. до младшего разряда, номер которого n. Значение i-го разряда составляет 2^{-i}, а числа, состоящего "только из 1", – $(1 - 2^{-n})$.

Вне зависимости от количества разрядов все значения можно рассматривать относительно практически недостижимой "полной шкалы" с нормированным значением, равным единице. Фактически каждый разряд имеет свое постоянное значение (старший разряд – всегда 1/2), не зависящее от количества разрядов[1]. Поскольку эти значения определяются относительно полной шкалы, их можно выразить в процентах, миллионных долях (млн$^{-1}$) или даже в децибелах (дБ). В табл. 15.2 приведены веса разрядов дробных эквивалентов двоичных чисел.

Если N является дробным эквивалентом двоичного числа, то соотношением преобразования будет $NU_{\text{ПШ}}$, где $U_{\text{ПШ}}$ – номинальное выходное напряжение полной шкалы (рис. 15.3). Фактический максимум амплитуды выходного напряжения равен $U_{\text{ПШ}} \times (1 - 2^{-n})$, старший разряд – $U_{\text{ПШ}}/2$, а младший разряд – $2^{-n}U_{\text{ПШ}}$. Член $U_{\text{ПШ}}$ может быть как положительным, так и отрицательным. Ток на выходе преобразователя также является либо положительным, либо отрицательным. Он записывается в виде $NI_{\text{ПШ}}$, где $I_{\text{ПШ}}$ – ток полной шкалы. Параметры $U_{\text{ПШ}}$ и $I_{\text{ПШ}}$ зависят от амплитуды и полярности опорного сигнала (внутреннего или внешнего) и значения и полярности коэффициента передачи устройства.

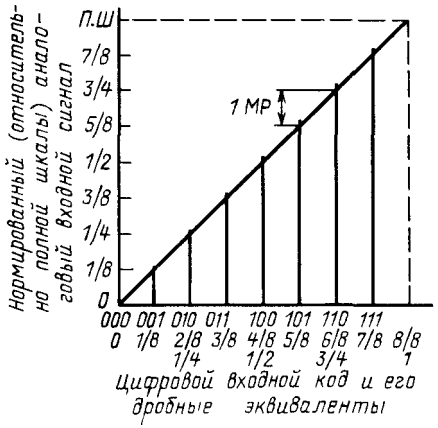


Рис. 15.3. Идеальная характеристика преобразования 3-разрядного двоичного ЦАП:
ПШ – полная шкала

При интерпретации двоично-десятичного кода входное слово подразделяется на группы из четырех разрядов (четверки), начиная справа. Максимальным двоичным значением каждой четверки может быть 1001 (9). Таким образом, младший разряд четверки имеет дробное значение 1/10 веса четверки. Крайняя слева четверка имеет вес 1, вес каждой четверки, располагающейся правее, последовательно уменьшается в 10 раз (коэффициент 1/10) (табл. 15.3).

Таблица 15.3. Пример двоично-десятичного кодирования (2 цифры)

Десятичная дробь	Двоично-десятичный код: Старшая четверка (×1/10) ×8×4×2×1	Двоично-десятичный код: Вторая четверка (×1/100) ×8×4×2×1
0,00 = 0,00 + 0,00	0000	0000
0,01 = 0,00 + 0,01	0000	0001
0,02 = 0,00 + 0,02	0000	0010
0,03 = 0,00 + 0,03	0000	0011
0,04 = 0,00 + 0,04	0000	0100
0,05 = 0,00 + 0,05	0000	0101
0,06 = 0,00 + 0,06	0000	0110
0,07 = 0,00 + 0,07	0000	0111
0,08 = 0,00 + 0,08	0000	1000
0,09 = 0,00 + 0,09	0000	1001
0,10 = 0,10 + 0,00	0001	0000
0,11 = 0,10 + 0,01	0001	0001
.	.	.
.	.	.
.	.	.
0,20 = 0,20 + 0,00	0010	0000
.	.	.
.	.	.
.	.	.
0,30 = 0,30 + 0,00	0011	0000
.	.	.
.	.	.
.	.	.
0,90 = 0,90 + 0,00	1001	0000
0,91 = 0,90 + 0,01	1001	0001
.	.	.
.	.	.
.	.	.
0,98 = 0,90 + 0,08	1001	1000
0,99 = 0,90 + 0,09	1001	1001

[1] При работе с микропроцессорами все разряды обычно нумеруются по положительным степеням 2, начиная справа, т. е. разряд 0 – МР, $(n - 1)$ – СР.

Таким образом, 12-разрядное (трехзначное) двоично-десятичное число M = = 001101010111 должно быть равно (3 · 01) + + (5 · 0,01) + (7 · 0,0001) = 0,357. Максимальное дробное значение двоично-десятичного числа составляет 0,999. В некоторых случаях в обозначение числа добавляются дополнительные цифры "сверхдиапазона", которые соответствуют целым числам. Например, число $3\frac{1}{2}$ имеет дополнительную цифру с весом 1,000, а число $3\frac{3}{4}$ – две дополнительные цифры с максимальным значением 3,999.

Характеристика преобразования двоично-десятичного ЦАП записывается в виде $MU_{\text{ПШ}}$, где M – дробное значение двоично-десятичного числа. Кроме разрядов амплитуды двоично-десятичный преобразователь может реагировать на дополнительный разряд полярности при переключении полярности выходного сигнала.

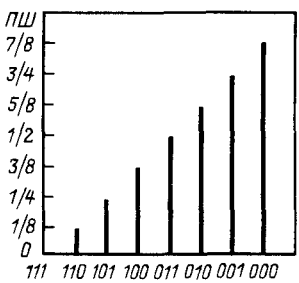
Дополнительные коды, например дополнительные двоичные, – это просто коды, в которых все разряды дополнены. Другими словами, в них 1 заменены 0, а 0 – 1 (табл. 15.4). Применение дополнительных кодов в ЦАП обусловлено наличием высокоточных коммутирующих устройств, меньшими габаритами аппаратуры и низкой стоимостью изготовления (на некоторых предприятиях).

В случае биполярных входных сигналов в код вводится дополнительный разряд, определяющий знак числа (старший разряд), а остальные разряды характеризуют амплитуду. У отрицательных чисел в знаковом разряде устанавливается 1, у положительных – 0. Широко применяется двоичный цифровой код – точное двоичное дополнение, формируемый путем дополнения исходного кода (до 1) и прибавления 1 младшего разряда без учета переполнения. Например, 3-разрядное число с дополнительным знаковым разрядом 0101 (+5) превращается в отрицательное посредством дополнения всех разрядов (1010) и добавления 1 в младшем разряде (1011). При проверке результата, если не учитывать переполнение, имеем 0101 + 1011 = = 0000.

Точное двоичное дополнение может быть реализовано с помощью ЦАП, если старший разряд дополнить до смещенного двоичного числа (табл. 15.5). Увеличение значений смещенного двоичного кода происходит от максимального отрицательного сигнала, представленного только 0 (–ПШ), до максимального положительного сигнала, представленного только 1 (ПШ – 1 МР), при этом 0 соответствует код 10000. Таким образом, реализация точного двоичного дополнения на основе однополярного двоичного ЦАП достигается за счет добавления на выходе фиксированного отрицательного смещения, равного половине шкалы, усиления выходного

Таблица 15.4. **Примеры дополнительных кодов**

Десятичное	Число: Дробный эквивалент: двоичный	Число: Дробный эквивалент: десятичный	Натуральный двоичный код	Дополнительный двоичный код	Двоично-десятичный код	Дополнительный двоично-десятичный код
0	–	–	0000	1111	00000	11111
1	1/16	1/10	0001	1110	00001	11110
2	2/16	2/10	0010	1101	00010	11101
3	3/16	3/10	0011	1100	00011	11100
4	4/16	4/10	0100	1011	00100	11011
5	5/16	5/10	0101	1010	00101	11010
6	6/16	6/10	0110	1001	00110	11001
7	7/16	7/10	0111	1000	00111	11000
8	8/16	8/10	1000	0111	01000	10111
9	9/16	1001	0110	01001	01001	10110
10	10/16	10/10	1010	0101	10000	01111
11	11/16	11/10	1011	0100	10001	01110



Входной код (Дополнительный двоичный)

Соотношение преобразования идеального 30-разрядного ЦАП с дополнительным двоичным кодом

Таблица 15.5. **Примеры кодов для положительных и отрицательных чисел**

Число	Десятичные дроби		Знак + амплитуда	Точное двоичное дополнение	Двоичный смещенный код	Дополнение до 1
	Положительный опорный сигнал	Отрицательный опорный сигнал				
+7	+7/8	−7/8	0111	0111	1111	0111
+6	+6/8	−6/8	0110	0110	1110	0110
+5	+5/8	−5/8	0101	0101	1101	0101
+4	+4/8	−4/8	0100	0100	1100	0100
+3	+3/8	−3/8	0011	011	1011	0011
+2	+2/8	−2/8	0010	1010	1010	0010
+1	+1/8	−1/8	0001	0001	1001	0001
0	0+	0−	0000	0000	1000	0000
0	0−	0+	1000	(0000)	(1000)	1111
−1	−/8	+1/8	1001	1111	0111	1110
−2	−2/8	+2/8	1010	1110	0110	1101
−3	−3/8	+3/8	1011	1101	0101	1100
−4	−4/8	+4/8	1100	1100	0100	1011
−5	−5/8	+5/8	1101	1011	0011	1010
−6	−6/8	+6/8	1110	1010	0010	1001
−7	−7/8	+7/8	1111	1001	0001	1000
−8	−8/8	+8/8		(1000)	(0000)	–

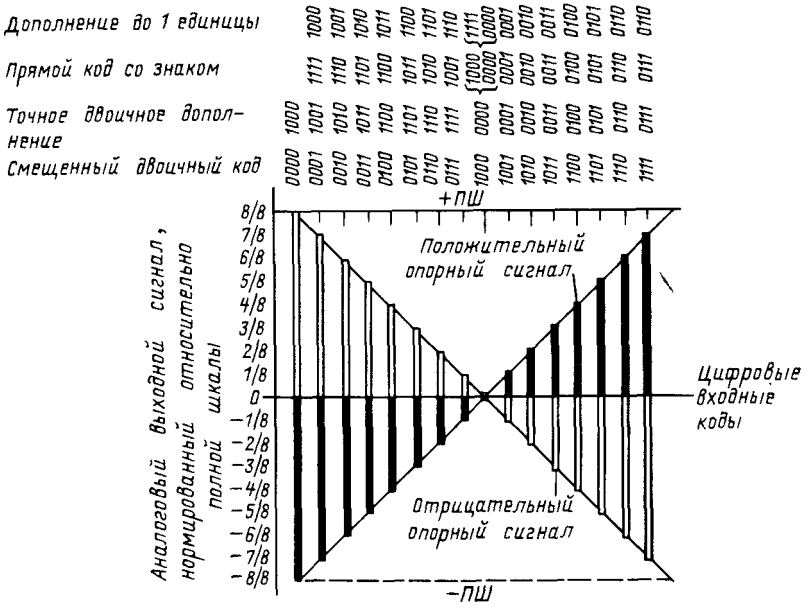


Рис. 15.4. Идеальная характеристика преобразования 4-разрядного биполярного ЦАП: *ПШ* – полная шкала

сигнала в 2 раза и дополнения старшего разряда.

На рис. 15.4 показана характеристика преобразования смещенного двоичного ЦАП. Она определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{ПШ}}(2N - 1), \qquad (15.1)$$

где $U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение; N – дробное значение смещенного двоичного входного кода.

Решение. а) Из табл. 15.2 определяем, что разрешающая способность 12-разрядного ЦАП (2^{-12}) составляет 0,024% полной шкалы;

б) для получения разрешающей способности 5 мВ, или 0,05%, при полной шкале 10 В требуется 11 разрядов;

в) при подаче на вход преобразователя кода 10011001 и полной шкале +10 В выходной сигнал двоичного ЦАП составляет 10(1/2 + 1/16 + 1/32 + 1/256) = 5,98 В;

г) для того же самого кода и при такой же полной шкале двоично-десятичное значение равно 10(0,9 + 0,09) = 9,9 В;

д) в случае дополнительного двоичного кодирования результат получается таким же, как и при подаче на вход двоичного ЦАП кода 01100110. Тогда на его выходе будет 10(1/4 + 1/8 + 1/64 + 1/128) = 3,98 В;

е) старший разряд равен 1, что означает применение для кодирования отрицательного числа точного двоичного дополнения. Чтобы вычислить напряжение, воспользуемся правилами кодирования для этого кода (01100110 + 1 = 01100111), т. е. −10(1/2 + + 1/4 + 1/32 + 1/64 + 1/128) = − 8,05 В. Так как крайний слева разряд служит для обозначения знака, второй разряд становится старшим для амплитуды;

ж) для преобразования исходного кода в смещенный двоичный код нужно дополнить старший разряд: 00011001. После проверки результата, полученного в п. "е" путем использования уравнения (15.1), получаем $U_{вых} = 10(1/8 + 1/16 + 1/128 - 1) = -8{,}05$ В.

15.3. ХАРАКТЕРИСТИКА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ УМНОЖАЮЩЕГО ЦАП

Задача 15.2. На рис. 15.5 показана схема 8-разрядного умножающего (с изменяющимся опорным сигналом) ЦАП с формированием выходного сигнала в четырех квадрантах и номинальным коэффициентом передачи при предельном значении шкалы, равном 1.

Рассчитайте коэффициенты передачи и изобразите форму выходных сигналов при подаче на вход преобразователя напряжения треугольной формы с амплитудой ± 10 В и следующими значениями кода "точное двоичное дополнение": а) 00000000; б) 010000000; в) 11000000; г) 0111111; д) 10000001; е) 10000000; ж) покажите как ЦАП можно использовать в качестве делителя.

Теория. Из § 15.2 следует, что максимальное выходное напряжение ЦАП ($U_{ПШ}$) определяется произведением опорного напряжения и коэффициента передачи (а в случае ЦАП с токовым выходом – крутизной). Таким образом, в двоичном ЦАП выходное

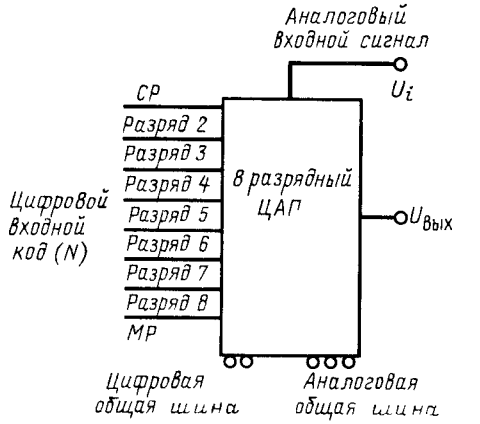


Рис. 15.5. Схема 8-разрядного умножающего ЦАП

напряжение

$$U_{вых} = GNU_{оп}, \qquad (15.2)$$

где N – дробное значение цифрового кода; G – коэффициент усиления; $U_{оп}$ – опорное напряжение (внутреннее или внешнее).

Поскольку $U_{вых}$ зависит от произведения параметров N и $U_{оп}$, ЦАП можно использовать в качестве умножителя двух сигналов: цифрового и аналогового. Обычно это свойство преобразователя используется для усиления сигнала с переменным коэффициентом, когда коэффициент усиления аналогового сигнала модулируется входным цифровым сигналом.

По своим возможностям различные типы умножающих ЦАП существенно отличаются друг от друга. Полный четырехквадрантный ЦАП может перемножать положительные или отрицательные цифровые коды с положительным или отрицательным аналоговыми сигналами. Знак выходного сигнала при этом определяется правилами умножения. Некоторые преобразователи обладают ограниченной возможностью умножения, т. е. могут перемножать аналоговые сигналы только одной полярности с однополярными или биполярными цифровыми сигналами. Они называются одно- или двухквадрантными умножающими ЦАП соответственно.

Существуют также преобразователи с внутренним опорным напряжением, включенным постоянно. Это ЦАП с фиксированным опорным напряжением, которые, возможно, обладают ограниченным диапазоном регулировки коэффициента усиления, но переменным этот коэффициент считать нельзя.

Для однополярных цифровых сигналов наиболее часто применяется двоичный код,

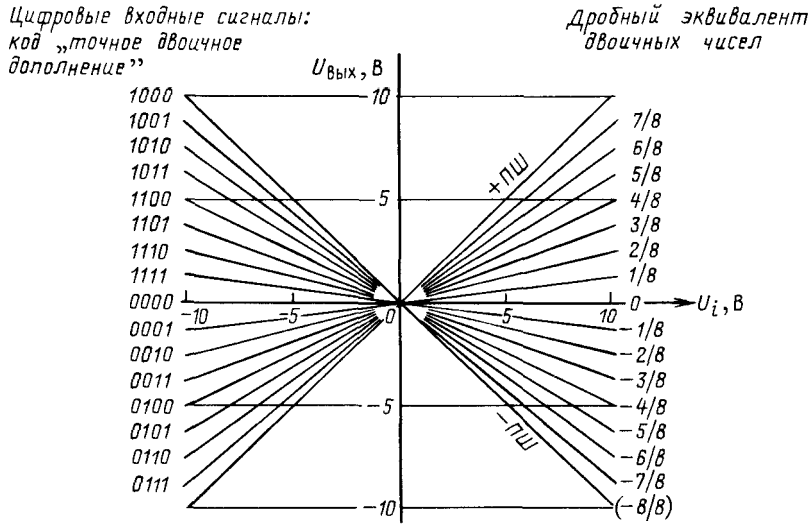


Рис. 15.6. Идеальная характеристика умножения 4-разрядного биполярного четырехквадрантного умножающего ЦАП в функции цифрового кода

а для биполярных – смещенный двоичный код [и (или) точное двоичное дополнение]. На рис. 15.6 показана характеристика 4-разрядного умножающего ЦАП. Отметим асимметрию характеристики, обусловленную четностью числа имеющихся кодов. Для полной шкалы (ПШ) со знаком – используется добавочный код, поскольку старший разряд указывает на отрицательную полярность.

Как и в случае аналоговых умножителей, умножающие ЦАП применяются для деления, если в них имеется отрицательная обратная связь. Если общая передаточная функция положительна и нет доступа к внутренней схеме, то можно использовать внешний инвертирующий операционный усилитель (при этом следует соблюдать особую осторожность, чтобы не нарушить стабильность системы). Как видно из рис. 15.7, обратная связь замыкается через умножающий ЦАП. Поскольку коэффициент усиления усилителя А1 велик, а на отрицательном его входе уровень напряжения поддерживается близким к нулю, должно соблюдаться следующее условие:

$$U_i = -GNU_{вых}, \tag{15.3}$$

или

$$U_{вых} = -\frac{1}{G}\frac{U_i}{N}. \tag{15.4}$$

Число N может иметь только положитель-

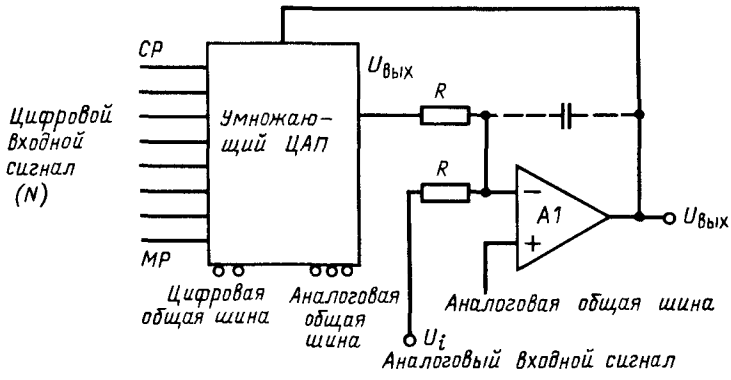


Рис. 15.7. Использование умножающего ЦАП для деления сигналов

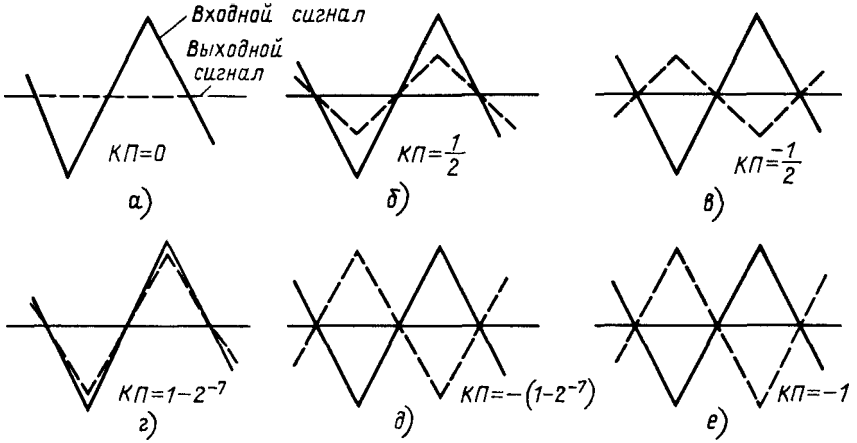


Рис. 15.8. Форма выходных сигналов четырехквадрантного умножающего ЦАП при подаче на его вход различных цифровых кодов:
а – 00000000; *б* – 01000000; *в* – 11000000; *г* – 0111111; *д* – 1000001; *е* – 10000000

ное значение, а напряжение U_i бывает как положительным, так и отрицательным. Во всех делителях с обратной связью погрешности и время срабатывания обратно пропорциональны N и стремятся к бесконечности, когда N приближается к нулю. Значения U_i и N должны быть такими, чтобы $U_{вых}$ никогда не превышало значения полной шкалы.

Для предотвращения "защелкивания" между суммирующей точкой усилителя и землей можно включить диоды. В случае одноквадрантного режима работы ЦАП схема упрощается, если умножитель уже имеет инвертирующую передаточную функцию и на входе операционного усилителя включен резистор обратной связи.

Решение. На рис. 15.8 показаны формы сигналов, обозначенные в соответствии с условиями задачи:

а) код "точное двоичное дополнение" 00000000 имеет нулевое значение, следовательно, на выходе ЦАП будет также 0. Любой сигнал, наблюдаемый при этом на выходе реального устройства, – паразитный;

б) дробный эквивалент кода 0100000 "точное двоичное дополнение" $N = 2^{-1} = 1/2$. Следовательно, коэффициент передачи КП = $= 1/2$ ($G = 1$);

в) число 11000000 является отрицательным со значением 00111111 + 1 или 01000000, поэтому КП $= -1/2$;

г) число 01111111 является положительным $(1 - 2^{-7})$, т. е. его значение соответствует полной шкале минус 1 МР;

д) число 10000001 является отрицательным со значением 01111110 + 1 или 01111111, следовательно, КП $= -(1 - 2^{-7})$;

е) число 10000000 является отрицательным со значением 0111111 + 1 и эквивалентным 1 в дробной двоичной форме. Коэффициент усиления равен КП при отрицательном значении полной шкалы;

ж) на рис. 15.7 продемонстрирован способ осуществления деления, описанный выше.

15.4. ОСНОВНОЙ ТИП ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ЦАП С ДВОИЧНЫМИ ЗНАЧЕНИЯМИ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Задача 15.3. Показанная на рис. 15.9 схема иллюстрирует принцип действия основного ЦАП. Определите: а) выходное напряжение при коде на входе 100000; б) выходное напряжение полной шкалы; в) какие переключатели должны быть замкнуты, чтобы установить код, соответствующий напряжению –7,03 В; г) если в целях расширения схемы для достижения 12-разрядного разрешения добавлены резисторы и переключатели, каково значение сопротивления резистора самого младшего разряда; д) имеет ли смысл использовать схему для построения ЦАП с высокой разрешающей способностью, и если да, то почему?

Теория. Основными параметрами и элементами полного ЦАП являются опорное напряжение, резисторы для обеспечения набора взвешенных напряжений, токов или коэффициентов усиления, переключатели для определения того, из каких "разрядов"

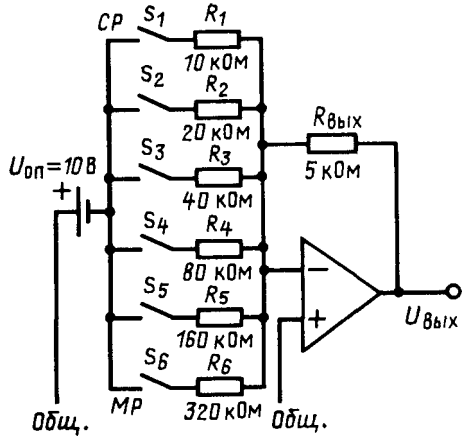


Рис. 15.9. Основная схема 6-разрядного ЦАП

будет складываться выходной сигнал, и преобразователя для получения желаемого формата выходных данных (напряжение или ток), уровня и полного сопротивления. К тому же преобразователь требует наличия управления переключателями и логического перевода входного цифрового формата и уровней (на рисунке не показано).

