

621.396(075)

К-12  
СРЕДНЕЕ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЕ ОБРАЗОВАНИЕ

В. И. КАГАНОВ

# РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И СИГНАЛЫ



В. И. КАГАНОВ

# РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И СИГНАЛЫ

**Учебник**

*Допущено*

*Министерством образования Российской Федерации  
в качестве учебника для студентов образовательных  
учреждений среднего профессионального образования,  
обучающихся по специальностям 1910 «Радиоэлектронные  
приборные устройства», 2003 «Радиоаппаратостроение»,  
2014 «Техобслуживание и ремонт радиоэлектронной  
техники (по отраслям)»*

**КОМПОНЕНТ-2**

Москва  
  
2003

УДК 621.37  
ББК 32.841я723  
К12

Рецензенты:

д.т.н., проф. Московского технического университета связи  
и информатики *В.А. Левин*;  
зам. директора по учебной работе, преподаватель Московского  
государственного колледжа информационных технологий *З.В. Литинская*

433890

**Каганов В.И.**

К12 Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для сред. проф.  
образования / Вильям Ильич Каганов. — М.: Издательский  
центр «Академия», 2003. — 224 с.

ISBN 5-7695-1115-X

Приведены основные сведения по передаче и приему сообщений с помощью радиосигналов и составу систем радиосвязи. Рассмотрены основы спектральной теории сигналов и их генерирование, преобразование, модуляция, детектирование, демодуляция и обработка. Изложены основы теории радиоэлектронных линейных, нелинейных и параметрических цепей сосредоточенного и распределенного типа: их назначение, классификация, параметры, характеристики и расчет, в том числе с помощью компьютера. Представлено большое число примеров по анализу радиоэлектронных цепей различного назначения.

Для студентов образовательных учреждений среднего профессионального образования.

УДК 621.37  
ББК 32.841я723

© Каганов В.И., 2003  
© Образовательно-издательский центр «Академия», 2003  
ISBN 5-7695-1115-X © Оформление. Издательский центр «Академия», 2003

НТБ ВНТУ  
м. Вінниця

## Предисловие

«Радиотехнические цепи и сигналы» являются базовой учебной дисциплиной в системе подготовки специалистов в области радиоаппаратостроения и радиоэлектроники. Данный курс опирается и тесно взаимодействует с такими дисциплинами, как «Физика», «Математика», «Информатика», «Электротехника», «Электронная техника», «Электрорадиоизмерения» и «Вычислительная техника».

Целью дисциплины «Радиотехнические цепи и сигналы» является изучение основополагающих вопросов, связанных с генерированием и преобразованиями сигналов и анализом процессов, протекающих в радиоэлектронных цепях разного назначения.

Особенность настоящего учебника заключается в том, что рассмотрение различных вопросов проводится на основе двух направлений, принятых в математике: аналитическом (символьном) и численном. В первом случае конечным продуктом решения является формула, позволяющая анализировать явление в целом. Из общего решения, представленного формулой, путем подстановки в нее чисел вытекает решение множества частных задач.

Использование численных способов основано на применении персонального компьютера, позволяющего найти частные решения и выполнить огромный объем рутинных вычислений. Компьютер позволяет глубже понять и усвоить физическую сущность процессов, протекающих в радиотехнических устройствах; исследовать проблемы, особенно в области нелинейной радиотехники, недоступные аналитическим методам; найти оптимальные решения при решении разнообразных задач; провести необходимые расчеты быстро и с высокой точностью.

В этой связи в учебнике по многим разделам представлены программы на основе универсального математического пакета Mathcad, выполняющего математические расчеты с помощью компьютера в среде операционной системы Windows [1, 2, 4]. Кроме того, даются результаты анализа радиоэлектронных цепей на основе пакета программ Electronics Workbench, позволяющих с помощью графического интерфейса воспроизвести на экране дисплея схему рассматриваемой цепи и подвергнуть ее всестороннему исследованию [3].

В целях лучшего усвоения излагаемого материала в учебнике рассмотрены конкретные примеры по анализу радиотехнических

цепей и сигналов и раскрытию физической сущности протекающих процессов.

В гл. 1 учебника рассматриваются общие принципы передачи и приема сообщений, в гл. 2 и 3 — основы спектральной теории сигналов. Линейным цепям посвящены гл. 4—7, нелинейным — гл. 8, генерированию высокочастотных колебаний — гл. 9, цепям с переменными параметрами — гл. 10, модуляции — гл. 11, демодуляции и обработке сигналов — гл. 12.

Во всех главах приведены примеры анализа рассматриваемых вопросов с помощью компьютера.

Каждая глава сопровождается контрольными вопросами для самостоятельной проверки материала учащимися.

## Введение

Радиотехника есть наука о методах и средствах передачи и приема сообщений на расстояние посредством электромагнитных волн, распространяющихся в свободном пространстве. Поэтому первый вопрос, который следует внимательно рассмотреть, приступая к изучению радиотехники, состоит в определении понятия *сообщения*, вытекающего, в свою очередь, из более обширной категории — *информация*. Последний термин происходит от лат. слова *informatio*, означающего изложение, разъяснение.

Известно несколько определений понятия «информация». Но мы остановимся на следующем: информация есть совокупность передаваемых или хранящихся сведений об окружающем нас мире и происходящих в нем явлениях и событиях.

Информация может быть представлена в различных формах, например в виде устной речи, передаваемой от одного человека слушателям; печатного текста книги, журнала или газеты; фотографии или художественной картины; кинофильма или телевизионного изображения, объединяемых общим понятием «видеоинформация»; совокупности электронных данных, хранящихся на магнитных носителях, в частности дискетах или компакт-дисках, используемых в компьютерах.

Последний вид информации получил название электронной. Ее роль в повседневной жизни человека и во всех сферах его деятельности — производственной, торговой, финансовой, военной и других — с каждым годом заметно возрастает, что позволяет утверждать, что XXI век будет столетием информационных технологий. Интернет (Internet) — глобальная мировая сеть, объединившая миллионы компьютеров и позволяющая обмениваться электронной информацией миллионам людей, является наглядным тому подтверждением.

Второй вопрос, требующий детального изучения, связан с понятием *сигнал*, с помощью которого происходит перенос сообщения от источника к получателю. В радиотехнике различают: электрические колебания; электромагнитные колебания; сигнал — электрическое или электромагнитное колебание, несущее информацию; радиосигнал — излученный сигнал, распространяющийся в свободном пространстве.

Далее для краткости под словом «сигнал» будем понимать не только собственно сам сигнал, но и электрические колебания.

Третий фундаментальный вопрос связан с *распространением* радиоволн в свободном пространстве — околоземном и космическом. В зависимости от частоты радиоволны распространяются в свободном пространстве по-разному: одни отражаются от ионосферы, а другие пронизывают ее; в одних случаях возможна только связь прямым лучом, в других — «искривленным», огибающим поверхность Земли.

Четвертый вопрос имеет прямое отношение к радиотехническим устройствам как на передающем, так и на приемном конце канала радиосвязи. Все эти устройства строятся как бы из кубиков — резисторов, конденсаторов, транзисторов, интегральных микросхем и т.д., составляющих элементную базу и соединяемых по определенным правилам в *цепи*.

Кратко можно сказать так: радиотехника есть наука, опирающаяся на следующие фундаментальные понятия — сообщение, сигнал, распространение радиоволн и цепь. Именно эти вопросы и изучаются в настоящем учебнике, причем упор сделан на сигналы и цепи.

В связи с изложенным выше изучению в курсе «Радиотехнические цепи и сигналы» подлежат следующие вопросы:

- основные способы передачи и приема сообщений с помощью радиосигналов;
- структура систем радиосвязи;
- основы спектральной теории сигналов;
- назначение, параметры и характеристики линейных цепей сосредоточенного типа, в том числе последовательного и параллельного колебательных контуров и фильтров;
- назначение, параметры и характеристики линейных цепей распределенного типа с использованием фидерных линий и волноводов;
- назначение, параметры и характеристики нелинейных цепей;
- анализ основных способов генерирования, преобразования, модуляции, детектирования, демодуляции и обработки сигналов;
- анализ цепей с переменными параметрами;
- основы расчета радиоэлектронных цепей, в том числе с помощью компьютера.

## ПРИНЦИПЫ ПЕРЕДАЧИ И ПРИЕМА СООБЩЕНИЙ

## 1.1. Формы и параметры сообщения

Информация с момента ее передачи становится сообщением, которое в системах электросвязи может принимать на выходе источника форму аналогового или дискретного электрического сигнала. Аналоговый сигнал описывается непрерывной функцией времени, дискретный — функцией, имеющей конечное число фиксированных значений.

Например, при передаче речи с помощью микрофона на его выходе возникает электрический сигнал, описываемый непрерывной функцией времени (рис. 1.1, а). В компьютере информация с помощью клавиатуры или путем считывания с компакт-диска поступает в системный блок в дискретной, точнее цифровой, форме, представляемой в виде комбинации элементарных посылок 1 и 0 (рис. 1.1, б).

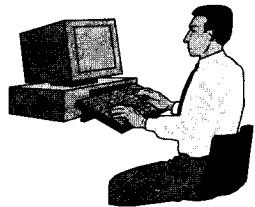
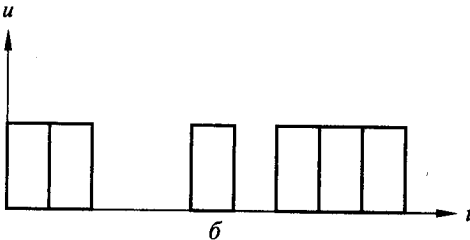
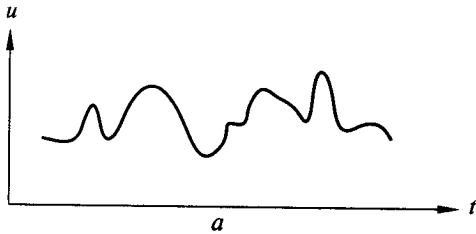


Рис. 1.1



Телевизионное изображение может передаваться как в аналоговой, так и в цифровой форме. Во втором случае телевидение называется цифровым.

Сообщение оценивается с помощью таких параметров, как скорость ее передачи, объем, достоверность, степень закрытости. Раскроем их содержание.

**Скорость передачи сообщения.** При передаче цифрового сообщения в виде комбинации 1 и 0, или, иначе говоря, двоичным кодом, элементарная посылка называется битом. Так, на рис. 1.1, б сообщение состоит из 9 бит и включает шесть 1 и три 0. Восемь бит называется байтом. Заметим, что слово «бит» происходит от англ. слов *binary digit* — двоичная цифра, а слово «байт» от *byte* — слог. Одна тысяча бит составляет килобит (кбит), один миллион — мегабит (Мбит), один миллиард — гигабит (Гбит). Соответственно вводятся и единицы измерения: килобайт (кбайт), мегабайт (Мбайт) и гигабайт (Гбайт).

Число бит или байт, передаваемых в секунду, есть скорость передачи сообщения, которая определяется как бит/с или байт/с. При повышенной скорости передачи она измеряется в кбит/с, Мбит/с или Гбит/с.

При передаче аналоговых сообщений (см. рис. 1.1, а) скорость ее передачи определяется верхней частотой в спектре электрического сигнала. Так, при передаче речи можно ограничиться верхней частотой в спектре передаваемого сообщения 3,4 кГц, а цветного телевизионного изображения — 6,5 МГц.

**Объем передаваемого сообщения.** При передаче цифрового сообщения его объем или количество переданной информации

$$A = VT, \quad (1.1)$$

где  $V$  — скорость передачи сообщения, бит/с (или кбит/с, Мбит/с, Гбит/с);  $T$  — время передачи сообщения.

Таким образом, согласно формуле (1.1) объем передаваемого сообщения в цифровой форме определяется в байтах или кило-, мега-, гигабайтах. В тех же единицах измеряется объем хранимой информации, в том числе на магнитных носителях (дискетах и компакт-дисках) электронной информации для компьютеров.

Сложнее обстоит вопрос при определении объема переданного аналогового сообщения. Проще всего аналоговый сигнал перевести в цифровой и определить объем переданного сообщения согласно (1.1) (см. подразд. 1.2).

**Достоверность сообщения.** В принятое сообщение могут по разным причинам вкрасться ошибки. Одна из причин — действие помех на передаваемое сообщение (см. гл. 12). В результате при приеме цифрового сообщения переданный символ 1 может быть воспринят как 0, и наоборот. Сравнив переданное сообщение с принятым, можно определить, сколько ошибок вкралось

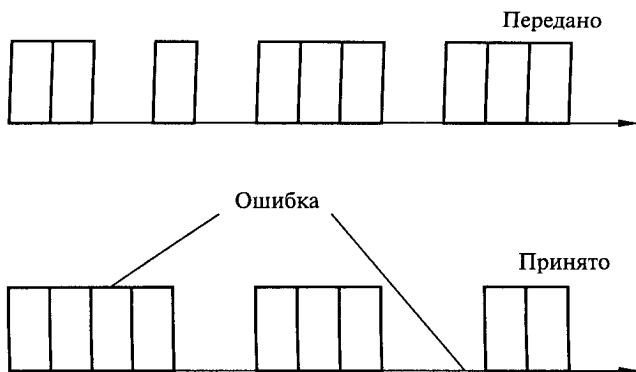


Рис. 1.2

в передачу сообщения от ее источника к получателю. Так, на рис. 1.2 в переданное сообщение из 12 символов два принято с ошибкой.

Достоверность сообщения можно определить через количество неправильно, ошибочно, принятых символов  $X$ , отнесенных к общему числу переданных символов  $A$ :

$$H = X/A. \quad (1.2)$$

Например, при  $X = 1$  и  $A = 10\,000$  значение  $H = 10^{-4}$ , при  $X = 1$  и  $A = 10^6$  значение  $H = 10^{-6}$ . Поскольку действие помех во многих случаях носит случайный характер, то параметр  $H$  называют вероятностью ошибки принятого символа.

**Степень закрытости сообщения.** Во многих случаях требуется обеспечить секретность или закрытость переданного сообщения, т.е. его правильное понимание только тем корреспондентом, которому оно адресовано. Такое требование обязательно в военном деле: противник не должен перехватить и рассекретить передаваемую информацию, что может привести к трагическим последствиям. Часто требуется закрывать информацию экономического характера, чтобы обезопасить себя от конкурентов. Также при передаче банковской информации требуется обеспечить ее конфиденциальность.

Секретность, или закрытость, передаваемого сообщения обеспечивается кодированием и шифрованием. Кодированием называется правило, согласно которому одни символы сообщения заменяются другими. Например, каждой букве алфавита соответствует определенное число или точки и тире, как в коде Боде. Шифрование обеспечивает еще более сложный способ засекречивания сообщения согласно определенному алгоритму и ключу.

## 1.2. Кодирование передаваемых сообщений

При кодировании сообщения необходимо его представить в дискретной форме (см. рис. 1.1, б). Поэтому рассмотрим, как аналоговый сигнал преобразовать в дискретный. Возможны три способа такого преобразования: путем квантования по уровню, по времени и одновременно по уровню и времени — и соответственно получение трех видов сигналов: релейного (рис. 1.3, а), импульсного (рис. 1.3, б) и цифрового (рис. 1.3, д). Заметим, что в релейном элементе сигнал на выходе меняется скачком при прохождении входным сигналом некоторого фиксированного значения. Поэтому сигнал со скачкообразным изменением амплитуды называется релейным.

Большинство современных радиоэлектронных систем являются цифровыми, т.е. передающими сообщение, представленное в цифровой форме (см. рис. 1.3, д). Поэтому подробнее рассмотрим вопрос преобразования аналогового сообщения в цифровое. Сначала вспомним сведения из математики, касающиеся системы счисления. Обычно мы пользуемся десятичной системой, в которой число представляется в виде суммы степеней числа 10, называемым основанием:

$$N_{10} = K_p 10^p + K_{p-1} 10^{p-1} + \dots + K_2 10^2 + K_1 10^1 + K_0 10^0, \quad (1.3)$$

где  $K_0, K_1, K_2, K_3, \dots, K_p$  — цифры, которые могут принимать одно из десяти значений — от 0 до 9.

Каждое из слагаемых ряда (1.3) называется разрядом. Поэтому число  $N_{10}$  может быть одно-, двух-, трех- и  $n$ -разрядным. Например, число 371 является трехразрядным, а 69 025 — пятиразрядным. Цифра каждого последующего разряда в 10 раз больше аналогичной цифры предыдущего разряда.

В двоичной системе за основание числа принимается цифра 2 и в каждом разряде могут быть только цифры 0 или 1. Каждый следующий разряд может быть только в два раза больше предыдущего. Таким образом, число в двоичной системе представляется в виде суммы степеней числа 2:

$$N_2 = M_q 2^q + M_{q-1} 2^{q-1} + \dots + M_2 2^2 + M_1 2^1 + M_0 2^0, \quad (1.4)$$

где  $M_0, M_1, M_2, M_3, \dots, M_q$  — цифры, которые могут принимать одно из двух значений — 0 или 1.

Например, в двоичной системе число  $6 = 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$ , записываемое как 110, является трехразрядным, а число  $11 = 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$ , записываемое как 1011, является четырехразрядным.

Выбор двоичной системы счисления обусловлен тем, что при ее использовании операции с числами в электронных устройствах, имеющих только два состояния: «включено — выключено» или

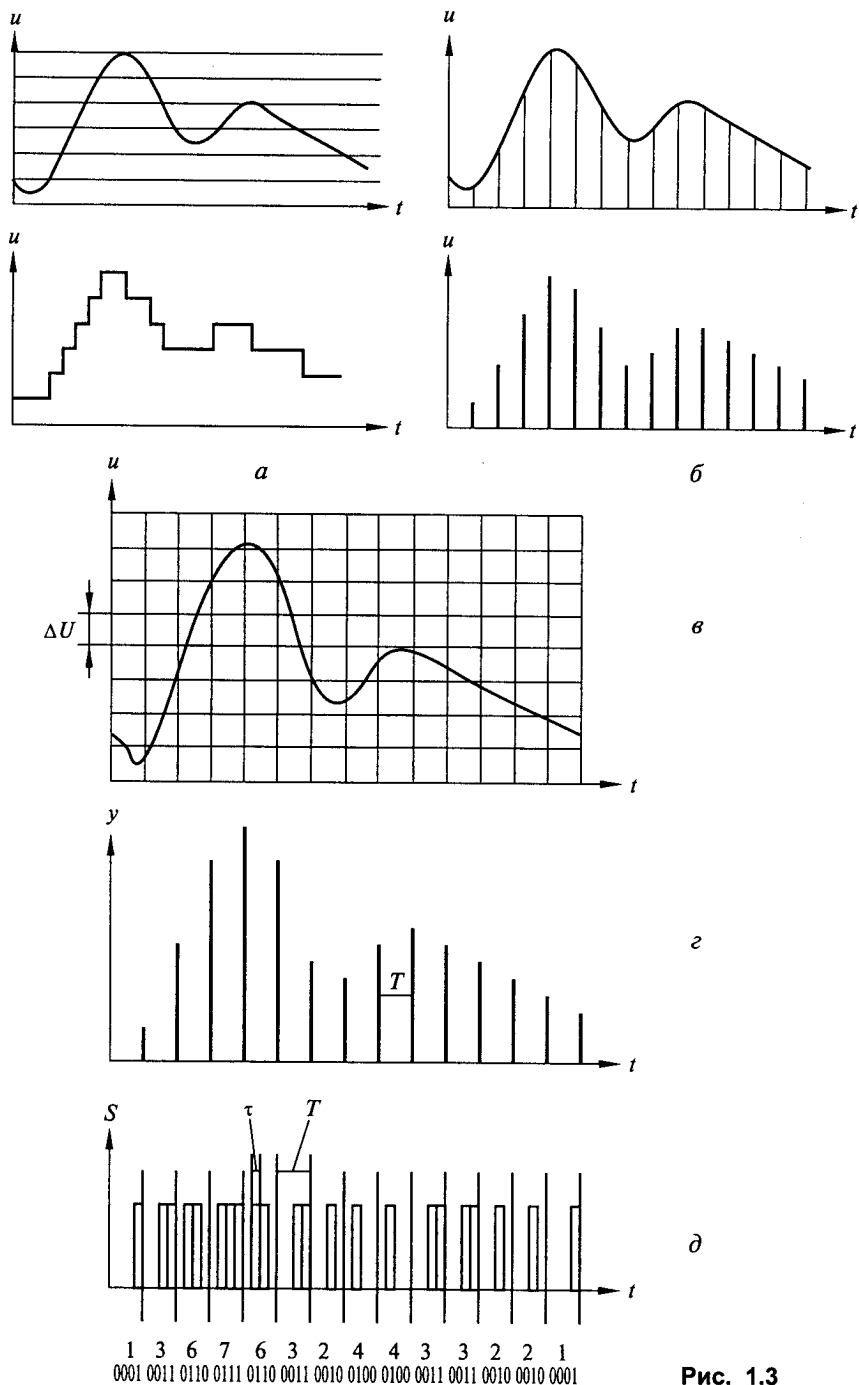


Рис. 1.3

«цепь замкнута — разомкнута», значительно упрощаются. Одному из таких состояний соответствует цифра 1, другому — 0.

Теперь вновь обратимся к рис. 1.3, в, поясняющему преобразование аналогового сообщения  $u(t)$  в цифровое  $s(T)$ . Сначала произведем отсчеты функции  $u(t)$  через равные интервалы дискретизации  $T$ . В результате получим функцию  $y(t)$  в виде гребенки, составленную из импульсов разной амплитуды (рис. 1.3, з). Измерим каждую из амплитуд в двоичной системе счисления, заменив 1 коротким импульсом длительностью  $\tau$ , а 0 — пропуском той же длительности  $\tau$ . В результате взамен аналогового сообщения  $u(t)$  получим цифровое  $s(T)$ . На рис. 1.3, д показаны измеренные значения амплитуды сигнала в десятичной и двоичной системах счисления.

Описанное преобразование аналогового сообщения в цифровое связано с определенной ошибкой, поскольку дискретизация исходной функции  $u(t)$  как по времени, так и по амплитуде производится с определенным шагом. Однако если этот шаг выбрать достаточно малым, то ошибка будет незначительна и по абсолютной величине не превысит половины шага. Общее число кодовых комбинаций в двоичной системе и соответственно уровней квантования по амплитуде (см. рис. 1.3, в) составит:

$$N = 2^n, \quad (1.5)$$

где  $n$  — число разрядов или бит в одном кодируемом символе.

Так, при  $n = 2$  получим четыре кодовые комбинации:

00    01    10    11,

при  $n = 3$  — восемь кодовых комбинаций:

000    001    010    011    100    101    110    111.

Временной шаг дискретизации

$$T = 1/2F, \quad (1.6)$$

где  $F$  — высшая частота в спектре передаваемого аналогового сообщения, а длительность элементарной посылки

$$\tau = T/n = 1/2Fn. \quad (1.7)$$

Из (1.7) получим для скорости передаваемого сообщения, преобразованного в цифровую форму:

$$V = n/T = 1/\tau = 2Fn \text{ [бит/с]}. \quad (1.8)$$

Рассмотрим пример по преобразованию речевого, аналогового сообщения в цифровой сигнал, приняв  $F = 4$  кГц. При числе уровней квантования  $n = 8$  согласно (1.5) — (1.8) получим:  $N = 256$ ,  $T = 1/2F = 1/8000$  Гц = 125 мкс,  $\tau = T/n = 125/8 = 15,625$  мкс,  $V = 2Fn = 2 \cdot 4000 \cdot 8 = 64\,000$  бит/с = 64 кбит/с.

Именно такова скорость передачи речевых и иных сообщений в стандартном цифровом проводном канале связи.

Для преобразования аналогового сообщения в цифровое используются специальные интегральные микросхемы, сокращенно называемые АЦП (аналого-цифровой преобразователь), а для обратного преобразования — цифрового сигнала в аналоговый — ЦАП (цифроаналоговый преобразователь).

Рассмотрим, как можно преобразовать текстовое сообщение на русском языке с помощью двоичного равномерного кода. Каждой букве русского алфавита присвоим числа сначала в десяти-

Таблица 1.1

Буква	Число в десятичной системе	Число в двоичной системе	Буква	Число в десятичной системе	Число в двоичной системе
А	01	000001	С	18	010010
Б	02	000010	Т	19	010011
В	03	000011	У	20	010100
Г	04	000100	Ф	21	010101
Д	05	000101	Х	22	010110
Е	06	000110	Ц	23	010111
Ж	07	000111	Ч	24	011000
З	08	001000	Ш	25	011001
И	09	001001	Щ	26	011010
Й	10	001010	Ъ	27	011011
К	11	001011	Ы	28	011100
Л	12	001100	Ь	29	011101
М	13	001101	Э	30	011110
Н	14	001110	Ю	31	011111
О	15	001111	Я	32	100000
П	16	010000	Пробел	33	100001
Р	17	010001	Точка	34	100010

чной, а затем двоичной системе. Примем число разрядов  $n = 6$ , что согласно (1.3) дает  $N = 2^6 = 64$  комбинаций и с запасом обеспечивает кодирование в двоичной системе 32 букв русского алфавита и двух знаков согласно табл. 1.1. Благодаря равномерности кода каждому символу будет соответствовать одинаковое число бит, равное числу разрядов  $n = 6$ . Например, фраза «Проверка связи» при кодировании согласно табл. 1.1 имеет вид:

010000	010001				
001111	000011	000110	010001	001011	000001
100001	010010	000011	100000	001000	001001.

Большинство современных систем связи являются цифровыми, передаваемые сообщения в которых формируются в виде двоичного кода (см. рис. 1.3, д).

### 1.3. Способы передачи сообщения на расстояние

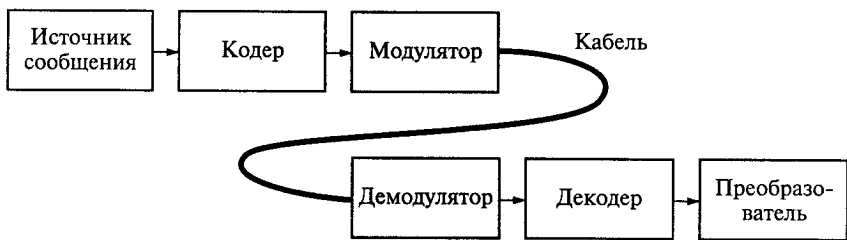
Основными способами передачи сообщений на большие расстояния являются: проводные каналы, волоконно-оптические линии и радиосвязь.

К *проводным каналам* связи с использованием коаксиальных кабелей относится телефонная сеть, по которой осуществляется речевая связь абонентов, передача данных с факсимильных и иных аппаратов и связь между компьютерами в сети электронной почты и Интернет. Основной недостаток проводных каналов состоит в относительно низкой скорости и ограниченном объеме передаваемых сообщений, т. е. пропускной способности системы в целом. При передаче цифровой кодированной информации структурная схема системы имеет вид, представленный на рис. 1.4, а.

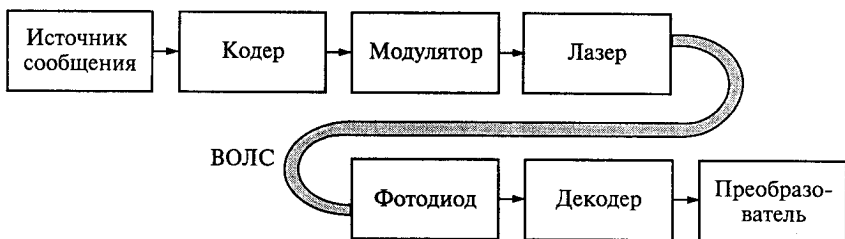
В состав аппаратуры на передающем конце линии связи входят: источник сообщения (например, факсимильный аппарат); кодер, производящий кодирование сигнала; модулятор, формирующий сигналы, которые поступают в линию связи. Например, при двоичном сигнале модулятор формирует колебание с частотой  $F_1$  при передаче 1 и с частотой  $F_2$  при передаче 0.

На приемном конце линии связи располагаются демодулятор, служащий для извлечения сообщения из принятого сигнала; декодер, декодирующий, т. е. расшифровывающий принятое сообщение, и преобразователь, придающий принятому сообщению требуемую форму. Преобразователем, например, является принтер, распечатывающий принятое сообщение. Во многих случаях кодер — декодер, модулятор — демодулятор (модем) и источник сообщения — преобразователь объединяются в одном аппарате.

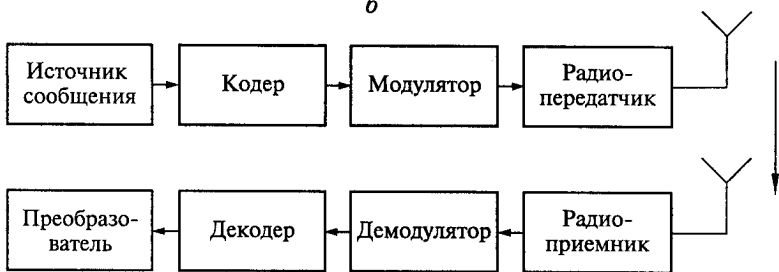
В *волоконно-оптических линиях связи* (ВОЛС) переносчиком сообщения является свет, распространяющийся по специальному стекловолоконному кабелю с малым затуханием. Скорость и объем передаваемых сообщений по оптическому кабелю на несколько



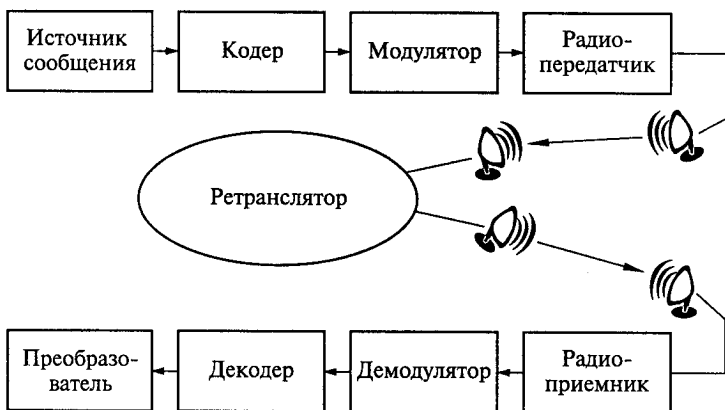
*a*



*б*



*в*



*г*

Рис. 1.4



порядков превышают те же параметры в телефонной сети, использующей коаксиальные кабели. Структурная схема ВОЛС приведена на рис. 1.4, б. В ней после модулятора устанавливается когерентный источник света — светоизлучающий диод или лазер. Световая волна, распространяющаяся по оптическому волокну, на приемном конце детектируется с помощью фотодиода. После декодера она, как и в первой системе, поступает на преобразователь.

С помощью ВОЛС можно осуществлять обмен информацией с высокой скоростью между компьютерами в сети Интернет, передачу многих телевизионных каналов, многоканальную телефонную связь. В настоящее время ведутся работы по охвату с помощью ВОЛС всего земного шара и вытеснению проводных, коаксиальных линий связи.

В системах радиосвязи передача сообщений осуществляется с помощью радиоволн высокой и сверхвысокой частот, распространяющихся в свободном пространстве. Здесь по сравнению с проводной системой связи добавляются радиопередатчик, радиоприемник и антенны (рис. 1.4, в). Для увеличения протяженности линии радиосвязи используются ретрансляторы, которые принимают, усиливают и переизлучают сигнал в требуемом направлении (рис. 1.4, з).

Системы радиосвязи можно разбить на две большие группы: наземные и спутнико-космические. В наземных системах радиоволны распространяются в пределах земной атмосферы. Такие системы служат для радиосвязи с самолетами, кораблями, наземным транспортом, стационарными и другими объектами. С их помощью осуществляется и индивидуальная радиосвязь в рамках сотовой, транкинговой и иных современных систем радиосвязи. В наземных системах используются различные диапазоны частот. При этом следует учитывать, что чем выше частота излучаемых сигналов, тем можно передавать сообщения большего объема и с более высокой скоростью.

Отличительной особенностью спутнико-космических систем радиосвязи является наличие в их составе искусственных спутников Земли, на которых располагаются ретрансляторы радиосигналов. В целом система состоит из двух основных частей, или сегментов: космического и наземного. Космический сегмент включает определенное число спутников с ретрансляторами. В состав наземного сегмента входят центр управления системой, узловые станции, осуществляющие связь со спутниками и слежение за их орбитами, и абонентские терминалы коллективного и индивидуального пользования по обслуживанию пользователей системы.

Функционирование системы космической радиосвязи во многом определяется типом орбиты, по которой движутся спутники. Различают два основных вида околоземных орбит: геостационар-

ные и негеостационарные (эллиптические, средневысотные и круговые). При геостационарной орбите спутник, располагаясь в плоскости экватора на высоте примерно в 36 000 км и двигаясь с частотой вращения Земли вокруг ее оси, зависает над определенной точкой земной поверхности. Антенна такого неподвижного по отношению к наземному наблюдателю спутника постоянно в течение суток «освещает» одну и ту же область земной поверхности, обеспечивая радиосвязь в пределах обширной территории.

С помощью систем космической радиосвязи, работающих в диапазоне сверхвысоких частот, передаются огромные объемы сообщений: трансляция множества телевизионных каналов, компьютерной информации, телефонных, телефаксных и иных сообщений.

## 1.4. Распространение радиоволн

Характер распространения радиоволн в значительной степени зависит от частоты излучаемых сигналов, подразделяемых на диапазоны согласно табл. 1.2.

Частота радиосигнала с длиной волны  $\lambda$  связаны соотношением

$$f = c/\lambda, \quad (1.9)$$

где  $c = 300\,000$  км/с — скорость света.

Из (1.9) имеем

$$f [\text{кГц}] = 300/\lambda [\text{км}]; f [\text{МГц}] = 300/\lambda [\text{м}]; f [\text{ГГц}] = 30/\lambda [\text{см}].$$

На распространение радиоволн сильное влияние оказывают ионосфера, поверхность Земли и состояние тропосферы.

Ионосферой называются ионизированные слои атмосферы, возникновение которых обусловлено солнечной радиацией, под действием которой в разреженном газе появляются свободные электроны. В результате вокруг Земли на расстоянии 50...500 км появляется несколько сильно ионизированных слоев. Радиоволны в зависимости от их частоты могут пронизывать ионосферу, отражаться от нее или поглощаться (рис. 1.5).

Для радиоволн с частотой выше 30...40 МГц ионосфера практически «прозрачна»: радиоволны пронизывают ее и проникают в космическое пространство.

Для радиоволн с ориентировочными границами 3...30 МГц (см. табл. 1.2) ионосфера является своеобразным экраном, отражающим радиоизлучения. Причем уровень этого отражения носит неустойчивый, переменчивый характер, меняющийся в течение 12-летнего цикла солнечной активности, года, сезона года, времени

Таблица 1.2

Наименование диапазона	Длина волны	Частота	Примеры использования
Мириаметровые (сверхдлинные волны)	100 ... 10 км	3 ... 30 кГц	Дальняя радионавигация
Километровые (длинные волны)	10 ... 1 км	30 ... 300 кГц	Радиовещание
Гектометровые (средние волны)	1000 ... 100 м	0,3 ... 3 МГц	Радиовещание
Декаметровые (короткие волны)	100 ... 10 м	3 ... 30 МГц	Радиовещание. Мобильная радиосвязь. Любительская радиосвязь (диапазон 27 МГц)
Метровые (ультракороткие волны)	10 ... 1 м	30 ... 300 МГц	УКВ ЧМ вещание. Телевизионное вещание. Мобильная радиосвязь. Самолетная радиосвязь
Дециметровые (L-, S-диапазоны)	1 ... 0,1 м	0,3 ... 3 ГГц	Телевизионное вещание. Космическая радиосвязь и радионавигация. Сотовая радиосвязь. Радиолокация
Сантиметровые (C-, X-, K-диапазоны)	10 ... 1 см	3 ... 30 ГГц	Космическая радиосвязь. Радиолокация. Радионавигация. Радиоастрономия
Миллиметровые	10 ... 1 мм	30 ... 300 ГГц	Космическая радиосвязь. Радиолокация. Радиоастрономия

суток и зависящий от частоты и угла прихода радиоволн. Для количественной оценки данного явления вводится понятие *предельной, критической частоты  $f_{кр}$  радиосигнала*, излученного вертикально

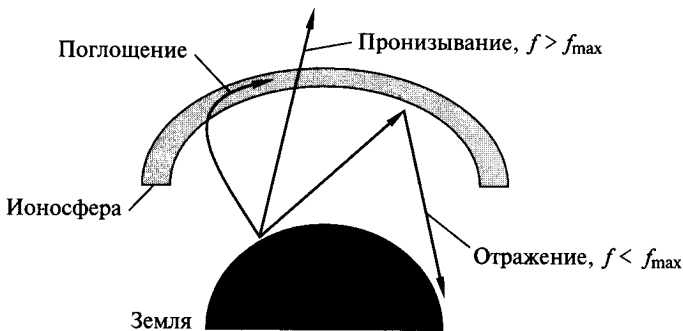


Рис. 1.5

вверх ( $\alpha = 90^\circ$ ), отраженного ионосферой и возвращающегося на Землю (рис. 1.6). При частоте сигнала  $f \leq f_{кр}$  радиоволна отражается от ионосферы, при  $f > f_{кр}$  — пронизывает ее.

В зависимости от года цикла солнечной активности значение  $f_{кр}$  в дневное время составляет 7...13 МГц и в ночное время 3...6 МГц, причем более высокой солнечной активности соответствует большее значение частоты.

С уменьшением по отношению к поверхности Земли угла излученного сигнала  $\alpha$  максимальная частота отраженного сигнала увеличивается согласно следующему примерному соотношению:

$$f_{\max} = f_{кр} \sqrt{\frac{1,1}{0,1 + \sin^2 \alpha}}. \quad (1.10)$$

Согласно (1.10) чем меньше угол  $\alpha$ , тем выше частота  $f_{\max}$ . Так, при  $\alpha = 10^\circ$  значение  $f_{\max} = 3f_{кр}$ , и, следовательно, в зависимости от года солнечной активности максимально применяемая частота (МЧП) в диапазоне коротких волн составит в дневное время 21...39 МГц, в ночное время — 9...18 МГц.

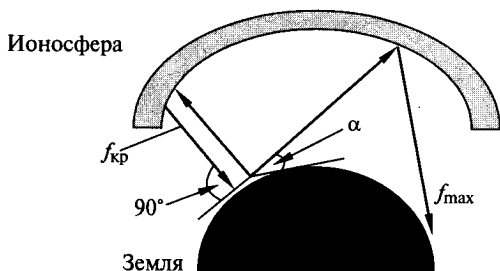


Рис. 1.6

Радиоволны с частотой менее 3 МГц поглощаются ионосферой, что приводит к заметному затуханию и ослаблению мощности сигнала. Причем чем ниже частота радиосигнала, тем больше поглощение. Поэтому радиоволны диапазона средних и длинных волн практически от ионосферы не отражаются, а затухают в ней.

Поверхность Земли также оказывает существенное влияние на распространение радиоволн. Величина затухания радиоволны, распространяющейся вдоль поверхности Земли, зависит от свойств суши и воды и рельефа местности. Причем чем ниже частота радиосигнала, тем меньше затухание поверхностной волны.

Дальность распространения поверхностной радиоволны определяется такими факторами, как состояние тропосферы Земли (в дождь и снег затухание увеличивается); дифракция, обуславливающая огибание препятствий; рефракция, приводящая к искривлению луча, и тропосферное рассеяние.

С учетом перечисленных явлений рассмотрим распространение радиоволн в различных диапазонах частот.

**Диапазон сверхдлинных волн или очень низкие частоты (ОНЧ).** Волны в этом диапазоне (см. табл. 1.2) распространяются в пространстве между поверхностью Земли и ионосферой, внутри которого радиоволна может даже обогнуть Землю (рис. 1.7, а). Кроме того, волны ОНЧ проникают в толщу воды и могут использоваться для радиосвязи с погруженными в океан объектами.

**Диапазон длинных волн.** Из-за возрастающего затухания поверхности Земли с повышением частоты дальность распространения поверхностной волны в этом диапазоне по сравнению с ОНЧ уменьшается, достигая все же в зависимости от мощности радиопередатчика 3000...5000 км (рис. 1.7, б).

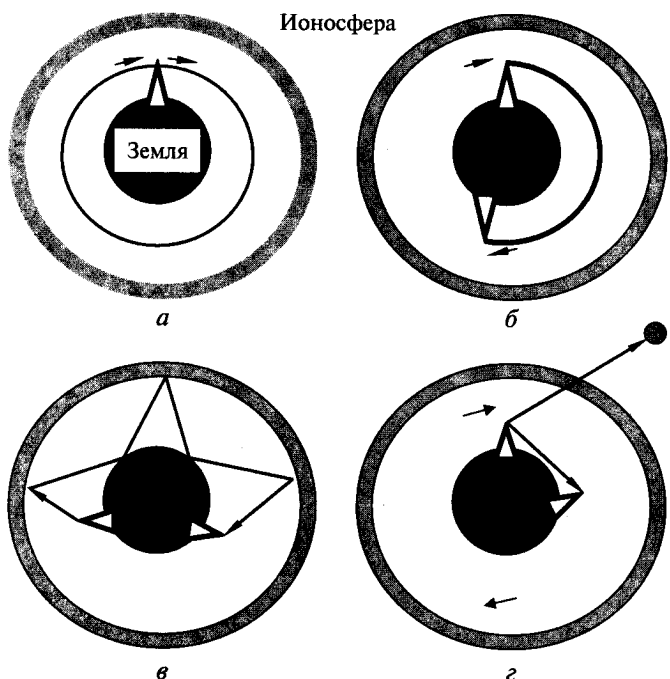
**Диапазон средних волн.** В этом диапазоне радиосвязь также осуществляется только поверхностной волной, но ее затухание из-за влияния поверхности Земли еще более возрастает. При этом напряженность электрического поля в месте приема можно определить согласно следующему примерному соотношению:

$$E = \frac{150\sqrt{P}}{R} \left[ \frac{\text{мВ}}{\text{м}} \right], \quad (1.11)$$

где  $P$  — мощность радиопередатчика, кВт;  $R$  — расстояние, км.

Например, при  $P = 1$  кВт и  $R = 50$  км согласно (1.11) получим  $E = 3$  мВ/м. Данное значение является нижним пределом для радиовещательных приемников. Поэтому даже при повышенной мощности радиопередатчика дальность радиоприема в диапазоне средних волн обычно не превышает 200 км.

**Диапазон коротких волн.** В этом диапазоне определяющее влияние на дальность радиоприема оказывает ионосфера. Причем за счет двукратного отражения радиоволны даже при мощности ра-



**Рис. 1.7**

диопередатчика до 1 кВт дальность радиоприема может достигать 10 000 км и более (рис. 1.7, в).

**Диапазон метровых волн.** В этом диапазоне возможна только радиосвязь прямым лучом, т. е. когда между приемной и передающей антеннами можно провести прямую линию (рис. 1.7, г). Для идеальной модели Земли — шара радиусом 6370 км — протяженность линии радиосвязи

$$R = 3,57 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) [\text{км}], \tag{1.12}$$

где  $h_1, h_2$  — высота поднятия антенн в пунктах приема и передачи сигнала, м.

Например, при  $h_1 = 100$  м и  $h_2 = 10$  м согласно (1.12) протяженность линии радиосвязи составляет  $R = 47$  км.

Однако в нижней части метрового диапазона (частота 30... 60 МГц) из-за явлений дифракции и рефракции, приводящих к искривлению луча и распространению поверхностной волны, огибающей Землю, возможна радиосвязь и за пределами прямой видимости. За счет дальнего тропосферного распространения радиоволн удастся даже удлинить трассу радиоприема до 3000... 4000 км. Такая радиосвязь называется загоризонтной.

**Диапазон сверхвысоких частот, объединяющий все диапазоны выше 300 МГц** (см. табл. 1.2). Здесь радиосвязь возможна только прямым лучом (см. рис. 1.7, з). Как было сказано выше, ионосфера практически не оказывает заметного влияния на радиоволны в этом диапазоне. Все космические линии радиосвязи за пределами атмосферы Земли используют только диапазон сверхвысоких частот (СВЧ).