Поскольку суммирующая точка находится в схеме на рис. 15.9 на виртуальной "земле", при замыкании переключателя на соответствующем резисторе оказывается напряжение $U_{оп}$. В результате ток, равный $U_{оп}/R_i$, протекает от суммирующей точки через сопротивление, переключатель и источник опорного напряжения обратно к земле. Аналогично протекают токи от суммирующей точки операционного усилителя через другие цепи, в которых замкнуты переключатели. Единственный путь для суммарного тока – это резистор $R_{вых}$ в цепи обратной связи. Напряжение $U_{вых}$ должно иметь соответствующее значение, при котором выполняется условие

$$\frac{U_{вых}}{R_{вых}} = \frac{U_{оп}}{R_1} + \frac{U_{оп}}{R_2} + \ldots + \frac{U_{оп}}{R_n}. \quad (15.5)$$

Следовательно, вклад i-го разряда в выходное напряжение

$$\Delta U_{вых_i} = \frac{R_{вых}}{R_i} U_{оп}. \quad (15.6)$$

Отношение $R_{вых}/R_i$ эквивалентно "вкладу" в выходной сигнал разряда 2^{-i}.

На практике для преобразователей со средней или высокой разрешающей способностью эта схема применяется довольно редко. Здесь она приведена только для пояснения принципа действия. Широкий диапазон требуемых сопротивлений эффективно реализовать очень трудно. Кроме того, серьезные требования предъявляются к переключателям, у которых должно обеспечиваться высокое отношение сопротивления утечки в разомкнутом состоянии к последовательному сопротивлению в замкнутом состоянии.

Схема обладает посредственными динамическими характеристиками, поскольку к суммирующей точке операционного усилителя и источнику опорного напряжения подключается переменная нагрузка. Постоянные времени переключения также меняются, что вызывает "глитчи" (ошибочные промежуточные коды, появляющиеся в виде переходных выбросов) во время переключения между двумя смежными кодами, при которых происходит размыкание и замыкание большого количества переключателей, например, от 01111111 к 10000000.

Схемы, используемые в современных ЦАП, хотя и заметно отличаются в деталях, почти неизменно включают в себя резистивные схемы аттенюации, которые не требуют, чтобы рассмотренное отношение превышало 8 : 1 (в большинстве случаев достаточно всего лишь 2 : 1). Для уменьшения динамических погрешностей точно взвешенные токи разрядов постоянны и переключатели только пропускают их от одного пункта (суммирующая точка) к другому (земля). Поскольку ток не прерывается, задержки и переходные возмущения сводятся к минимуму.

Решение. Таким образом: а) код 100000 означает, что $CP = 1$, т. е. замкнут переключатель S_1. Выходное напряжение равно $(5 \times 10^3/10 \cdot 10^3)(-10) = +5$ В;

б) поскольку CP составляет половину полной шкалы, максимальное выходное напряжение составляет + 10 В;

в) чтобы определить, какие переключатели замкнуты, воспользуемся методом последовательного приближения. Коммутируемые выводы обеспечивают напряжения соответственно 5; 2,5; 1,25; 0,62; 0,31; 0,16 В. Известно, что S_1 должен быть замкнут, поскольку 7,03 В > 5 В. Если замкнем переключатель S_2, то на выходе схемы будет 7,5 В, т. е. слишком высокое напряжение, следовательно S_2 необходимо разомкнуть. После замыкания S_3 общее напряжение возрастает до 6,25 В, поскольку к 5 В добавляется 1,25 В.

Если замкнуть S_4, то добавится еще 0,62 В (общее напряжение равняется уже 6,87 В), а после замыкания S_5 (0,31 В) напряжение возрастает до 7,18 В, что слишком много, поэтому переключатель S_5 следует разомк-

нуть. И наконец, при замыкании S_6 общее напряжение увеличивается еще на 0,16 В и становится равным 7,03 В. Итак, переключатели S_1, S_3, S_4 и S_6 замкнуты, а переключатели S_2 и S_5 разомкнуты. Это эквивалентно коду 101101;

г) сопротивление резистора младшего разряда составляет $2^{12} \cdot 5 \cdot 10^3 = 20{,}5$ МОм;

д) нет, по вышеуказаниым причинам.

15.5. ЦАП С ДЕЛИТЕЛЕМ ТИПА R-2R И КМОП-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯМИ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ТОКОМ

Задача 15.4. На рис. 15.10 представлена упрощенная схема 4-разрядного ЦАП, в котором применяются КМОП-логические элементы и переключатели, а также многозвенная цепь типа R-2R. Определите: а) приближенные значения напряжения между землей и точками A, B, C, D, E, если к переключателю S_1 приложено логическое напряжение $U_{S_1} = +10$ В; б) направление тока I_1 по отношению к переключателю; в) напряжения U_2, U_3 и U_4, токи I_1, I_2, I_3 и I_4; г) выходное напряжение в случае "все разряды включены" (каждое из напряжений U_{S_1}, U_{S_2}, U_{S_3} и U_{S_4} равно +10 В); д) выходное напряжение при подаче на вход кода 1111, если аналоговое опорное напряжение составляет +5 В; е) выходное напряжение при подаче на вход того же самого кода, если аналоговое опорное напряжение равно −10 В; ж) приближенные значения напряжений между землей и точками A, B, C, D, E, если $U_{S_1} = -10$ В; з) направление тока I_1 по отношению к переключателю; и) можно ли полезно использовать токи, направленные в этой задаче к земляной шине; к) назначение диодов VD_1 и VD_2.

Теория. Многозвенная схема типа R-2R состоит из нескольких последовательно включенных резисторов R_{12}, R_{23}, R_{34} и т. д. с сопротивлением R и ряда параллельно включенных резисторов R_1, R_2, R_3 . . . с сопротивлением $2R$. Выходной согласующий резистор R_c имеет сопротивление $2R$. Переключатели располагаются последовательно с параллельно включенными резисторами, и ток в каждой параллельной ветви схемы направлен или к суммирующей точке усилителя (в виртуальную "землю"), или к общей линии, которая заземлена.

Работу схемы типа R-2R легче понять, если проанализировать ее в "обратном направлении" и записать

$$I_4 = \frac{U_4}{R_4}. \qquad (15.7)$$

Поскольку R_4 и R_c равны и включены параллельно, их общее сопротивление составляет R_{34}, следовательно,

$$U_3 = 2U_4. \qquad (15.8)$$

Кроме того, $R_3 = R_4$, а ток через резистор R_3

$$I_3 = \frac{2U_4}{R_3} = \frac{2U_4}{R_4} = 2I_4. \qquad (15.9)$$

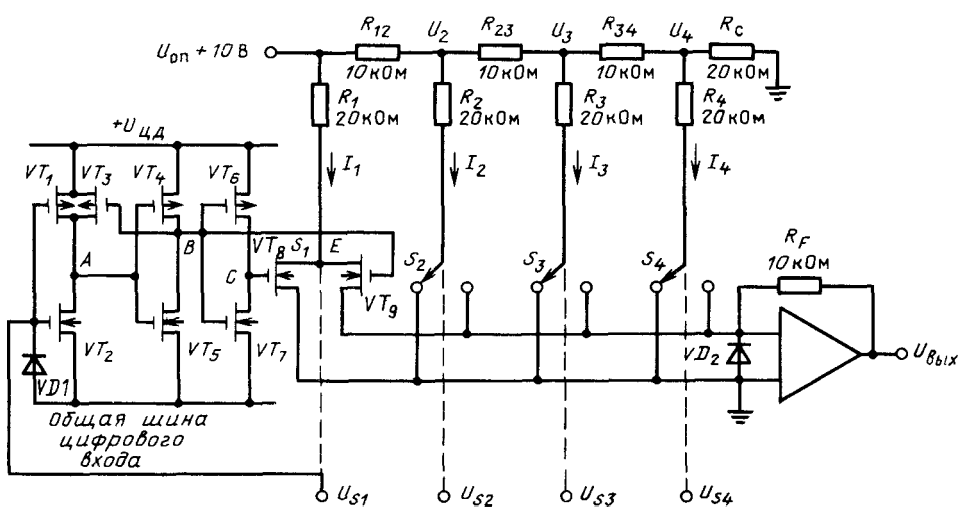


Рис. 15.10. Упрощенная схема 4-разрядного двоичного ЦАП с многозвенным делителем типа R-2R и КМОП-переключателями для управления токами (переключатели S_2 – S_4 аналогичны переключателю S_1)

Так как $R_{34} + (R_C \parallel R_4) = 2R_{34} = R_3$, сопротивление резисторов, параллельно включенных между землей и U_3, равно R_{23}, поэтому

$$U_2 = 2U_3 = 4U_4. \qquad (15.10)$$

Продолжая рассуждения подобным образом, получаем

$$I_1 = 2I_2 = 4I_3 = 8I_4 = U_{\text{оп}}/R_1; \qquad (15.11)$$

$$U_{\text{оп}} = 2U_2 = 4U_3 = 8U_4. \qquad (15.12)$$

Следовательно, токи через параллельные ветви и напряжения в узлах образуют прогрессию. Очевидно, что на характер этой прогрессии не влияет количество "ячеек", будь их 4, 10 или 12.

Управляемые переключателями двоично-взвешенные токи $I_1 - I_4$ вносят свой вклад в общий ток или, проходя через операционный усилитель, в выходное напряжение. Если считать, что переключатели, находящиеся в состоянии, соответствующем 1, направляют токи в линию суммирующей точки, а в состоянии, соответствующем 0, – в общую линию, то ток в общей линии является дополнением тока в линии суммирующей точки. В случае биполярного сигнала ток общей линии подается вместо земли на суммирующую точку второго инвертирующего операционного усилителя.

В КМОП-переключателях транзисторы VT_1 и VT_2, VT_4 и VT_5, VT_6 и VT_7 представляют собой набор логических инверторов. Транзисторы VT_8 и VT_9 осуществляют аналоговую коммутацию. Транзистор VT_3 обеспечивает положительную обратную связь, ускоряющую переключение. Поскольку напряжения в точках B и C находятся в противофазе, переключающие транзисторы включаются не в фазе: когда транзистор VT_8 заперт, транзистор VT_9 находится в проводящем состоянии.

На практике необходимо учитывать сопротивления замкнутых переключателей ($R_{\text{вкл}}$), действующих последовательно с сопротивлениями R_i параллельно включенных резисторов. Если значением $R_{\text{вкл}}$ нельзя пренебречь по сравнению с R_i, то ЦАП может оказаться нелинейным. Ситуацию легко исправить, построив переключатели таким образом, чтобы $R_{\text{вкл}}$ возрастало от ветви к ветви в двоичной прогрессии. Поскольку токи убывают в двоичной прогрессии, падение напряжения на всех $R_{\text{вкл}}$ будет одинаковым, и в результате погрешность вычисления окажется незначительной.

Показанная схема может работать от логических уровней ТТЛ или КМОП. Диоды VD_1 и VD_2 защищают КМОП-переключатели от разрушения при приложении напряжений обратной логики или суммирующей точки (перегрузки). Так как доля $U_{\text{оп}}$, приходящаяся на переключатели, весьма мала, ЦАП можно использовать в качестве умножителей как при положительных, так и при отрицательных входных аналоговых сигналах. Достоинством КМОП-приборов является небольшая потребляемая мощность в стационарном режиме.

Решение. Итак: а) поскольку транзисторы VT_1 и VT_2, VT_4 и VT_5, VT_2 и VT_7 инвертируют напряжение при высоком уровне входного сигнала, в точке A $U_A \simeq 0$, в точке B $U_B = U_{\text{ЦД}}$ и в точке C $U_C \simeq 0$. Если точка C имеет низкий уровень, то транзистор VT_8 заперт, а если точка B имеет высокий уровень, то транзистор VT_9 открыт. Это позволяет току I_1 протекать к суммирующей точке D. Напряжение в точках D и E (разделенных только $R_{\text{вкл}}$) также приближенно равно 0;

б) ток I_1 направляется через VT_9 к суммирующей точке усилителя;

в) $I_1 = 500$ мкА, $I_2 = 250$ мкА, $I_3 = 125$ мкА, $I_4 = 62{,}5$ мкА, $U_2 = 5$ В, $U_3 = 2{,}5$ В и $U_4 = 1{,}25$ В;

г) $U_{\text{вых}} = -10 \cdot 10^3 \, (500 + 250 + 125 + 62{,}5) \cdot 10^{-6} = -9{,}375$ В. Если входной код состоит только из 1, то выходное напряжение равно $-10(1 - 2^{-4}) = -9{,}375$ В. Если точность и разрешающая способность соответствуют четырем разрядам, то выходное напряжение составляет приблизительно $-9{,}4$ В;

д) если $U_{\text{оп}} = +5$ В, то выходной сигнал будет вполовину меньше, т. е. $-4{,}7$ В;

е) если входное напряжение равно -10 В, то выходное напряжение составит $+9{,}4$ В;

ж) $U_A = +U_{\text{ЦД}}$, $U_B = 0$, $U_C = +U_{\text{ЦД}}$, $U_D = 0$, $U_E = 0$;

з) ток протекает через VT_8 к общей шине;

и) да, токи, направляемые к земляной шине, представляют собой дополнение выходного тока. Их можно подать на операционный усилитель вместо "шины суммирующей точки" (которую заземляют), если предполагается, что ЦАП работает с дополнительными кодами. В случае биполярного входного сигнала дополнительные токи суммируются в инвертирующем усилителе, а затем складываются с токами прямого кода и смещаются на 1 МР для осуществления смещенного двоичного преобразования;

к) диоды обеспечивают защиту от повреждения при избыточных обратных напряжениях затвора.

15.6. ПОГРЕШНОСТИ ЦАП

Задача 15.5. На выходе 6-разрядного ЦАП с номинальным напряжением полной шкалы $+10$ В измерили следующие значения напряжения:

	Код	Напряжение, В
Все 1	111111	10,04
СР	100000	5,20
Разряд 2	010000	2,56
Разряд 3	001000	1,40
Разряд 4	000100	0,90
Разряд 5	000010	0,58
Разряд 6 (*МР*)	000001	0,40
Все 0	000000	0,20

Определите: а) погрешность смещения; б) погрешность коэффициента усиления; в) приведите теоретические значения выходного напряжения для указанных входных сигналов; г) рассчитайте погрешности; д) выясните, будет ли монотонной характеристика преобразования ЦАП. Если нет, то укажите, где возникает немонотонность.

Теория. Погрешность смещения нуля. В ЦАП – это значение, на которое выходной сигнал смещается относительно 0 в случае, когда входной код соответствует 0. Если на выходе предусмотрена коррекция смещения 0, то напряжения, соответствующие всем другим кодам, изменятся на то же значение, на которое смещается 0 (рис. 15.11, *а*).

Погрешность коэффициента передачи – разность между реальным и идеальным значениями предела шкалы. Иногда для описания погрешности шкалы используется коэффициент передачи, т. е. угол наклона характеристики преобразования. Погрешность возникает как следствие общих ошибок соотношения сопротивлений и погрешности опорного сигнала в ЦАП с фиксированным опорным напряжением (рис. 15.11, *б*).

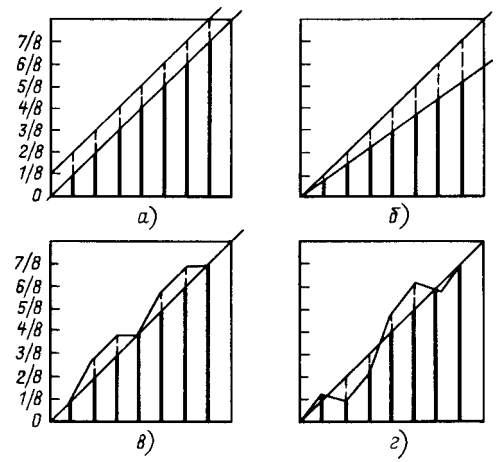


Рис. 15.11. Погрешности цифро-аналогового преобразования:

а – смещение нуля; *б* – погрешность шкалы; *в* – нелинейность; *г* – немонотонность

Интервал между пределами шкалы регулируется так, чтобы в однополярных ЦАП амплитуда составляла $U_{\text{ПШ}}(1 - 2^{-n})$, а в биполярных $2U_{\text{ПШ}}(1 - 2^{-n})$. "Нулевое" смещение биполярных ЦАП, как правило, устанавливается равным $-U_{\text{ПШ}}$. В некоторых случаях для старшего разряда предусматривается отдельная подстройка в целях обеспечения нулевого выходного сигнала в середине шкалы при нулевом входном коде.

Любое отклонение характеристики преобразования от "прямой линии" называется погрешностью линейности (рис. 15.11, *в*). Средства внешней подстройки погрешностей линейности найти непросто. Приходится сталкиваться с двумя видами таких погрешностей, одна из которых – дифференциальная нелинейность. Теоретически разность между значениями аналогового выходного сигнала, соответствующими смежным значениям цифрового кода, отличающимся на 1 МР, должна быть постоянной. Разброс значений этой разности называется дифференциальной погрешностью линейности.

Если при переходе от одного кода к другому, сопровождающемся одновременным переключением множества разрядов, дифференциальная нелинейность превысит 1 МР и будет иметь соответствующую полярность, то возрастание цифрового входного сигнала приведет к фактическому уменьшению аналогового выходиого сигнала. Отклонение от ожидаемой монотонной характеристики называется немонотонностью (рис. 15.11, *г*). Помимо возникающей при этом неточности немонотонность недопустима во многих случаях, например в дисплеях, контрольных системах и при использовании ЦАП как составной части аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

Гораздо чаще встречается другой вид нелинейности – интегральная нелинейность, обусловленная нелинейностью усилителей и резисторов цепи обратной связи. Даже если все значения разрядов в отдельности исключительно точны, их сумма не всегда точна. В некоторых случаях изменение нагрузки, вызванное полным выходным сопротивлением ЦАП с токовым или потенциальным выходом и влияющее на напряжение смещения операционного усилителя, может также привести к появлению заметной нелинейности.

Решение. Ответы на вопросы задачи 15.5 приведены в табл. 15.6.

Таким образом: а) напряжение смещения составляет + 0,20 В;

б) погрешность коэффициента передачи отсутствует. Правильное значение аналогового сигнала, соответствующего коду из всех 1, равно $10 \cdot 1 (1 - 2^{-6}) = 9{,}84$ В;

в) теоретические значения разрядов (округленные) являются двоичными долями 10 В;

Таблица 15.6. **Решение задачи 15.5**

Разряд	Код	Напряжение, В	Коррекция смещения, В	Коррекция коэффициента передачи, В	Теоретические значения $U_{вых}$, В	Погрешность разрядов, В
Все 1	111111	10,04	9,84	9,84	9,84	–
СР	100000	5,20	5,00	5,00	5,00	0,00
Разряд 2	010000	2,56	2,36	2,36	2,50	–0,14
Разряд 3	001000	1,40	1,20	1,20	1,25	–0,05
Разряд 4	000100	0,90	0,70	0,70	0,62	+ 0,08
Разряд 5	000010	0,58	0,38	0,31	0,31	+ 0,07
Разряд 6	000001	0,40	0,20	0,20	0,16	+ 0,04
Все 0	000000	0,20	0,00	0,00	0,00	–

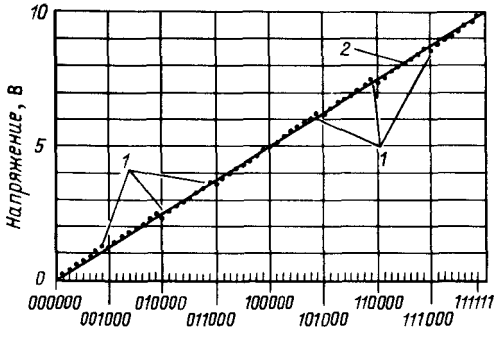


Рис. 15.12. Реальная характеристика преобразования ЦАП к задаче 15.5, показывающая немонотонные переходы (*1*) относительно оптимальной прямой линии (*2*)

г) остаточные погрешности – это разность между скорректированными и теоретическими значениями;

д) характеристика ЦАП немонотонна. В трех младших разрядах имеются ошибки, в сумме составляющие + 0,19 В. Рассмотрим переход от кода 000111 к 001000. Калиброванное выходное напряжение, соответствующее коду 000111, равно 1,28 В; выходное напряжение, соответствующее коду 001000, равно 1,20 В. Наблюдается уменьшение выходного напряжения при увеличении цифрового входного сигнала на 1. Это можно рассматривать как следствие дифференциальной погрешности линейности.

Поскольку напряжение, соответствующее коду 000111, выше теоретического значения на 0,19 В, а соответствующее 001000, ниже на 0,05 В, дифференциальная погрешность линейности на этом переходе составляет –0,24 В, что превышает значение, соответствующее 1 МР. ЦАП фактически оказывается немонотонным при шести переходах (рис. 15.12). Однако, поскольку алгебраическая сумма ошибок разрядов равна 0, единственной формой нелинейности оказывается дифференциальная нелинейность.

15.7. ВЛИЯНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА РАБОТУ ЦАП

Задача 15.6. 12-разрядный ЦАП при 25 °С имеет дифференциальную нелинейность меньше 1/2 МР, а температурный коэффициент дифференциальной нелинейности составляет 5 млн$^{-1}$/°С в диапазоне температур от 0 до 70 °С. Можно ли ожидать, что этот преобразователь будет монотонным при 70 °С?

Теория. Свойства преобразователя меняются при колебаниях температуры. Устройство, имеющее общую погрешность в пределах ± 1/2 МР при 25 °С и, следовательно, точность, совместимую с разрешающей способностью, может обладать существенными погрешностями при температурах, близких к экстремальным, в пределах определенного для него диапазона. Сопротивления также изменяются в зависимости от колебания температуры, варьируется и соотношение значений сопротивлений (в меньшей степени), наблюдается уход опорных напряжений, токов смещения операционных усилителей и напряжений смещения, уход сопротивлений переключателей во включенном состоянии и сопротивлений утечки. В результате при различных температурах можно ожидать изменения смещения нуля, коэффициента передачи и относительного веса разрядов (следовательно, нелинейности).

Температурный коэффициент предназначается для индикации максимального отклонения параметра, которое ожидается в данном температурном диапазоне. Если эти коэффициенты устанавливаются изготовителем, то они проверяются в двух-трех (иногда и больше) точках диапазона. Если точно не известно, что данный чувствительный к изменению температуры параметр изменяется пропорционально температуре, то наличие температур-

ного коэффициента в карте данных не говорит о том, что его можно использовать при небольших вариациях температуры на любом произвольном участке диапазона.

Обычно температурные коэффициенты указываются для смещения, коэффициента передачи и дифференциальной погрешности линейности. Влияние ухода параметра зависит как от его значения, так и от конкретного применения устройства. Например, если 12-разрядный ЦАП используется для дисплея осциллографа, то уход смещения (положения) или коэффициента передачи (размера изображения) на несколько разрядов большого значения не имеет. Однако дифференциальная нелинейность или немонотонность могут в значительной степени исказить изображение.

Решение. Преобразователь оказывается немонотонным, если дифференциальная нелинейность превышает 1 МР. Если дифференциальная нелинейность составляет 1/2 МР (2^{-13}, или 122 млн$^{-1}$, для 12-разрядного преобразователя) при 25 °С, а изменения температуры добавляют еще 225 млн$^{-1}$, то максимальная дифференциальная нелинейность может возрасти до 347 млн$^{-1}$. Это значительно больше, чем допустимая нелинейность 1 МР (при 12 разрядах 1 МР равен 2^{-12} = 244 млн$^{-1}$). Следовательно, нельзя ожидать, что преобразователь будет монотонным при 70 °С.

15.8. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦАП

Точность абсолютная – это разность между имеющимся на выходе аналоговым сигналом и выходным сигналом, который ожидают получить при подаче на вход преобразователя данного цифрового кода. Источниками ошибок являются погрешность коэффициента передачи, погрешность смещения нуля, нелинейность и шум. Погрешность обычно взаимосвязана с разрешающей способностью, т. е. она всегда меньше, чем $2^{-(n+1)}$, или 1/2 МР полной шкалы. Однако в некоторых случаях точность измерений оказывается гораздо выше разрешающей способности прибора.

Например, источник опорного напряжения, имеющий только 16 дискретных цифровых уровней, обладает разрешающей способностью, равной 4 разрядам (1/16), при этом его точность может быть в пределах 0,01% каждого идеального значения. Измерения абсолютной точности нужно проводить в условиях, когда источники напряжения и измерительные приборы отвечают международным стандартам.

Точность относительная – отклонение аналогового напряжения, соответствующего данному коду (отнесенного к полному интервалу аналоговых значений характеристик передачи прибора) от его теоретического значения (отнесенного к тому же интервалу) после калибровки интервала полной шкалы. Единицами измерения являются проценты, миллионные доли или 1 младшего разряда. Поскольку дискретные аналоговые значения, соответствующие входным цифровым значениям, в идеальном случае лежат на прямой линии, относительную погрешность можно интерпретировать как меру нелинейности.