## **1.5. Структурные схемы систем радиосвязи**

В современной технике передачи сообщений можно выделить *три типа систем радиосвязи*: глобальные, территориальные и автономные.

Первый тип систем включает в себя интегрированные сети связи между абонентами, объединяющие различные физические каналы: радиоволновые наземные, радиоволновые спутнико-космические, наземные кабельные, главным образом волоконно-оптические. Такие глобальные сети связи представляют разнообразные по функциональному содержанию услуги громадному количеству коллективных и индивидуальных пользователей и охватывают как плотнонаселенные и высокоразвитые в технико-экономическом отношении регионы Земли, так и пустынные, малонаселенные области.

С помощью такой глобальной сети связи функционирует система Интернет, объединяющая миллионы компьютеров по всему миру, обменивающихся информацией на базе современных технологий.

В настоящее время разработаны глобальные системы спутнико-космической радиосвязи, охватывающие всю нашу планету и обеспечивающие всемирную телефонную радиосвязь и передачу цифровой информации абонентам, находящимся в любой точке Земли. Разнообразные коллективные и индивидуальные пользователи могут воспользоваться услугами таких глобальных систем радиосвязи и с их помощью удовлетворить информационные потребности, находясь на территории любой страны.

Второе направление в технике связи направлено на информационное обслуживание пользователей одного континента, страны или определенного географического района. Сотовые наземные системы радиосвязи, имеющие сеть базовых станций и обслуживающие абонентов в пределах определенной территории (например, Москвы и Московской области), являются наиболее характерным примером систем подобного класса.

Третье направление в технике связи направлено на информационное обслуживание ограниченного числа пользователей в рамках замкнутой, автономной системы, которая обычно является

наземной, радиоволновой и принадлежащей определенному производству или предприятию рассредоточенного типа.

Так, автотранспортное предприятие может стать коллективным пользователем некоторой территориальной системы радиосвязи (второй тип) или иметь собственную автономную систему радиосвязи со своими автомашинами и автобусами (третий тип). Выбор того или иного типа системы зависит от набора информационных услуг, предоставляемых выбранной системой радиосвязи, стоимости этих услуг и надежности работы. Например, стоимость информационной инфраструктуры не должна превышать, скажем, 5 % от затрат основного производства, что может диктовать выбор типа системы радиосвязи. В другом случае в связи с особым характером производства достоверность передачи информации должна быть не хуже, например, 0,9999 с мгновенным сообщением о внештатной ситуации на контролируемых объектах, что сразу отмечает определенную группу систем радиосвязи. В третьем случае система радиосвязи не может предоставить весь требуемый набор информационных услуг, например не обеспечивает передачу компьютерной информации, что сузит выбор конкурирующих систем.

Рассмотрим примеры структурного построения глобальной, территориальной и автономной систем радиосвязи.

**Глобальная, спутнико-космическая система радиосвязи.** К 2001 г. в мире действовало около 50 спутнико-космических систем радиосвязи. Одна из возможных структурных схем такой системы космической радиосвязи представлена на рис. 1.8. В состав системы входят: наземный центральный узел управления 1, абонентские терминалы коллективного 2 и индивидуального 3 пользования и спутник с ретранслятором 4.

Общая схема организации радиосвязи в системе такова: радиосигнал с абонентского терминала излучается в сторону спутника на частоте  $f_1$ . Принятый радиосигнал усиливается ретранслятором и на частоте  $f_2$  с помощью многолучевой антенны излучает на Землю в сторону того абонента, которому предназначено сообщение. В системе на разных частотах осуществляется одновременная радиосвязь множества абонентов — до нескольких тысяч.

В системах космической радиосвязи используются радиоволны СВЧ диапазона (в большинстве случаев в пределах 1,5... 14 ГГц), беспрепятственно пронизывающие ионосферу (см. рис. 1.7, з).

**Территориальная, сотовая система радиосвязи.** Данная система с помощью наземных средств обеспечивает радиотелефонную связь со стационарными и подвижными объектами на территории в пределах сотен квадратных километров или вдоль трасс большой протяженности. При взаимодействии сотовой системы с глобальными обеспечивается возможность связи абонента практически с любым географическим районом на земном шаре.



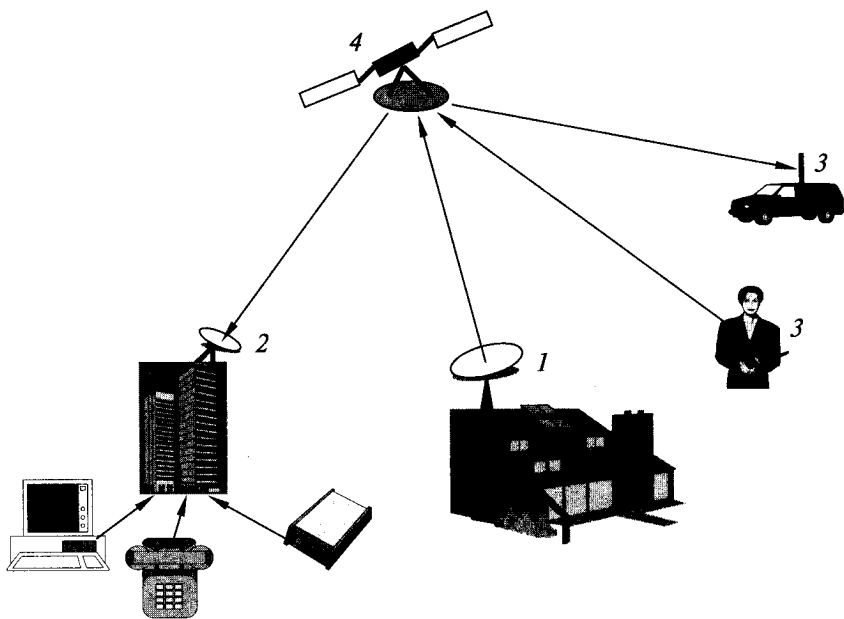


Рис. 1.8

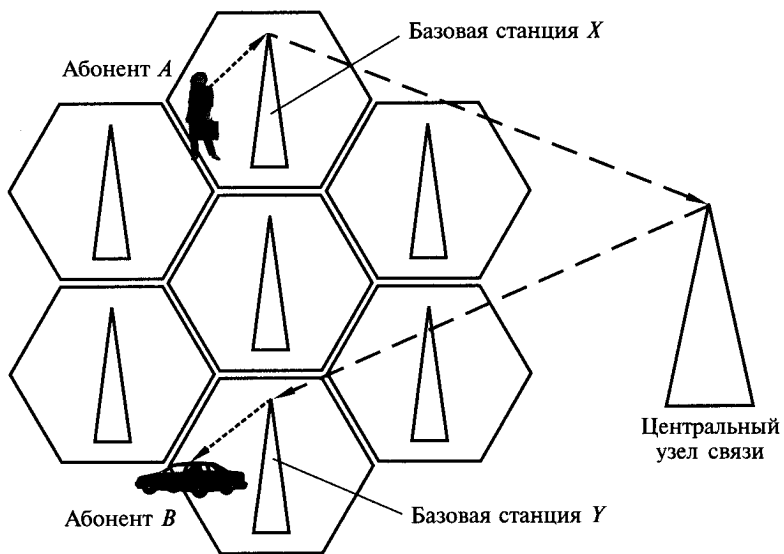


Рис. 1.9

Название «сотовая» система получила потому, что вся зона обслуживания разбивается на сравнительно небольшие площадки, называемые сотами. В каждой соте устанавливается своя наземная базовая станция, связанная с центральным узлом связи по радиоканалу или кабелю (рис. 1.9).

Связь внутри системы обеспечивается следующим образом: абонент с помощью индивидуальной радиостанции обращается к базовой станции той соты, в которой он в данный момент находится, и та, в свою очередь, через центральный узел связи с помощью другой базовой станции соединяет его с вызываемым абонентом, находящимся в любой другой соте данной системы.

Таким образом, связь между абонентами устанавливается по цепочке: абонент  $A$  — базовая станция  $X$  — центральный узел связи — базовая станция  $Y$  — абонент  $B$ . Все соединения устанавливаются в автоматическом режиме под управлением центрального и базового компьютеров. Сотовая система позволяет экономно расходовать частотный ресурс, поскольку одни и те же частоты могут использоваться в разных сотах, только не соприкасающихся друг с другом. В системе одновременно устанавливается связь между тысячами абонентов, находящимися в разных сотах.

Разработано и внедрено несколько стандартов организации сотовой радиосвязи. Один из них — NMT-450 — используется в диапазоне частот 450 МГц для передачи аналоговых сообщений, другой — GSM — применяется в диапазонах частот 900 и 1900 МГц для передачи цифровых сообщений.

**Территориальная, радиорелейная система связи.** В этой системе сообщения передаются от одного ретранслятора к другому по цепочке (рис. 1.10).

Радиосвязь осуществляется в СВЧ диапазоне, обычно при частоте более 10 ГГц, что позволяет использовать антенны с остронаправленным лучом и радиопередатчики небольшой мощности. Между антеннами должна обеспечиваться прямая видимость, и поэтому они располагаются на высоких мачтах.

Принятый ретранслятором сигнал на частоте  $f_1$  усиливается и на частоте  $f_2$  излучается в сторону следующего ретранслятора. Так

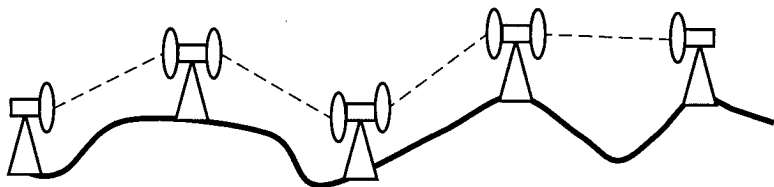


Рис. 1.10

по цепочке, от одного ретранслятора к другому, сообщение доходит до последнего пункта или снимается на одной из промежуточных станций.

По радиорелейным линиям передаются сообщения большого объема и с высокой скоростью: несколько телевизионных программ, сотни телефонных, телефаксных и иных цифровых и аналоговых сообщений.

**Автономная система радиосвязи производственного назначения.** Большую группу предприятий, занимающих большие территории, составляют производства рассредоточенного типа. К их числу относятся: газовые и нефтяные промыслы и трубопроводы по перекачке нефти и газа; системы водоснабжения и водоотведения; парки из «малых» гидро- и ветроэлектростанций; транспортные предприятия, нуждающиеся в непрерывном контроле перевозимых грузов на всем пути их следования; организации, осуществляющие мониторинг окружающей среды путем автоматизированного сбора данных с датчиков экологического и метеорологического контроля, и др.

При всем разнообразии перечисленных производств, протекающие в них процессы в информационном аспекте можно свести к следующим функциям:

- контроль состояния и параметров объектов путем считывания показаний с аналоговых, цифровых и релейных датчиков;

- управление различными агрегатами и машинами, т. е. их включение — выключение или дискретное изменение режима работы;

- плавное автоматическое регулирование параметров объекта при изменении задающего воздействия или внешних условий работы;

- охранная сигнализация с дистанционным оповещением;

- обмен текстовой или речевой информацией между обслуживающим объект персоналом и диспетчерским пунктом;

- обмен компьютерной информацией;

- видеонаблюдение за состоянием работы объекта;

- определение с заданной точностью географических координат перемещающегося в пространстве объекта.

На всех перечисленных предприятиях в состав информационной системы передачи сообщений обычно входят: центральный диспетчерский пункт (ЦДП), на который стекается информация со всех объектов, и контролируемые пункты (КП) — стационарные и передвижные производственные объекты.

По схеме информационной связи между ЦДП и КП различают три типа структур: радиальную, линейную и радиально-линейную (рис. 1.11). При радиальной структуре все КП имеют прямую связь с ЦДП (см. рис. 1.11, а); при линейной — связь с ЦДП осуществляется по цепочке: от одного КП к другому (см. рис. 1.11, б); при радиально-линейной — имеются оба вида связи.

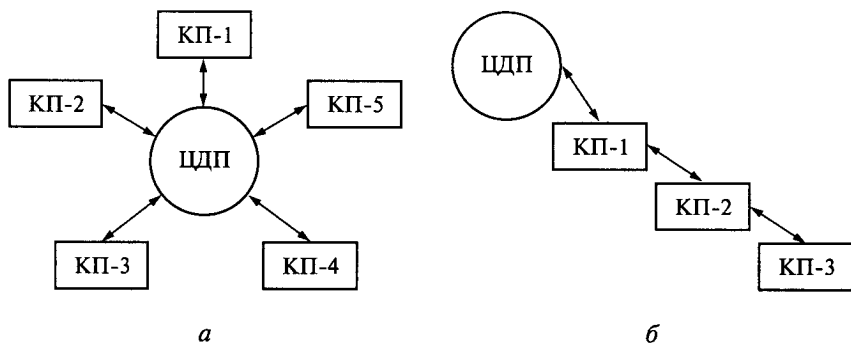


Рис. 1.11

В рассматриваемой системе ЦДП включает радиостанцию и компьютер, каждый из КП — радиостанцию и контроллер, к которому подключаются датчики контроля и объекты управления (рис. 1.12).

На ЦДП системы осуществляется обработка, хранение, отображение и регистрация всей текущей и расчетной информации, поступающей по радиоканалу со всех контролируемых пунктов, а также обнаружение, оперативное отображение, хранение и регистрация отклонения всех технологических показателей от нормативных значений или возникновение на объектах аварийных ситуаций. Вся поступающая информация отображается с помощью компьютера ЦДП на видеограммах, технологических схемах и в табличной форме в реальном масштабе времени и архивируется. С ЦДП осуществляется управление и ре-

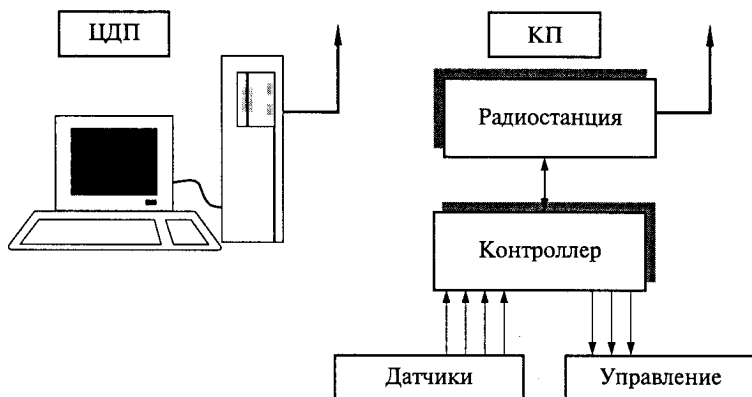


Рис. 1.12

Служебное сообщение ( $S$ байт)	Показания аналоговых датчиков ( $2M$ байт)	Показания цифровых датчиков ( $2K$ байт)	Показания дискретных датчиков ( $N/8$ байт)
------------------------------------	---	---	--

Рис. 1.13

гулирование всеми агрегатами и машинами, располагаемыми на КП.

Анализ разнообразных производственных процессов показывает, что в большинстве случаев нет необходимости непрерывно сообщать о состоянии объектов с КП на ЦДП. Этот контроль со стороны ЦДП при нормальном протекании технологического процесса на всех объектах может носить дискретный характер с периодичностью от нескольких минут до нескольких часов. И только при возникновении на объектах внештатных ситуаций информация с КП на ЦДП должна поступать практически немедленно по инициативе аварийного КП. Кроме того, следует обеспечить обмен служебной информацией между персоналом КП и ЦДП и одновременную передачу с ЦДП на все КП директивной или иной общей для всех информации. Таким образом, в рассматриваемой многофункциональной системе следует обеспечить четыре режима работы:

автоматический циклический, при котором информация запрашивается и передается на ЦДП со всех КП в заданном ритме;

аварийный, при котором сигнал, содержащий сведения о характере аварии на КП, передается немедленно на ЦДП;

циркулярный, при котором текстовая информация — телетайпное сообщение — передается с ЦДП одновременно на все КП;

обмен телетайпной информацией между ЦДП с КП.

Рассмотрим структуру цифровых сообщений технологического характера в рассматриваемой системе по линии КП — ЦДП, передаваемых в форме рабочего кадра (рис. 1.13), длина которого в байтах составляет:

$$A = S + 2M + 2K + N/8,$$

где  $S = 10 \dots 15$  — число служебных байтов;  $M$  — число аналоговых датчиков с расчетом 2 байта на один датчик;  $K$  — число цифровых датчиков с расчетом 2 байта на один датчик;  $N$  — число дискретных датчиков с расчетом 1 байт на восемь датчиков.

Время передачи одного кадра сообщения в секундах:

$$T = 8A/V, \quad (1.13)$$

где  $V$  — скорость передачи информации, бит/с; число 8 определяет количество бит в одном байте.

**Пример.** Контролируемый пункт имеет следующее число датчиков:  $M = 10$ ,  $K = 20$ ,  $N = 40$ . Скорость передачи  $V = 1200$  бит/с. В результате, приняв  $S = 15$  для параметра  $A$  и времени  $T$  согласно (1.13) получим:

$$A = 15 + 2 \cdot 10 + 2 \cdot 20 + 40/8 = 80 \text{ байт};$$

$$T = 8 \cdot 80/1200 = 0,5333 \text{ с.}$$

В заключение отметим, что большинство современных систем радиосвязи являются цифровыми, т. е. передающими сообщения в цифровой форме (см. рис. 1.3, в).

## 1.6. Пропускная способность цифрового канала радиосвязи

Информационные возможности любой системы радиосвязи в первую очередь определяют два параметра: скорость  $V$  и объем  $A$  передачи сообщения (см. подразд. 1.1). Максимально возможное значение скорости передачи сообщения называется пропускной способностью канала радиосвязи  $C$ . Очевидно, что размерность параметров  $V$  и  $C$  совпадают: бит/с. Определим значение  $C$  — теоретический предел скорости  $V$ .

Обратимся к рис. 1.3, в по преобразованию аналогового сигнала в цифровой. Дискретизация по времени аналогового сигнала определяется формулой (1.4). Путем квантования по уровню сигнала разместим  $n$  бит длительностью  $\tau$  внутри шага дискретизации  $T$  (см. рис. 1.3, д), в результате чего с учетом (1.6) получим для скорости передачи цифрового сообщения:

$$V = n/T = 2Fn \text{ [бит/с]}. \quad (1.14)$$

Согласно (1.14) чем больше бит  $n$  удастся «упаковать» внутри интервала  $T$ , тем больше будет скорость  $V$ . Максимально возможное значение  $n_{\max} = k$  определит пропускную способность канала радиосвязи:

$$C = n_{\max}/T = 2Fk \text{ [бит/с]}. \quad (1.15)$$

Для определения значения  $k$  рассмотрим, как воздействуют помехи на канал радиосвязи. Помеха представляет собой регулярный или хаотический сигнал, мешающий нормальному приему полезного сигнала.

Помехи по месту расположения их источника подразделяются на внешние и внутренние. К источникам внешних помех относятся сигналы, приходящие от других радиотехнических средств и разнообразных промышленных электроэнергетических объек-

тов. К внешним помехам также относятся радиоизлучения Галактики, Солнца, поверхности Земли и связанные с атмосферой.

Источником внутренних помех являются собственные шумы радиоприемника, в первую очередь создаваемые электронными приборами входного высокочастотного (ВЧ) или СВЧ усилителя. Физическая природа внутренних шумов связана с тем, что в любом резисторе, интегральной микросхеме, транзисторе и иных элементах схемы, помимо упорядоченного движения электрических зарядов под воздействием внешнего сигнала происходит и хаотическое движение элементарных частиц, создающих флуктуационный, шумовой сигнал. Данная помеха имеет равномерный энергетический спектр в широкой полосе частот и называется белым шумом.

Полезный сигнал (рис. 1.14, *a*) в радиоприемном устройстве в результате воздействия помехи в зависимости от ее уровня принимает вид, показанный на рис. 1.14, *б—г*. Уровень полезного сигнала определяется напряжением  $U_c$  и мощностью  $P_c$ , помехи — эффективным значением напряжения  $U_n$  и мощностью  $P_n$ .

Обозначив отношение напряжений полезного сигнала и помехи как  $q = U_c/U_n$ , получим для отношения их мощностей:

$$P_c/P_n = (U_c/U_n)^2 = q^2. \quad (1.16)$$

Обратимся к рис. 1.14. Вполне обоснованно можно предположить, что полезный сигнал можно распознать при относительно малом уровне помехи, т. е. при  $q \gg 1$  (см. рис. 1.14, *б*), и потерять такую возможность при большом ее уровне, т. е. при  $q < 1$  (см. рис. 1.14, *г*). Примем за предельный случай распознавания полезного сигнала при действии помехи равенство их напряжений, т. е.  $q = 1$  (см. рис. 1.14, *в*). Исходя из данного условия, следует выбирать уровень квантования по уровню  $\Delta U = U_n$

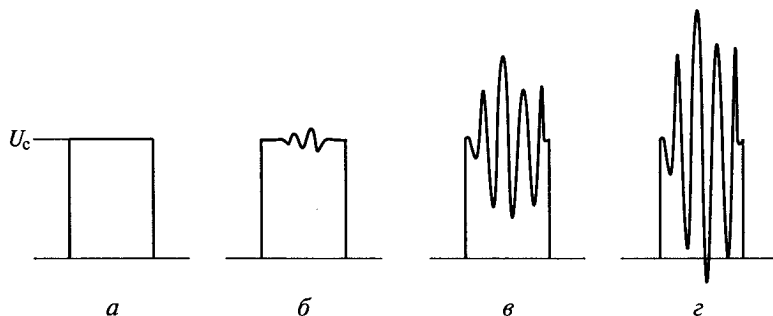


Рис. 1.14

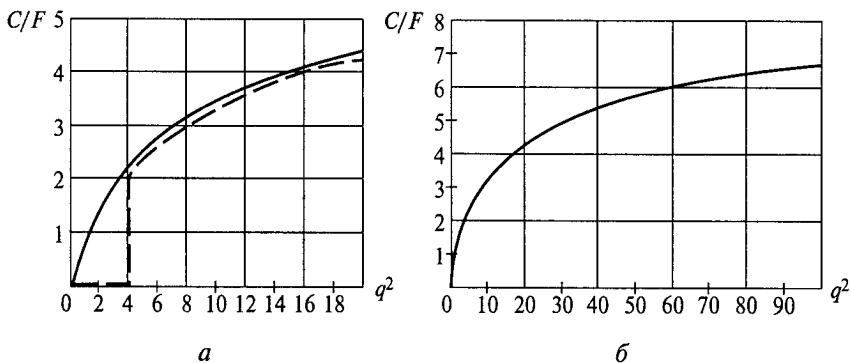


Рис. 1.15

(см. рис. 1.3, *в*). Следовательно, при  $q \geq 2$  максимальное общее число уровней квантования  $N$  можно принять равным  $q$  и с учетом (1.5) получить

$$N = q = 2^k, \quad (1.17)$$

где  $k$  — целое число, равное числу разрядов при квантовании или бит внутри интервала длительностью  $T$  (см. рис. 1.3, *д*).