Требуемый диапазон изменения выходного напряжения при колебаниях сопротивления нагрузки – в ЦАП с токовым выходом максимальный диапазон изменения напряжения на выходных выводах, для которого в устройстве предусмотрены определенные характеристики выходного тока.

Паразитный сигнал – нежелательный сигнал, который появляется вблизи переключателей или других устройств, который необходимо подавить или для которого должна быть предусмотрена развязка. Паразитный сигнал измеряют по-разному: в процентах, миллионных долях, долях 1 младшего разряда или долях 1 В при данном наборе входных цифровых сигналов на указанной частоте.

Четырехквадрантные ЦАП – это умножающие преобразователи, в которых опорный и входной цифровой сигналы могут менять амплитуду и принимать как положительную, так и отрицательную полярность. Четырехквадрантный умножитель должен подчиняться правилам умножения с точки зрения алгебраического знака выходного сигнала.

Коэффициент передачи – аналоговый масштабный коэффициент, обеспечивающий нормальное соотношение преобразования.

Температурный коэффициент передачи. См. ниже.

Младший разряд (МР) – разряд, обозначающий наименьшее значение или вес. Его аналоговый вес относительно полной шкалы составляет 2^{-n}, где n – количество двоичных цифр. Этот разряд характеризует наименьшее изменение аналогового сигнала, которое можно получить на выходе n-разрядного преобразователя.

Линейность. Погрешность линейности преобразователя (называемая также интегральной погрешностью) – это максимальное отклонение характеристики преобразования от идеальной прямой, выраженное в процентах, миллионных долях интервала полной шкалы или дробных долях 1 МР. В качестве прямой, относительно которой рассматривается отклонение характеристики преобразования, можно использовать оптимальную прямую, определяе-

мую эмпирически посредством регулировки коэффициента усиления и (или) смещения так, чтобы уравнять максимальные положения и отрицательные отклонения реальной характеристики от прямой линии и минимизировать значение погрешности.

Для этого можно также использовать прямую, проходящую через конечные точки характеристики преобразования после их калибровки (нинейность конечных точек). Хотя такая прямая дает заниженные значения погрешности, их легче измерить, и, кроме того, прямая аналогична относительной систематической погрешности. Пользователь должен установить, какое именно определение линейности используется для конкретного устройства.

В случае умножающих ЦАП погрешность нинейности аналогового сигнала при указанном цифровом коде определяется так же, как и в случае умножителей, т. е. в виде отклонения характеристики преобразования от оптимальной прямой линии.

Умножающие ЦАП, обладающие предусмотренной нелинейной функцией (например, расширяющие ЦАП с переменным коэффициентом передачи), на отдельных участках характеристики могут обладать некоторой линейностью. "Шаговая" нелинейность состоит из отклонений характеристики от идеальной на отдельных интервалах, соответствующих длине шага, в пределах группы шагов, линейных по отношению друг к другу.

Линейность дифференциальная. Два смежных цифровых кода должны обеспечивать на выходе преобразователя аналоговые сигналы, разность которых точно соответствует 1 МР (для n-разрядного преобразователя она равна 2^{-n} полной шкалы). Любое отклонение измеренного "шага" от идеальной разности называется дифференциальной нелинейностью, выражаемой в дробных долях 1 младшего разряда. Отрицательная дифференциальная нелинейность, превышающая 1 МР, может привести к немонотонности характеристики ЦАП.

Температурный коэффициент нелинейности. См. ниже.

Монотонность. ЦАП называется монотонным, если его выходной сигнал или возрастает, или остается постоянным при увеличении уровня входного цифрового сигнала, причем выходной сигнал всегда является однозначной функцией входного. Монотонность (в пределах данного температурного диапазона) иногда заменяют дифференциальной нелинейностью. Использование в аналого-цифровых преобразователях ЦАП с немонотонной характеристикой может привести к пропуску кода.

Старший разряд (СР) – разряд, соответствующий наибольшему значению или весу. Его аналоговый вес относительно интервала полной шкалы ЦАП составляет 1/2. В биполярных ЦАП в старшем разряде указана полярность числа, представленного остальными разрядами.

Умножающий ЦАП. Он отличается от ЦАП с фиксированным опорным напряжением тем, что предназначается для работы с переменным опорным сигналом. Выходные сигналы таких ЦАП пропорциональны произведению аналогового входного напряжения и дробного эквивалента входного цифрового сигнала.

Максимальный и среднеквадратичный шум. Максимальный шум – это максимальное шумовое отклонение, ожидаемое в пределах полосы частот выходного сигнала ЦАП. Для гаусова шума длительность выбросов, превышающих среднеквадратичное значение в 4 раза, составляет всего лишь $63 \cdot 10^{-6}$ общего времени. Большие выбросы, поступающие в устройство от какого-либо участка системы, обычно не оказывают заметного влияния на среднеквадратичное значение шума, хотя по сравнению с шумом они могут быть гораздо больше по амплитуде (и оказываемому воздействию).

Смещение биполярное. В большинстве биполярных преобразователей вместо создания отрицательных токов, соответствующих отрицательным числам, применяются однополярные ЦАП. Их выходные сигналы смещены на половину интервала полной шкалы (1 СР). Для получения наилучших результатов напряжение или ток смещения отбирают от того же опорного источника, который определяет коэффициент передачи преобразователя.

Температурный коэффициент смещения. См. ниже.

Чувствительность к нестабильности источника питания. Чувствительность преобразователя к изменениям напряжения источника питания обычно выражается в изменениях аналогового выходного сигнала относительно полной шкалы, выраженных в процентах (или долях 1 МР), при вариации напряжения питания на 1%. Чувствительность к нестабильности источника питания можно также выразить относительно указанного сдвига напряжения источника питания на постоянную величину. Преобразователи считаются "хорошими", если изменение в отсчете предельного значения шкалы не превышает ± 1 МР при колебаниях напряжения источника питания на ± 3%. От преобразователей, предназначенных для работы от батарей, требуются еще более точные характеристики.

Неопределенность (погрешность) квантования. Аналоговый континуум подразделяется на 2^n дискретных диапазонов при n-раз-

рядном преобразовании. Все аналоговые значения в пределах данного диапазона выходного сигнала ЦАП представляются одним и тем же цифровым кодом, относящимся обычно к номинальному значению середины диапазона. Для случаев, когда аналоговый континуум должен быть восстановлен, существует некоторая присущая преобразованию неопределенность квантования, составляющая ± 1/2 МР (обусловленная ограниченной разрешающей способностью) и складываемая с реальными погрешностями преобразования. Если необходимо получить дискретные выходные уровни (например, в источниках питания, управляемых цифровым сигналом, или при цифровой регулировке коэффициента передачи), то эта характеристика значения не имеет.

Разрешающая способность. В n-разрядном преобразователе должна быть предусмотрена возможность обеспечения на выходе 2^n различных аналоговых значений, соответствующих набору n-разрядных двоичных слов. Преобразователь, отвечающий этому критерию, называется преобразователем с разрешающей способностью n разрядов. Наименьшее изменение его выходного сигнала составляет 2^{-n} от интервала полной шкалы.

Время установления – время, требуемое для того, чтобы в ответ на заданное изменение цифрового сигнала выходной сигнал ЦАП достигал определенного значения, отличающегося от окончательного на некоторую величину (обычно ± 1/2 МР). Заданным изменением, как правило, служит полная шкала: 1 СР и 1 МР при переходах, сопровождающихся переключением большого числа разрядов (например, от 01111111 к 10000000). Время установления ЦАП с токовым выходом весьма мало. Основную долю времени установления ЦАП с потенциальным выходом обычно занимает установление выходного операционного усилителя.

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения. На максимальную скорость изменения выходного напряжения влияют ограничивающие факторы основной цепи, например ограниченный ток заряда конденсатора. Максимальная скорость нарастания выходного напряжения ЦАП с потенциальным выходом обычно определяется его выходным операционным усилителем.

Время переключения – время, требуемое для изменения состояния переключателей (время задержки плюс время нарастания сигнала от 10 до 90%). В него не входит время установления.

Температурный коэффициент – изменение параметра, деленное на соответствующее изменение температуры. Вообще температурная нестабильность выражается в процентах на градус Цельсия, миллионных долях на градус Цельсия, долях 1 МР на градус Цельсия или как изменение значения параметра в указанном температурном диапазоне. Как правило, измерения проводятся при комнатной температуре и предельных значениях температуры для указанного диапазона. Представляют интерес следующие параметры: коэффициент передачи (погрешность шкалы), линейность, смещение (для биполярных ЦАП) и нулевая точка. Последние три температурных коэффициента выражаются в процентах или миллионных долях интервала полной шкалы на градус Цельсия.

Температурный коэффициент коэффициента передачи. Здесь имеют значение два фактора. В преобразователях с фиксированным опорным напряжением колебание температуры вызывает изменение напряжения опорного источника. Эти изменения складываются с присущей всем ЦАП температурной чувствительностью переключателей, опорной цепи и резисторов.

Температурный коэффициент линейности – чувствительность линейности [интегральной и (или) дифференциальной] к изменениям температуры в указанном диапазоне. Для обеспечения монотонной характеристики ЦАП необходимо, чтобы отрицательная дифференциальная нелинейность не превышала 1 МР при любой температуре в заданном диапазоне. Температурный коэффициент дифференциальной нелинейности можно выразить через максимальное изменение нелинейности в пределах температурного диапазона и (или) утверждения о том, что устройство монотонно в пределах указанного диапазона.

Температурный коэффициент смещения. Этот коэффициент во всех точках, соответствующих отрицательному пределу полной шкалы биполярного ЦАП, зависит от трех основных факторов: температурного коэффициента источника опорного напряжения, стабильности установки нуля выходного усилителя, способности резисторов отслеживать смещение.

Температурный коэффициент установки нуля однополярного ЦАП. На температурную стабильность однополярного ЦАП с фиксированным опорным напряжением влияют в принципе ток утечки (ЦАП с токовым выходом), напряжение и ток смещения выходного операционного усилителя (ЦАП с потенциальным выходом).

Регулировка нуля и коэффициента передачи. Выходной сигнал однополярного ЦАП устанавливается равным нулю при установке всех разрядов в 0. Коэффициент передачи устанавливается равным *ПШ* $(1 - 2^{-n})$ при установке всех разрядов в 1. "Нуль" двоично-смещенного (точное двоичное дополнение) биполярного ЦАП устанавлива-

ется на $-ПШ$ при установке всех разрядов в 0. Коэффициент усиления устанавливается на $+ПШ\ (1 - 2^{-(n-1)})$ при установке всех разрядов в 1.

15.9. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ПРИБЛИЖЕНИЙ

Задача 15.7. На рис. 15.13 представлена структурная схема аналого-цифрового преобразователя (АЦП) последовательных приближений. а) С помощью временной диаграммы опишите процесс получения на выходе кода 11010101. б) Тактовая частота 12-разрядного преобразователя равна 500 кГц, определите минимальное время, требуемое для осуществления однократного преобразования.

Теория. Существует множество разнообразных способов осуществления аналого-цифрового преобразования. Ниже подробно рассматриваются только наиболее широко распространенные типы преобразователей: последовательных приближений и с интегрированием.

Метод последовательных приближений популярен вследствие того, что объединяет разрешающую способность до 12 разрядов и выше с исключительно малым временем преобразования (менее 12 мкс для преобразования 12 разрядов). Достоинством этого метода является также и то, что время преобразования фиксировано и не зависит от амплитуды входного сигнала, что позволяет преобразователю эффективно взаимодействовать с микропроцессором. К недостаткам метода можно отнести его восприимчивость к изменению входного сигнала во время преобразования (включая шум) и более высокую стоимость преобразователя в пересчете на разряд, чем при использовании АЦП с интегрированием.

Последовательные приближения аналогичны взвешиванию массы на точных весах при использовании гирь с заранее известной массой, которые образуют двоичную (или двоично-десятичную) последовательность. В § 15.4 фактически уже рассмотрен метод последовательных приближений, в котором код получается из значения напряжения. Каждую "гирю" добавляют по очереди "на весы", начиная с самой тяжелой. Если ее масса выходит за пределы шкалы, то ее удаляют, если нет – оставляют. Затем пробуют следующую гирю и т. д. После того как испробованы все гири, сумма весов оставшихся на весах гирь представляет собой точное значение неизвестного веса. Если шкала смещена на 1/2 МР (т. е. первый переход происходит при +1/2 МР вместо нуля), сумма весов, оставшихся на весах, оказывается в пределах ± 1/2 МР правильного значения.

Преобразователь последовательных приближений содержит ЦАП, компаратор напряжения или тока, генератор тактовых импульсов, сдвиговый регистр, управляющую логическую цепь и выходной регистр (рис. 15.13). Основным управляющим входом служит линия начала преобразования. Поскольку выходные данные неверны до тех пор, пока преобразование не закончено, ли-

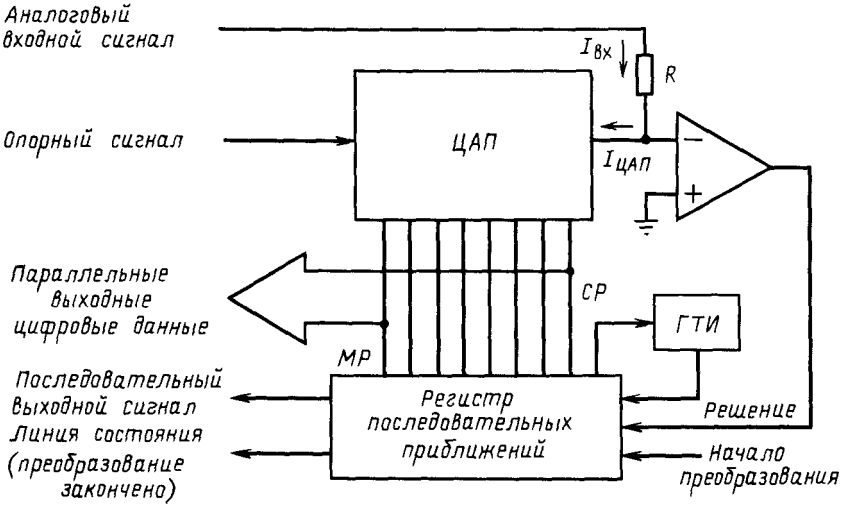


Рис. 15.13. Структурная схема АЦП последовательных приближений:
ГТИ – генератор тактовых импульсов

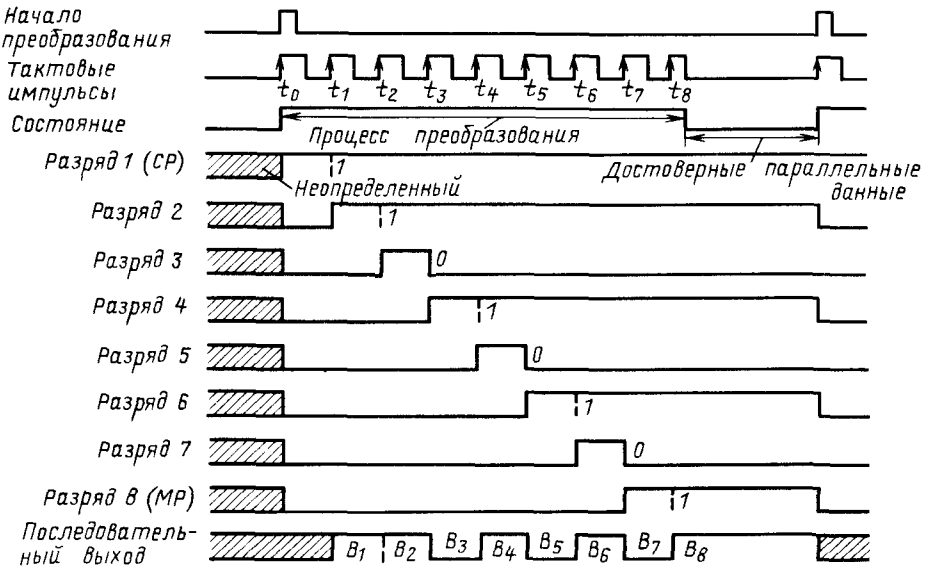


Рис. 15.14. Временная диаграмма 8-разрядного АЦП для получения кода 11010101 методом последовательных приближений

ния состояния преобразования (или окончания преобразования) сигнализирует о том, что преобразователь "занят", пока осуществляется преобразование.

Решение. а) Если при наличии на входе аналогового сигнала подана команда для начала преобразования, то линия состояния переходит в состояние "занят", регистр очищается, за исключением 1 в позиции СР, и пропускаются испульсы от тактового генератора (рис. 15.14). Единица в позиции СР вызывает на выходе ЦАП (на входе компаратора) появление тока СР (1/2 полной шкалы). Если сигнал на выходе ЦАП меньше, чем входной сигнал, на выходе компаратора появляется сигнал СОХРАНИТЬ, если больше – ОТБРОСИТЬ.

По следующему тактовому импульсу СР фиксируется в состоянии 1 или 0 в зависимости от принятого решения. К выходному сигналу ЦАП добавляется разряд 2 (1/4 полной шкалы). Если выходной сигнал ЦАП (1/4 + 1/2 или 1/4 + 0) меньше входного сигнала, то принимается решение СОХРАНИТЬ, в противном случае – ОТБРОСИТЬ. По следующему тактовому импульсу фиксируется состояние разряда 2, и к выходному сигналу ЦАП добавляется разряд 3 (1/8 полной шкалы).

Если выходной сигнал ЦАП (1/8 + 1/4 + + 1/2, 1/8 + 1/2, 1/8 + 1/4 или 1/8 + 0) меньше входного сигнала, то принимается решение СОХРАНИТЬ, если больше – ОТБРОСИТЬ. Процесс повторяется до тех пор, пока не будет использован младший разряд и не зафиксируется его состояние. Затем тактовый генератор отключается, а на линии состояния появляется сигнал ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЗАКОНЧЕНО. Теперь на выходе АЦП присутствуют параллельные цифровые данные и преобразователь готов к дальнейшей работе.

Поскольку разряды включались последовательно, выходные данные можно получить и в последовательной форме. Каждый последовательный разряд (без возврата к 0) включается передним фронтом каждого тактового импульса. Задний фронт тактовых импульсов используется для синхронизации принимающего сдвигового регистра.

б) Время преобразования n-разрядного преобразователя последовательных приближений по меньшей мере равно времени, требуемому для прохождения n тактовых импульсов. В некоторых преобразователях предусмотрена задержка в начале или в конце преобразования, равная одному или нескольким тактовым импульсам. Таким образом, минимальное время осуществления однократного 12-разрядного преобразования при частоте тактовых импульсов 500 кГц составляет приблизительно 25 мкс.

15.10. ВРЕМЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ЧАСТОТА ДИСКРЕТИЗАЦИИ

Задача 15.8. Определите: а) максимальную частоту синусоидального входного сигнала с амплитудой, равной предельному зна-

чению шкалы, при условии, что временная неопределенность оказывается меньше 1 МР. Используется 12-разрядный преобразователь с временем преобразования 25 мкс; б) максимально допустимую частоту, при которой ошибка, обусловленная временной неопределенностью, составляет 1 МР, а перед преобразователем используется квантователь с запоминанием, апертурная неопределенность которого равна 5 нс; в) минимальную частоту дискретизации, теоретически необходимую для полного восстановления сигнала, не имеющего компонентов, превышающих эту частоту; г) частоту преобразования вышеуказанного (12-разрядного) преобразователя, если время выборки квантователя с запоминанием составляет 5 мкс; д) выполняется ли критерий, установленный в п. "в".

Теория. Если входной сигнал АЦП изменяется в процессе преобразования, то существует неопределенность в отношении уровня аналогового входного сигнала в указанное время, т. е. в момент начала преобразования. В частности, если меняется сигнал на входе преобразователя последовательных приближений, то выходной цифровой сигнал может принимать значение, соответствующее любому входному сигналу, в пределах диапазона его изменения. Чтобы временная неопределенность была меньше ± 1 МР, максимальная скорость изменения сигнала не должна превышать 1 МР на интервале преобразования.

Максимальная скорость изменения синусоидального сигнала составляет $2\pi f U_{max}$, где f – частота; U_{max} – амплитуда синусоидального сигнала (рис. 15.15, *а*). Если интервал преобразования обозначить через $\tau_{пр}$, то можно записать

$$2\pi f U_{max} \leqslant \frac{2^{-n}\, 2U_{max}}{\tau_{пр}} \qquad (15.13)$$

и, следовательно,

$$f \leqslant \frac{2^{-n}}{\pi \tau_{пр}}, \qquad (15.14)$$

Частота, рассчитанная по условиям п. "а", недопустимо низка. Временная неопределенность отсутствует вне зависимости от длительности времени преобразования, если входное напряжение точно дискретизировано, фиксировано в желаемый момент времени и преобразование происходит, пока сохраняется значение входного сигнала.

Схема квантователя с запоминанием (рис. 15.16) состоит из конденсатора, переключателя, входного и выходного буферных устройств. Для обеспечения точности и скорости отслеживания эта схема строит-

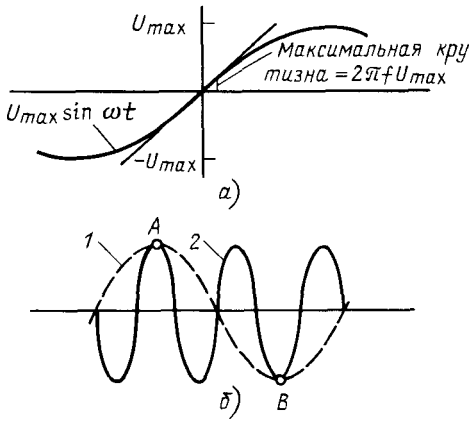


Рис. 15.15. Соотношение между временем преобразования и частотой синусоидального сигнала при данной разрешающей способности (*а*) и эффект наложения, обусловленный недостаточно высокой частотой дискретизации (*б*): *1* – наложение *2* выборки/период в точках *A* и *B*; *2* – дискретизированный входной сигнал 2/3 выборки/период в точках *A* и *B*

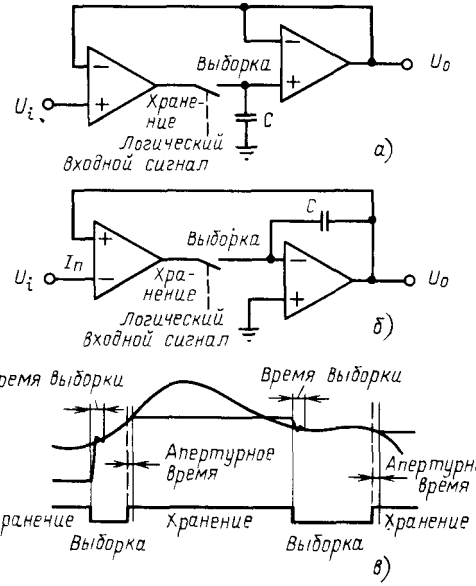


Рис. 15.16. Схемы квантователя с запоминанием:

а – повторитель; *б* – интегратор; *в* – ошибки синхронизации

ся или с задерживающей *RC*-цепью, или с интегратором в цепи обратной связи. Во время взятия выборок (или отслеживания) цепь отслеживает входной сигнал, а конденсатор заряжается с максимально возможной скоростью. В течение времени хранения переключатель разомкнут и заряд сохраняется на конденсатор. Медленное его уменьшение может происходить лишь за счет утечки. Критическими динамическими параметрами квантователя являются время выборки, когда переключатель замкнут, и апертурное время, когда он разомкнут.

Время выборки (рис. 15.16, *в*) – это время, требуемое для изменения напряжения на конденсаторе от значения, которое было запомнено, до самого последнего значения сигнала в пределах требуемой части полной шкалы. Применение этого параметра поясняется в п. "г". Апертурное время – это интервал между подачей команды запоминания и фактическим размыканием контактов переключателя. Оно складывается из времени задержки (зависящего от логической схемы, устройства переключателя и составляющего обычно 50 нс) и времени неопределенности (апертурной дрожи), равного случайной составляющей апертурного времени, которая определена для всего динамического диапазона изменения входного сигнала и в устройствах общего назначения равна 5 нс.

При использовании квантователя с запоминанием в тех случаях, когда важны временные соотношения, команда запоминания должна быть согласована по времени, чтобы ее опережение компенсировало известную компоненту апертурной задержки. Основные ограничения на точность временного распределения накладывает апертурная дрожь. Если в АЦП применяется квантователь с запоминанием, неопределенность временного распределения, обусловленная временем преобразования, уменьшается на величину, равную отношению времени преобразования к апертурной дрожи. Другими словами, апертурная неопределенность τ_a в уравнении (15.14) заменяет задержку преобразования $\tau_{пр}$.