Из (1.17) с учетом (1.16) имеем

$$k = \log_2 q = 0,5 \log_2 q^2. \quad (1.18)$$

Подставив (1.18) в (1.15), с учетом (1.17) получим для пропускной способности канала радиосвязи при  $q^2 \geq 4$ :

$$C = F \log_2 q^2 = 2Fk \text{ [бит/с]}. \quad (1.19)$$

Теперь рассмотрим крайний случай, когда помеха значительно превышает полезный сигнал ( $q^2 \ll 1$ ). В этом случае практически не удастся распознать полезный сигнал, поэтому пропускную способность канала радиосвязи можно принять  $C = 0$ .

График функции  $C/F = \Phi(q^2)$  при  $q^2 \geq 4$ , определяемый согласно (1.19), построен на рис. 1.15, *а* (пунктирная линия).

Теперь найдем данную зависимость при любом значении  $q^2$ . Учтем, что при  $q^2 = 0$  значение  $C = 0$ . Нетрудно подобрать такую функцию, которая отвечала бы данному условию и близко совпадала с (1.19):

$$\begin{aligned} C &= F \log_2(1 + q^2) = F \log_2(1 + P_c/P_n) = \\ &= 3,322F \log_{10}(1 + P_c/P_n) \text{ [бит/с]}. \end{aligned} \quad (1.20)$$

Построив график функции (1.20) на рис. 1.15, *а* (сплошная линия), убеждаемся, что поставленные требования выполнены.

При  $q^2 = P_c/P_n \geq 4$  из (1.20) получим приближенное выражение (1.19). Зависимость (1.20), найденная нами упрощенным путем,



впервые строго была доказана К. Шенноном для пропускной способности канала радиосвязи при передаче цифрового сообщения в двоичном коде и действии помехи в виде белого шума, а необходимость дискретизации согласно (1.6) — академиком В.А. Котельниковым. Формула (1.20), определяющая предельные возможности канала связи в зависимости от его полосы пропускания  $F$  и соотношения мощностей сигнала и помехи  $q^2 = P_c/P_n$ , является одной из основополагающих в теории радиосвязи и информации.

По формуле (1.20) или с помощью графика  $C/F = \Phi(q^2)$  (рис. 1.15, б) можно быстро определить пропускную способность канала связи, т.е. его предельные возможности по скорости передачи цифрового сообщения.

Например:

при  $F = 1000$  Гц и  $P_c/P_n = 10$  дБ (в 10 раз по мощности)

$$C = 3,5 \text{ кбит/с};$$

при  $F = 1000$  Гц и  $P_c/P_n = 20$  дБ (в 100 раз по мощности)

$$C = 6,7 \text{ кбит/с};$$

при  $F = 1$  МГц и  $P_c/P_n = 20$  дБ (в 100 раз по мощности)

$$C = 6,7 \text{ Мбит/с}.$$

### Контрольные вопросы

1. Что подразумевается под термином «сообщение»?
2. В чем состоит различие между аналоговым и дискретным сигналами?
3. Что представляет собой цифровой сигнал?
4. Какие параметры определяют передаваемое сообщение?
5. Как определяется объем сообщения в цифровой форме?
6. Что означает слово «бит»?
7. Что означает слово «байт»?
8. Чему равны 1 кбит, 1 кбайт, 1 Мбайт, 1 Гбайт?
9. В каких единицах измеряется объем информации на магнитных носителях?
10. Как осуществляется преобразование аналогового сигнала в дискретный?
11. Как осуществляется переход от десятичной системы счисления к двоичной?
12. Запишите в двоичной системе числа 8, 18, 28.
13. Как длина волны связана с частотой?
14. Какой частоте соответствует длина волны 100, 10 и 1 м?
15. Какой длине волны соответствует частота 1, 10, 100 и 1000 МГц?
16. Определите в килобитах скорость передачи сообщения при частоте  $F = 10$  кГц и числе разрядов  $n = 16$ .
17. Расшифруйте аббревиатуры АЦП и ЦАП.
18. Перечислите основные способы передачи сообщения на большие расстояния.

19. Что означает аббревиатура ВОЛС?
20. Как осуществляется простой способ кодирования сообщения?
21. В каких диапазонах частот работают космические системы радиосвязи?
22. Что такое ионосфера и как она влияет на распространение радиоволн?
23. Как распространяются длинные волны?
24. Что такое критическая длина волны?
25. Как распространяются короткие волны?
26. Как распространяются метровые и сантиметровые волны?
27. В чем состоит особенность космической системы радиосвязи?
28. В чем состоит особенность сотовой системы радиосвязи?
29. Как строится система радиосвязи по управлению производственными объектами?
30. Какова структура одного кадра сообщения в системах радиоконтроля?
31. Что такое пропускная способность цифрового канала радиосвязи? В каких единицах она измеряется?
32. Может ли быть реальная скорость передачи сообщения больше пропускной способности канала радиосвязи?
33. Назовите примеры источников помех.
34. Определите пропускную способность при полосе пропускания канала радиосвязи частотой 1 МГц и отношении мощностей полезного сигнала и помехи 30 дБ.
35. Определите пропускную способность при полосе пропускания канала радиосвязи частотой 10 МГц и отношении мощностей полезного сигнала и помехи 10 дБ.

## ОСНОВЫ СПЕКТРАЛЬНОЙ ТЕОРИИ СИГНАЛОВ

## 2.1. Виды сигналов

Различают следующие виды сигналов:

детерминированные и случайные (рис. 2.1);

аналоговые и дискретные (релейные, импульсные и цифровые; см. рис. 1.3);

с амплитудной, частотной, фазовой и импульсной модуляцией (см. гл. 3);

узкополосные и широкополосные.

Деление сигналов на детерминированные и случайные связано с описывающей их функцией. Детерминированный сигнал описывается функцией времени в форме аналитического выражения или графика, что позволяет определить его параметры в любой момент (см. рис. 2.1, *a*, *б*). Случайный сигнал относится к числу случайных процессов, его параметры в любой момент можно определить только с определенной степенью вероятности (см. рис. 2.1, *в*).

Детерминированные сигналы могут носить периодический характер с периодом повторения  $T$  (см. рис. 2.1, *a*, *б*) или быть представлены в форме одиночного, непериодического колебания (см. рис. 2.1, *г*).

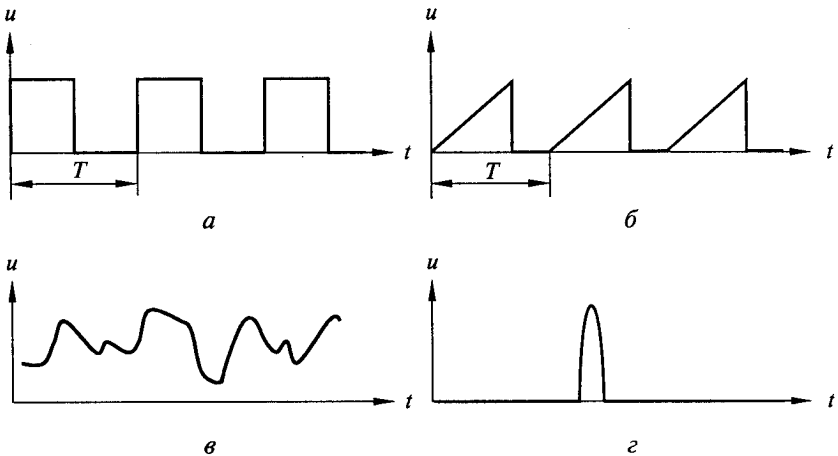


Рис. 2.1

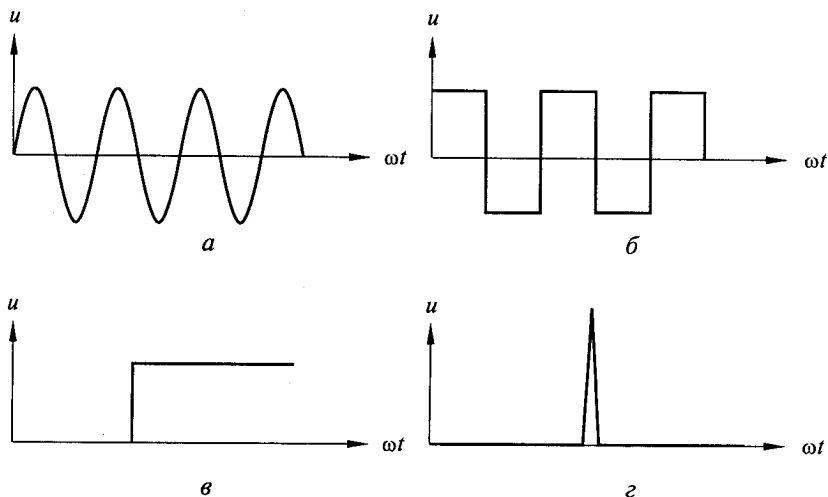


Рис. 2.2

Среди детерминированных сигналов можно выделить особую группу тестовых сигналов, используемых для оценки параметров и характеристик разнообразных радиоэлектронных устройств и цепей и их анализа. К числу тестовых сигналов относятся: синусоидальный, в форме прямоугольных импульсов одинаковой длительности (меандров), единичного скачка и единичного импульса (рис. 2.2).

Модулированные сигналы, формируемые при наложении сообщения на несущие колебания, рассматриваются в гл. 3. При модуляции спектр сигнала расширяется. При этом в зависимости от ширины спектра различают узкополосные и широкополосные сигналы.

Сигналы претерпевают различные преобразования в радиоэлектронных устройствах. К ним относятся: умножение, деление, увеличение или уменьшение частоты сигнала; модуляция, детектирование и демодуляция сигнала; увеличение мощности сигнала, суммирование и деление мощностей сигналов; обработка сигнала, его выделение из смеси разных колебаний, фильтрация и излучение сигнала.

Возможны два подхода к изучению сигналов: временной и спектральной. Равноправны оба метода, характеризующие сигнал с разных позиций. При первом подходе сигнал описывается функцией времени (см. рис. 1.3, 2.1, 2.2), при втором — представляется в форме частотного спектра. Для изучения процессов, протекающих в радиоэлектронных устройствах и цепях, будем использовать оба метода.

## 2.2. Гармонический анализ периодических сигналов

Как было сказано выше, к числу детерминированных сигналов относятся периодические и одиночные. Первый из них описывается периодической функцией вида

$$\Phi(t) = \Phi(t + nT), \quad (2.1)$$

где  $T = 2\pi/\omega$  — период колебаний;  $n$  — любое положительное или отрицательное целое число;  $\omega$  — круговая частота.

Из (2.1) следует, что периодичность функции распространяется на интервал времени  $-\infty \leq t \leq \infty$ . Такая периодическая функция может быть представлена в виде суммы ряда других функций. Наиболее часто для этой цели используется ряд Фурье, составленный из тригонометрических функций и имеющий следующий вид в вещественной форме:

$$\Phi(\omega t) = a_0 + \sum_{k=1}^n [a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t)], \quad (2.2)$$

где  $a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Phi(\omega t) d\omega t$ ;  $a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Phi(\omega t) \cos(k\omega t) d\omega t$ ;

$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Phi(\omega t) \sin(k\omega t) d\omega t$ ;  $\omega = 2\pi/T$  — круговая частота.

Функция  $\Phi(\omega t)$ , разлагаемая в ряд Фурье, должна быть ограниченной, кусочно-непрерывной и имеющей на протяжении периода конечное число экстремумов. Практически эти условия всегда выполняются. Поскольку  $u(\omega t) = a \cos(\omega t) + b \sin(\omega t) = C \cos(\omega t - \varphi)$ , где  $C = \sqrt{a^2 + b^2}$ ,  $\varphi = \arctg(b/a)$ , то ряд (2.2) можно представить в виде

$$\Phi(\omega t) = a_0 + \sum_{k=1}^n C_k \cos(\omega t - \varphi_k), \quad (2.3)$$

где  $C_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$  — амплитуда;  $\varphi_k = \arctg(b_k/a_k)$  — фаза.

Ряд Фурье может быть записан и в комплексной форме:

$$\Phi(\omega t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{jk\omega t}, \quad (2.4)$$

где  $C_k^* = C_k e^{-j\varphi_k}$  — комплексная амплитуда.

Совокупность модулей  $C_k$  образуют амплитудно-частотный спектр периодической функции  $\Phi(\omega t)$ , а фаз  $\varphi_k$  — фазочастотный. Ампли-

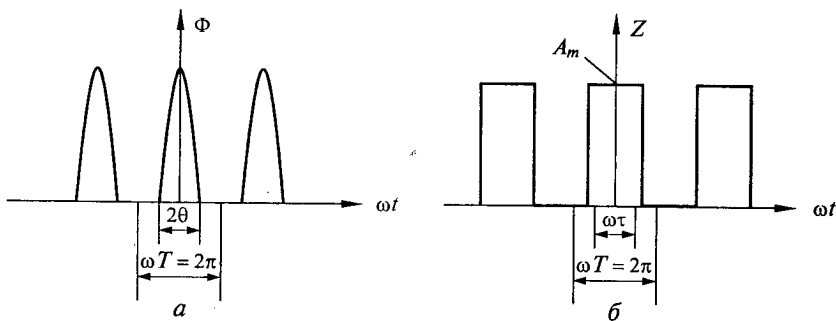


Рис. 2.3

тудный спектр является дискретным или линейчатым, в котором отдельные спектральные составляющие, определяемые значением  $\omega_k = k\omega$ , следуют с интервалом  $\omega = 2\pi/T$ . Рассмотрим два примера по разложению в ряд Фурье периодической функции.

**Пример 2.1.** Периодическая функция состоит из импульсов косинусоидальной формы (рис. 2.3, а). На участке  $-\pi \leq \omega t \leq \pi$  данная функция

$$\begin{aligned} \Phi(\omega t) &= \frac{\cos(\omega t) - \cos\theta}{1 - \cos\theta} \quad \text{при } |\omega t| \leq \theta; \\ \Phi(\omega t) &= 0 \quad \text{при } \theta < |\omega t| \leq \pi. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Величина  $\theta$  называется нижним углом отсечки. Рассчитаем по программе постоянную составляющую  $A_0$  и амплитуды гармоник (параметр  $A_k$ ) от 1 до  $N = 10$  и их значения, выраженные в децибелах относительно 1-й гармоники сигнала:  $AD_k = 20 \lg(A_k/A_1)$ . Поскольку функция  $\Phi(\omega t)$  четная, то синусные составляющие в разложении равны нулю. Сама программа на языке Mathcad и результаты расчета при  $\theta = UG = 60^\circ$  приведены на рис. 2.4. В программе  $x = \omega t$ ,  $U$  — нижний угол отсечки при размерности в радианах и  $UG$  — в градусах,  $N$  — число гармоник.

По данной программе, изменив начальные условия, можно рассчитать гармоники периодической последовательности импульсов косинусоидальной формы при любом значении нижнего угла отсечки  $UG$ .

**Пример 2.2.** Периодическая функция состоит из импульсов прямоугольной формы амплитудой  $A_m$ , длительностью  $\tau$  и периодом повторения  $T$  (рис. 2.3, б). На участке  $-\pi \leq \omega t \leq \pi$  данная функция:

$$\begin{aligned} Z(\omega t) &= A_m \quad \text{при } |\omega t| \leq \alpha\pi; \\ Z(\omega t) &= 0 \quad \text{при } \alpha\pi < |\omega t| \leq \pi, \end{aligned} \quad (2.6)$$

где  $\alpha = \tau/T < 1$ .

$$UG := 60$$

$$U := UG \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$N := 10$$

$$\Phi(x) := \frac{(\cos(x) - \cos(U))}{1 - \cos(U)}$$

$$\Phi(x) := \begin{cases} \frac{(\cos(x) - \cos(U))}{1 - \cos(U)} & \text{if } |x| \leq U \\ 0 & \text{if } U < |x| \leq \pi \end{cases}$$

$$k := 0..N$$

$$A_k := \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^\pi \Phi(x) \cdot \cos(k \cdot x) dx$$

$$A_0 := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \Phi(x) dx \quad AD_k := 20 \cdot \log\left(\frac{|A_k|}{A_1}\right)$$

	0
0	0.218
1	0.391
2	0.276
3	0.138
4	0.028
5	-0.028
6	-0.032
7	$-9.845 \cdot 10^{-3}$
8	$9.844 \cdot 10^{-3}$
9	0.014
10	$5.012 \cdot 10^{-3}$

A =

	0
0	-5.075
1	0
2	-3.036
3	-9.057
4	-23.036
5	-23.036
6	-21.876
7	-31.979
8	-31.98
9	-29.057
10	-37.844

AD =

Рис. 2.4

$$\alpha := 0.1 \quad N := 20 \quad AM := 1$$

$$Z(x) := \begin{cases} AM & \text{if } |x| \leq \alpha \cdot \pi \\ 0 & \text{if } \alpha \cdot \pi < |x| \leq \pi \end{cases}$$

$$k := 0..N \quad A_k := \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} Z(x) \cdot \cos(k \cdot x) dx$$

$$A_0 := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} Z(x) dx \quad AD_k := 20 \cdot \log\left(\frac{|A_k|}{A_1}\right)$$

A =

	0
0	0.1
1	0.197
2	0.187
3	0.172
4	0.151
5	0.127
6	0.109
7	0.074
8	0.047
9	0.022
10	1.768·10 <sup>-8</sup>
11	-0.018
12	-0.031
13	-0.039
14	-0.043
15	-0.042
16	-0.038
17	-0.03
18	-0.021
19	-0.01
20	-7.054·10 <sup>-8</sup>

AD =

	0
0	-5.877
1	0
2	-0.435
3	-1.182
4	-2.278
5	-3.779
6	-5.154
7	-8.54
8	-12.475
9	-19.084
10	-140.926
11	-20.83
12	-16.006
13	-13.946
14	-13.161
15	-13.322
16	-14.315
17	-16.241
18	-19.516
19	-25.573
20	-128.908

Рис. 2.5



Рассчитаем по программе постоянную составляющую  $A_0$  и амплитуды гармоник (параметр  $A_k$ ) от 1 до  $N = 20$  и их значения, выраженные в дБ относительно 1-й гармоники сигнала:  $AD_k = 20 \lg(A_k/A_1)$ . Поскольку функция  $Z(\omega t)$  четная, то синусные составляющие в разложении равны нулю. Сама программа на языке Mathcad и результаты расчета по ней при  $\alpha = 0,1$  приведены на рис. 2.5. В программе  $x = \omega t$ ,  $N$  — число гармоник,  $AM$  соответствует  $A_m$ . Так можно рассчитать гармоники и при других значениях параметров  $N$  и  $\alpha < 1$ .

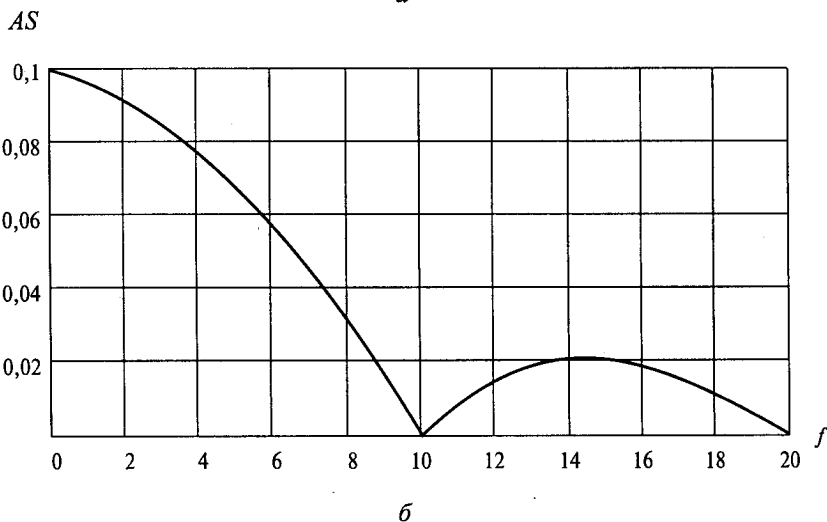
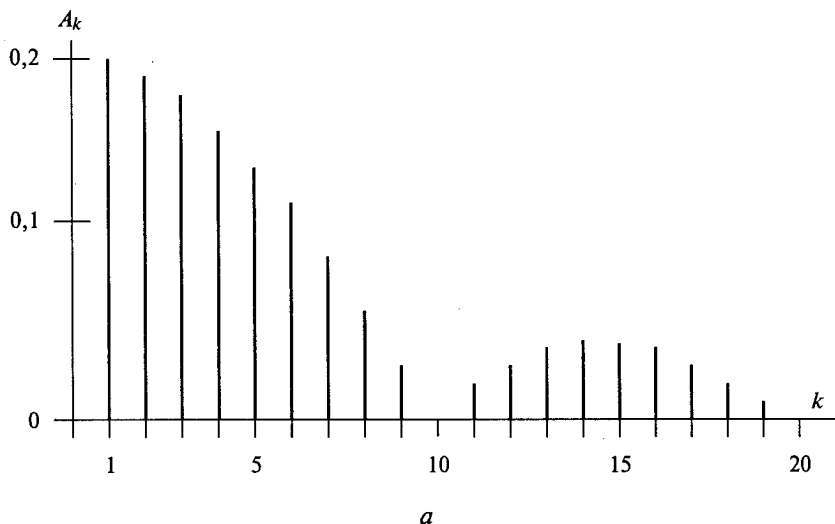


Рис. 2.6

Спектры, рассчитанные по программам, приведенным на рис. 2.4 и 2.5, являются линейчатыми: спектральные составляющие в них следуют с интервалом  $\omega = 2\pi/T$  или  $F = 1/T$ . Такой спектр для прямоугольных импульсов (см. рис. 2.3, б), рассчитанный по программе (см. рис. 2.5), построен на рис. 2.6, а. Спектр для одиночного прямоугольного импульса построен на рис. 2.6, б. При прямоугольных импульсах спектральные составляющие можно вычислить также по формуле, взяв интеграл для коэффициента  $a_k$  из (2.2):

$$\begin{aligned}
 A_k &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \Phi(\omega t) \cos(k\omega t) d\omega t = \frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha\pi} A_m \cos(k\omega t) d\omega t = \\
 &= \frac{2A_m}{\pi k} \sin(k\omega t) \Big|_0^{\alpha\pi} = \frac{2A_m}{\pi k} \sin(\pi k\tau/T).
 \end{aligned}
 \tag{2.7}$$

Согласно (2.7) при  $k = n/\alpha$ , где  $n$  — целое число, гармоники с круговой частотой  $\omega_k = k\omega = k \frac{2\pi}{T} = \frac{n}{\alpha} \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi n}{\tau}$  или частотой  $f_k = \frac{n}{\tau}$  имеют значение амплитуды  $A_k = 0$ .

По программам (см. рис. 2.4, 2.5) можно вычислить линейчатый спектр и при других формах симметричного импульса, изменив только соответствующим образом запись функций  $\Phi(x)$  или  $Z(x)$ , разлагаемых в ряд Фурье.

Таким образом, детерминированный, периодический сигнал (см. рис. 2.1, а, б; рис. 2.3) может быть описан функцией (2.1) (временной подход) или представлен в виде линейчатого спектра (см. рис. 2.6, а) (спектральный подход).

### 2.3. Одиночный импульс и интеграл Фурье

Одиночный импульс является в определенном смысле абстракцией и почти не имеет практического применения. Но его изучение позволяет определить спектр реальных сигналов, что имеет исключительно важное значение в радиотехнике.

Перейти от периодической функции к одиночному импульсу можно путем увеличения периода  $T \rightarrow \infty$ . При этом промежутки между отдельными спектральными составляющими  $\omega = 2\pi/T \rightarrow 0$  и спектр сигнала из линейчатого становится сплошным. Соответственно и дискретные значения частоты  $\omega_k$  заменяются при этом на непрерывную величину  $\omega$ , а сумма ряда (2.3) — на интеграл.

В результате ряд Фурье принимает вид интеграла

$$\Phi(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega.
 \tag{2.8}$$

Входящая в формулу (2.8) функция есть спектральная плотность

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (2.9)$$

Интегралы (2.8) и (2.9) называются соответственно обратным и прямым преобразованием Фурье. Одним из условий применимости является абсолютная интегрируемость подынтегральной функции  $\Phi(t)$  в (2.9).

Напомним, что комплексные числа могут быть представлены в показательной, алгебраической и тригонометрической форме:

$$z = |z| e^{j\varphi} = x + jy = |z| \cos \varphi + j|z| \sin \varphi,$$

где  $|z| = \sqrt{x^2 + y^2}$ ,  $x = |z| \cos \varphi$ ,  $y = |z| \sin \varphi$ ,  $\varphi = \arctg(y/x)$ .

Согласно данным выражениям подынтегральную функцию в (2.9) представим в виде

$$\Phi(t) e^{-j\omega t} = \Phi(t) \cos \omega t - j\Phi(t) \sin \omega t. \quad (2.10)$$

С учетом (2.10) комплексное выражение (2.9) для спектральной плотности запишем в форме

$$S(\omega) = A(\omega) - jB(\omega) = |S(\omega)| e^{j\varphi(\omega)}, \quad (2.11)$$

где

$$A(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t) \cos(\omega t) dt; \quad (2.12)$$

$$B(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t) \sin(\omega t) dt. \quad (2.13)$$

Амплитуда и фаза спектральной плотности:

$$|S(\omega)| = \sqrt{A(\omega)^2 + B(\omega)^2}; \quad (2.14)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg[B(\omega)/A(\omega)]. \quad (2.15)$$

Поясним физический смысл приведенных выражений прямого и обратного преобразований Фурье. Согласно (2.8) единичный импульс произвольной формы, описываемый вещественной функцией  $\Phi(t)$  (например, приведенный на рис. 2.1, з), представляется бесконечной суммой синусоидальных колебаний. Сами эти колебания бесконечно малы по амплитуде и отличаются по частоте на бесконечно малую величину. Это отличие по

частоте составляет  $d\omega$ , а амплитуда составляющей  $S(\omega)d\omega$ , где  $S(\omega)$  есть спектральная плотность, имеющая размерность В/Гц. С ее помощью можно определить мощность сигнала при нагрузке в 1 Ом в интервале частотного спектра, заключенного в пределах от  $\omega_1$  до  $\omega_2$ :

$$\Delta P = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} |S(\omega)|^2 d\omega. \quad (2.16)$$

Рассмотрим четыре примера по определению спектральной плотности единичного импульса: прямоугольной, пилообразной, трапецеидальной и косинусоидальной формы (рис. 2.7). Все приводимые ниже программы по определению спектральной плотности единичных импульсов, составленные с помощью программ Mathcad, имеют следующие общие черты:

в их основе лежат выражения (2.11) — (2.14);

длительность единичного импульса  $\Phi(t)$  конечна и занимает интервал времени  $0 \dots \tau$  или  $-\tau \dots \tau$ , вне этого интервала  $\Phi(t) = 0$ . Поэтому бесконечные пределы интегрирования в (2.12), (2.13) заменяются на указанные величины;

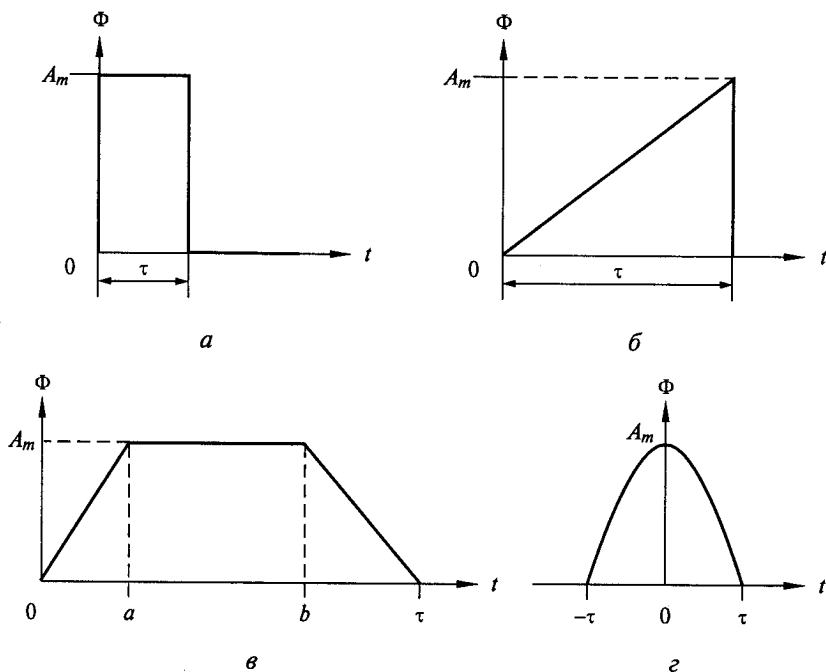


Рис. 2.7

размерность величин при расчете следующая. Если  $\tau$  (или  $T$ ) заданы в с, то значение частоты  $f$  — в Гц, при  $\tau$  — в мс  $f$  — кГц, при  $\tau$  — в мкс  $f$  — в МГц;

значения спектральной плотности вычисляется в  $N$  точках частотной оси с шагом  $DF$ . Чем больше  $N$  и мельче шаг, тем выше точность, но и больше время счета. Обычно достаточно принять  $N = 100 \dots 200$ ;

спектр рассчитывается в пределах от  $-fh$  до  $+fh$  с центральным значением  $f = 0$  и  $fh = k/\tau$ , где  $k = 5 \dots 6$ . Если спектр не спадает существенно к краям, то следует увеличить  $k$ ;

отличие в приводимых программах состоит только в разной записи исходной функции  $\Phi(t)$ , описывающей одиночный импульс;

во всех программах сначала представлены исходные параметры и функция  $\Phi(t)$ . Затем согласно (2.12) — (2.14) рассчитываются зависимости  $A(\omega)$ ,  $B(\omega)$  и  $S(\omega)$ . Далее строятся график спектральной плотности  $S(\omega)$  по  $N$  точкам и заполняется таблица рассчитанными значениями.

**Пример 2.3.** Единичный импульс прямоугольной формы (см. рис. 2.7, а).

Программа по расчету спектральной плотности такого сигнала с фрагментом таблицы результатов расчета приведена на рис. 2.8. Графики спектральной плотности, рассчитанные по данной программе, показаны на рис. 2.9: при  $\tau = 0,1$  (см. рис. 2.9, а); при  $\tau = 0,05$  (см. рис. 2.9, б).

**Пример 2.4.** Единичный импульс пилообразной формы (см. рис. 2.7, б).

Программа по расчету спектральной плотности такого сигнала с результатами расчета в виде графика приведена на рис. 2.10.

**Пример 2.5.** Единичный импульс трапецеидальной формы (см. рис. 2.7, в).

Программа по расчету спектральной плотности такого сигнала с результатами расчета в виде графика дана на рис. 2.11.

**Пример 2.6.** Единичный импульс косинусоидальной формы (см. рис. 2.7, г).

Программа по расчету спектральной плотности такого сигнала с результатами расчета в виде графика приведена на рис. 2.12.

Помимо рассмотренного способа определения спектральной плотности одиночного импульса, согласно прямому преобразованию Фурье (2.9) существует модифицированный вариант данного метода, основанный на дискретном представлении сигнала (см. рис. 1.3) и называемый быстрым преобразованием Фурье (БПФ). Необходимость применения БПФ вызвана тем, что во многих случаях обработка дискретного сигнала проводится в частотной области. Рассмотрим два примера по применению БПФ в случае прямоугольного и пилообразного импульсов (рис. 2.13).

fh := -50

$\tau := 0.1$

AM := 1

DF := 1

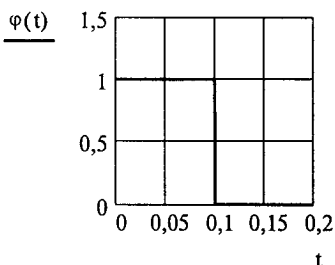
N := 100

$$\varphi(t) := \begin{cases} AM & \text{if } 0 \leq t \leq \tau \\ 0 & \text{if } t > \tau \end{cases}$$

n := 0.. N      f<sub>n</sub> := fh + (n · DF)

$$A_n := \int_0^\tau \varphi(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t) dt$$

$$B_n := \int_0^\tau \varphi(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t) dt$$



$$S_n := \sqrt{(A_n)^2 + (B_n)^2}$$

	0
0	-50
1	-49
2	-48
3	-47
4	-46
5	-45
6	-44
7	-43
8	-42
9	-41
10	-40
11	-39
12	-38
13	-37
14	-36
15	-35

f =

	0
0	0
1	2.007 · 10 <sup>-3</sup>
2	3.898 · 10 <sup>-3</sup>
3	5.479 · 10 <sup>-3</sup>
4	6.581 · 10 <sup>-3</sup>
5	7.074 · 10 <sup>-3</sup>
6	6.88 · 10 <sup>-3</sup>
7	5.989 · 10 <sup>-3</sup>
8	4.455 · 10 <sup>-3</sup>
9	2.399 · 10 <sup>-3</sup>
10	0
11	2.522 · 10 <sup>-3</sup>
12	4.924 · 10 <sup>-3</sup>
13	6.96 · 10 <sup>-3</sup>
14	8.409 · 10 <sup>-3</sup>
15	9.095 · 10 <sup>-3</sup>

S =

Рис. 2.8

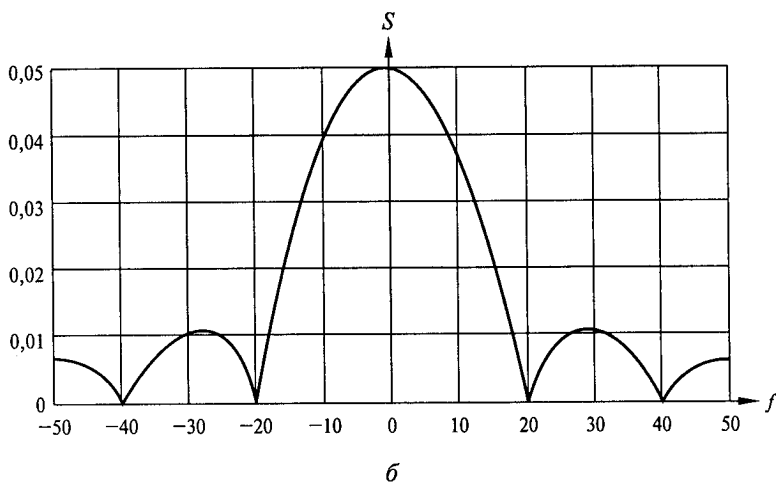
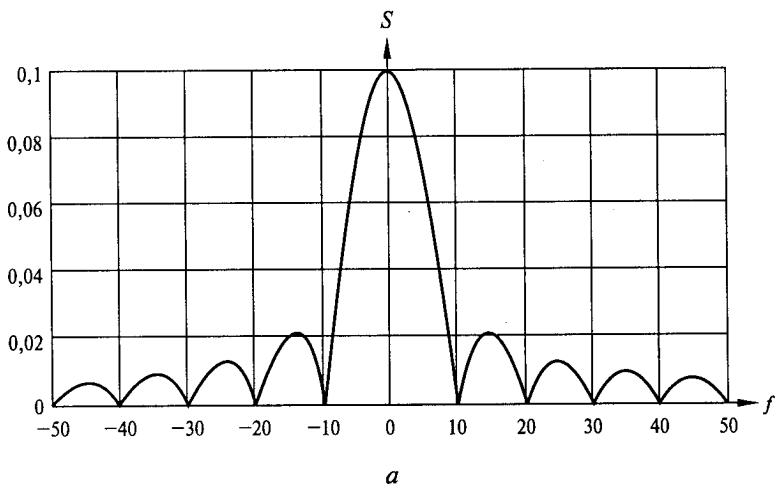
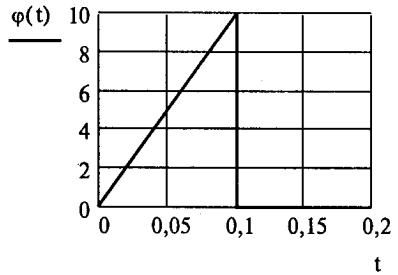


Рис. 2.9

Обозначим непрерывный сигнал как  $\Phi(t)$  (см. рис. 2.13, а, б), а его дискретный аналог как  $\Phi(kT)$ , где  $T$  — временной шаг дискретизации, устанавливаемый согласно (1.6);  $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ ;  $(N - 1)$  — порядковый номер шага;  $N$  — число отсчетов по оси времени  $t = kT$ , включая 0 (см. рис. 2.13, в, г). Интервал между спектральными линиями в частотном спектре установим равным  $\Delta\omega$ , что позволяет принять частоту  $\omega = n\Delta\omega = n(2\pi/NT)$ , где  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ ;  $(N - 1)$  — порядковый номер спектральной линии по оси частот. Путем замены непрерывного времени

fh := -50     $\tau := 0.1$     H := 100     $y(t) := H \cdot t$     DF := 0.5    N := 200

$$\varphi(t) := \begin{cases} y(t) & \text{if } 0 \leq t \leq \tau \\ 0 & \text{if } t > \tau \end{cases}$$

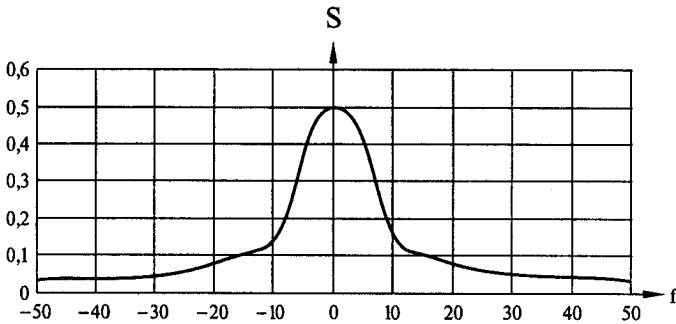


$n := 0..N$      $f_n := fh + (n \cdot DF)$

$$A_n := \int_0^{\tau} \varphi(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t) dt$$

$$B_n := \int_0^{\tau} \varphi(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t) dt$$

$$S_n := \sqrt{(A_n)^2 + (B_n)^2}$$



$f =$

	0
0	-50
1	-49.5
2	-49
3	-48.5
4	-48
5	-47.5

$S =$

	0
0	0.032
1	0.032
2	0.033
3	0.034
4	0.034
5	0.035

Рис. 2.10



fh:=-50   τ:=0.1   a:=0.02   b:=0.08   AM:=1   DF:=0.5   N:=200

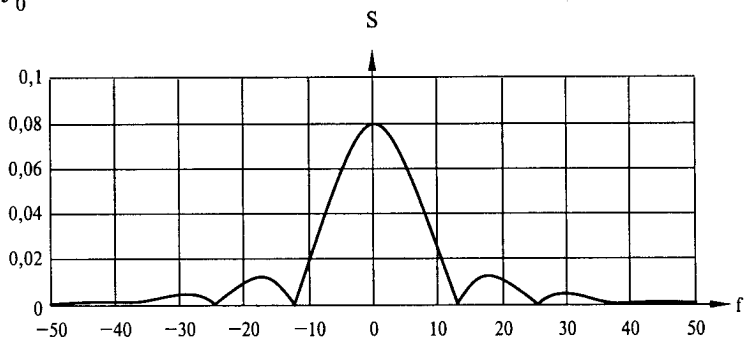
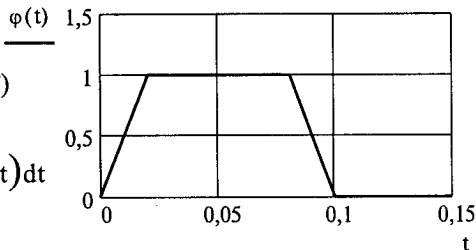
$$\varphi(t) := \begin{cases} \left( \left( AM \cdot \frac{t}{a} \right) \right) & \text{if } 0 \leq t \leq a \\ AM & \text{if } a < t \leq b \\ \left[ \left[ AM \cdot \left[ 1 - \frac{(t-b)}{(\tau-b)} \right] \right] \right] & \text{if } b < t \leq \tau \\ 0 & \text{if } t > \tau \end{cases}$$

n := 0..N   f<sub>n</sub> := fh + (n · DF)

$$A_n := \int_0^\tau \varphi(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t) dt$$

$$B_n := \int_0^\tau \varphi(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t) dt$$

$$S_n := \sqrt{(A_n)^2 + (B_n)^2}$$



	0
0	-50
1	-49.5
2	-49
3	-48.5
4	-48
5	-47.5

f =

	0
0	2.49·10 <sup>-6</sup>
1	5.646·10 <sup>-6</sup>
2	3.038·10 <sup>-5</sup>
3	5.332·10 <sup>-5</sup>
4	1.307·10 <sup>-4</sup>
5	2.047·10 <sup>-4</sup>

S =

Рис. 2.11

fh := -50      T := 1      τ := 0.1

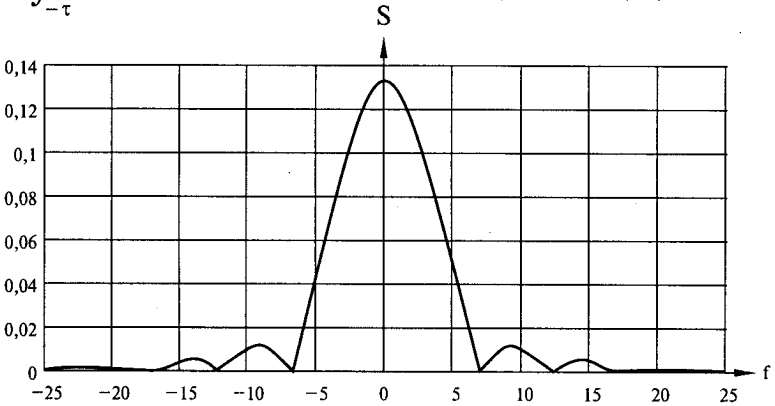
AM := 1      DF := 0.2      N := 500      w := 2 ·  $\frac{\pi}{T}$

$$\varphi(t) := \begin{cases} \left[ \left[ AM \cdot \frac{(\cos(w \cdot t) - \cos(w \cdot \tau))}{1 - \cos(w \cdot \tau)} \right] \right] & \text{if } -\tau \leq t \leq \tau \\ 0 & \text{if } -\tau > t > \tau \end{cases}$$

n := 0.. N      f<sub>n</sub> := fh + (n · DF)

$$A_n := \int_{-\tau}^{\tau} \varphi(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t) dt$$

$$B_n := \int_{-\tau}^{\tau} \varphi(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t) dt \quad S_n := \sqrt{(A_n)^2 + (B_n)^2}$$



f =

	0
0	-50
1	-49.8
2	-49.6
3	-49.4
4	-49.2
5	-49

S =

	0
0	3.92 · 10 <sup>-4</sup>
1	3.934 · 10 <sup>-4</sup>
2	3.886 · 10 <sup>-4</sup>
3	3.775 · 10 <sup>-4</sup>
4	3.603 · 10 <sup>-4</sup>
5	3.37 · 10 <sup>-4</sup>

Рис. 2.12

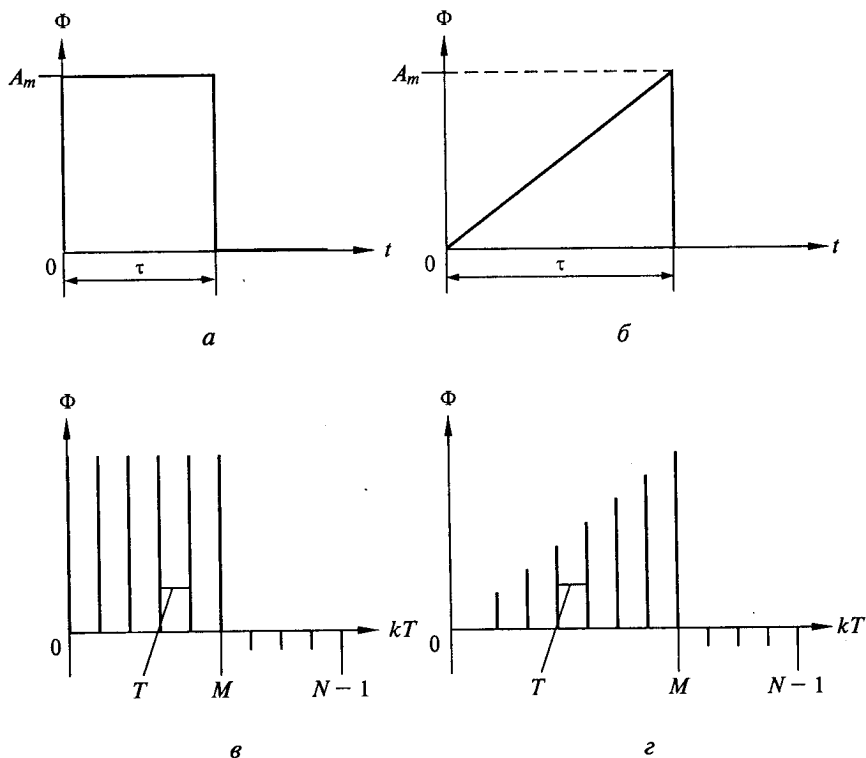


Рис. 2.13

$t$  и частоты  $\omega$  на их дискретные аналоги  $kT$  и  $n(2\pi/NT)$  прямое преобразование Фурье — интеграл (2.9) — можно представить в виде суммы:

$$S(n\Delta\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} \Phi(kT) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, \quad (2.17)$$

где  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N-1)/2$ .