Если сигнал дискретизируется со слишком малой частотой, то при последующем восстановлении могут появиться искажения за счет эффекта наложения, т. е. создания сигналов на других частотах, дискретизируемых аналогичным способом (рис. 15.15, *б*). Чтобы исключить эффект наложения, частота дискретизации должна более чем в 2 раза превышать частоту сигнала. Кроме того, все высшие гармоники частоты следует отфильтровывать перед дискретизацией (и на приемной стороне после восстановления). Все вышеизложенное является следствием теоремы отсчетов в весьма упрощенной форме.

Решение. Итак: а) в соответствии с уравнением (15.14) максимальная частота сигнала равна $2^{-12}/(\pi \cdot 25 \cdot 10^{-6}) = 3{,}11$ Гц; б) в соответствии с уравнением (15.14) максимальная частота равна $2^{-12}/(\pi \cdot 5 \cdot 10^{-9}) = 15{,}5$ кГц;

в) на основе теоремы отсчетов теоретическая минимальная частота дискретизации равна $2 \cdot 15{,}5 = 31$ кГц;

г) время, затрачиваемое на дискретизацию и преобразование, составляет приблизительно (5 + 25) мкс, следовательно, частота преобразования равна $1/(30 \cdot 10^{-6}) = 33{,}3$ кГц;

д) критерий, рассчитанный в п. "в", выполняется на пределе. На практике в результате влияния гауссова шума и несовершенства характеристик фильтров частота дискретизации должна не менее чем в 3 раза превышать максимальную частоту сигнала.

15.11. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ С ИНТЕГРИРОВАНИЕМ

Задача 15.9. На рис. 15.17, *а* показана структурная схема АЦП с двухтактным интегрированием. а) Опишите принцип действия преобразователя. б) Укажите его достоинства и недостатки по сравнению с АЦП последовательных приближений. в) Выясните способы минимизации погрешностей, г) Выясните способ минимизации влияния наводки с частотой 60 Гц (и ее гармоник) на входе преобразователя.

Теория и решение. а) Интегрирующий АЦП измеряет время, необходимое для того, чтобы выходной сигнал интегратора прошел с постоянной (опорной) скоростью через весь диапазон значений напряжений, пропорциональных среднему входному сигналу.

Рассмотрим схему на рис. 15.17, *а*. В начальный момент времени на интегратор подается входное напряжение и начинается интегрирование входного сигнала U_I. Одновременно счетчик начинает подсчет тактовых импульсов. Отсчитав за время t_1 несколько тактовых импульсов N_1, счетчик переключает вход интегратора.

Теперь на интегратор подается опорное напряжение $U_{оп}$, имеющее полярность, противоположную входному сигналу. Он начинает интегрировать в противоположном направлении с постоянной скоростью, а счетчик снова подсчитывает тактовые импульсы. Когда выходной сигнал интегратора достигает своего исходного значения, компаратор отключается и преобразование завершается. Прекращается следование тактовых импульсов, интегратор фиксируется на исходном значении. Можно показать, что коли-

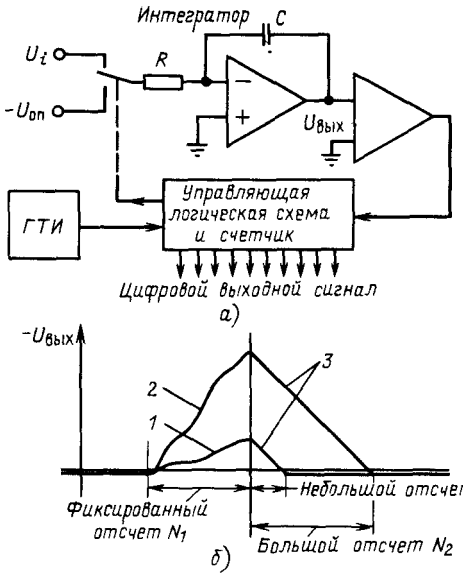


Рис. 15.17. АЦП с двухтактным интегрированием:

а – схема; *б* – выходной сигнал интегратора; *ГТИ* – генератор тактовых импульсов; *1* – малый входной сигнал; *2* – интегрирование большого входного сигнала; *3* – фиксированная крутизна (интегрирование $U_{оп}$)

чество отсчетов N_2, отражающее время t_2, пропорционально среднему входному напряжению U_i. Выходной сигнал интегратора показан на рис. 15.17, *б*.

Поскольку выходной сигнал интегратора после первого такта интегрирования U_1 равен изменению выходного сигнала после второго такта интегрирования U_2, можно записать, что

$$U_1 = U_2 = \frac{Q_1}{C} = \frac{Q_2}{C} = \frac{\overline{I_1 t_1}}{C} =$$

$$= \frac{\overline{I_2 t_2}}{C} = \frac{\overline{U_i t_1}}{RC} = \frac{U_{оп} t_2}{RC}.$$

Следовательно,

$$\frac{t_2}{t_1} = \frac{\overline{U_i}}{U_{оп}}. \qquad (15.15)$$

Так как время пропорционально количеству отсчетов, то

$$N_2 = \frac{\overline{U_i}}{U_{оп}} N_1. \qquad (15.16)$$

До тех пор пока значения R, C и частоты тактовых импульсов остаются неизменными во время преобразования, точность преобразования от них не зависит. Она определяется смещением усилителя, дрейфом напряжения смещения, нелинейностью динамических характеристик переключателей, интегратора и компаратора.

Выходной сигнал счетчика может быть двоичным или двоично-десятичным. Поскольку главным образом интегрирующие АЦП применяются в щитовых измерительных приборах с цифровой индикацией или в других устройствах отображения данных, чаще употребляется двоично-десятичная форма записи.

б) Интегрирующие АЦП работают гораздо медленнее, чем АЦП последовательных приближений. Однако они имеют значительно большую потенциальную точность, исключают потерю кодов, обладают помехоустойчивостью, а также вследствие использования меньшего количества высокоточных элементов гораздо дешевле. Простота, низкая стоимость и совместимость с интегральными схемами обусловливают предпочтительность их применения в щитовых измерительных приборах с цифровой индикацией.

в) Погрешности интегрирующих преобразователей минимизируются двумя принципиально различными способами: аналоговым и цифровым. Оба они, однако, требуют дополнительного времени для коррекции ошибок. Наиболее хорошо известен метод коррекции нуля. Он заключается в том, что после завершения преобразования вход отсоединяется от источника опорного напряжения и заряжается конденсатор C_1 (рис. 15.18), напряжение которого через буферное устройство подается на вход интегратора. Компаратор и инте-

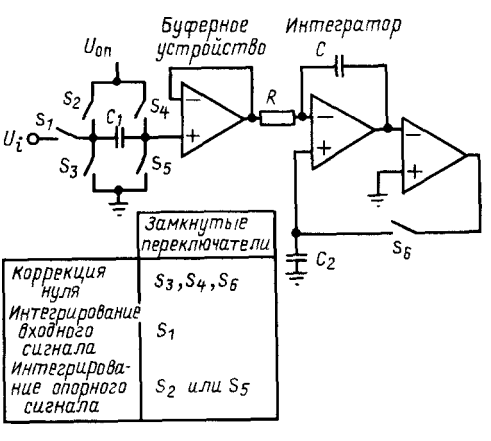


Рис. 15.18. Схема подстройки нуля преобразователя с интегрированием (аналоговый участок)

гратор соединены друг с другом местной цепью обратной связи с коэффициентом передачи 1. Второй конденсатор C_2 заряжается до напряжения, равного сумме опорного напряжения и напряжений смещения буферного устройства и интегратора. Интегрирующий конденсатор заряжается до напряжения смещения компаратора.

При получении команды на начало преобразования конденсатор C_1 отсоединяется от источника опорного напряжения и земли. На ранее заземленный вывод подается входной сигнал. Коиденсатор C_2 отсоединяется от выхода компаратора. К интегрирующему резистору прикладывается напряжение, равное входному, и далее происходит процесс интегрирования. Выходной сигнал интегратора изменяется в соответствующем направлении (в зависимости от полярности входного сигнала) относительно напряжения нулевого смещения компаратора.

После отсчета N_1 тактовых импульсов на выходе интегратора появляются проинтегрированное суммарное напряжение сигнала и напряжение смещения компаратора. Вход буферного устройства переключается или на землю, или на источник опорного напряжения. Направление интегрирования определяется полярностью входного напряжения. Когда напряжение на выходе интегратора становится равным напряжению смещения компаратора, преобразование заканчивается.

Цффровая схема, использованная в 13-разрядном монолитном интегрирующем АЦП, является четырехтактной. Исходный двухтактный цикл преобразования со смещенным опорным напряжением и заземленным входом обеспечивает цифровую меру нуля и погрешности коэффициента передачи в форме отсчета. Затем, при подаче сигнала, осуществляется второй двухтактный цикл. Отсчет ошибки вычитается из основного отсчета, обеспечивая отличную компенсацию погрешностей.

г) Метод интегрирования обеспечивает подавление шума, поскольку любой высокочастотный шум просто-напросто усредняется. К тому же происходит полное (теоретически) подавление основной и всех остальных гармоник частоты, период которых равен периоду интегрирования сигнала. Следовательно, чтобы получить достаточное подавление наводки с частотой 60 Гц и ее гармоник, период интегрирования устанавливают равным 16,7 мкс или кратным этому значению.

15.12. ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ АЦП И ПОГРЕШНОСТИ

Задача 15.10. На рис. 15.19 показана идеальная характеристика преобразования 3-разрядного АЦП. Изобразите изменения этой характеристики, которые показывают: а) погрешность смещения нуля; б) погрешность шкалы; в) погрешность линейности; г) покажите, полностью ли на рис. 15.19 описан выходной сигнал в случае, когда входной сигнал превышает свои предельные значения.

Теория. Как и в ЦАП, чтобы охарактеризовать код на выходе АЦП, нужно знать два фактора: используемый код и характеристику преобразования. Вообще в ЦАП и АЦП применяются одни и те же коды. Аналоговый входной сигнал АЦП, однако, может принимать любое зиачение в определенном

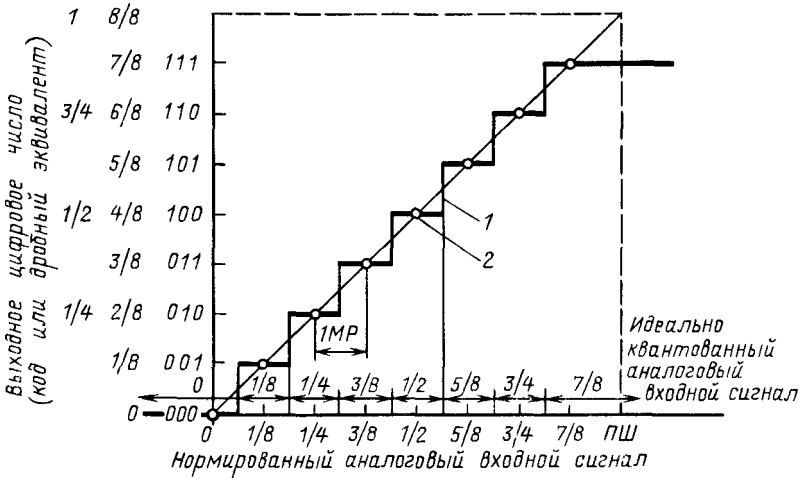


Рис. 15.19. Идеальная характеристика преобразования однополярного 3-разрядного АЦП: *1* – идеальный переход; *2* – номинальное квантованное значение (±1/2 МР)

рабочем диапазоне и даже некоторые значения вне его.

Поскольку он предназначен для получения 2^n кодов в аналоговом диапазоне, необходимо квантовать аналоговый континуум, т. е. разделить его на 2^n диапазонов или квантов, каждый из которых служит для представления ряда аналоговых значений. Все аналоговые значения в пределах данного диапазона представляются в одном и том же цифровом коде, который в общем соответствует номинальному значению середины диапазона (горизонтальная ступенька характеристики преобразователя).

Следовательно, приняв решение использовать АЦП, следует заранее согласиться на присущую ему неопределенность квантования, составляющую ± 1 МР, которая добавляется к погрешностям, возникающим в процессе преобразования. Единственным способом уменьшения неопределенности квантования является увеличение количества разрядов.

Определить момент перехода от одного кода к другому легче, чем найти значение, соответствующее середине диапазона. Следовательно, погрешности и подстройку АЦП вычисляют и измеряют с точки зрения аналоговых значений, при которых действительно происходит переход, относительно идеальных значений перехода.

Как и ЦАП, АЦП имеет погрешность смещения: первый переход может и не произойти точно при 1/2 МР. К тому же существуют погрешности шкалы или коэффициента передачи [разность между значениями, при которых происходят первый и последний переходы, не равна ПШ (1–2 МР)] и линейности (разность между значениями переходов не всегда одинакова). Если дифференциальная нелинейность чрезмерно велика, то не исключена вероятность того, что один или несколько кодов будут пропущены (аналогично немонотонному ЦАП).

Отличие разных подходов к аналого-цифровому преобразованию более существенно, чем различия между типами ЦАП. Следовательно, не исключены качественные различия между характеристиками преобразования для различных типов АЦП. Например, АЦП последовательных приближений и параллельные АЦП не могут преобразовывать аналоговые сигналы, выходящие за пределы диапазона. С другой стороны, при выходе сигналов за пределы диапазона они не переполняются и не формируют ошибочные коды. АЦП, в которых применяются счетчики, могут переполняться. Они также вызывают выход сигнала за пределы диапазона, формируя его перенос.

В интегрирующих преобразователях не существует проблемы дифференциальной линейности, поскольку в них не используются ЦАП или множество точных элементов, различие характеристик которых обусловливает дифференциальную нелинейность. Следовательно, в интегрирующих преобразователях пропуск кодов не происходит.

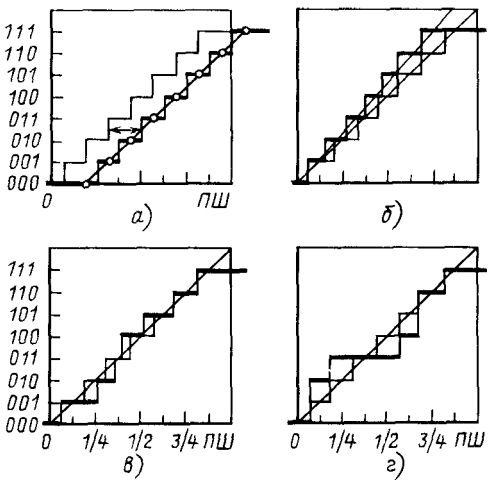


Рис. 15.20. Характеристика преобразования 3-разрядного АЦП с учетом погрешностей: *а* – погрешность смещения нуля; *б* – погрешность коэффициента передачи; *в* – нелинейность; *г* – пропуск кода

Решение. Таким образом: а) на рис. 15.20, *а* показана погрешность за счет смещения нуля;

б) на рис. 15.20, *б* изображена погрешность коэффициента передачи;

в) погрешность линейности показана на рис. 15.20, *в*, а на рис. 15.20, *г* – пропуск кодов;

г) как обсуждалось выше, на рис. 15.19 приведен выход аналогового сигнала за пределы диапазона, который может происходить в АЦП последовательных приближений или параллельных АЦП и не происходит в АЦП интегрирующего типа.

15.13. НЕМОНОТОННЫЕ ЦАП И ПРОПУСК КОДОВ В АЦП

Задача 15.11. На рис. 15.21 показана часть диапазона входных сигналов АЦП последовательных приближений. Горизонтальными полосами изображена характеристика использованного в нем ЦАП. Очевидно, что она немонотонная. Определите, будет ли пропущен код на выходе АЦП, и если да, то какой, каким образом.

Теория. На рисунке горизонтальными полосами показаны измеренные значения выходного сигнала ЦАП, соответствующие шести последовательным кодам. ЦАП нелинейный, его разряд, следующий за младшим

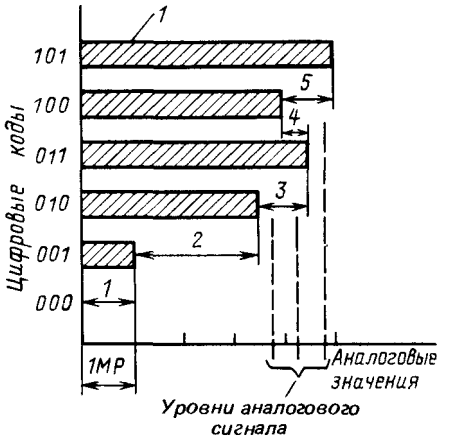


Рис. 15.21. Роль немонотонности характеристики ЦАП в пропуске кодов в АЦП:
1 – уровни выходного сигнала ЦАП

(010), равен $1^1/_2$ МР, т. е. слишком велик. Таким образом, среди пяти квантов или ступеней не все равны 1 МР: квант 2 равен $2^1/_2$ МР, а квант 4 – $^1/_2$ МР. Погрешность дифференциальной линейности, т. е. разность между фактической шириной кванта и идеальной единицей МР, составляет $+1^1/_2$ МР для кванта 2 и $-1^1/_2$ МР для кванта 4 (табл. 15.7).

В преобразователях последовательных приближений комбинации разрядов пробуются по порядку, начиная со старшего разряда. В представленном примере, если аналоговый сигнал превышает и 100, и 011, но не достигает 101, пробуется значение 100. Оно принимается, поскольку оказывается меньше аналогового входного сигнала. Когда к значению 100 добавляется следующий разряд 010, результат оказывается слишком велик и значение 010 отвергается. Затем добавляется младший разряд 001, и проверяется значение 101. Оно тоже слишком велико, поэтому 001 также отвергается. Окончательным ответом является 100.

Если аналоговый сигнал находится между 100 и 011, то принимается значение 100, поскольку оно меньше аналогового входного сигнала. Затем снова пробуется следующий разряд 010, который добавляется к 100. Суммарное значение не подходит, поэтому окончательный результат, как и в предыдущем случае, будет 100.

Если значение аналогового сигнала находится между 100 и 010, то значение 100 будет отвергнуто, поскольку оно слишком велико. После пробы принимается значение 010, так как оно меньше аналогового сигнала. Затем к нему добавляется 001. Поскольку такая комбинация превышает аналоговый сигнал, она отвергается. Ответ получается 010.

Решение. Пропущен код 011. Как показано выше, нет условий, при которых он выбирается.

Таблица 15.7. **Немонотониость характеристики ЦАП, как следствие дифференциальной погрешности линейности**

Квант	Ширина	Дифференциальная погрешность линейности
5	1 МР	0
4	$-\frac{1}{2}$ МР	$-1\frac{1}{2}$ МР
3	1 МР	0
2	$2\frac{1}{2}$ МР	$1\frac{1}{2}$ МР
1	1 МР	0

15.14. ХАРАКТЕРИСТИКИ АЦП

Обычно для описания АЦП используют следующие характеристики.

Точность абсолютная. Погрешность АЦП при данном входном коде – это разность между теоретическим и фактическим аналоговыми значениями входного напряжения, необходимого для создания данного кода. Поскольку код может быть создан любым аналоговым напряжением в конечном диапазоне, входной сигнал, требуемый для получения данного кода, определяется как средняя точка диапазона входных сигналов, обеспечивающих формирование этого кода (см. рис. 15.19). Например, если напряжение 5 В (± 1,2 мВ) теоретически вызывает формирование 12-разрядного кода для половины шкалы 100000000000, то преобразователь, в котором любое напряжение между 4,997 и 4,999 В приводит к формированию такого же кода, имеет абсолютную погрешность (1/2) (4,997 + 4,999) – 5 = = –0,002 В = –2 мВ.

Абсолютная погрешность учитывает погрешности коэффициента передачи, смещения нуля, нелинейность и шум. Измерения абсолютной точности должны проводиться в стандартных условиях с применением источников питания и измерительных приборов, отвечающих международным стандартам.

Точность относительная – это отношение аналогового значения любого кода (отнесенного к полному аналоговому диапазону

характеристик преобразования устройства) к его теоретическому значению (отнесенному к тому же диапазону) после калибровки диапазона полной шкалы. Она измеряется в процентах, миллионных долях или долях 1 МР. Поскольку дискретные точки теоретической характеристики лежат на прямой линии, это отклонение можно также интерпретировать как меру нелинейности. Дискретные точки характеристики – это средние точки диапазонов квантования каждого кода.

Время преобразования – время от начала преобразования до появления на выходе устойчивого цифрового кода, соответствующего данному диапазону.

Двухтактный преобразователь – интегрирующий АЦП, в котором неизвестный сигнал преобразуется в пропорциональный временной интервал, а затем измеряется цифровым способом. Осуществляется это путем интегрирования неизвестной величины в течение заранее определенного времени. Впоследствии к интегратору подключается опорный входной сигнал противоположной полярности, и он начинает интегрировать в обратном направлении от уровня, определенного неизвестной величиной. Интегрирование продолжается до тех пор, пока не будет достигнута исходная точка. Время второго такта интегрирования пропорционально среднему уровню неизвестного сигнала, полученному за заранее установленный период интегрирования.

Паразитный сигнал. См. характеристики ЦАП.

Коэффициент передачи. См. характеристики ЦАП.

Температурный коэффициент коэффициента передачи. См. ниже.

Младший разряд. См. характеристики ЦАП.

Линейность. См. характеристики ЦАП.

Линейность дифференциальная. См. характеристики ЦАП. Погрешность, определяемая дифференциальной нелинейностью и превышающая 1 МР, может привести к немонотонности характеристики преобразования ЦАП и пропуску кодов в АЦП, где такой ЦАП используется (рис. 15.21).

Температурный коэффициент линейности. См. выше.

Температурный коэффициент смещения. См. выше.

Чувствительность к нестабильности источника питания. См. характеристики ЦАП. В АЦП, предназначенных для работы от батарей, требуется как можно более полное подавление колебаний питающих напряжений.

Четырехтактный преобразователь – интегрирующий АЦП с двумя циклами двухтактного преобразования (1 раз с нулевым входным сигналом и 1 раз с измеряемым аналоговым входным сигналом). Погрешности, появляющиеся во время первого цикла, вычитаются в цифровой форме из результата во втором цикле. В итоге получается исключительно точный преобразователь. Обычно температурные коэффициенты монолитных ИС, в которых используется такое преобразование, составляют максимум 1 млн$^{-1}$/°С как для коэффициента передачи, так и для смещения нуля.

Неопределенность (погрешность) квантования. См. характеристики АЦП.

Логометрический преобразователь. Выходной сигнал – АЦП – это цифровой сигнал, пропорциональный отношению входного сигнала к опорному. В большинстве случаев требуется измерять абсолютные значения относительно фиксированного опорного сигнала. Иногда, когда на результат измерений влияет опорное напряжение, подверженное дрейфу (например, напряжение, приложенное к мостовой схеме), для исключения колебаний напряжения имеет смысл использовать это опорное напряжение и для преобразования. Логометрическое преобразование может заменять деление аналогового сигнала (где делитель изменяется во время преобразования менее чем на 1 МР).

Метод последовательных приближений заключается в сравнении неизвестного сигнала с рядом взвешенных эталонных значений.

Температурный коэффициент. См. характеристики ЦАП.

Температурный коэффициент коэффициента передачи. На нестабильность коэффициента передачи при изменении температуры влияют, главным образом, два фактора. В преобразователях с фиксированным опорным напряжением напряжение опорного источника зависит от температуры. Эти изменения затем суммируются с температурной чувствительностью, присущей самому логометрическому устройству.

Температурный коэффициент линейности – это чувствительность линейности к температуре в пределах определенного диапазона. Во избежание пропуска кодов в устройствах последовательных приближений необходимо, чтобы в рабочем диапазоне при любой температуре дифференциальная нелинейность была меньше 1 МР. Температурный коэффициент дифференциальной нелинейности можно выразить как отношение, максимальное изменение в указанном температурном диапазоне и (или) утверждение о том, что при работе в пределах указанного диапазона нет пропуска кодов.

Температурный коэффициент смещения нуля. Температурный коэффициент точки отключения всех переключателей ЦАП (отрицательное предельное значение шкалы) биполярного преобразователя последовательных приближений зависит от температурного коэффициента источника опорного напряжения, стабильности входного буферного устройства и

компаратора, а также отслеживающей способности резисторов биполярного смещения и резисторов, определяющих коэффициент передачи.

Температурный коэффициент установки нуля однополярного АЦП зависит только от стабильности установки нуля интегратора и (или) входного буферного устройства и компаратора. Его можно выразить в микровольтах на градус Цельсия, процентах или миллионных долях полной шкалы на градус Цельсия.

Принципы регулировки нуля и усиления. Регулировка нуля в однополярном АЦП производится таким образом, что переход от состояния "все разряды выключены" к младшему разряду происходит при $+1/2$ МР, т. е. $2^{-(n+1)}$ полной шкалы (см. рис. 15.19). Усиление устанавливается так, чтобы окончательный переход к состоянию "все разряды включены" происходил при напряжении $ПШ\ (1 - (3/2)2^{-n})$. Нуль биполярного АЦП, использующего смещенный двоичный код или код точного двоичного дополнения, устанавливается так, чтобы первый переход происходил при напряжении $-ПШ\ (1 - 2^{-n})$, а последний – при $+ПШ\ (1 - 3 \cdot 2^{-n})$.

Глава 16

ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ

Р. Тиелкинг

16.1. ВВЕДЕНИЕ

Видеоусилители обеспечивают усиление видеоинформации. Частотный спектр видеосигналов весьма широк – от постоянного тока до нескольких мегагерц. Чтобы обеспечить приемлемое качество изображения, видеоусилитель должен иметь равномерную частотную характеристику во всем упомянутом диапазоне частот. В настоящей главе рассматриваются схемы видеоусилителей, используемых в коммерческих телевизионных приемниках. Приводимые расчеты пригодны для других видео- и широкополосных усилителей.

Каскады видеоусилителей обычно содержат резисторы, не шунтированные емкостями, и имеют относительно невысокие коэффициенты усиления и низкие входные импедансы, что обеспечивает необходимую форму частотных характеристик. Многокаскадные отрицательные обратные связи (ООС), широко применяемые в усилителях звука и других усилительных устройствах, в видеоусилителях практически не применяются во избежание паразитных возбуждений на видеочастотах.

Во многом расчеты схем видеоусилителей подобны расчетам схем усилителей звуковых частот. К ним относятся определение режимов смещения, вычисления коэффициентов усиления на низких и средних частотах, а также входных и выходных импедансов. Основной акцент будет сделан на проблемах усиления высоких частот.

Следует отметить, что большинство отношений, характерных для высоких частот, включают в себя паразитные (монтажные) емкости и другие параметры, не поддающиеся точному вычислению. Поэтому результатам расчетов свойственны определенные погрешности. Их следует считать (в определенной степени) грубым приближением, которое необходимо уточнять в ходе настройки реальных схем.

16.2. ТРАНЗИСТОРЫ ДЛЯ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ

В последние годы кремниевые биполярные транзисторы усовершенствованы в такой степени, что большинство из них пригодны для применения в видеоусилителях. Однако транзисторы средней и большой мощности часто имеют неудовлетворительные высокочастотные характеристики. Вместе с тем имеется широкая номенклатура полевых транзисторов, обладающих хорошими параметрами в области высоких частот. Однако одно из основных преимуществ полевых транзисторов – высокие входные импедансы – в случае видеоусилителей практически не реализуется, так как по схемным соображениям необходимо иметь низкие импедансы.

Эквивалентные схемы. Транзисторы пригодны для использования в видеоусилителях на частотах, меньших f_T, – частотах, на которых коэффициент усиления по току транзистора в схеме с общим эмиттером уменьшается до 1. Широко распространенная гибридная эквивалентная схема (рис. 16.1, *а*) действительна для частот вплоть до f_T и поэтому пригодна для анализа видеоусилителей.

Т-образная эквивалентная схема (рис. 16.1, *б*) функционально идентична гиб-

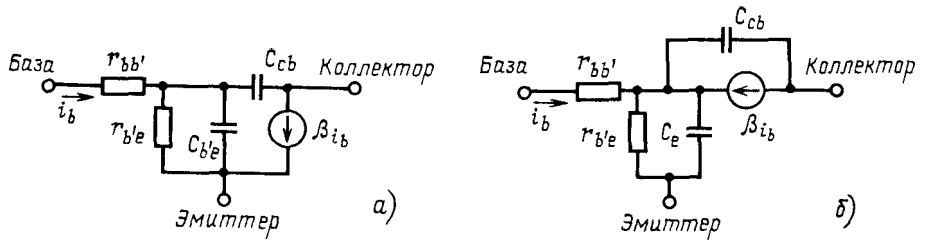


Рис. 16.1. Эквивалентные схемы транзистора:
а – гибридная; *б* – Т-образная

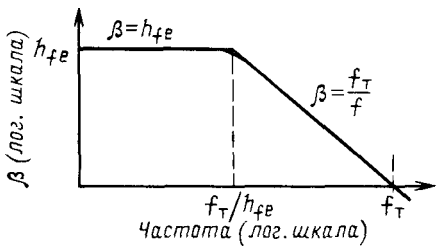


Рис. 16.2. Зависимость β от частоты

ридной схеме, но оказывается более удобной для анализа определенных схем.

Ниже приводится описание этих схем.

Параметры транзисторов. Параметры эквивалентных схем необходимо знать для расчетов реальных схем. На низких частотах $\beta = h_{fe}$, а на высоких частотах β уменьшается до 1 (на частоте f_T), как показано на рис. 16.2. Для различных частот удобно использовать следующие приближенные соотношения:

для $f < \dfrac{f_T}{h_{fe}}$

$$\beta = h_{fe}; \tag{16.1}$$

для $\dfrac{f_T}{h_{fe}} < f < f_T$

$$\beta = \frac{f_T}{f}. \tag{16.2}$$

Значения h_{fe} и f_T указываются изготовителем.

Сопротивление эмиттерного перехода зависит от положения рабочей точки по постоянному току и определяется в виде

$$r_e = \frac{M}{I_E}, \tag{16.3}$$

где I_E – постоянный ток в цепи эмиттера; $M = 26$ мВ.

Величина r'_{be} есть пронзведение r_e на коэффициент передачи тока в цепи эмиттер–база, т. е.

$$r'_{be} = (\beta + 1)\, r_e. \tag{16.4}$$

С учетом соотношений (16.1) – (16.3), получаем для $f < f_T/h_{fe}$

$$r'_{be} = (h_{fe} + 1)\, M/I_E, \tag{16.5}$$

или

$$r'_{be} - h_{fe} M/I_E, \tag{16.6}$$

для $f_T/R_{fe} < f < f_T$

$$r'_{be} = \left(\frac{f_T}{f} + 1\right)\frac{M}{I_E}. \tag{16.7}$$

Диффузионные емкости эмиттерного перехода соответственно C'_{be} и C_e практически одинаковы для гибридной и Т-образной эквивалентных схем. Реактивное сопротивление этих емкостей на частоте f_T равно r_e, поэтому

$$C'_{be} = C_e = \frac{1}{2\pi f_T r_e} \tag{16.8}$$

и из (16.5)

$$C'_{be} = C_e = \frac{I_E}{2\pi f_T M}. \tag{16.9}$$

Распределенное сопротивление r'_{bb} очень редко указывается изготовителем, и его трудно измерить. К частью, оно весьма мало (от 10 до 50 Ом). Для большинства схем цепь с r'_{bb} можно считать короткозамкнутой. Иногда изготовнтели указывают постоянную вре-

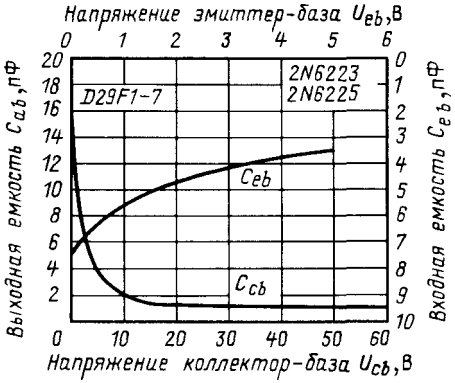


Рис. 16.3. Зависимости входной и выходной емкостей от напряжения

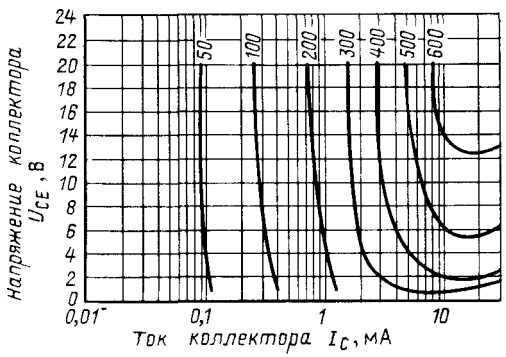


Рис. 16.4. Зависимости произведения коэффициента усиления на полосу пропускания от тока коллектора

мени цепи $r'_{bb}C_{cb}$. Тогда, зная параметр C_{cb}, можно определить r_{bb} (см. ниже).

Емкость обратной связи коллектора C_{cb} обычно указывается изготовителем. Она зависит от напряжения коллектора. На рис. 16.3 приведены соответствующие зависимости для транзистора 2N6223. Из характеристик на рис. 16.3 следует, что при $U_{cb} = 10$ В емкость $C_{cb} = 2$ пФ, а при снижении напряжения до 5 В емкость C_{cb} возрастает до 4 пФ.

Величина, равная произведению полосы пропускания на коэффициент усиления (f_T), в эквивалентных схемах не используется, но знать ее для вычисления некоторых параметров необходимо. Соответствующие данные обычно указываются изготовителем. Зависимость произведения коэффициента усиления на полосу пропускания для транзистора 2N6223 показана на рис. 16.4. Применительно к задаче 16.1 транзистор используется при $U_{ce} = -12{,}3$ В и $I_c = 9{,}6$ мА. Этому режиму соответствует область между упомянутыми характеристиками для 500 и 600 МГц.

Для расчета параметров транзисторов применяются формулы (16.1) – (16.9).

16.3. РАСЧЕТ ВЕРХНЕЙ ГРАНИЧНОЙ ЧАСТОТЫ И ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА КАСКАДА ВИДЕОУСИЛИТЕЛЯ БЕЗ КОРРЕКЦИИ

Задача 16.1. На рис. 16.5 показаны два каскада видеоусилителя с гальванической связью, работающие на нагрузку с емкостью 25 пФ. Коэффициент усиления каждого каскада примерно равен 3. Входной сигнал подается на базу транзистора VT_1 на уровне постоянного напряжения +2,0 В. Параметр C_{cb} и произведение коэффициента усиления на полосу пропускания следует определить по графикам на рис. 16.3 и 16.4. Величина h_{fe} для транзистора VT_1 составляет 140. Паразитные емкости транзистора VT_2 коллектор–земля и база–земля составляют соответственно 5 и 4 пФ. Рассчитайте верхнюю граничную частоту второго каскада и входной импеданс (у вывода базы) транзистора VT_2.

Теория. Приведенная схема типична для видеоусилителей. Гальваническая связь довольно просто реализуется в случае использования n–p–n- и p–n–p-транзисторов, когда коллектор одного транзистора непосредственно подключают к базе следующего.

Вначале определяется рабочая точка для транзистора VT_2, положение которой зависит от тока коллектора VT_1. Входной постоянный уровень 2 В на базе уменьшается за счет падения напряжения на эмиттерном переходе (0,7 В), и для VT_1 ток коллектора $I_c \simeq 1{,}3/330 = 0{,}0039$ А = 3,9 мА. Сопротивление в цепи коллектора (1 кОм, шунтированное $R_3 h_{FE}$) составляет 980 Ом. Для транзистора VT_2 напряжения $U_b = 21{,}14$ В и $U_e = 21{,}84$ В. В рабочей точке

$$U_{ce} = 12{,}3 \text{ В}; \qquad (16.10)$$

$$I_e \simeq I_c = 9{,}6 \text{ мА}. \qquad (16.11)$$

Эквивалентная схема для переменного тока, показанная на рис. 16.5, *б*, включает в себя гибридную эквивалентную схему транзистора (см. рис. 16.1, *а*), описанную ранее, и паразитные емкости.

Соотношения для определения параметров эквивалентной схемы приведены в § 16.2. Для рабочей точки [уравнения (16.10) и (16.11)] с помощью рис. 16.4 находим, что

$$f_T = 500 \text{ МГц}. \qquad (16.12)$$

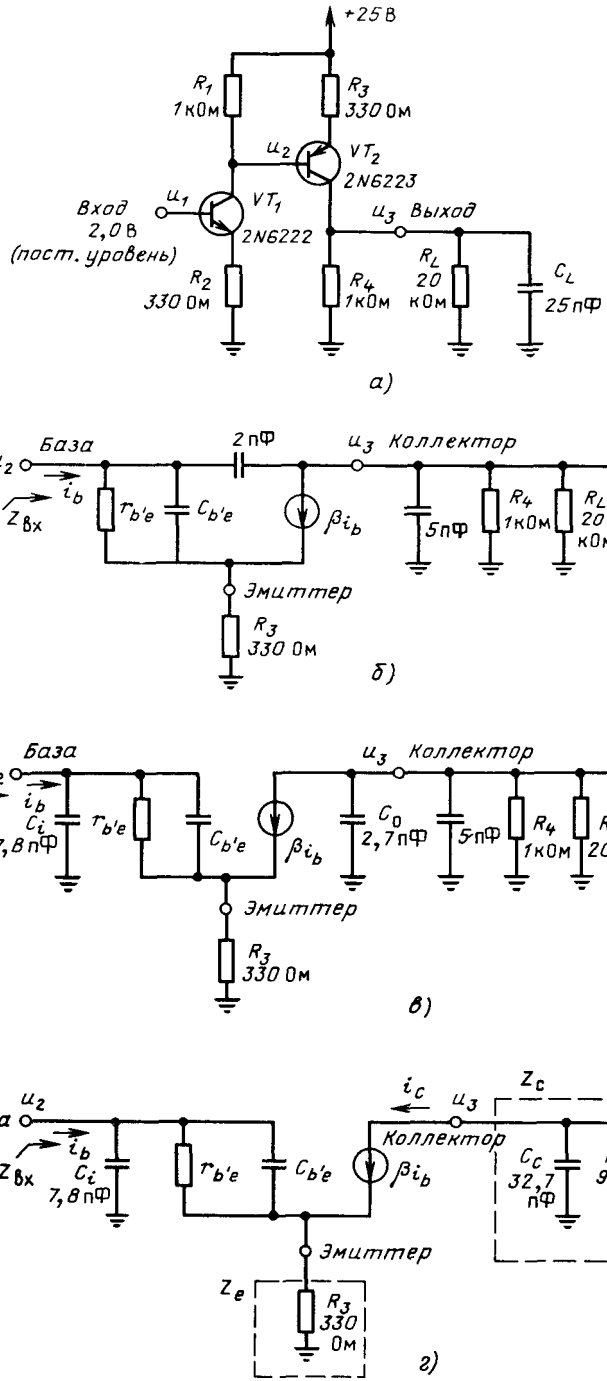


Рис. 16.5. Двухкаскадный видеоусилитель без коррекции (*а*), эквивалентная схема второго каскада (*б*), эквивалентиая схема с преобразованием Миллера емкости $C_{св}$ (*в*) и упрощенная эквивалентная схема (*г*)

Из (16.1) и (16.2) определяем

$$f_T/h_{fe} = \frac{500}{140} = 3{,}6 \text{ МГц}. \qquad (16.13)$$

Для $f < 3{,}6$ МГц

$$\beta = 140, \qquad (16.14)$$

а для $3{,}6 \text{ МГц} < f < 500$ МГц

$$\beta = \frac{M_1}{f}, \qquad (16.15)$$

где $M_1 = 500$ МГц.

По графику на рис. 16.3 находим, что $C_{cb} \simeq 12$ пФ, значением r'_{bb} можно пренебречь, а прочие параметры в расчетах не используются. Емкость C_{cb} можно преобразовать в эквивалентные емкости C_i (база–земля) и C_0 (коллектор–земля) по формулам

$$C_0 = C_{cb}\left(1 + \frac{1}{A}\right); \qquad (16.16)$$

$$C_i = C_{cb}(1 + A), \qquad (16.17)$$

где A – коэффициент усиления каскада на средних частотах.

Для рассматриваемой схемы

$$A = \frac{R_4 \parallel R_L}{R_3} = 2{,}89, \qquad (16.18)$$

тогда

$$C_0 = 2\left(1 + \frac{1}{2{,}89}\right) = 2{,}7 \text{ пФ}; \qquad (16.19)$$

$$C_i = 2(1 + 2{,}89) = 7{,}8 \text{ пФ}. \qquad (16.20)$$

Преобразованная схема приведена на рис. 16.5, *в*. Ее можно упростить, комбинируя параллельно включенные компоненты. В этом случае она выглядит так, как показано на рис. 16.5, *г*.

Анализ этой схемы указывает на три возможных механизма ограничения усилительных свойств каскада на высоких частотах.

1. Импеданс цепи коллектора. Коэффициент усиления каскада u_3/u_2 приблизительно равен Z_c/Z_e. Поэтому существующая емкость коллектора (32,7 пФ) вызывает уменьшение усиления на 3 дБ на частоте, на которой ее реактивное сопротивление станет равным сопротивлению 950 Ом.

2. Уменьшение коэффициента усиления транзистора в соответствии с соотношением (16.15). Коэффициент усиления уменьшается на 3 дБ на частоте

$$f = \frac{f_T}{2}. \qquad (16.21)$$

3. Входной импеданс. Его значение не сказывается на коэффициент усиления второго каскада, но влияет на частотную характеристику первого каскада, поскольку входной импеданс – это часть коллекторной нагрузки. Входной импеданс определяется реактивным сопротивлением C_i, включенным параллельно импедансу в цепи эмиттера, умноженному на β.

Для решения задачи 16.1 используются формулы (16.10) – (16.21).

Решение. За счет импеданса коллектора Z_c происходит уменьшение коэффициента усиления на 3 дБ на частоте, при которой $X_c = R_c$. Если

$$Z_c = \frac{1}{2\pi f \cdot 32{,}7 \cdot 10^{12}} = 950 \text{ Ом},$$

то

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot 32{,}7 \cdot 10^{12} \cdot 950} = 5{,}1 \cdot 10^6 \text{ Гц} =$$

$$= 5{,}1 \text{ МГц}.$$

Из (16.21)

$$f = \frac{500}{2} = 250 \text{ МГц}.$$

Так как эта частота велика, ширина полосы пропускания ограничивается импедансом коллектора и составляет 5,1 МГц.

Входной импеданс определяется из соотношения[1]

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_i} \Big\| (\beta R_3),$$

где $R_3 = 330$ Ом.

На частотах ниже 3,6 МГц, как следует из уравнения (16.14), $\beta = 140$ и импеданс, кОм,

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_i} \Big\| 46{,}2.$$

На частотах выше 3,6 МГц коэффициент β определяется из уравнения (16.15), и в этом случае импеданс, кОм,

---

[1] Оператор j математически вычисляется как $\sqrt{-1}$ и означает наличие сдвига фазы на 90° между реактивной и активной составляющими импеданса. Результирующий импеданс определяется векторной суммой, равной корню квадратному из суммы квадратов активной и реактивной составляющих.

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_i} \left\| \left(\frac{f_1}{f} \right) \right.,$$

где f_1 = 165 МГц.

Входной имеданс становится нагрузкой предыдущего каскада (VT_1) и может влиять на его частотную характеристику. Расчет частотной характеристики и входного импеданса первого каскада аналогичен соответствующим расчетам для второго каскада. Расчет второго каскада должен предшествовать расчету коллекторной нагрузки для первого каскада.

16.4. КОРРЕКЦИЯ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ С ПОМОЩЬЮ ЕМКОСТИ В ЦЕПИ ЭМИТТЕРА

Задача 16.2. На рис. 16.6 показана схема усилителя, аналогичного рассмотренному в задаче 16.1, но с емкостью в цепи эмиттера, корректирующей частотную характеристику. Рассчитайте емкость C_1, результирующую верхнюю граничную частоту и входной импеданс второго каскада на транзисторе VT_2.

Теория. Эквивалентная схема усилителя (рис. 16.6, *б*) почти такая же, как и в задаче 16.1 (рис. 16.5, *г*), и отличается от нее лишь наличием емкости C_1. Коэффициент усиления каскада

$$A \simeq \frac{Z_c}{Z_e} = \frac{R_c \left\| \dfrac{1}{j\omega C_c} \right.}{R_3 \left\| \dfrac{1}{j\omega C_1} \right.}. \qquad (16.22)$$

Если коэффициент усиления на высоких частотах не отличается от коэффициента усиления на средних и низких частотах, то реактивные сопротивления емкости в уравнении (16.22) должны соотноситься так же, как и активные сопротивления, т. е.

$$\frac{1/(j\omega C_c)}{1/(j\omega C_1)} = \frac{950\ \text{Ом}}{330\ \text{Ом}}, \qquad (16.23)$$

откуда определяется емкость C_1.

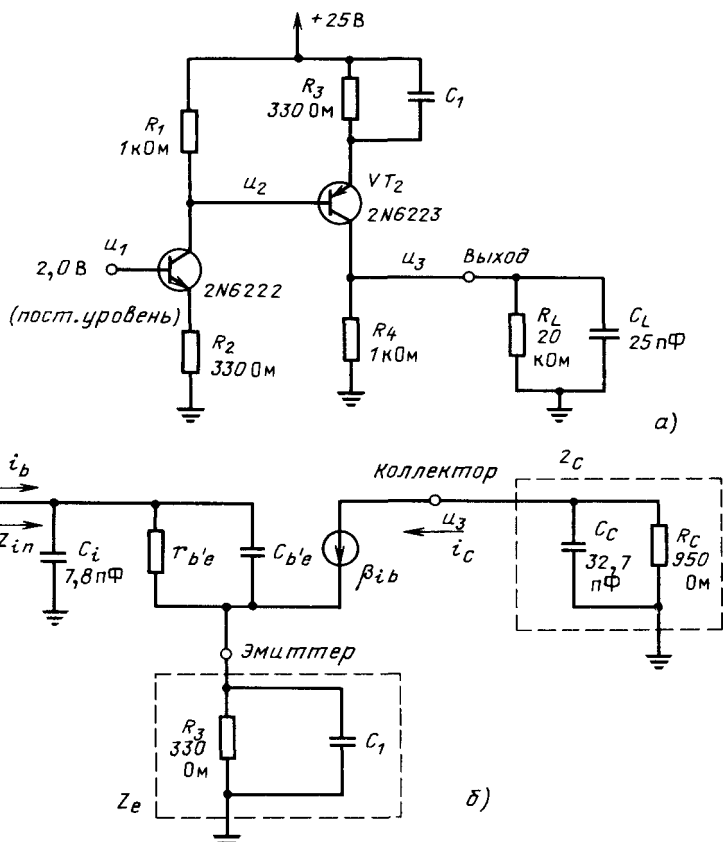


Рис. 16.6. Схема усилителя к задаче 16.1 с корректирующей емкостью C_1 (*а*) и упрощенная эквивалентная схема (*б*)

Характеристики в области высоких частот теперь не ограничиваются емкостью в цепи коллектора, так как она компенсирована емкостью в цепи эмиттера. Поэтому частотная характеристика усилителя на высоких частотах ограничивается только параметрами самого транзистора [см. уравнение (16.21)].

Входной импеданс определяется так же, как и в задаче 16.1.

Решение. Из уравнения (16.23)

$$C_1 = \frac{950}{330}\,32{,}7 = 94\ \text{пФ}.$$

Ограничения характеристики на высоких частотах зависят от свойств транзистора. Согласно уравнению (16.21)

$$f \simeq \frac{f_T}{2} \simeq \frac{500}{2} = 250\ \text{МГц}.$$

Входной импеданс (как и в задаче 16.1)

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_i}\left(R_3 \left\| \frac{1}{j\omega C_1}\right.\right)\beta.$$

Для $f < 3{,}6$ МГц $\beta = 140$ и импеданс, кОм,

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C} \left\| 46{,}2,\right.$$

где $C = 8{,}5$ пФ.

Для $3{,}6\ \text{МГц} < f < f_T$ $\beta = f_T/f$ и

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega\left(C_i + \dfrac{fC_1}{M_1}\right)\left\| \left(\dfrac{f_1}{f}\right)\right.},$$

где $f_1 = 165$ МГц; $M_1 = 500$ МГц.

Реактивная компонента входного импеданса (емкость 8,5 пФ), не зависящая от частоты, корректируется путем включения конденсатора в цепь эмиттера транзистора VT_1.

Необходимо отметить, что приведенные вычисления справедливы для линейного режима работы транзистора. Практически при определеиных уровнях сигнала наличие емкости в цепи эмиттера может привести к мгновенной отсечке транзистора, в результате чего снижается верхняя граничная частота. В качестве примера, иллюстрирующего это явление, рассмотрим следующую задачу.

16.5. ПЕРЕХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЛЯ ЭМИТТЕРНОЙ КОРРЕКЦИИ

Задача 16.3. Как показано на рис. 16.7, *а*, на вход второго каскада усилителя в задаче 16.2 подан сигнал идеальной формы в виде меандра с уровнями 19,5 и 22,5 В. Рассчитайте время нарастания и спада выходного напряжения в цепи коллектора.