Выражение (2.17) называется дискретным преобразованием Фурье. Согласно (2.17) для определения значения одной спектральной линии следует произвести  $N$  вычислений. Следовательно, для определения  $N$  спектральных линий общее число вычислений составит  $N^2$ , что при  $N \gg 1$  приведет к относительно большому общему времени счета частотного спектра.

Существенную экономию времени счета дает метод быстрого преобразования Фурье, алгоритм которого положен в основу нескольких функций, встроенных в среду Mathcad. Одна из них —  $FFT(V)$  — позволяет произвести БПФ при представлении фун-

Таблица 2.1

$m$	$N=2^m$	$NF=1 + (N/2)$	$M$ при $\tau=0,1$	$m$	$N=2^m$	$NF=1 + (N/2)$	$M$ при $\tau=0,1$
5	32	17	3	8	256	129	25
6	64	33	6	9	512	257	51
7	128	65	13	10	1024	513	102

кции  $\Phi(kT)$  (см. рис. 2.13, *в, г*) в виде вектора  $V$ , состоящего из  $N = 2^m$  вещественных элементов, где  $m > 2$  — целое число. При использовании функции  $FFT(V)$  число отсчетов по временной оси равно  $N = 2^m$ , по частотной  $-NF = 1 + (N/2) = 1 + 2^{m-1}$ . В табл. 2.1 представлены значения  $N$  и  $NF$  при  $m = 5 \dots 10$ .

Вектор  $V$  должен описывать функцию времени и вне импульса. При этом для совпадения масштаба по частотной оси при расчете на основе обычного преобразования Фурье (2.6) (см. программы на рис. 2.8—2.12) и согласно быстрому преобразованию Фурье с помощью функции  $FFT(V)$  необходимо число дискретных интервалов, приходящихся на импульс длительностью  $\tau < 1$ , принимать равным  $M = \tau N$ , округляя результат до целого числа.

Значения  $M$  при  $\tau = 0,1$  приведены в табл. 2.1. Остальные значения вектора  $V$  при  $k = (M + 1), (M + 2), \dots, (N - 1)$  следует принимать равными 0 (рис. 2.13, *в, г*).

Программа по расчету спектральной плотности прямоугольного импульса (см. рис. 2.13, *а, в*) с помощью БПФ с результатами расчета в виде графика приведена на рис. 2.14, а пилообразного импульса (см. рис. 2.13, *б, г*) — на рис. 2.15. Расчет спектра проводится в  $NF = 1 + (N/2)$  точках частотной оси.

Сравнивая результаты расчета спектров по обоим методам: для прямоугольного (см. графики на рис. 2.9 и 2.14) и для пилообразного (см. графики на рис. 2.10 и 2.15) импульсов, видим их близкое совпадение.

По аналогии с программами, приведенными на рис. 2.14 и 2.15, с использованием БПФ с помощью встроенной функции  $FFT(V)$  можно рассчитать спектры импульсов самой разнообразной формы, описав их в  $N$  дискретных точках.

$N := 1024$        $k := 0..102$        $V_k := 1$   
 $\tau := 0.1$        $k := 103..1023$        $V_k := 0$   
 $A := \text{FFT}(V)$      $N2 := \text{last}(A)$      $N2 = 512$      $n := 0..N2$      $B_n := |A_n|$

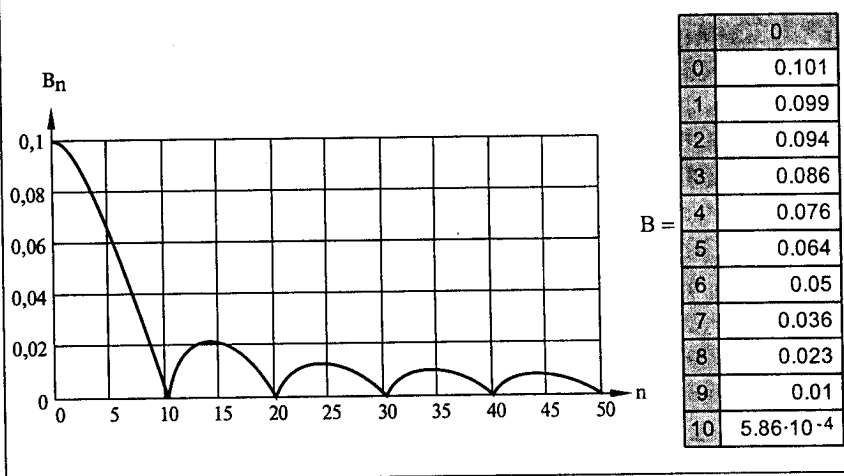


Рис. 2.14

$N := 1024$        $S := 0.1$        $k := 0..102$        $V_k := S \cdot k$   
 $\tau := 0.1$        $k := 103..1023$        $V_k := 0$   
 $A := \text{FFT}(V)$      $N2 := \text{last}(A)$      $N2 = 512$      $n := 0..N2$      $B_n := |A_n|$

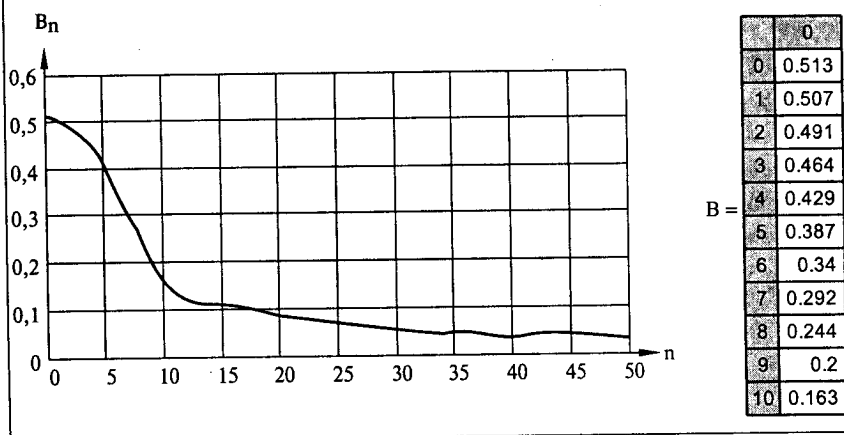


Рис. 2.15

## 2.4. Связь между периодическим сигналом и одиночным импульсом

Проведенный компьютерный анализ периодического сигнала на основе ряда Фурье и одиночного импульса на основе интеграла Фурье позволяет сделать следующие выводы. При периодическом сигнале — спектр линейчатый, при одиночном импульсе — сплошной. Но при одинаковых по форме сигналах огибающая линейчатого спектра с точностью до постоянного множителя повторяет сплошной спектр. Этот вывод следует из результатов проведенных расчетов и построенных графиков (см. рис. 2.6).

Обозначим по основанию ширину основного лепестка сплошного спектра, в котором сосредоточена большая часть энергии сигнала, через  $2\Delta f$ . Тогда для прямоугольного импульса справедливо следующее соотношение  $\Delta f \tau = 1$ , а амплитуда основного лепестка спектра  $S_0 = A_m \cdot \tau$ , где  $A_m$  — амплитуда импульса (см. рис. 2.7, 2.9). Те же соотношения приблизительно справедливы и для одиночного импульса других форм (см. рис. 2.10—2.12). Отсюда следует вывод о том, что чем короче по времени импульс, тем больше ширина спектра. При  $\tau \rightarrow 0$  ширина спектра  $\Delta f \rightarrow \infty$ .

Размытость спектра, характеризуемая числом лепестков и их амплитудой (см. рис. 2.10—2.13), зависит от формы импульса. При крутом фронте импульса (прямоугольный импульс) эти лепестки значительны, при пологом фронте (трапецеидальный импульс) они уменьшаются, при гладком фронте (косинусоидальный импульс) — сходят на нет. Из рассмотренных случаев наиболее сжатым спектром обладает косинусоидальный импульс (см. рис. 2.12).

Рассчитать спектр импульса можно с помощью обычного преобразования Фурье согласно (2.12)—(2.14) (см. программы на рис. 2.8—2.12) или быстрого преобразования Фурье (см. программы на рис. 2.14, 2.15).

Все сказанное следует учитывать при построении радиоэлектронной системы. Так, при близком расположении по частоте каналов радиосвязи из-за размытости спектра излучения радиосигнала происходит их взаимное влияние друг на друга: часть энергии из одного канала проникает в другой, что приводит к взаимным помехам и снижает качество приема. В таком случае следует выбирать такую форму сигнала, у которой спектр излучения по возможности сжат. Сужение ширины спектра излучения сигнала необходимо также в рамках проблемы электромагнитной совместимости работы радиоэлектронных средств.

В другом случае, например в широкополосных системах радиосвязи, спектр сигнала должен быть, наоборот, по возможности размыт в широкой полосе частот, поэтому следует выбирать сигнал, имеющий расширенный спектр излучения.

## 2.5. Преобразования сигналов

Разнообразные процессы, протекающие в цепях и радиоэлектронных устройствах, непосредственно связаны с преобразованием сигналов. Эти преобразования можно разделить на пять основных групп. К первой группе отнесем преобразования, приводящие к изменению частоты сигнала, ко второй — его мощности, к третьей — связанные с модуляцией, четвертой — с фильтрацией, пятой — демодуляцией. Рассмотрим подробнее содержание перечисленных групп преобразований сигналов.

**Изменение частоты сигнала (умножение, деление, суммирование и вычитание).** Пусть исходный сигнал является синусоидальным:  $u_1 = U_0 \sin \omega t$ .

При умножении частоты получим  $u_2 = U_0 \sin (n\omega t)$ , при делении частоты  $u_3 = U_0 \sin (\omega t/m)$ , где  $n$  — целое число.

Пусть имеются два исходных синусоидальных сигнала

$$u_1 = U_1 \sin \omega_1 t \text{ и } u_2 = U_2 \sin \omega_2 t.$$

При преобразовании получим сумму или разность частот

$$u_3 = U_3 \sin [(\omega_1 + \omega_2)t] \text{ или } u_3 = U_3 \sin [(\omega_1 - \omega_2)t].$$

**Изменение мощности сигнала (увеличение, суммирование и деление).** В усилителях осуществляется увеличение мощности сигнала. При входной мощности сигнала  $P_{\text{вх}}$  его выходная мощность становится равной  $P_{\text{вых}} > P_{\text{вх}}$ . Такое увеличение мощности осуществляется за счет преобразования мощности источника постоянного тока в мощность высокочастотных колебаний (рис. 2.16, а). Кроме того, возможно суммирование мощностей  $N$  одинаковых сигналов или деление мощности сигнала в  $N$  раз (рис. 2.16, б, в).

**Модуляция сигнала.** Модуляция состоит в управлении одним или несколькими параметрами колебания высокой частоты в соответствии с законом передаваемого сообщения. Сигналы и их спектры при разных видах модуляции рассматриваются в гл. 3.

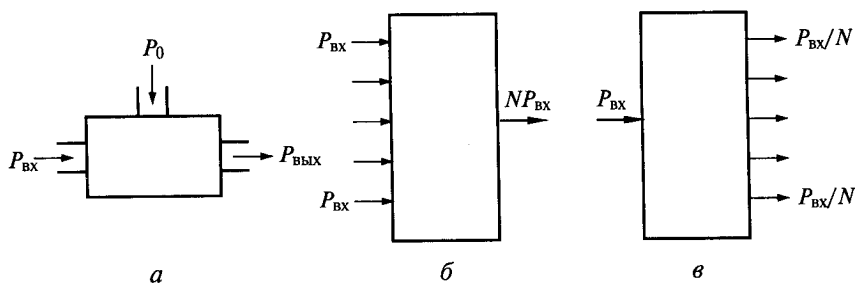


Рис. 2.16

**Фильтрация сигнала.** Во многих случаях на вход цепи или радиоэлектронного устройства поступает смесь колебаний, из которой следует выделить требуемый сигнал или, иначе говоря, «очистить» его от ненужных колебаний. В терминах спектральной теории это означает преобразование спектра сигнала: выделение полезных спектральных составляющих и подавление всех остальных. Такая операция называется фильтрацией сигнала.

В одних случаях требуется выделить нижнюю часть спектра, в других — верхнюю, в третьих — центральную, в четвертых — как можно сильнее подавить определенные спектральные составляющие. Названные операции преобразования спектра сигнала осуществляются с помощью фильтров (см. гл. 6).

**Пример 2.7.** Пусть на вход цепи поступает колебание, содержащее полезный сигнал с амплитудной модуляцией, и пять мешающих синусоидальных колебаний:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_0(1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t + U_1 \sin 0,6 \omega t + U_2 \sin 0,7 \omega t + U_3 \sin 1,3 \omega t + U_4 \sin 1,4 \omega t + U_5 \sin 1,5 \omega t.$$

На выходе цепи необходимо получить только полезный сигнал с амплитудной модуляцией:  $u_{\text{вых}}(t) = U_0(1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t$ , очистив спектр от всех мешающих колебаний. Сигналы и их спектры при  $U_0 = U_1 = U_2 = U_3 = U_4 = U_5$  на входе и выходе фильтра, обеспечивающего выполнение данной задачи, приведены на рис. 2.17.

**Демодуляция сигнала.** Демодуляция сигнала есть процесс, в определенном смысле противоположный модуляции и состоящий в выделении принятого сообщения из модулированных колебаний. Для решения данной задачи сначала модулированный сигнал детектируют, а затем обрабатывают. Смысл последней операции

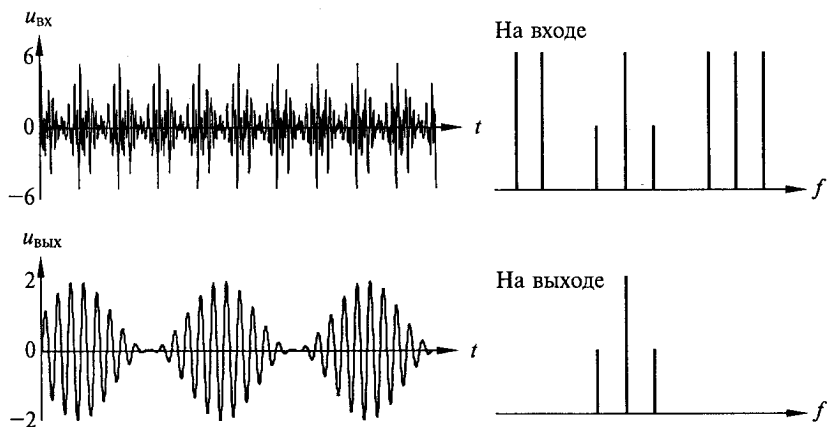


Рис. 2.17



состоит в том, чтобы принятое сообщение как можно ближе совпадало с переданным.

### Контрольные вопросы

1. Дайте определение радиосигналу.
2. Чем отличается детерминированный сигнал от случайного?
3. Назовите примеры тестовых сигналов.
4. Что такое модулированный сигнал?
5. Какие возможны преобразования сигналов?
6. Назовите два метода определения сигнала.
7. Как происходит разложение функции в ряд Фурье?
8. Что такое амплитудный спектр?
9. В каком случае в ряде Фурье отсутствуют синусные составляющие?
10. Что означает прямое и обратное преобразования Фурье?
11. Чем отличается спектр периодического сигнала от спектра одиночного импульса?
12. Как связаны спектры периодического сигнала и одиночного импульса?
13. В чем сущность быстрого преобразования Фурье (БПФ)?
14. Чем отличается обычное преобразование Фурье от быстрого?
15. В каких случаях следует воспользоваться БПФ?
16. Запишите сигнал при умножении частоты.
17. Запишите сигнал при делении частоты.
18. Запишите сигнал при преобразовании частоты.
19. Как можно изменить мощность сигнала?
20. Как осуществляется суммирование мощностей сигналов?
21. Как осуществляется деление мощности сигнала?
22. Как происходит модуляция сигнала?
23. Как происходит фильтрация сигнала?
24. Нарисуйте один из спектров сигнала на входе и выходе фильтра.
25. В чем суть процесса демодуляции сигнала?

## СИГНАЛЫ ПРИ МОДУЛЯЦИИ

## 3.1. Назначение и виды модуляции

*Модуляцией* называется процесс управления одним или несколькими параметрами колебаний высокой частоты в соответствии с законом передаваемого сообщения. При модуляции происходит процесс наложения одного колебания (передаваемого сообщения) на другое колебание, называемое несущим. Частота несущих колебаний должна быть на один и более порядков выше частоты модулирующего сигнала.

Классифицировать методы модуляции можно по трем признакам в зависимости:

от управляемого параметра высокочастотного сигнала — амплитудная (АМ), частотная (ЧМ) и фазовая (ФМ);

числа ступеней модуляции — одно-, двух-, трехступенчатая; вида передаваемого сообщения — аналогового, цифрового или импульсного — непрерывная, со скачкообразным изменением управляемого параметра (такую модуляцию называют манипуляцией или телеграфным режимом) и импульсная.

Описание модулированных сигналов возможно как с помощью временного, так и спектрального методов (см. рис. 2.14).

При амплитудной модуляции (АМ) по закону модулирующего сигнала изменяется амплитуда несущих колебаний, при частотной модуляции (ЧМ) — мгновенная частота, при фазовой (ФМ) — фаза.

Промодулированный высокочастотный сигнал характеризуется фактором модуляции, шириной спектра, базой сигнала, уровнем вносимых искажений.

При АМ фактором модуляции является коэффициент амплитудной модуляции  $m = U_{\text{мод}}/U$ , где  $U_{\text{мод}}$  — амплитуда модулирующего сигнала;  $U$  — амплитуда несущих колебаний.

При ЧМ фактором модуляции является максимальное отклонение мгновенной частоты сигнала от частоты несущих колебаний, называемое девиацией частоты  $\Delta\omega_{\text{дев}}$ .

При ФМ фактором модуляции является максимальное отклонение фазы сигнала от фазы несущих колебаний, называемое девиацией фазы  $\Delta\phi_{\text{дев}}$ .

Ширина спектра модулированного ВЧ сигнала  $\Delta f_{\text{сп}}$  зависит как от спектра передаваемого сообщения, так и от вида модуляции. Параметром, характеризующим в целом модулированный сигнал, позволяющим сравнивать различные виды модуляции, является база сигнала

$$B = T\Delta f_{\text{сп}}, \quad (3.1)$$

где  $T$  — длительность элемента сигнала.

При передаче аналоговых сообщений верхняя частота его спектра  $F$  связана с параметром  $T$ , трактуемым как время интервала отсчета, соотношением  $T = 1/2F$ , поэтому (3.1) принимает вид

$$B = \Delta f_{\text{сп}}/2F. \quad (3.2)$$

При передаче цифровой информации двоичным кодом, состоящим из логических 1 и 0, со скоростью  $V$ , равной числу передаваемых элементарных посылок (бит) в секунду (бит/с = бод), величина  $T$  трактуется как длительность элементарной посылки  $T = 1/V$ , поэтому (3.1) принимает вид

$$B = \Delta f_{\text{сп}}/V. \quad (3.3)$$

При  $B = 1$  высокочастотный модулированный сигнал называется узкополосным, при  $B > 3 \dots 4$  — широкополосным. В соответствии с этим определением в зависимости от используемого вида сигнала радиотехническая система в целом называется узко- или широкополосной.

При амплитудной модуляции сигнал всегда является узкополосным; при частотной и фазовой в зависимости от девиации частоты или фазы — узко- или широкополосным. Вид модуляции и значение параметра  $B$  оказывает существенное влияние на помехоустойчивость радиотехнической системы и получение требуемого соотношения сигнал—шум в радиоприемном устройстве.

Невозможно абсолютно точно перенести передаваемое сообщение на несущие колебания. Количественно вносимые искажения при модуляции можно оценить, например, при тестовом модулирующем сигнале  $u_{\text{мод}}(t) = U_{\text{мод}} \sin \Omega t$  с помощью коэффициента нелинейных искажений:

$$K_{\text{нел}} = \frac{U_{1\text{мод}}}{\sqrt{U_{2\text{мод}}^2 + U_{3\text{мод}}^2 + U_{4\text{мод}}^2 \dots}}, \quad (3.4)$$

где  $U_{1\text{мод}}$ ,  $U_{2\text{мод}}$ ,  $U_{3\text{мод}}$  — 1-, 2-, 3-я и т.д. гармоники модулирующего сигнала, появившиеся в результате модуляции.