Теория. Расчет частотной характеристики схемы, выполненный в предыдущей задаче, основан на предположении, что транзистор постоянно находится в активном состоянии. Однако в определенных условиях при резких изменениях уровня сигнала транзистор может переходить в режим отсечки, что приводит к ухудшению параметров усилителя.

В момент времени t_1 переходный процесс вызывает увеличение тока транзистора. Верхняя граничная частота, как и в задаче 16.2, составляет 250 МГц. Между временем установления и верхней граничной частотой существует следующее соотношение:

$$ft = 0{,}35, \qquad (16.24)$$

где f – верхняя граничная частота; t – время установления (время, в течение которого напряжение изменяется от 10 до 90% окончательного значения, рис. 16.7, *б*).

В момент времени t_2 ток транзистора начинает уменьшаться. Напряжение на конденсаторе сохраняет свое значение, и в результате транзистор VT_2 переходит в режим отсечки. Выходное напряжение при этом определяется экспоненциальным разрядом емкостей до момента завершения спада тока, после чего транзистор VT_2 оказывается в проводящем состоянии. Форма напряжений в цепях эмиттера и коллектора одинакова, поскольку постоянные времени обеих цепей равны.

Напряжение на емкости коллектора в течение разряда экспоненциально спадает, т. е.

$$u_2 = u_1 e^{-tf/R_c C_c},$$

время спада

$$t_f = R_c C_c \ln\left(\frac{u_1}{u_2}\right), \qquad (16.25)$$

где параметры R_c и C_c взяты из схемы на рис. 16.7, *а* и напряжения u_1 и u_2 показаны на рис. 16.7, *б*.

Эквивалентная верхняя граничная частота, соответствующая времени спада, определяется из соотношения (16.24).

Решение. Время нарастания напряжения на выходе t_2 (время, в течение которого транзистор находится в проводящем состоянии) вычисляется из уравнения (16.24). Верхняя граничная частота f составляет 250 МГц (см. задачу 16.2). Если $ft_2 = 250t_2 = 0{,}35$, то $t_2 = 1{,}4$ нс.

Для определения времени спада, в течение которого транзистор закрыт, необходимо знать уровень выходного сигнала. Уровни напряжения на эмиттере отличаются от напряжения

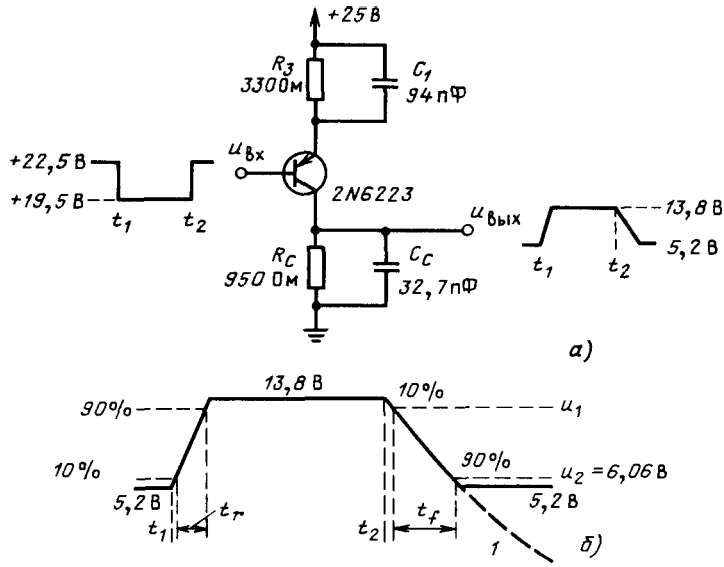


Рис. 16.7. Второй каскад и идеализированное прямоугольное напряжение на входе (*а*), выходное напряжение u_{out}, детализированное изображение t_r и t_f (не в масштабе) (*б*):
1 – разряд C_c до нуля

базы на +0,7 В (20,2 и 23,2 В) и составляют 13,8 и 5,2 В соответственно на коллекторе.

Тогда согласно уравнению (16.25) при значениях R_c и C_c из задачи 16.2

$$t_f = 950 \cdot 32{,}7 \cdot 10^{-12} \left(\ln \frac{12{,}94}{6{,}06} \right) =$$

$$= 0{,}76 \cdot 31 \cdot 10^9 = 24 \text{ нс}.$$

Эквивалентная полученному времени спада ширина полосы пропускания

$$f = 0{,}35/24 \cdot 10^9 = 15 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 15 \text{ МГц}.$$

Следует отметить, что результаты вычислений зависят от амплитуды сигнала: чем ниже она, тем лучше переходная характеристика.

16.6. ИНДУКТИВНАЯ ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ КОРРЕКЦИЯ С КОРРЕКЦИЕЙ В ЦЕПИ ЭМИТТЕРА

Задача 16.4. Показанный на рис. 16.8 выходной каскад видеоусилителя работает на емкостную иагрузку. Частотная коррекция осуществляется либо за счет включения параллельно иагрузке индуктивности, либо за счет включеиия конденсатора C_1 в цепь эмиттера. Транзистор VT_2 имеет емкость ОС порядка 3 пФ и паразитную емкость коллектора относительно земли –6 пФ. Произведение коэффициента усиления на полосу пропускания транзистора VT_2 составляет 60 МГц, что превышает рабочий диапазон схемы. Рассчитайте (приблизительно) величины L_1 и C_1, необходимые для достижеиия максимальной полосы пропускания схемы, и результирующую верхиюю граничную частоту.

Теория. Уровень выходных сигналов оконечных каскадов может быть очень высок. Как показано в задаче 16.3, при использовании только емкостной коррекции переходные характеристики ухудшаются при высоких уровнях сигнала. Поэтому в таких каскадах предпочтительнее использовать коррекцию с помощью индуктивности или, как будет показано ниже, полезно включать небольшую емкость в цепь эмиттера.

При коррекции с помощью индуктивности, включенной параллельно емкости, иа высоких частотах создается параллельный резонансный контур. Соответствующая эквивалентная схема изображена на рис. 16.8, *б*, а ее упрощенный вариант – на рис. 16.8, *в*.

Как следует из уравнения (16.16), выходная емкость транзистора C_0 примерно равна емкости ОС C_{cb}. Суммарная емкость в цепи коллектора создается емкостью C_{cb} (3 пФ), паразитной емкостью 6 пФ и емкостью нагрузки 30 пФ и составляет 39 пФ.

При закороченной индуктивности L_1 на верхней граничной частоте f_1 (в отсутствие коррекции) активные и реактивные импедансы равны. Поэтому можно записать

$$R_2 = \frac{1}{2\pi f_1 C_c}$$

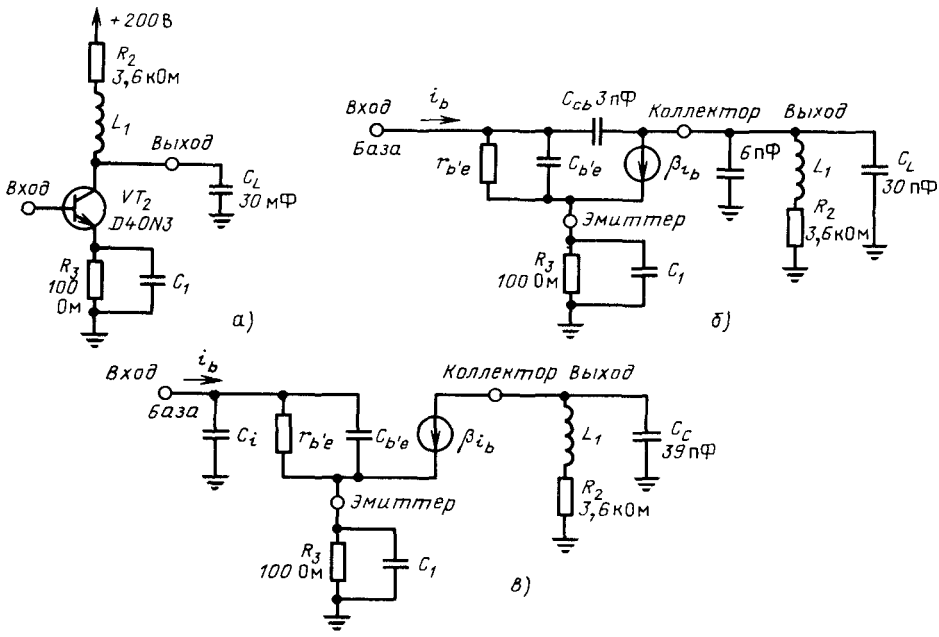


Рис. 16.8. Выходной каскад видеоусилителя с параллельной индуктивной и эмиттерной коррекцией (*а*), эквивалентная (*б*) и упрощенная эквивалентная схемы (*в*)

или

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_c}. \qquad (16.26)$$

Образующийся при включении индуктивности L_1 совместно с емкостью C_1 контур имеет резонансную частоту, несколько более высокую, чем f_1, и, таким образом, увеличивает коллекторный импеданс, расширяя частотную характеристику в области высоких частот. При тщательном выборе резонансной частоты частотная характеристика оказывается фактически "плоской", расширенной в области высоких частот.

На частотах выше f_1 реактивные сопротивления $X_L = X_C$. Отношение частот

$$k = R_2 \sqrt{\frac{C_c}{L_1}}. \qquad (16.27)$$

Анализ зависимости импеданса коллектора от частоты для различных значений k показывает, что оптимальное улучшение формы частотной характеристики достигается при условии

$$1{,}4 < k < 1{,}6. \qquad (16.28)$$

Верхняя граничная частота корректированного усилителя

$$f_2 \simeq 1{,}7 f_1', \qquad (16.29)$$

где f_1' – верхняя граничная частота некорректированного усилителя.

Частотные характеристики усилителя показаны на рис. 16.9.

Поскольку на частоте f_2 коэффициент усиления падает на 3 дБ, емкость конденсатора в цепи эмиттера следует выбирать так, чтобы скомпенсировать наблюдаемое уменьшение коэффициента усиления. Это условие достигается при равенстве сопротивления в цепи эмиттера и реактивного сопротивления емкости, т. е. когда

$$R_3 = \frac{1}{2\pi f_2 C_1}, \quad C_1 = \frac{1}{2\pi f_2 R_3}. \qquad (16.30)$$

Анализ полной схемы с включенной емкостью C_1 показывает, что верхняя граничная частота в этом случае

$$f_3 \simeq 2{,}4 f_2 = 4{,}1 f_1. \qquad (16.31)$$

При известных L_1 и C_1 форма частотной характеристики (рис. 16.9) оказывается практически "плоской" с небольшим подъемом

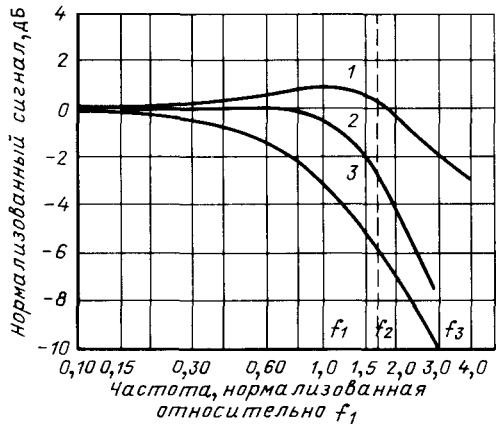


Рис. 16.9. Частотные характеристики корректированного (k = 1,5) и некорректированного усилителей:

1 – коррекция с L_1 и C_1; *2* – коррекция только с L_1; *3* – без коррекции

(около 1 дБ) на частотах, близких к f_1. Некоторый подъем частотной характеристики на высоких частотах применительно к телевизионным видеоусилителям позволяет увеличить "разборчивость" деталей изображения.

Для решения задачи 16.4 используются формулы (16.26) – (16.31).

Решение. Верхняя граничная частота некорректированного усилителя

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 3{,}6 \cdot 10^3 \cdot 39 \cdot 10^{-12}} =$$

$$= 1{,}13 \text{ МГц}.$$

Из соотношения (16.28) выбираем k = = 1,5. Для расчета следует использовать соотношение (16.27), т. е.

$$L_1 = 1{,}5 = 3{,}6 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{39 \cdot 10^{-12}}{L_1}},$$

откуда определяем, что $L_1 = 225$ мкГн.

Верхняя граничная частота при использовании только индуктивной коррекции

$$f_2 = 1{,}7 \cdot 1{,}13 = 1{,}92 \text{ МГц}.$$

Емкость конденсатора для дополнительной коррекции вычисляется с помощью (16.30) следующим образом:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 1{,}92 \cdot 10^6 \cdot 100} =$$

$$= 829 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} = 829 \text{ пФ}.$$

Результирующая граничная частота из соотношений (16.31)

$$f_3 = 4{,}1 \cdot 1{,}13 = 4{,}65 \text{ МГц}.$$

Полученные данные с учетом характеристик на рис. 16.9 позволяют определить коэффициент усиления на любой частоте.

Приведенные расчеты выполнены в предположении, что на результирующую форму частотной характеристики усилителя не влияют частотные характеристики источника тока в эквивалентной схеме транзистора (см. рис. 16.8, *в*). Справедливость этого допущения можно проверить с помощью уравнения (16.21), откуда

$$f \simeq \frac{60}{\ell} = 30 \text{ МГц}.$$

Это значение достаточно велико по сравнению с шириной полосы пропускания усилителя 4,65 МГц, поэтому упомянутое допущение вполне справедливо.

Переходную характеристику такого типа трудно рассчитать для переходных процессов, вызывающих переход транзистора в режим отсечки. Здесь необходимо учитывать демпфирование резонанса индуктивностью и емкостью C_c в сочетании с уровнем сигнала. Частотную характеристику легко оценить с помощью генератора прямоугольных импульсов и осциллографа. Частотный "всплеск" может возникать за счет подъема частотной характеристики на 1 дБ на частотах, близких к f_1.

16.7. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ И ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ИНДУКТИВНЫЕ КОРРЕКЦИИ

Задача 16.5. Схемы оконечных каскадов, показанные на рис. 16.10 и 16.11, подобны схеме, рассмотренной в задаче 16.4. Они имеют последовательную и последовательно-параллельную коррекции, осуществляемые с помощью индуктивностей. Емкость нагрузки для обеих схем $C_{L0} = 26$ пФ, а паразитная емкость на землю равна 10 пФ. Остальные параметры аналогичны указанным в задаче 16.4. Рассчитайте компенсирующие компоненты L_1, L_2 и R_4 (если нужно), а также результирующую верхнюю граничную частоту.

Теория. Эквивалентные схемы, показанные на рис. 16.10, *б* и *в*, рассмотрены в § 16.6 для случая последовательной коррекции. Эквивалентные схемы для последовательно-параллельной коррекции аналогичны рассмотренным и отличаются от них только включением L_2 и исключением R_4.

Если исключить коррекцию путем замыкания индуктивности, то обе схемы оказываются идентичными некорректированному вари-

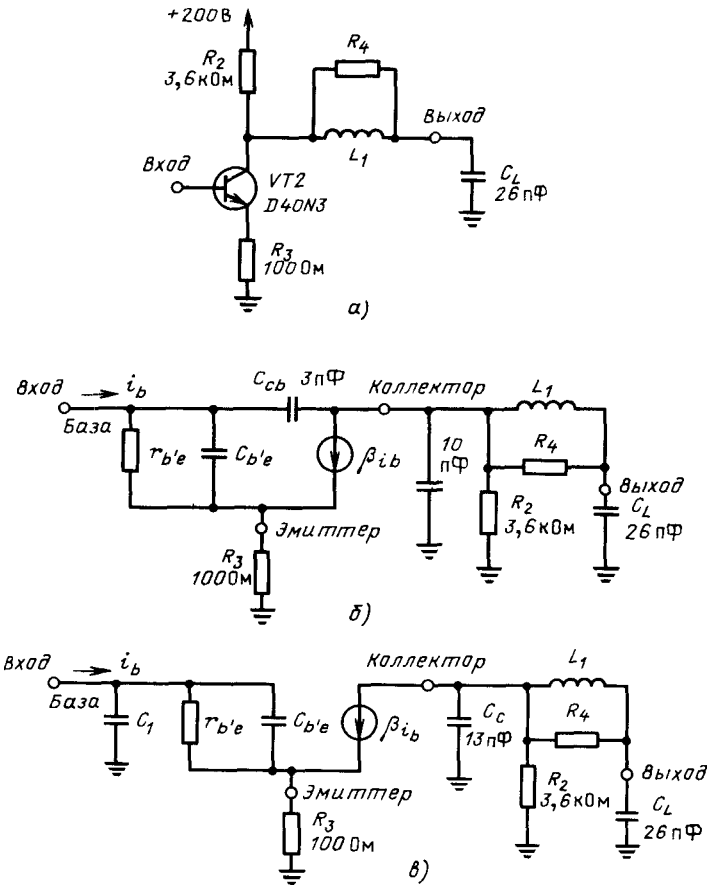


Рис. 16.10. Выходной каскад с последовательной коррекцией (*а*), эквивалентная (*б*) и упрощенная эквивалентная схемы (*в*)

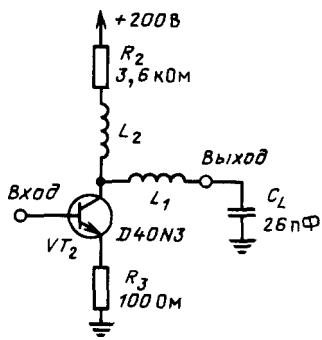


Рис. 16.11. Выходной каскад с последовательной коррекцией

анту (см. задачу 16.4). Верхняя граничная частота f_1 будет такой же, как и ранее. При использовании обоих методов коррекции схема и емкость нагрузки разделяются последовательно включенной катушкой индуктивности, причем схема и емкость нагрузки образуют последовательные резонансные контуры, "расширяющие" частотную характеристику в области высоких частот. Такая схема коррекции позволяет получить оптимальные результаты, если емкость нагрузки в 2 раза больше емкости схемы, что имеет место в настоящей задаче.

Максимальная ширина полосы пропускания при относительно "плоской" частотной характеристике достигается при соблюдении следующих соотношений:

а) для последовательной коррекции (рис. 16.10)

$$R_4 \simeq 7{,}8R_2; \qquad (16.32)$$

$$L_1 \simeq 0{,}82\,(R_2)^2 C_L; \qquad (16.33)$$

$$f_2 \simeq 2{,}1 f_1; \qquad (16.34)$$

б) для последовательно-параллельной коррекции (рис. 16.11)

$$L_1 \simeq 0{,}77\,(R_2)^2 C_L; \qquad (16.35)$$

$$L_2 \simeq 0{,}21\,(R_2)^2 C_L; \qquad (16.36)$$

$$f_2 \simeq 2{,}3 f_1. \qquad (16.37)$$

Решение. Для задачи 16.4 ширина полосы пропускания некорректированного усилителя $f_1 = 1{,}13$ МГц.

а) для последовательной коррекции (рис. 16.10)

$R_4 \simeq 7{,}8 \cdot 3{,}6 = 28$ кОм;

$L_1 \simeq 0{,}82\,(3{,}6 \cdot 10^3)^2 26 \cdot 10^{-12} =$

$= 276 \cdot 10^{-6}$ Гн $= 276$ мкГн;

$f_2 = 2{,}1 \cdot 1{,}13 = 2{,}37$ МГц;

б) для последовательно-параллельной коррекции (рис. 16.11)

$L_1 \simeq 0{,}77\,(3{,}6 \cdot 10^3)^2 26 \cdot 10^{-12} =$

$= 259 \cdot 10^{-6}$ Гн $= 259$ мкГн;

$L_2 \simeq 0{,}21\,(3{,}6 \cdot 10^3)^2 26 \cdot 10^{-12} =$

$= 71 \cdot 10^{-6}$ Гн $= 71$ мкГн;

$f_2 = 2{,}3 \cdot 1{,}13 = 2{,}6$ МГц.

Эти формулы и расчеты можно использовать только при условии, что выходная емкость схемы составляет половину емкости нагрузки. Для других соотношений емкостей получаются неудовлетворительные результаты. Оптимальные значения компонентов схемы определяются с помощью компьютера и вышеприведенных формул в качестве первого приближения.

Емкость в цепи эмиттера осуществляет дополнительную коррекцию, как и в задаче 16.4, однако ее применение дает худшие результаты, чем простая схема параллельной коррекции.

16.8. ВХОДНОЙ ИМПЕДАНС ВЫХОДНОГО КАСКАДА С ЭМИТТЕРНЫМ ПОВТОРИТЕЛЕМ НА ВХОДЕ

Задача 16.6. Напряжение на вход оконечного видеокаскада, рассматриваемого в данном параграфе, подается с эмиттерного повторителя (рис. 16.12).

Параметры транзистора VT_1: $h_{fe} = 250$, $f_T = 200$ МГц, $C_{cb} = 5$ пФ. Параметры транзистора VT_2: $h_{fe} = 50$, $f_T = 60$ МГц, $C_{cb} = 3$ пФ. Паразитная емкость эмиттер–земля транзистора VT_1 составляет 4 пФ, а емкость коллектор–земля транзистора VT_2 – пФ. Рассчитайте входной импеданс базы VT_1.

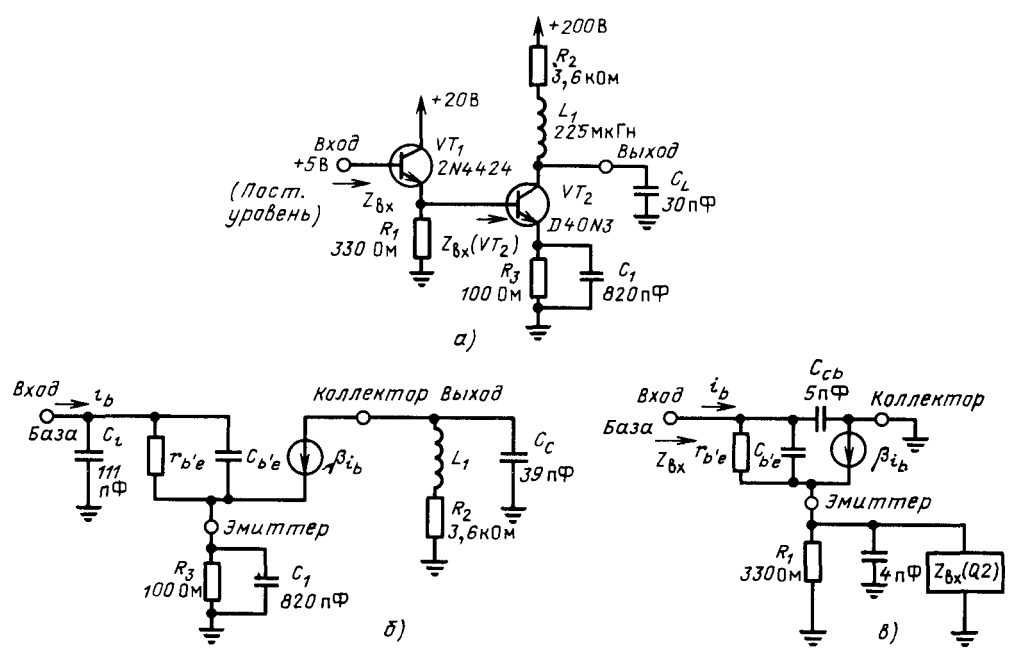


Рис. 16.12. Выходной каскад с эмиттерным повторителем на входе (*а*), упрощенная эквивалентная схема выходного каскада (см. рис. 16.8, *в*) (*б*) и эквивалентная схема транзистора VT_1 (*в*)

Теория. Входной импеданс транзистора VT_1 приблизительно равен произведению β на эмиттерный импеданс. Часть эмиттерного импеданса представляет собой входной импеданс транзистора VT_2. По этой причине в первую очередь следует рассчитать $Z_{in}(VT_2)$. Как будет видно из расчетов, в этом типе оконечного каскада входной импеданс в значительной степени обусловлен емкостью, поэтому на высоких частотах оказывается затруднительным раскачать выходной каскад с помощью обычного эмиттерного повторителя. Другое решение приведено в § 16.7.

Эквивалентная схема каскада на транзисторе VT_2 показана на рис. 16.12, *б*. Емкость C_i, обусловленная эффектом Миллера, оценена в предыдущих параграфах [см. задачу 16.1, уравнения (16.16) и (16.17)]. В схеме на рис. 16.12, *в* емкость C_{cb} транзистора VT_1 заземлена коллекторным выводом, так что мультипликации эффекта Миллера не происходит.

Решение. Входной импеданс базы транзистора VT_2^*

$$Z_{in}(VT_2) = \frac{1}{j\omega \cdot 111\ \text{пФ}} \Big\| \beta \left(100\ \text{Ом} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}}\right).$$

Из уравнений (16.1) и (16.2) имеем

$$\beta = 50 \text{ для } f < \frac{60}{50} = 1{,}2\ \text{МГц};$$

$$\beta = 60 \text{ для } f > 1{,}2\ \text{МГц}.$$

Поэтому на частотах ниже 1,2 МГц

$$Z_{in}(VT_2) \simeq \frac{1}{j\omega \cdot 111\ \text{пФ}} \Big\| 50 \times \left(100\ \text{Ом} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}}\right) =$$

$$= \frac{1}{j\omega \cdot 111\ \text{пФ}} \Big\| 50 \times 100\ \text{Ом} \Big\| \frac{50}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}} =$$

$$= \frac{1}{j\omega \cdot 111\ \text{пФ}} \Big\| 5\ \text{кОм} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 16{,}4\ \text{пФ}}.$$

Комбинируя емкости 111 и 16,4 пФ, получаем для $f < 1{,}2$ МГц

$$Z_{in}(VT_2) = \frac{1}{j\omega \cdot 127\ \text{пФ}} \Big\| 5\ \text{кОм} \qquad (16.38)$$

и на более высоких частотах для $f > 1{,}2$ МГц

$$Z_{in}(VT_2) \simeq \frac{1}{j\omega \cdot 111\ \text{пФ}} \Big\| \frac{60\ \text{МГц}}{f} \times \left(100\ \text{Ом} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}}\right). \qquad (16.39)$$

Входной импеданс базы транзистора VT_1^*

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| \beta \times \left(300\ \text{Ом} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 4\ \text{пФ}} \Big\| Z_{in}(VT_2)\right). \qquad (16.40)$$

Из уравнений (16.1) и (16.2)

$$\beta = 250 \text{ для } f < \frac{200}{250} = 0{,}8\ \text{МГц}; \qquad (16.41)$$

$$\beta = \frac{200}{f} \text{ для } f > 0{,}8\ \text{МГц}. \qquad (16.42)$$

Подставляя уравнения (16.38) и (16.41) в (16.40), получаем

$$Z_{in} \cong \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| 250 \times \left(330\ \text{Ом} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 4\ \text{пФ}} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 127\ \text{пФ}} \Big\| 5\ \text{кОм}\right).$$

Преобразуя параллельно включенные сопротивления 330 Ом и 5 кОм, получаем

$$Z_{in} \cong \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| 250 \times \left(310\ \text{Ом} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 131\ \text{пФ}}\right) =$$

---

* Параметры r'_{be} и C'_{be} транзистора являются составляющими входного импеданса, но их значения относительно малы, и поэтому их влиянием можно пренебречь.

* Параметры r'_{be} и C'_{be} транзистора являются составляющими входного импеданса, но их влиянием можно пренебречь.

$$= \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| 250\ \text{Ж} \times 310\ \text{Ом} \Big\| \frac{250}{j\omega \cdot 131\ \text{пФ}} =$$

$$= \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| 77\ \text{кОм} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 0{,}6\ \text{пФ}}.$$

По аналогии для емкостей 4 и 127 пФ можно записать

$$Z_{in} \simeq \frac{1}{j\omega \cdot 5{,}6\ \text{пФ}} \Big\| 77\ \text{кОм}$$

для $f < 0{,}8$ МГц.

Подставляя уравнение (16.39) и (16.42) в (16.40), получаем для $f > 1{,}2$ МГц

$$Z_{in} \simeq \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| \frac{200\ \text{МГц}}{f} \times \left[\frac{1}{j\omega \cdot 111\ \text{пФ}} \Big\| \frac{60\ \text{МГц}}{f} \times \left(100\ \text{Ом} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}} \right) \right].$$

Значение Z_{in} можно легко вычислить для любой интересующей нас высокой частоты. Так как полоса пропускания выходного каскада составляет 4,65 МГц (см. задачу 16.4), то ее считают наименьшей частотой. Например, на этой частоте

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| \frac{200\ \text{МГц}}{4{,}65\ \text{МГц}} \times \left[\frac{1}{j\omega \cdot 111\ \text{пФ}} \Big\| \frac{60\ \text{МГц}}{4{,}65\ \text{МГц}} \times \left(100 \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}} \right) \right] =$$

$$= \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| 43 \left[\frac{1}{j\omega \cdot 111\ \text{пФ}} \Big\| 12{,}9 \left(100\ \text{Ом} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}} \right) \right] =$$

$$= \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| 43 \left(\frac{1}{j\omega \cdot 111\ \text{пФ}} \Big\| 12{,}9 \cdot 100\ \text{Ом} \Big\| \frac{12{,}9}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}} \right) =$$

$$= \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| 43 \left(\frac{1}{j\omega \cdot 111\ \text{пФ}} \Big\| 1290\ \text{Ом} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 64\ \text{пФ}} \right) =$$

$$= \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| \frac{43}{j\omega \cdot 111\ \text{пФ}} \Big\| 43 \cdot 1290\ \text{Ом} \Big\| \frac{43}{j\omega \cdot 64\ \text{пФ}} =$$

$$= \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 2{,}6\ \text{пФ}} \Big\| 55{,}5\ \text{кОм} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 1{,}5\ \text{пФ}}.$$

После преобразования емкостей имеем на $f = 4{,}65$ МГц

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega \cdot 9{,}1\ \text{пФ}} \Big\| 55{,}5\ \text{кОм}.$$

На более низких частотах импеданс, естественно, выше.

Как показано в задаче 16.3, при емкостной нагрузке транзистора VT_1 могут возникнуть трудности. В этом примере постоянная времени RC-цепи эмиттера VT_1 меньше соответствующей постоянной времени R_3C_1 транзистора VT_2. Таким образом, транзистор VT_1 не вызывает дальнейшего ухудшения переходных характеристик.

16.9. ВХОДНОЙ ИМПЕДАНС ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА В СЛУЧАЕ КАСКАДНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Задача 16.7. На рис. 16.13 показан вариант оконечного каскада, отличающийся от рассмотренного в § 16.6 наличием каскадного возбуждения.

Параметры транзисторов VT_1: $h_{fe} = 250$, $f_T = 200$ МГц, $C_{cb} = 5$ пФ. Параметры транзистора VT_2: $h_{fe} = 50$, $f_T = 60$ МГц, $C_{cb} = 3$ пФ. Паразитная емкость коллектора транзистора VT_2 относительно земли составляет 6 пФ. Вычислите входной импеданс базы транзистора VT_1.

Теория. Эта схема представляет собой хорошую альтернативу схеме с эмиттерным повторителем, рассмотренной в задаче 16.6. При возбуждении транзистора VT_2 в схеме с общей базой емкость C_{cb} транзистора оказывается заземленной по переменному току в месте вывода базы, что сводит к минимуму влияние емкости, обусловленной эффек-

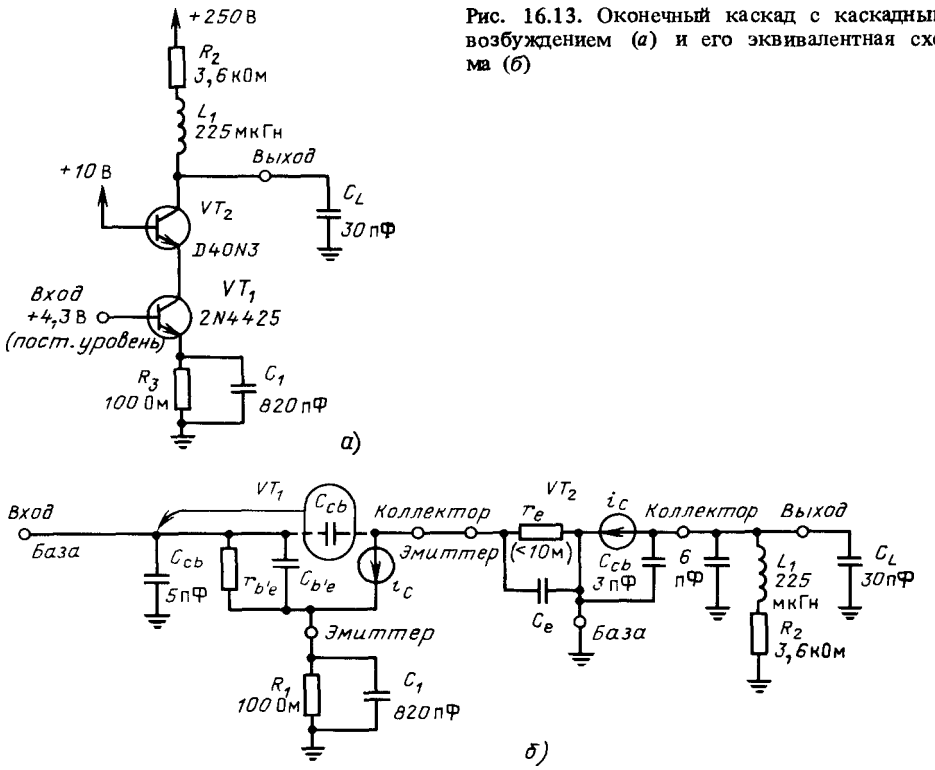


Рис. 16.13. Оконечный каскад с каскадным возбуждением (*а*) и его эквивалентная схема (*б*)

том Миллера. Частотные характеристики коррекции такие же, как и в задаче 16.4, поскольку токи коллекторов транзисторов VT_1 и VT_2 практически одинаковы.

На рис. 16.13, *б* приведена эквивалентная схема. Для VT_2 использована Т-образная эквивалентная схема (см. § 16.2), которая гораздо более удобная, чем распространенная схема с общей базой. Входной импеданс эмиттера VT_2 так мал[1], что транзистор VT_1 имеет пренебрежимо низкий коэффициент усиления по напряжению (от базы к коллектору). Поэтому эффект мультипликации Миллера отсутствует и емкость C_{cb} можно считать подключенной к земле.

Входной импеданс базы VT_1 примерно в β раз больше эмиттерного импеданса.

Решение. Для схемы на рис. 16.13, *б* импеданс

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| \beta \times \left(100\ \text{Ом} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}} \right).$$

Из уравнений (16.1) и (16.2) имеем

$$\beta = 250 \text{ для } f < \frac{200}{250} = 0{,}8\ \text{МГц}$$

и

$$\beta \simeq \frac{200}{f} \quad \text{для } f > 0{,}8\ \text{МГц}.$$

Тогда

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| 250 \times \left(100\ \text{Ом} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}} \right) =$$

$$= \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| 250 \cdot 100\ \text{Ом} \Big\| \frac{250}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}} =$$

$$= \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| 25\ \text{кОм} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 3{,}3\ \text{пФ}}.$$

[1] См. § 16.2 в части вычисления r_e.

Преобразуя емкости, получаем для $f <$ < 0,8 МГц

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega \cdot 8{,}3\ \text{пФ}} \Big\| 25\ \text{кОм}$$

и для $f > 0{,}8$ МГц

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| \frac{200\ \text{МГц}}{f} \times$$

$$\times \left(100\ \text{Ом} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}} \right).$$

На верхней граничной частоте 4,65 МГц (см. задачу 16.4)

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| \frac{200\ \text{МГц}}{4{,}65\ \text{МГц}} \times$$

$$\times \left(100\ \text{Ом} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}} \right) =$$

$$= \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| 43 \times$$

$$\times \left(100\ \text{Ом} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}} \right) =$$

$$= \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\| 43 \cdot 100\ \text{Ом} \Big\|$$

$$\Big\| \frac{43}{j\omega \cdot 820\ \text{пФ}} = \frac{1}{j\omega \cdot 5\ \text{пФ}} \Big\|$$

$$\Big\| 4{,}3\ \text{кОм} \Big\| \frac{1}{j\omega \cdot 19\ \text{пФ}}.$$

После преобразования емкостей можно записать для $f = 4{,}65$ МГц

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega \cdot 24\ \text{пФ}} \Big\| 4{,}3\ \text{кОм}.$$

16.10. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

Несмотря на то что в настоящее время созданы ОУ в интегральном исполнении (и подобные им усилители) для преобразования видеосигналов, они все же более подходят для усиления слабых сигналов. По сравнению с ранее рассмотренными усилителями эти устройства более удобны для применения и отличаются малыми габаритами.

Принципы использования на постоянном токе и относительно низких частотах подробно рассмотрены в гл. 12. Поэтому в этой главе основное внимание уделено особенностям их работы на очень высоких частотах. Наиболее существенные параметры ОУ на высоких частотах приведены в табл. 16.1. Поскольку приборы, как правило, ориентированы на получение определенных параметров, ни один ОУ не обладает всем комплексом характеристик, перечисленных в табл. 16.1.

Произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания. Этот параметр удобен для простой, но грубой оценки возможностей усилителя. Схема усилителя может иметь достаточно широкую полосу пропускания, но при этом не обладать высокими прочими параметрами, указанными в табл. 16.1.

Усилители, предназначенные для работы с относительно высокими коэффициентами усиления, обычно требуют использования внешних компонентов. Параметры последних и результирующее произведение коэффициента усиления на полосу пропускания ОУ зависят от параметров цепи ОУ.

Задача 16.8. Для прецизионной ИС типа ОР-17 произведение коэффициента усиления на полосу пропускания составляет примерно 30 МГц (при минимальном коэффициенте усиления, равном 5, и замкнутой цепи ОС). Найдите ширину полосы пропускания для схемы, показанной на рис. 16.14, с коэффициентом усиления $A_{cl} = -6$ при замкнутой цепи ОС.

Теория. Произведение ширины полосы пропускания на коэффициент усиления (ШППК) представляет собой произведение ширины полосы пропускания (ШП) на $1/B$, где B – коэффициент ослабления цепи ОС. Поэтому

$$\text{ШППК} \cdot B = \text{ШП}. \qquad (16.43)$$

Таблица 16.1. **Параметры широкополосных ОУ**

Параметр	Достижимые величины
Произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания:	
высокие уровни усиления	1,5 ГГц
низкие уровни усиления	200 МГц
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения	1 кВ/мкс
Время установления выходного напряжения	15 нс до 1%; 80 нс до 0,1%
(выходной ток)	500 мА

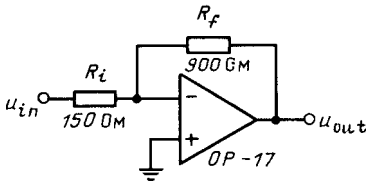


Рис. 16.14. Инвертирующий усилитель

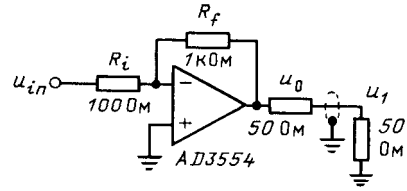


Рис. 16.15. Усилитель, нагруженный на кабель

Для схемы на рис. 16.14 коэффициент ослабления цепи ОС

$$B = \frac{R_i}{R_i + R_f}. \qquad (16.44)$$

Решение. Согласно уравнению (16.44) $B = (150)/(150 + 900) = 0{,}143$, при этом ШП $= 30 \cdot 0{,}143 = 4{,}29$ МГц.

Скорость нарастания выходного напряжения. Этот параметр имеет принципиальное значение, если уровень выходного напряжения измеряется в вольтах, а не в милливольтах. Он характеризует наибольшую неискаженную амплитуду выходного напряжения на заданной частоте и в значительной степени форму переходной характеристики.

Задача 16.9. Для схемы SE 5539 произведение коэффициента усиления на полосу пропускания равно 110 МГц (при коэффициенте усиления 2) и скорость нарастания напряжения $SR = 600$ В/мкс. Вычислите максимальное выходное напряжение при неискаженном воспроизведении сигнала, если наивысшая частота сигнала составляет 40 МГц.

Теория. Скорость нарастания напряжения – это наибольшая скорость изменения выходного напряжения dU/dt, которую может обеспечить ОУ. Она связана с амплитудой и частотой следующим соотношением:

$$SR = 2\pi f U_p. \qquad (16.45)$$

Решение. Из уравнения (16.45) видно, что $U_p = SR/2\pi f = 600/(2\pi \cdot 40) = 2{,}39$ В или 4,77 В (от пика до пика).

Задача 16.10. Усилитель усиливает напряжение в форме меандра со скоростью 150 В/мкс. Амплитуда импульса составляет 2 В. Найдите время нарастания и спада выходного напряжения.

Теория. Время нарастания t_r и время спада t_f определяются так, как показано на рис. 16.7, поэтому

$$SR = \frac{0{,}8\Delta U}{t_r} = \frac{0{,}8\Delta U}{t_f}, \qquad (16.46)$$

где ΔU – амплитуда импульса.

Решение. Из (16.46) $t_r = t_f = 0{,}8\Delta U/SR = 0{,}8 \cdot 2/150 = 0{,}0107$ мкс $= 10{,}7$ нс.

Время устаиовления напряжения. Оно тесно связано со скоростью нарастания, поскольку включает в себя время нарастания. Кроме того, во время установления входит некоторое дополнительное время, поскольку выходное напряжение достигает своего окончательного значения. Для высокоточных импульсных усилителей время установления является основной характеристикой.

Время установления необходимо учитывать при применении ОУ на выходах ЦАП, когда необходимо, чтобы выходное напряжение устанавливалось с достаточной точностью за один период тактовых импульсов.

Выходной ток I_0. Импедансы в видеоусилителях обычно стараются минимизировать в целях уменьшения фазовых сдвигов, обусловленных емкостными эффектами. В основном видеоусилители работают на коаксиальные кабели или передающие линии с импедансами от 50 до 100 Ом. В таких случаях ток оказывается весьма важной характеристикой при уровнях сигнала 1 В и выше.

Задача 16.11. Аналоговый прибор типа AD3554 имеет выходной ток $I_0 = 100$ мА. Он работает на кабель с сопротивлением 50 Ом (рис. 16.15) с согласующими резисторами на входе и выходе. Каково будет максимальное выходное напряжение U_1 на выходе кабеля (т. е. на сопротивлении 50 Ом)? Паразитными емкостями можно пренебречь.

Теория. Полная нагрузка ОУ состоит из двух сопротивлений, шунтирующих резистор ОС. Напряжение, развиваемое на этой цепочке, делится пополам на кабеле.

Решение. Сопротивление нагрузки ОУ $R_1 = (50 + 50)\,1 \cdot 10^3 = 90{,}9$ Ом, при этом выходное напряжение ОУ $u_0 = R_1 I_0 = 100 \cdot 10^{-3} \times 91 = 9{,}09$ В. Напряжение нагрузки $u_1 = u_0/2 = 9{,}09/2 = 4{,}55$ В.

Специальные типы усилителей. В особых случаях, когда требуется обеспечить лучшие свойства ОУ, используются специальные типы усилителей.

Буферные усилители. Это повторители напряжения с единичным коэффициентом усиления. Поскольку все соединения, связанные цепью ОС, выполнены внутри прибора, элект-

ронное "обрамление" приборов упрощено, а влияние индуктивностей проводников и паразитных емкостей сведено к минимуму. Эти усилители применяются в качестве сильно нагруженных усилителей мощности и для работы на передающие линии.

Усилители "со связью вперед". Такие приборы, по существу, содержат два усилителя, один из которых предназначен для усиления постоянного напряжения и низкочастотных сигналов, а другой – для усиления переменных сигналов. Их выходы соединены внутри ИС и подключены к общему выходу. Обычно такую конструкцию имеют широкополосные усилители. Они используются как обычные ОУ с заземленным неинвертирующим входом, что ограничивает возможности их применения в инвертирующих схемах.

Декомпенсированные усилители. К этому типу ОУ относятся усилители с высоким коэффициентом усиления. В некоторых случаях для частотной коррекции используется внешний резистор или конденсатор при замкнутой цепи ОС. Произведение коэффициента усиления на полосу пропускания регулируется путем изменения параметров цепи ОС и корректирующей цепи. При использовании таких схем следует тщательно соблюдать рекомендации изготовителя.

Некоторые рекомендации по монтажу. Все проводники обладают собственными индуктивностями и емкостями относительно близко расположенных проводников. На высоких частотах это обстоятельство оказывается весьма существенным. Для минимизации влияния соответствующих эффектов проводники, несущие сигнал, необходимо выполнять возможно более короткими и располагать их на удалении от проводников с другими сигналами. Печатные платы следует проектировать так, чтобы уменьшить паразитные емкости между проводниками. Некоторые эффекты монтажа можно минимизировать или компенсировать, выполняя нижеприведенные рекомендации.

Развязка источников питания. Чтобы избежать передачи очень высокочастотных сигналов по проводам питания, каждый видеоусилитель должен иметь развязывающие конденсаторы. Целесообразно использовать электролитические конденсаторы емкостью 5 мкФ с параллельно включенными керамическими конденсаторами емкостью 10 пФ, размещенными между проводами питания и землей как можно ближе к усилителю. При высоких токах (I_0 = 100 мА и более) параметры конденсаторов следует увеличить в 2 раза.

Соединения с корпусом. Если усилитель имеет металлический корпус, то он обязательно соединяется с одним из выводов (проводников). В инвертирующих ОУ следует заземлить корпус. В неинвертирующих ОУ с корпусом необходимо соединить неинвертирующие входы ОУ. Если буферный усилитель не соединен с неинвертирующим входом, то корпус следует присоединить к его выходу.

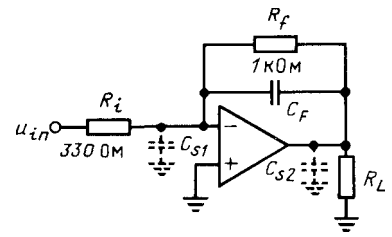


Рис. 16.16. ОУ с компенсирующей емкостью в цепи ОС

Коррекция при емкостной нагрузке. Никакой самый современный монтаж не позволяет полностью ликвидировать влияние паразитных емкостей, так как они входят в емкостный входной импеданс и нагрузку (рис. 16.16). Емкости увеличивают сдвиг фазы в цепи ОС, что может привести к нестабильности усиления. Включение небольшой емкости C_f параллельно регистру ОС позволяет скомпенсировать этот эффект.

Задача 16.12. При усилении импульсов усилителем, схема которого показана на рис. 16.16 без компенсирующей емкости C_f, на "вершинах" импульсов появляются паразитные колебания ("звон"), вызванные ухудшением стабильности усилителя. Подберите емкость C_f.

Теория. Необходимо учитывать две постоянные времени $(R_1 \parallel R_f)C_{S1}$ и $r_0 C_{S2}$. Если любая из них близка к величине, соответствующей произведению коэффициента усиления на ширину полосы пропускания, то нестабильность переходной характеристики ("звон") может быть обусловлена увеличенным сдвигом фазы в цепи ОС. Включение коиденсатора малой емкости C_f параллельно резистору ОС уменьшает фазовый сдвиг и обеспечивает необходимую компенсацию. К сожалению, паразитную емкость практически невозможно рассчитать и трудно измерить. Оптимальное значение C_f определяется экспериментально.

Решение. Возьмите емкость C_f порядка 1–20 пФ. Опытным путем определите такое ее значение, которое обеспечивает наилучшую форму переходной характеристики для импульсных сигналов (отсутствие "звона" и минимальный выброс). Подберите места присоединения емкости, проверьте результативность включения и только потом припаяйте ее.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ТАБЛИЦА ОБОЗНАЧЕНИЙ ОСНОВНЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Обозначения основных логических элементов		
Логическая функция элемента	в книге	по ГОСТ
Буфер		
Инвертор		
И		
НЕ-И		
ИЛИ		
НЕ-ИЛИ		
Исключающее ИЛИ		

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

К гл. 1

1. **Barnett R.**, College Algebra with Trigonometry. New York: McGraw–Hill, 1974.
2. Chew A., **Little R., Little S.** Technical Mathematics. Boston: Hougtton Mifflin, 1976.
3. **Drooyan, Wooton.** Elementary Algebra for College Students. New York: Wiley, 1972.
4. **Millman J., Halkias Ch.** Electronic Devices and Circuits. New York: McGraw–Hill, 1967.
5. **Mustafa M., Tschirtart W., Yizze J.** College Algebra. New York: Worth Publishers, 1974.
6. **Person R.V.** Essentials of Mathematics. New York: Wiley, 1968.
7. **Pierce F., Paulus T.J.** Applied Electronics. Columbus, Ohic: Charles E. Merrill Books, 1972.
8. **Thomson C.** Mathematics for Electronics. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1976.
9. **Zurflieh Th.** Basic Technical Mathematics Explained. New York: McGraw–Hill, 1974.
10. **Атабеков Г.И.** Теоретические основы электротехники. М.: Эиергия, 1970.
11. **Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В.** Основы теорнн цепей. М.: Энергия, 1965.
12. **Гольдин О.Е.** Задачник по теории электрических цепей. М.: Высшая школа, 1969.