Для конкретной радиотехнической системы передачи аналоговых сообщений устанавливается определенное допустимое значение  $K_{\text{нел}}$ , обычно не превышающее 3...4%.

### 3.2. Сигнал при амплитудной модуляции

**Амплитудная модуляция аналоговых сообщений.** При амплитудной модуляции в соответствии с законом передаваемого сообщения меняется амплитуда модулируемого сигнала.

Примем в качестве тестового аналогового сообщения синусоидальный сигнал

$$u_{\text{мод}}(t) = U_{\text{мод}} \sin \Omega t. \quad (3.5)$$

Несущие, т. е. модулируемые, колебания

$$u_{\text{н}}(t) = U_0 \sin \omega_0 t, \quad (3.6)$$

где частота несущих колебаний  $\omega_0 \gg \Omega$  ( $\Omega$  — частота модулирующего колебания).

В результате воздействия колебания (3.5) на амплитуду несущих колебаний (3.6) получим сигнал с амплитудной модуляцией:

$$u(t) = \gamma U_0 (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t, \quad (3.7)$$

где  $m = U_{\text{мод}}/U_0 \leq 1$  — коэффициент амплитудной модуляции.

Графики трех названных колебаний приведены на рис. 3.1, а—в.

Из (3.7) получим выражение  $u(t) = U_0 \sin \omega_0 t + U_0 m \sin \Omega t \sin \omega_0 t$ , которое в соответствии с формулой для произведения тригонометрических функций приведем к виду

$$u(t) = U_0 \cos \omega_0 t + 0,5mU_0 \cos (\omega_0 - \Omega)t + 0,5mU_0 \cos (\omega_0 + \Omega)t, \quad (3.8)$$

из которого следует, что спектр колебания при АМ тональным сигналом состоит из трех составляющих с частотами:  $\omega_0$  (совпадает с частотой несущей),  $\omega_0 - \Omega$  (нижняя боковая),  $\omega_0 + \Omega$  (верхняя боковая) (рис. 3.1, з). Амплитуда боковой составляющей  $U_{\text{б.с}} = 0,5mU_0$ .

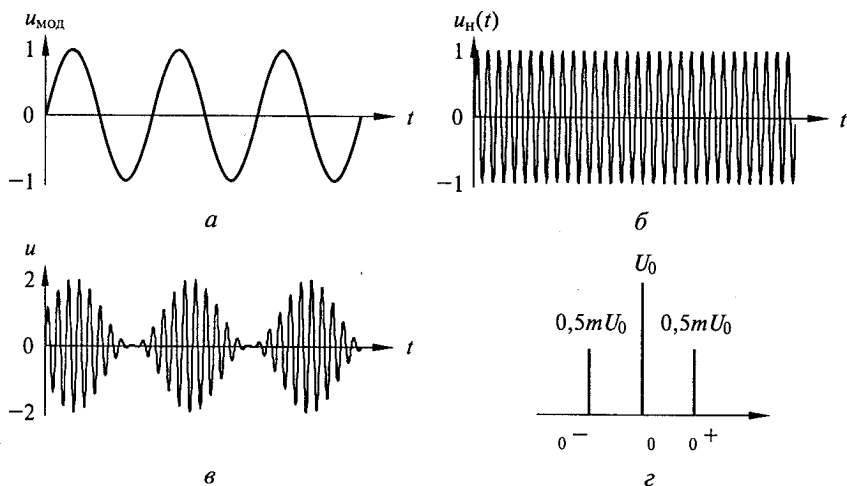


Рис. 3.1

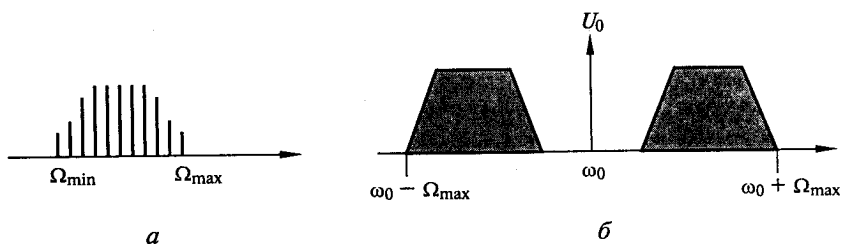


Рис. 3.2

Из рис. 3.1, *г* следует, что ширина спектра АМ колебания  $\Delta f_{\text{сп}} = 2F$ . Следовательно, имея согласно (3.2) базу  $B = 1$ , сигнал при АМ относится к классу узкополосных.

При модуляции более сложным сообщением, занимающим спектр от  $\Omega_{\text{min}}$  до  $\Omega_{\text{max}}$  (рис. 3.2, *а*), соответственно изменится и спектр АМ колебания, представленный на рис. 3.2, *б*.

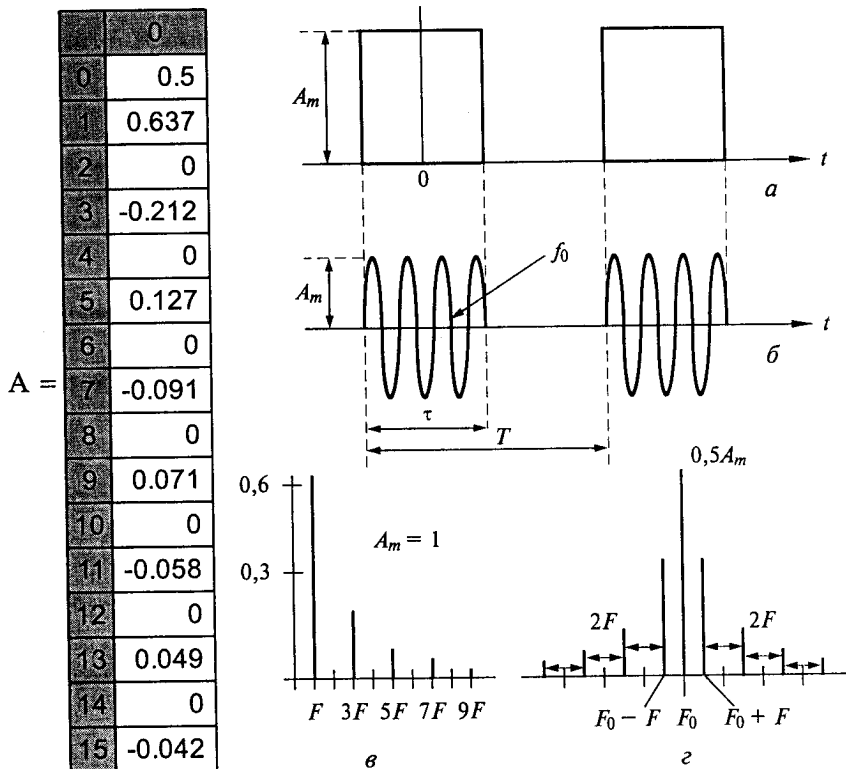


Рис. 3.3

**Амплитудная модуляция цифровых сообщений.** Примем в качестве тестового сообщения меандровый сигнал — последовательность битов с чередующимися логической 1 и логическим 0, равной длительности (рис. 3.3, а). В результате наложения такого меандрового сигнала на несущие колебания (3.8) получим модулированный сигнал (рис. 3.3, б).

Рассчитаем спектр меандра по программе, приведенной на рис. 2.5, приняв  $\alpha = \tau/T = 0,5$ . Результаты расчета представлены на рис. 3.3, в.

Спектральные составляющие можно также рассчитать по формуле

$$A_k = \frac{2A_m}{\pi k} |\sin(0,5\pi k)|, \quad (3.9)$$

где  $k$  — номер гармоники.

Из (3.9) и результатов расчета по программе на рис. 3.3, в следует, что в спектре меандра содержатся только нечетные гармоники, т.е. с частотой  $F, 3F, 5F$  и т.д., где  $F = 1/T$ .

В результате амплитудной модуляции меандром несущие колебания приобретают вид, показанный на рис. 3.3, б. При частоте несущих колебаний  $f_0 > 10F$  спектр модулированного сигнала подобен спектру меандра (см. рис. 3.3, в), но является симметричным и смещенным относительно начала координат на частоту  $f_0$  (рис. 3.3, г). Амплитуда центральной спектральной составляющей в этом спектре частотой  $f_0$  равна  $0,5A_m$ , а остальные спектральные составляющие уменьшены в два раза по сравнению со спектром меандра (см. рис. 3.3, в).

### 3.3. Сигнал при частотной и фазовой модуляциях

**Модуляция аналоговых сообщений.** Поскольку мгновенная частота  $\omega(t)$  с фазой  $\theta(t)$  сигнала связана соотношением

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt, \quad (3.10)$$

то частотная и фазовая модуляции взаимозависимы, их объединяют даже общим названием — угловая модуляция.

При частотной модуляции мгновенная частота сигнала изменяется по закону модулирующего сигнала, при фазовой — фазового сигнала. Поэтому при модуляции тестовым синусоидальным сигналом (3.5) при ЧМ и ФМ соответственно получим

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{дев}} \cos \Omega t, \quad (3.11)$$

где  $\Delta\omega_{\text{дев}} = kU_{\text{мод}}$  — девиация частоты;

$$\theta(t) = \omega_0 t + \Delta_{\text{дев}} \cos \Omega t + \theta_0, \quad (3.12)$$

где  $\Delta_{\text{дев}} = kU_{\text{мод}}$  — девиация фазы.

Высокочастотное, несущее колебание

$$u(t) = U_0 \cos \theta(t) = U_0 \cos \int_0^t \omega(t) dt. \quad (3.13)$$

При ЧМ тональным сигналом (3.5) с учетом (3.11) несущее колебание (3.6) примет вид

$$u(t) = U_0 \cos \left( \omega_0 t + k \int_0^t U_m \cos \Omega t \right) = U_0 \cos (\omega_0 t + m_{\text{ч}} \sin \Omega t), \quad (3.14)$$

где  $m_{\text{ч}} = \Delta \omega_{\text{дев}} / \Omega$  — индекс частотной модуляции.

Графики трех функций: модулирующего тонального сигнала (3.5), несущих колебаний (3.6) и сигнала при ЧМ (3.14) — приведены на рис. 3.4, а — в.

При ФМ тональным сигналом (3.5) с учетом (3.12) несущее колебание (3.6) примет вид

$$u(t) = U_0 \cos (\omega_0 t + \Delta \varphi_{\text{дев}} \cos \Omega t + \theta_0), \quad (3.15)$$

где  $\Delta \varphi_{\text{дев}}$  — девиация фазы или индекс фазовой модуляции.

Из (3.14) и (3.15) следует, что при частоте модулирующего сигнала  $\Omega = \text{const}$  отличить частотную модуляцию от фазовой не

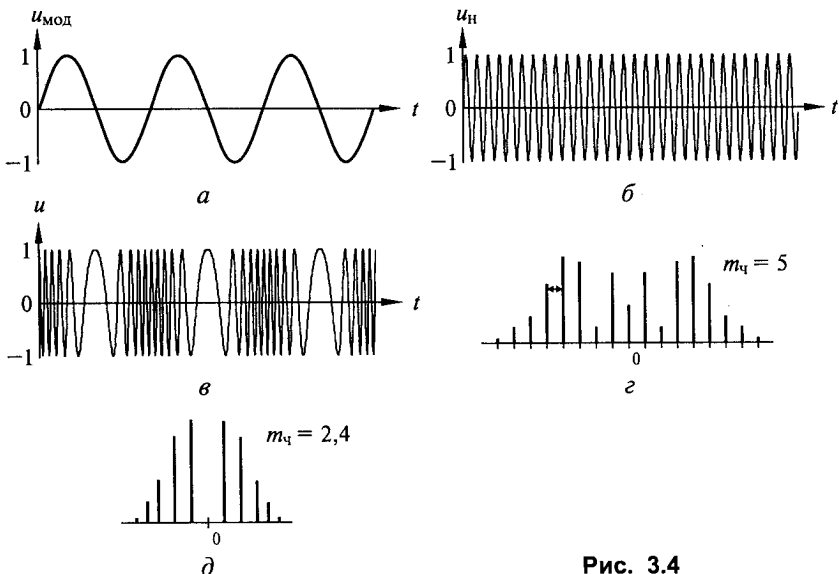


Рис. 3.4

представляется возможным. Это различие можно обнаружить только при изменении частоты  $\Omega$ . При ЧМ согласно (3.11) девиация частоты  $\Delta\omega_{\text{дев}} = \text{const}$  при изменении частоты  $\Omega$ , а девиация фазы сигнала меняется по закону  $\Delta\varphi_{\text{дев}} = \Delta\omega_{\text{дев}}/\Omega$ .

При ФМ согласно (3.12) амплитуда колебания фазы сигнала  $\Delta\varphi_{\text{дев}} = \text{const}$ , а мгновенная частота сигнала меняется по закону

$$\omega(t) = \frac{d\theta}{dt} = \omega_0 - \Delta\varphi_{\text{дев}}\Omega \sin \Omega t, \quad (3.16)$$

и, следовательно, девиация частоты пропорциональна частоте модулирующего сигнала  $\Delta\omega_{\text{дев}} = \Delta\varphi_{\text{дев}}\Omega$ . Данное различие между ЧМ и ФМ иллюстрируется с помощью графиков, построенных на рис. 3.5.

Таким образом, при обоих видах угловой модуляции — ЧМ и ФМ — меняется как мгновенная частота, так и фаза модулируемого высокочастотного сигнала. Однако два основных параметра, характеризующих эти виды модуляции: девиация частоты  $\Delta\omega_{\text{дев}}$  и девиация фазы  $\Delta\varphi_{\text{дев}}$  — по-разному зависят от частоты модулирующего сигнала  $\Omega$ .

Преобразуем выражение для ЧМ сигнала (3.11), представив его в виде разности двух слагаемых:

$$u(t) = U_0 \cos(m_{\text{ч}} \sin \Omega t) \cos \omega_0 t - U_0 \sin(m_{\text{ч}} \sin \Omega t) \sin \omega_0 t. \quad (3.17)$$

Разложив периодические функции в (3.17) в ряд Фурье, получим

$$\begin{aligned} u(t) = & U_0 J_0(m_{\text{ч}}) \cos \omega_0 t + \\ & + U_0 J_1(m_{\text{ч}}) [\cos(\omega_0 + \Omega)t - \cos(\omega_0 - \Omega)t] + \\ & + U_0 J_2(m_{\text{ч}}) [\cos(\omega_0 + 2\Omega)t + \cos(\omega_0 - 2\Omega)t] + \\ & + U_0 J_3(m_{\text{ч}}) [\cos(\omega_0 + 3\Omega)t - \cos(\omega_0 - 3\Omega)t] + \dots, \end{aligned} \quad (3.18)$$

где  $J_n(m_{\text{ч}})$  — бесселева функция 1-го рода  $n$ -го порядка от аргумента  $m_{\text{ч}}$ ;  $n$  — целое число.

Пакет программ Mathcad позволяет путем обращения к функции  $J_0, J_1, J_n$  вычислить значения бесселевой функции 1-го рода

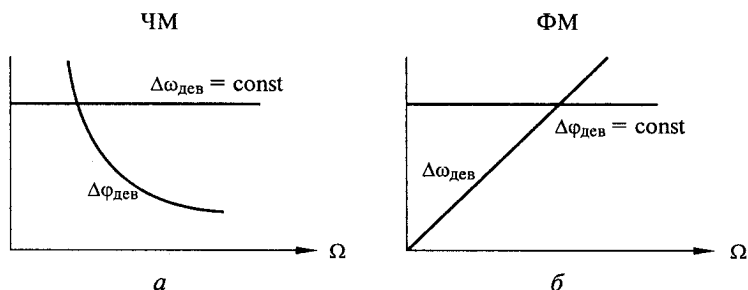


Рис. 3.5



$n$ -го порядка при любом значении аргумента  $m_q$ . Такая программа и графики бесселевой функции при  $n = 0 \dots 5$  и  $m_q = 0 \dots 20$  приведены на рис. 3.6. В программе параметр  $m_q$  обозначен как  $x$ .

Согласно (3.18) спектр высокочастотного ЧМ сигнала при тональном модулирующем сигнале частотой  $\Omega$  имеет бесконечное число спектральных составляющих, расположенных симметрично относительно частоты несущей через интервалы, равные  $\Omega$ . Частоты этих спектральных составляющих равны  $\omega_0 \pm n\Omega$ , а амплитуды —  $U_0 J_n(m_q)$ . Аналогичный результат получается и при фазовой модуляции с заменой параметра  $m_q$  на  $\Delta\varphi_{\text{дев}}$ .

С помощью приведенных графиков можно построить спектр ЧМ и ФМ сигнала при заданном значении  $m_q = x$  или  $\Delta\varphi_{\text{дев}} = x$ . В качестве

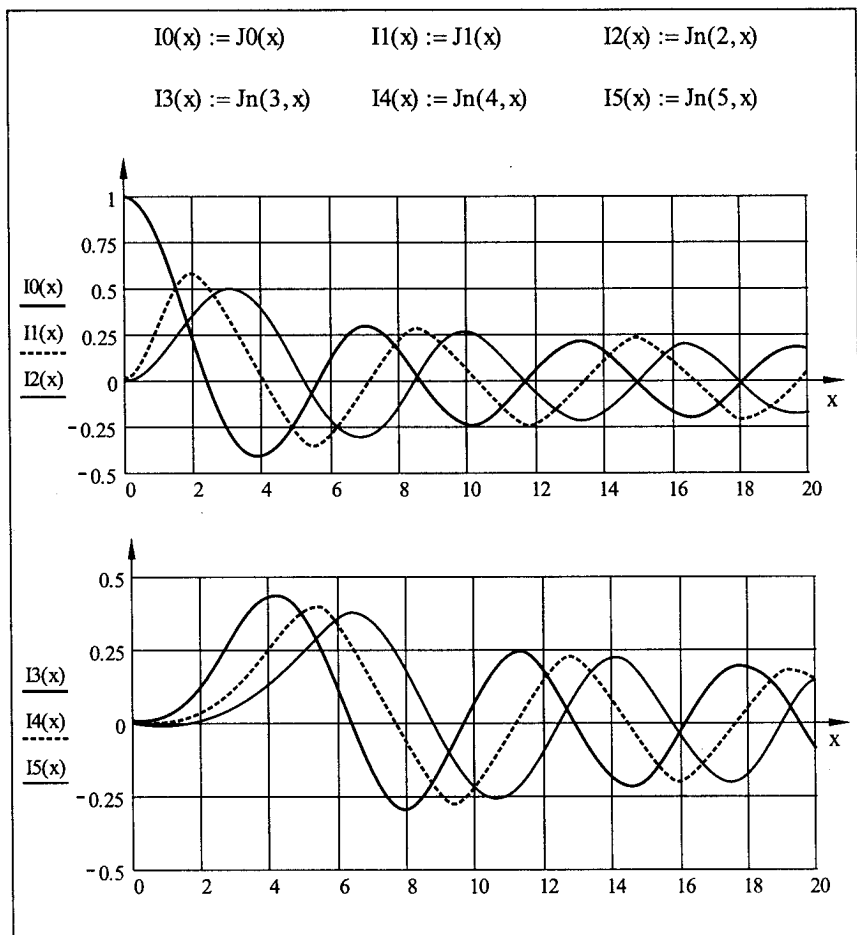


Рис. 3.6

примера такие спектрограммы при  $m_q$ , равном 5 и 2,4, приведены на рис. 3.4, *з*, *д*.

Следует заметить, что спектральная составляющая с частотой  $\omega_0$  и несущая с частотой  $\omega_0$  суть разные понятия. Так, при  $m_q = 2,4$  спектральная составляющая с частотой  $\omega_0$  равна 0, но это не означает отсутствие несущей в сигнале.

Теоретически спектр ЧМ сигнала безграничен. Однако, как показывает анализ, большая часть энергии ЧМ сигнала сосредоточена в полосе:

$$\Delta f_{\text{сп}} = 2(1 + m_q + \sqrt{m_q})F, \quad (3.19)$$

где  $F$  — высшая частота в спектре модулирующего сигнала.

Исходя из  $\Delta f_{\text{сп}}$  следует рассчитывать полосы пропускания высокочастотных трактов радиопередатчиков и радиоприемников. При  $m_q \ll 1$  ширина спектра ЧМ сигнала  $\Delta f_{\text{сп}} = 2F$ .

Согласно (3.2) при частотной модуляции с индексом  $m_q \ll 1$  база сигнала  $B = 1$ ; при  $m_q > 2$  величина  $B > 1$ . Преимущества частотной модуляции в полной мере реализуются при  $m_q > 1$ .

**Мгновенная частота сигнала и частотный спектр.** Рассмотрим, в чем состоит различие между частотой несущих колебаний (3.5), мгновенной частотой сигнала (3.16) и частотным спектром (см. рис. 3.2—3.4). Во все эти понятия входит слово *частота*, за которым, однако, скрывается разное физическое содержание [5].

Особенно наглядно различие между данными понятиями проявляется при анализе частотно-модулированного сигнала. Во-первых, мгновенная частота такого сигнала согласно (3.11) меняется в пределах девиации  $\pm \Delta\omega_{\text{дев}}$ , а частотный спектр, определяемый (3.18), теоретически занимает бесконечно большую полосу (см. рис. 3.4). Даже большая часть энергии этого спектра согласно (3.19) сосредоточена в полосе  $\Delta\omega_{\text{сп}} = 2(\Delta\omega_{\text{д}} + \Omega)$ , превышающей пределы изменения мгновенной частоты  $2\Delta\omega_{\text{дев}}$ . Во-вторых, в спектре сигнала амплитуда составляющей с частотой несущих колебаний  $\omega_0$  зависит от значения индекса частотной модуляции  $m_q$  и, в частности, при  $m_q = 2,4$  эта амплитуда равна нулю (см. рис. 3.4, *д*). С другой стороны, согласно (3.14) несущая с частотой  $\omega_0$  никуда не исчезает при любом значении  $m_q$ .