К гл. 2

1. **Babb D.** Resistive Circuits. International Textbook. Scranton, Pa. 1968.
2. **Boylestad R.** Introductory Circuit Analysis. Columbus, Ohio: Charles E. Merill, 1977.
3. **Karni S.** Intermediate Network Analysis. Boston: Allyn & Bacon, 1971.
4. **Klayton M.** Fundamental Electrical Technology. Reading, Mass.: Addison–Wesley, 1977.
5. **Van Valkenburg M.E.** Network Analysis. Englewood Cliffs: Prentice–Hall, 1974.
6. **Vitrogen D.** Elements of Electrical and Magnetic Circuits. San Francisco: Rinehart Press, 1971.
7. **Полнванов К.М.** Теоретические основы электротехники. М.: Энергия, 1972.
8. **Белецкий А.Ф.** Основы теории линейных электрических цепей. М.: Связь, 1967.

К гл. 3

1. **Bartowiak R.** Electric Circuits, IEP (Intext), New York, 1973.
2. **Churchman L.** Introduction to Circuit Analysis. New York: Holt, 1976.
3. **Hayt W.H., Kemmerly J.** Engineering Circuit Analysis. New York. McGraw–Hill, 1978.
4. **Неймаи Л.Р., Демнрчяи К.С.** Теоретические основы электротехники. Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1966.

К гл. 4

1. **Bensen B.** Audio Engineering Handbook. New York: McGraw–Hill, 1988.
2. **Kaufman M., Seidman A.H.** Handbook for Electronics Engineering Techniciands. New York: McGraw-Hill, 1984.
3. **Trietly H.L.** All about Thermistors // Radio Electronics. 1985. Vol. 56, February and March.
4. **Mullin W.F.** ABCs of Capacitors. Indianapolis: Sams, 1971.
5. **Turner R.P.** ABCs of Resistance and Resistors. Indianapolis: Sams, 1974.

К гл. 5

1. **Alvarez E.C., Flecklers D.E.** Introduction to Electron Devices. New York: McGraw-Hill, 1974.
2. **Bell D.A.** Fundamentals of Electronic Devices. Reston: Reston Publishing, 1974.
3. **Coughlin R.F. Driscoll F.F.** Semiconductor Fundamentals. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1976.
4. **Seeger J.A.** Microwave Theory, Components and Devices. Englewood Cliffs: Prentice-Hill, 1986.

К гл. 6

1. **Jones D.V., Shea R.F.** Transistor Audio Amplifiers. New York: Willey, 1968.
2. **Silicon** Field–Effect Transistors. Cambridge, Mass.: Crystalonics, Inc., 1972.

К гл. 7

1. **Ryder J.D.** Electronic Fundamentals and Applications. Englewood Cliffs: Prentice–Hall, 1970.
2. **Linvill J., Gibbons J.** Transistor and Active Circuits. New York: McGraw–Hill, 1961.

К гл. 8

1. **Sentz R.E., Bartkowiak R.A.** Feedback Amplifiers and Oscillators. New York: Holt, 1968.

К гл. 9

1. **Boylestad R., Nashelsky L.** Electronic Devices and Circuit Theory. Englewood Cliffs: Prentice–Hall, 1972.
2. **Tepper I.** Solid-State Devices. Reading: Addison-Wesley, 1973.

К гл. 10

1. **Millman J., Halkias C.** Integrated Electronics: Analog and Digital Circuits and Systems. New York: McGram–Hill, 1972.
2. **Wurzburg H.** Motorola Silicon Rectifier Handbook. Phoenix: Motorola Inc., 1976.

К гл. 11

1. **Panasonic** Technical Handbooks. 1984, 1986.

К гл. 12

1. **Boyle J.C.** Operational Amplifiers for Technicians. North Scituate: Breton Publishers, 1983.
2. **Faulkenberry L.** An Introduction to Operational Amplifiers. New York: John Wiley, 1982.
3. **Нефедов А.В., Савченко А.М., Феоктистов Ю.Ф.** Зарубежные интегральные микросхемы. Справочник. М.: Энергоатомиздат, 1989

К гл. 13

1. **Bartee T.C.** Digital Computer Fundamentals. New York: McGraw-Hill, 1977.
2. **Kline R.M.** Digital Computer Design. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1977.

К гл. 14

1. **Jensen R.W., McNamee L.P.** Handbook of Circuit Analysis Languages and Technigues. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1976.
2. **Rose D.J., Willoughby R.A.** Sparse Matrices and Their Applications. New York: Plenum, 1972.
3. **Millman J., Halkias C.C.** Integrated Electronics Analog and Digital Circuits and Systems. New York: McGraw-Hill, 1972.
4. **Holland R.C.** Microprocessors and Their Operating Systems. Pergamon Press, 1989.

К гл. 15

1. **Coughlin R.F., Driscoll F.F.** Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits. Englewood Cliffs: Prentice-Hall. 1977.
2. **Tooley M.** Practical Digital Electronics Handbook. London: PC Publishing, 1988.

К гл. 16

1. **Chausi M.S.** Principles and Design of Linear Active Circuits New York: McGraw-Hill, 1965.
2. **Thielking R.C.** RGB Video Amplifiers for Color TV Offer High Performance. N.Y.: General Electric Company. Application Note 90.88.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

Автоматизированное проектирование схем:
- анализ активного фильтра 303
- анализ инвертора 294
- анализ усилителя малого сигнала 297
- модели 287
- оператор параметра 288
- язык программ 287

Алгебраические уравнения 6, 7, 8
Амплитудно-частотные характеристики 145
Аналого-цифровой преобразователь 310
- время преобразования 328, 335
- интегрирующий 330, 331, 335
- погрешности 332
- последовательного приближения 327, 335
- температурный коэффициент 335
- характеристики 334
- характеристики преобразования 310, 332
- частота дискретизации (выборки) 328, 330

Б

Баркгаузена критерий 187
Батареи:
- аккумуляторы 234
- внутреннее сопротивление 233
- литиевые элементы 230
- применение 224
- ртутные элементы 230
- серебряные элементы 228
- терминология 227
- угольно-цинковые элементы 229
- щелочные элементы 229

В

Варикапы:
- добротность 90
- емкость 90
- коэффициент перекрытия (перестройки) 166
- параметры 90

Видеоусилитель 336
Вина мост 193
Вторичные источники питания:
- импульсные 222
- нерегулируемые 211

Выпрямители:
- однополупериодный 212
- двухполупериодный 213
- двухполупериодный мостовой 214
- параметры 212, 213, 214

Г

Генераторы:
- Клаппа 198
- Колпитца 197
- С–типа 196
- Миллера 201
- Пирса 202
- РС–типа 191
- сложной формы 203
- управляемый напряжением 208
- функций 257
- Хартли 199

Графы:
- ветвь 36
- дерево 35
- дополнение подграфа 35
- контур 35
- ориентированный 35
- планарный 35
- ребро 35
- связанный 35
- степень узла 35
- хорды 36

Д

Декодеры 274
Делители напряжений и токов 50
Детерминанты 26
Джорга уравнение 26, 29
Диоды:
- вариканы 90, 166
- выпрямительные 82
- Ганна 98
- лавинно-пролетные 98
- светоизлучающие 87
- СВЧ 98
- стабилитроны 85
- Шоттки 93

Дифференцирующая схема 251

Ж

Жидкокристаллические индикаторные приборы 89

И

Импеданс:
- видеоусилителя 338
- входной 137
- выходной 174, 175

Интегральные схемы:
- звуковой частоты 155
- операционные усилители 351
- резонансные усилители 168

Интегратор 250

Источники питания вторичные:
- импульсные 222
- инвертор 223
- мостовые выпрямители 214
- нерегулируемые 211
- стабилизированные 216
- температурные эффекты 223
- умножители напряжения 214

К

Карно карты 270

Катушки индуктивности:
- взаимная индуктивность 70
- добротность 72
- дроссели 75
- конструкции 68

Квадрант 12

Кирхгофа закон 23, 49

Компаратор напряжения 258

Комплексные числа 4, 5, 16

Конденсаторы:
- диэлектрическая проницаемость 77
- добротность 78
- параллельное соединение 77
- постоянные 81
- последовательный резонанс 80
- температурный коэффициент 79

Кремера правило 27

Л

Лапласа разложение 27

Логарифмы 10

М

Метод контурных токов 26

Метод узловых потенциалов 28

Моргана закон 262

Мостовая схема 259

Мощность переменного тока 56

Мощность:
- активная 57
- полная 57
- рассеиваемая 19
- реактивная 57

Мультивибратор:
- несинхронизированный 205
- ждущий 207

Мультиплексоры 277

Н

Напряжение 17

Неинвертирующий усилитель 247

Нортона схема 53

Нортона теорема 30, 50

Нортона усилитель 248

О

Одноперехолный транзистор 126

Ома закон 5, 19

Операционный усилитель
- коэффициент ослабления (режекции) синфазного сигнала 242
- инвертирующий 177
- неинвертирующий 177
- характеристики 240

Обратная связь:
- отрицательная 169
- параллельная 172
- положительная 169
- последовательная 170

П

Повторитель напряжения 246

Полевые транзисторы с p–n-переходом:
- истоковый повторитель 132
- усилительный каскад 112
- цепи смещения 136
- шумовые характеристики 144

Полоса пропускания:
- резонансного контура 160
- катушки индуктивности 73

Полупроводниковые приборы 81

Р

Резисторы:
- влияние температуры 63
- высокочастотные характеристики 64
- допуски 59
- композиционные 59
- критическое сопротивление 64
- максимально допустимое напряжение 64
- переменные 65
- специальные 62
- стандартизованные ряды номиналов 60
- специальные 62
- температурный коэффициент 63
- термисторы 65
- цветное кодирование 59
- шумы 64

Резонансные усилители 167

С

Светодиоды:
- параметры 87
- типы линз 88

Сдвиговый регистр 280

Симисторы 123

Системы счисления:
- восьмеричная 265
- двоичная 265, 311, 314
- двоично-десятичная 313
- десятичная 265
- шестнадцатеричная 265

Сопоставление 18, 20
- активное 42
- емкостное 43
- индуктивное 43
- полное 45
- эквивалентное 48

Среднее значение 37
Среднеквадратичное значение 37
Стабилизаторы напряжения:
- параллельные 217
- последовательные 218
- фиксированным выходным напряжением 221

Стабилитрон:
- мощность рассеяния 86
- полное сопротивление 85
- температурный коэффициент по напряжению 87

Счетчики:
- синхронные 282
- со сквозным переносом 281

Т

Тевенина теорема 30, 52
Теллегена теорема 34
Температура:
- Кельвина 19
- Ренкина 19
- Фаренгейта 19
- Цельсия 19

Теорема:
- компенсации 54
- суперпозиции 55

Транзисторы:
- вторичный пробой 139
- входное сопротивление усилительного каскада 100
- выбор для усилителей 101
- высокочастотные 115
- коэффициент усиления 133
- мощность рассеяния 108
- мощные 106
- параметры 99
- переключательные 103
- полевые 111
- усилительный каскад 100, 107
- цепи смещения усилителей 135, 137
- шумовые характеристики 144

Ток электрический 17
Топология цепей 35
Триггеры:
- асинхронные 278
- JK-типа 279
- синхронные 278, 279
- RS-типа 278

Тригонометрические функции:
- амплитуда 13
- графики 13
- косеканс 12
- косинус 11, 13
- котангенс 12
- секанс 12
- синус 11, 13
- тангенс 11, 13
- фаза 13
- частота 13

Тринисторы 119

У

Умножитель напряжения 214
Усилители:
- антилогарифмический 253
- бестрансформаторный 154
- видеосигналов 336
- выходная мощность 149, 153
- двухконтурный 163
- двухтактные 154
- дифференциальный 249
- звуковой частоты 130
- измерительный 258
- инвертирующий 173, 243
- класса А 148
- класса В и АВ 151
- компенсирующие цепи 183
- коррекция частотной характеристики 247
- коэффициент усиления по мощности 150
- коэффициент усиления по напряжению 162, 189
- линейность 152
- логарифмический 251
- на биполярных транзисторах 151
- на полевых транзисторах 151
- малого сигнала 297
- многокаскадные 164, 180
- операционный 174, 240
- регулировка громкости 147
- регулировка тембра 147
- резонансный 158
- стабильность 188
- с трансформаторной связью 149
- устойчивость 183
- фазовая подстройка частоты 185, 210
- фазосдвигающие цепи 190

Ц

Цифровая логика:
- булева алгебра 260
- декодеры 276
- инвертор 268
- Карно карты 270
- логический элемент И–НЕ 263
- логический элемент ИЛИ 261, 263
- логический элемент ИЛИ–НЕ 264
- логические элементы с тремя состояниями 285
- полусумматоры 274

– сумматоры 274
– таблицы истинности 261, 262
Цифро-аналоговый преобразователь:
– делители R–2R 320
– дополнительный код 314
– немонотонный 333
– параллельный 318
– погрешности 321
– температурные коэффициенты 323, 326
– умножающий 316, 325
– характеристики 324
– характеристика преобразования 310, 314

Ш

Шумы:
– белый 144
– резисторов 64, 144
– транзисторов биполярных 144
– транзисторов полевых 144
– усилителей 179

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие 3

Глава 1. Математические основы 4

1.1. Введение 4
1.2. Комплексные числа 4
1.3. Элементарная алгебра 5
1.4. Показатели степени и общепринятые сокращения 9
1.5. Логарифмы 10
1.6. Основные тригонометрические функции 11
1.7. Комплексная алгебра 15

Глава 2. Анализ цепей постоянного тока 17

2.1. Введение 17
2.2. Сопротивление 18
2.3. Закон Ома 19
2.4. Эквивалентное сопротивление 20
2.5. Законы Кирхгофа 23
2.6. Делители напряжения и тока 24
2.7. Анализ цепей методом контурных токов 26
2.8. Анализ цепей методом узловых потенциалов 28
2.9. Теоремы Тевенина и Нортона 30
2.10. Другие теоремы 32

Глава 3. Анализ цепей переменного тока 37

3.1. Введение 37
3.2. Конденсаторы и катушки индуктивности 38
3.3. Соотношения между током и напряжением, векторные диаграммы 42
3.4. Полное сопротивление и треугольник сопротивлений 45
3.5. Полная проводимость и треугольник проводимостей 46
3.6. Эквивалентные полные сопротивления и проводимость 48
3.7. Законы Кирхгофа для цепи переменного тока 49
3.8. Делители напряжений и токов в цепях переменного тока 50
3.9. Использование методов контурных токов и узловых напряжений для анализа цепей переменного тока 51
3.10. Применение теорем Тевенина и Нортона к цепям переменного тока 52
3.11. Применение других теорем к цепям переменного тока 54
3.12. Мощность переменного тока и треугольник мощностей 56

Глава 4. Выбор пассивных (R, L, C) компонентов схем 59

4.1. Введение 59
4.2. Резисторы 59
4.3. Катушки индуктивности 68
4.4. Конденсаторы 75

Глава 5. Выбор полупроводниковых приборов 81

5.1. Введение 81
5.2. Выбор выпрямительных диодов для источников питания постоянного тока 82
5.3. Выбор стабилитрона для параллельного стабилизатора 85
5.4. Выбор светодиодов 87
5.5. Жидкокристаллические индикаторные приборы 89
5.6. Выбор варикапов для настройки высокочастотных схем 90
5.7. Выбор диодов Шотки 93
5.8. Выбор p–i–n-диода для переключателя "прием-передача" 95
5.9. СВЧ-диоды с отрицательным сопротивлением 98

5.10. Выбор усилительного биполярного плоскостного транзистора 98
5.11. Выбор переключаемых биполяриых плоскостных транзисторов 103
5.12. Выбор мощных транзисторов 106
5.13. Выбор усилительных полевых транзисторов с управляющим p–n-переходом 111
5.14. Выбор высокочастотных транзисторов 115
5.15. Выбор однооперационных тринисторов 119
5.16. Выбор симистора 123
5.17. Выбор программируемого однопереходного транзистора 126

Глава 6. **Усилители звуковой частоты** 130

6.1. Введение 130
6.2. Нагруженный каскад на биполярном транзисторе 131
6.3. Нагруженный каскад на полевом транзисторе 131
6.4. Смещение 132
6.4.1. Расчет цепи смещения для n–p–n-транзистора 136
6.4.2. Расчет цепи смещения при наличии обратной связи 137
6.4.3. Расчет входного импеданса однокаскадного усилителя с компенсированной обратной связью 137
6.5. Межкаскадные связи 140
6.6. Предусилители 143
6.6.1. Вычисление оптимального импеданса источника сигнала для получения минимального уровня шума предусилителя 143
6.7. Усилители мощности класса А 148
6.7.1. Расчет коэффициента усиления по мощности каскада, работающего в классе А 150
6.8. Двухтактные усилители классов В и АВ 151
6.8.1. Расчет импеданса и коэффициента усиления по мощности каскада, работающего в классе АВ 153
6.9. Монолитные интегральные схемы усилителей звуковой частоты (УЗЧ) 155

Глава 7. **Резонансные усилители** 158

7.1. Введение 158
7.2. Качество (Q) резонансных цепей и полоса пропускания 158
7.3. Вычисление емкости, необходимой для получения заданной резонансной частоты, и определение полосы пропускания 160
7.4. Расчет ширины полосы пропускания резонансного контура, нагруженного внешним резистором 160
7.5. Анализ частотной характеристики транзисторного резонансного усилителя
7.6. Расчет коэффициента усиления по напряжению одиночного резонансного усилителя на транзисторе 162
7.7. Анализ частотной характеристики двухконтурного усилителя 163
7.8. Многокаскадные резонансные усилители 164
7.9. Усилители с перестраиваемой резонансной частотой 165
7.10. Стабилизация резонансных усилителей 167
7.11. Интегральные схемы резонансных усилителей 168

Глава 8. **Обратная связь** 169

8.1. Расчет результирующего коэффициента усиления транзисторного усилителя при наличии ОС 169
8.2. Расчет коэффициента усиления по напряжению усилителя на биполярном плоскостном транзисторе с последовательной ОС 170
8.3. Расчет коэффициента усиления по току и входного импеданса усилителя на биполярном плоскостном транзисторе с последовательной ОС 172
8.4. Расчет коэффициента усиления по току и входного импеданса каскада на биполярном плоскостном транзисторе с параллельной ОС 172
8.5. Расчет коэффициента усиления усилителя на плоскостном транзисторе с параллельной ОС 173
8.6. Расчет входного импеданса усилителя на биполярном транзисторе с последовательной ОС 174
8.7. Расчет выходного импеданса усилителя на биполярном плоскостном транзисторе с параллельной ОС 174
8.8. Расчет коэффициента усиления и выходного импеданса усилителя на полевом транзисторе при наличии ОС 175

8.9. Обратная связь и операционные усилители . . . 176
8.10. Расчет коэффициента усиления и импедансов ОУ с ОС . . . 178
8.11. Расчет полосы пропускания при наличии ОС . . . 178
8.12. Расчет параметров усилителя с ООС . . . 179
8.13. Расчет влияния ОС на уровень шума и искажений . . . 179
8.14. Многокаскадные усилители с несколькими цепями ОС . . . 180
8.15. Расчет коэффициента усиления многокаскадного усилителя с ОС . . . 181
8.16. Расчет импедансов многокаскадного усилителя с ОС . . . 182
8.17. Расчет коэффициента усиления и запаса по фазе . . . 182
8.18. Расчет устойчивости усилителя с ОС . . . 183
8.19. Расчет компенсирующих цепей . . . 183
8.20. Расчет центральной частоты и полосы захвата частоты в схеме фазовой автоматической подстройки частоты . . . 185

Глава 9. Генераторы . . . 187

9.1. Введение в принципы генерации . . . 187
9.2. *RC*-генераторы . . . 191
9.3. Генераторы с *LC*-обратной связью . . . 196
9.4. Генераторы колебаний сложной формы . . . 203

Глава 10. Вторичные источники питания . . . 211

10.1. Введение . . . 211
10.2. Нерегулируемые источники питания . . . 211
10.3. Стабилизированные источники питания . . . 216
10.4. Импульсные источники питания . . . 222
10.5. Температурные эффекты . . . 223

Глава 11. Применение батарей и специальных элементов . . . 224

11.1. Введение . . . 224
11.2. Батареи одноразового использования . . . 228
11.3. Аккумуляторы . . . 234

Глава 12. Применение операционных усилителей . . . 240

12.1. Введение . . . 240
12.2. Характеристики ОУ . . . 240
12.3. Усилители с обратной связью . . . 243
12.4. Практические рекомендации . . . 247
12.5. Усилитель Нортона . . . 248
12.6. Математические применения ОУ . . . 249
12.7. Генерация и формирование сигналов . . . 255
12.8. Операционные усилители в измерительной аппаратуре . . . 258

Глава 13. Цифровая логика . . . 260

13.1. Введение . . . 260
13.2. Таблицы истинности и булевы переменные . . . 260
13.3. Описание простой схемы подачи сигнала тревоги с использованием булевой алгебры . . . 261
13.4. Дополнения . . . 262
13.5. Закон де Моргана для дополняющих логических выражений . . . 262
13.6. Преобразование логического выражения в таблицу истинности . . . 262
13.7. Преобразование таблицы истинности в логическое выражение . . . 262
13.8. Проверка логических уравнений при помощи таблиц истинности . . . 263
13.9. Логические элементы . . . 263
13.10. Логические элементы с числом входов больше двух . . . 264
13.11. Запрещение/разрешение и антисовпадение . . . 264
13.12. Системы счисления . . . 265
13.13. Система обозначений . . . 268
13.14. Шестнадцать возможных ситуаций для логических схем с двумя входами 268
13.15. Двойное инвертирование . . . 268
13.16. Обзор методов построения комбинаторной логики . . . 270
13.17. Упрощение логических выражений с применением карт Карно . . . 270
13.18. Примеры упрощения функций с использованием карт Карно . . . 272
13.19. Ограничения, связанные с применением карт Карно . . . 274
13.20. Двоичные полусумматоры и сумматоры . . . 274

13.21. Декодеры/демультиплексоры . . . 276
13.22. Селекторы данных/мультиплексоры . . . 277
13.23. Общие сведения о триггерах . . . 278
13.24. Асинхронные *RS*-триггеры (логические схемы типа ИЛИ–НЕ и И–НЕ) . . . 278
13.25. Синхронные триггеры: *JK*-триггер . . . 279
13.26. Сдвиговые регистры . . . 280
13.27. Применение сдвиговых регистров . . . 280
13.28. Счетчики . . . 281
13.29. Структура двоичного счетчика по модулю 3 . . . 282
13.30. Построение счетчика с произвольной последовательностью счета . . . 283
13.31. Логические схемы типа "монтажное ИЛИ" . . . 285
13.32. Логические элементы с тремя состояниями . . . 285

Глава 14. Автоматизированное проектирование электронных схем . . . 286

14.1. Введение . . . 286
14.2. Усовершенствованная программа статистического анализа электронных схем 286
14.3. Модели . . . 287
14.4. Язык программы ASTAP . . . 287
14.5. Анализ разряда конденсатора . . . 292
14.6. Анализ насыщенного инвертора . . . 294
14.7. Анализ усилителя слабого сигнала . . . 297
14.8. Анализ активного фильтра . . . 303
14.9. Анализ схемы И–НЕ . . . 306
14.10. Заключение . . . 310

Глава 15. Аналого-цифровое преобразование . . . 310

15.1. Введение . . . 310
15.2. Кодирование данных и основная характеристика преобразования . . . 310
15.3. Характеристика преобразования умножающего ЦАП . . . 316
15.4. Основной тип параллельного ЦАП с двоичными значениями сопротивлений 318
15.5. ЦАП с делителем типа R-2R и КМОП-переключателями для управления током 320
15.6. Погрешности ЦАП . . . 321
15.7. Влияние изменения температуры на работу ЦАП . . . 323
15.8. Характеристики ЦАП . . . 324
15.9. Аналого-цифровые преобразователи последовательных приближений . . . 327
15.10. Время преобразования и частота дискретизации . . . 328
15.11. Преобразование с интегрированием . . . 330
15.12. Характеристики преобразования АЦП и погрешности . . . 332
15.13. Немонотонные ЦАП и пропуск кодов в АЦП . . . 333
15.14. Характеристики АЦП . . . 334

Глава 16. Видеоусилители . . . 336

16.1. Введение . . . 336
16.2. Транзисторы для видеоусилителей . . . 336
16.3. Расчет верхней граничной частоты и входного импеданса каскада видеоусилителя без коррекции . . . 338
16.4. Коррекция частотной характеристики с помощью емкости в цепи эмиттера 341
16.5. Переходные характеристики для эмиттерной коррекции . . . 342
16.6. Индуктивная параллельная коррекция с коррекцией в цепи эмиттера . . . 343
16.7. Последовательная и последовательно-параллельная индуктивные коррекции 345
16.8. Входной импеданс выходного каскада с эмиттерным повторителем на входе 347
16.9. Входной импеданс оконечного каскада в случае каскадного возбуждения 349
16.10. Интегральные схемы усилителей . . . 351

Приложение. Таблица обозначений основных логических элементов . . . 354

Список литературы . . . 355
Предметный указатель . . . 358