Итак, при записи ЧМ сигнала в виде функции времени (3.14)  $u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + m_q \sin \Omega t)$  и спектральном представлении того же сигнала в виде суммы гармонических колебаний (3.18) наблюдаются существенные различия. Их причина кроется в том, что при временном описании сигнала время может быть ограничено определенным конечным интервалом  $0 \dots t_0$ . Спектральное представление сигнала, базирующееся на разложении функции в ряд Фурье (2.2), предполагает существование сигнала при бесконечных пределах во времени  $-\infty < t < \infty$ . Поэтому запись сигнала в виде функции времени и спектральном представлении того же

сигнала являются разными описаниями одного и того же явления. Совпадение значений частоты несущей  $\omega_0$  и частоты центральной спектральной составляющей является чисто формальным. Объединяются три понятия — частота несущей, мгновенная частота и частота спектральной составляющей (их размерность — Гц).

Характерными особенностями мгновенной частоты сигнала (3.16) являются: ее зависимость от времени, единственность в данный момент, изменение при прохождении сигнала через линейную цепь.

Характерными особенностями частотного спектра (см. рис. 3.2, 3.4) являются: независимость частот и амплитуд всех спектральных составляющих от времени; совпадение спектральных частот на входе и выходе линейной цепи; наличие центральной спектральной составляющей с частотой, совпадающей с частотой несущих колебаний  $\omega_0$ , при АМ, ЧМ и ФМ модуляции.

В подразд. 8.4 показано, какое различие имеет место при временном и спектральном описании двухчастотного сигнала: между мгновенной частотой этого сигнала и двумя частотами его спектра.

**Модуляция цифровых сообщений.** При передаче цифровой кодированной информации сообщение состоит из комбинации двоичных сигналов — логической 1 и логического 0 (см. рис. 1.3, *д*). Модуляцию несущих колебаний при цифровом сообщении называют также манипуляцией сигнала, а устройство, реализующее данный процесс, — как модулятором, так и манипулятором. Кроме того, процесс манипуляции называют телеграфным режимом работы, соответственно заменяя название АМ на АТ, ЧМ на ЧТ, ФМ на ФТ. Данные методы манипуляции ВЧ сигнала имеют разный уровень помехоустойчивости, которая определяется как вероятность ошибки принятого символа на выходе приемника от соотношения мощностей полезного сигнала и белого шума на входе демодулятора.

Поскольку метод амплитудной манипуляции (АТ) по помехоустойчивости существенно уступает двум другим, то в современных системах радиосвязи используют в основном только два метода манипуляции: частотный (ЧТ) и фазовый (ФТ). Общим для обоих видов манипуляции (ЧТ и ФТ) является скорость передачи сообщения  $V$ , равная числу передаваемых элементарных посылок (бит) в с (бит/с = бод), или длительность элементарной посылки  $\tau = 1/V$  (рис. 3.7, *а*).

При ЧТ логической 1 соответствует сигнал  $[u_{\text{ЧТ}}(t)]$  с частотой  $F_1$ , логическому 0 — сигнал с частотой  $F_2$  (см. рис. 3.7, *а, б*). Разность частот  $\Delta F = F_1 - F_2$  называется дискретом частоты. При выборе частот следует обеспечить плавный (без скачка фазы) переход от сигнала с частотой  $F_1$  к сигналу с частотой  $F_2$  так, как показано на рис. 3.7, *б*. Данное требование вызвано тем, что при скачке

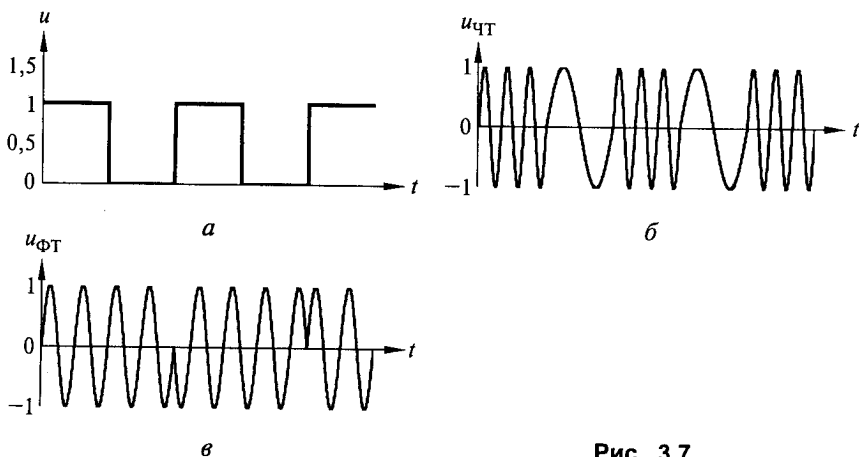


Рис. 3.7

фазы происходит «размытие» мгновенного спектра сигнала, что снижает помехоустойчивость радиоприема и создает помехи другим системам радиосвязи. Для обеспечения условия плавного перехода от одного сигнала к другому необходимо иметь следующие значения частоты:

$$F_1 = KF_T; F_2 = NF_T,$$

где  $F_T = 1/T$  — частота следования элементарных посылок;  $K, N$  — числа, показывающие, сколько периодов укладывается внутри элементарной посылки, т. е. внутри одного бита.

Для дискрета частоты имеем  $\Delta F = F_1 - F_2 = F_T(K - N)$ .

При тестовом сигнале в виде меандра (см. рис. 3.7, а) спектр ЧТ сигнала можно рассматривать как сумму спектров двух АТ сигналов: одного с частотой  $F_1$ , другого — с частотой  $F_2$  (см. рис. 3.3, з).

При фазовой манипуляции (ФТ) признаком, отличающим логическую 1 от логического 0, является скачок фазы сигнала на величину  $\Delta\varphi$ , называемую дискретом фазы. В качестве ФМ обычно используют ее разновидность — относительную фазовую модуляцию (ОФМ), называемую также фазоразностной. Так, в случае бинарной ОФМ при передаче логической 1 фаза несущего колебания  $[u_{ФТ}(t)]$  скачком изменяется на  $\Delta\varphi = \pi$  по отношению к фазе предыдущего бита, а при передаче логического 0 — фаза остается той же, что и у предыдущего бита (рис. 3.7, в).

### 3.4. Сигнал при импульсной модуляции

При импульсной модуляции модулирующий сигнал представляет собой последовательность импульсов прямоугольной формы длительностью  $\tau$  и периодом повторения  $T = 1/F$ , где  $F$  — частота

следования импульсов (рис. 3.8, а). Спектр такого сигнала можно рассчитать по программе, приведенной на рис. 2.5, где  $\alpha = \tau/T$  (рис. 3.8, в).

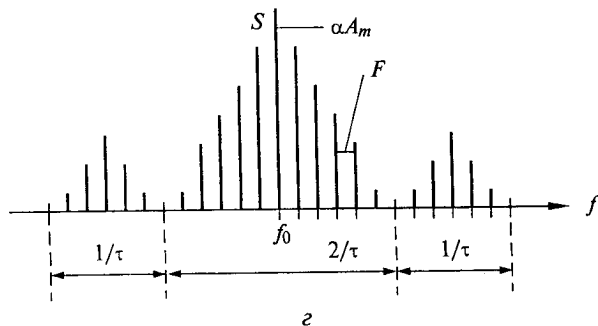
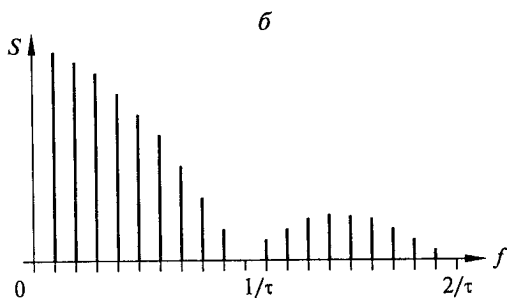
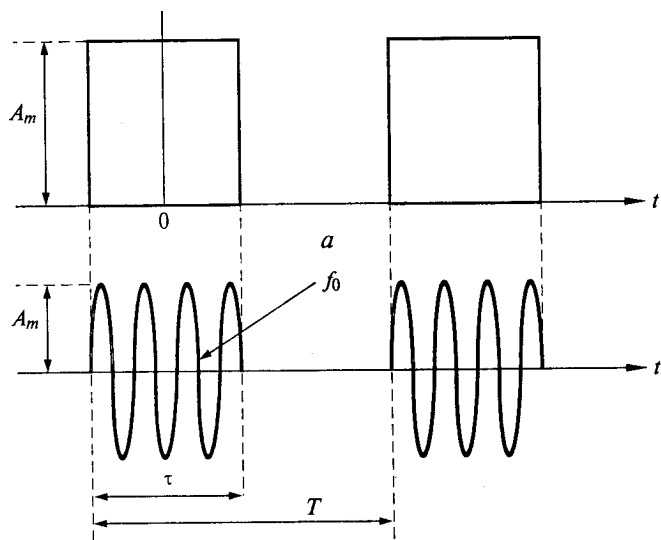


Рис. 3.8

Несущие колебания при импульсной модуляции приобретают вид, показанный на рис. 3.8, б. При частоте несущих колебаний  $f_0 \gg F$  спектр такой периодической последовательности радиоимпульсов подобен спектру на рис. 3.8, в, но является симметричным и смещением относительно начала координат на частоту несущей  $f_0$  (рис. 3.8, г). Амплитуда центральной спектральной составляющей в этом спектре частотой  $f_0$  равна  $(\tau/T) A_m = \alpha A_m$ , а остальные составляющие уменьшены в два раза по сравнению со спектром модулирующих импульсов (см. рис. 3.8, в).

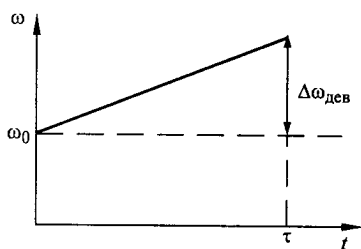


Рис. 3.9

В спектрах сигналов (см. рис. 3.8, в, г) спектральные составляющие следуют через интервалы  $F = 1/T$ ; через интервалы  $1/\tau$  спектральные составляющие равны 0. Теоретически ширина спектра сигнала при импульсной модуляции бесконечна. Однако большая часть энергии сигнала сосредоточена в полосе  $\Delta f_{\text{сп}} = 6/\tau$ , т. е. в основном и в четырех (по два с каждой стороны) боковых лепестках спектра (см. рис. 3.8, г). Данное обстоятельство следует принимать во внимание при проектировании радиоэлектронных цепей, полоса пропускания которых должна быть больше  $\Delta f_{\text{сп}}$ . В противном случае импульсный сигнал будет искажен.

Импульсы, модулирующие несущую частоту  $f_0$ , могут быть, в свою очередь, сами промодулированы. При этом различают: амплитудно-импульсную (АИМ), широтно-импульсную (ШИМ), временно-импульсную (ВИМ), кодово-импульсную (КИМ) модуляции, внутриимпульсную модуляцию — частотную или фазовую.

Рассмотрим сигнал с линейной частотной внутриимпульсной модуляции (ЛЧМ сигнал), широко применяемый в радиолокации.

Для круговой частоты сигнала, изменяющейся по линейному закону (рис. 3.9), запишем

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{дев}} t/\tau, \quad (3.20)$$

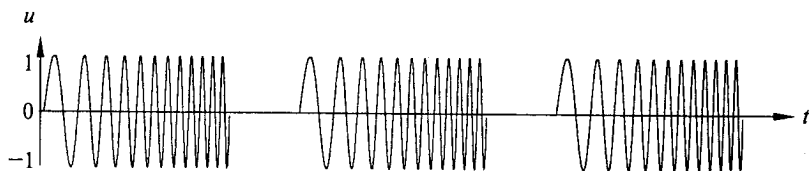


Рис. 3.10

где  $\Delta\omega_{\text{дев}}$  — девиация частоты;  $\tau$  — длительность ЛЧМ сигнала.

Параметр  $m = \Delta f_{\text{дев}} \tau$ , называемый базой сигнала, показывает, во сколько раз можно сжать по времени ЛЧМ сигнал на приемной стороне радиолинии по сравнению с передающей.

Для ЛЧМ сигнала с учетом (3.20) при  $0 < t < \tau$  имеем

$$\begin{aligned} u(t) &= U_0 \sin\left(\int \omega(t) dt\right) = U_0 \sin\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega_{\text{дев}} t^2}{2\tau}\right) = \\ &= U_0 \sin\left[\omega_0 t + \frac{\Delta\omega_{\text{дев}}/\omega_0}{2\omega_0 \tau} (\omega_0 t)^2\right]. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Импульсный сигнал с ЛЧМ показан на рис. 3.10.

### Контрольные вопросы

1. Что такое модуляция сигнала?
2. Перечислите основные виды модуляции.
3. Какой сигнал называется модулируемым и какой модулирующим?
4. Какие параметры характеризуют модулированный сигнал?
5. Как определяется коэффициент глубины амплитудной модуляции?
6. Как определяется девиация частоты сигнала?
7. Как определяется девиация фазы сигнала?
8. Как определяется ширина спектра сигнала при модуляции?
9. Что такое база сигнала при модуляции?
10. Как определяется коэффициент нелинейных искажений сигнала?
11. Как выглядит сигнал при амплитудной модуляции?
12. Нарисуйте спектр сигнала при амплитудной модуляции.
13. Каким соотношением частота сигнала связана с фазой?
14. Как выглядит сигнал при частотной модуляции?
15. Как выглядит сигнал при фазовой модуляции?
16. Как девиация частоты изменяется с частотой модулирующего сигнала при частотной и фазовой модуляции?
17. Чему равна ширина спектра сигнала при частотной модуляции?
18. В чем состоит различие между частотой несущих колебаний, мгновенной частотой сигнала и спектральными частотами?
19. Может ли амплитуда спектральной составляющей с частотой несущих колебаний быть равной нулю?
20. Как выглядит спектр сигнала при импульсной модуляции?
21. Перечислите виды импульсной модуляции.
22. Как меняется частота и фаза сигнала при внутриимпульсной линейной частотной модуляции?

## ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ СОСРЕДОТОЧЕННОГО ТИПА

## 4.1. Назначение и классификация линейных цепей

Цепи и устройства делятся на два обширных класса: линейные и нелинейные (рис. 4.1). Определяющим свойством линейных цепей является независимость их параметров, характеристик и свойств от амплитуды сигнала.

Нелинейные устройства при относительно малой амплитуде входного сигнала, не выходящей за пределы линейных участков характеристик нелинейных элементов, также могут рассматриваться как линейные (рис. 4.2). Поэтому при относительно малом сигнале нелинейные устройства исследуются во многих случаях с помощью линейных методов. В частности, с помощью линейной

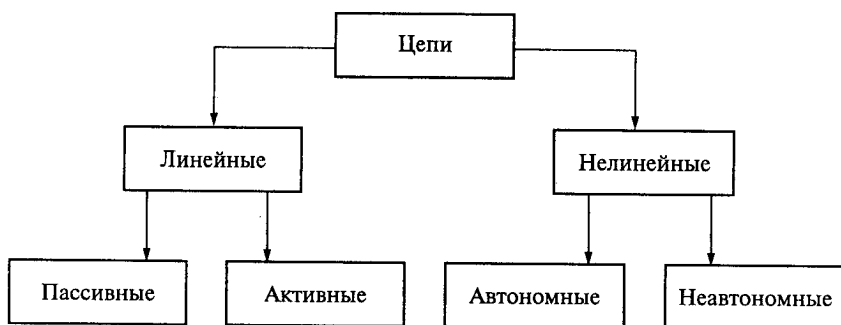


Рис. 4.1



Рис. 4.2





Рис. 4.3

модели анализируется такая важная проблема, как устойчивость системы «в малом».

Математической основой анализа линейных устройств является система линейных дифференциальных уравнений, для которых при задании начальных условий всегда может быть найдено решение. Сам поиск этих решений базируется или на преобразовании Лапласа (временной подход), или на преобразовании Фурье (спектральный анализ).

**Линейные устройства** по составу входящих в них элементов делятся на две группы: пассивные и активные. В состав пассивных устройств входят конденсаторы, индуктивности, резисторы. В состав активных линейных устройств, помимо перечисленных, обязательно входят и электронные приборы. Таким образом, отличительным признаком активного линейного устройства является преобразование в нем энергии из одного вида в другой, например энергии источника постоянного тока в энергию ВЧ колебаний. В устройствах пассивного типа такого преобразования энергии не происходит, с чем и связано их название.

С помощью *пассивных линейных устройств* осуществляется фильтрация сигналов, суммирование и деление их мощности, согласование и связь различных каскадов, звеньев и цепей. Коротко можно сказать так: назначение пассивных линейных цепей состоит в фильтрации, согласовании и связи. Рассмотрим содержание трех названных функций.

Смысл фильтрации сигналов рассмотрен в подразд. 2.5 (см. рис. 2.17).

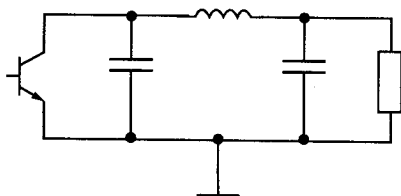
Смысл согласования состоит в возможно большей передаче мощности сигнала от генератора в нагрузку (рис. 4.3, а).

Из курса электротехники известно, что максимальная мощность генератора  $P_{н}$ , отдаваемая в нагрузку, есть его номинальная мощность:

$$P_{г.ном} = E_i^2 / (8R_i), \quad (4.1)$$

где  $E_i$  — амплитуда напряжения источника ЭДС;  $R_i$  — внутреннее сопротивление генератора.

Рис. 4.4



Для максимальной передачи мощности от генератора в нагрузку (4.1) следует выполнить условие:  $R_i = R_n$ , где  $R_n$  — сопротивление нагрузки, непосредственно подключенной к генератору. Однако данное условие в большинстве случаев прямо не выполняется. Например, эквивалентное сопротивление антенны, на которую нагружен радиопередатчик, не равняется внутреннему сопротивлению выходного ВЧ усилителя мощности. Поэтому для обеспечения условия максимальной передачи мощности необходимо трансформировать сопротивление нагрузки  $R_n$  таким образом, чтобы генератор оказался нагруженным на сопротивление  $R_{вх} = R_i$  (см. рис. 4.3, б). Эту функцию трансформации сопротивления  $R_n$  в  $R_{вх}$  и выполняет цепь согласования.

Пример такой согласующей цепи в транзисторном генераторе дан на рис. 4.4.

На рис. 4.5 приведены другие примеры простых линейных пассивных устройств: параллельного (а) и последовательного (б)

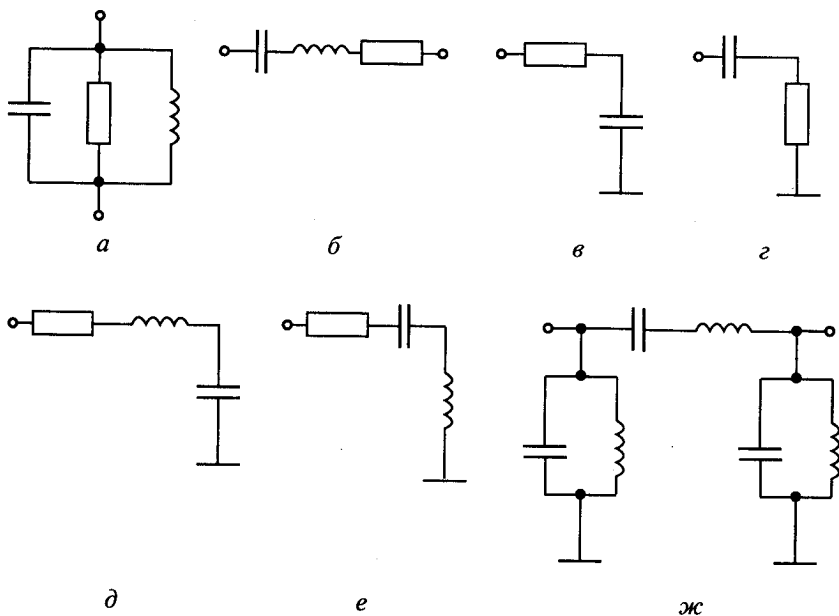


Рис. 4.5

колебательных контуров, интегрирующей ( $\epsilon$ ) и дифференцирующей ( $\zeta$ ) цепей, фильтры нижних ( $\delta$ ) и верхних ( $e$ ) частот, полосового фильтра ( $\ж$ ).

Порядок цепи определяется количеством входящих в нее реактивных элементов (емкостей и индуктивностей) и схемой их соединения. Так, цепи на рис. 4.5,  $\epsilon$ ,  $\zeta$  относятся к цепям 1-го порядка, цепи на рис. 4.5,  $a$ ,  $b$ ,  $\delta$ ,  $e$  — к цепям 2-го порядка.

Третья функция пассивных линейных цепей состоит в осуществлении связи между различными каскадами и устройствами. Такая связь может быть емкостной, индуктивной, трансформаторной и смешанного типа.

С помощью *активных линейных устройств* осуществляется в первую очередь усиление сигнала по мощности в пределах линейных участков характеристик электронных приборов в различных диапазонах частот — от низких до СВЧ. В качестве примера укажем на маломощный усилитель ВЧ или СВЧ сигнала, устанавливаемый на входе радиоприемных устройств. Схема, приведенная на рис. 4.4, при малом сигнале также относится к активным линейным устройствам.

## 4.2. Параметры и характеристики линейных цепей

Два вида анализа имеют место при исследовании линейных устройств — временной и спектральный (другое название — частотный). Соответственно и два вида характеристик определяют работу линейного устройства — временные и частотные.

Определим данные характеристики применительно к четырехполюснику (рис. 4.6), к числу которого относятся, например, цепи, приведенные на рис. 4.5.

Подадим на вход четырехполюсника синусоидальный сигнал

$$u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}} \sin(\omega t + \varphi_{\text{вх}}). \quad (4.2)$$

На выходе линейного четырехполюсника получим сигнал той же частоты, но с иной амплитудой и начальной фазой:

$$u_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых}} \sin(\omega t + \varphi_{\text{вых}}). \quad (4.3)$$

Поскольку в состав четырехполюсника входят реактивные элементы (емкость и индуктивность), то параметры цепи зависят от частоты сигнала. Поэтому при изменении частоты  $\omega$  входного сигнала изменяются амплитуда  $U_{\text{вых}}$  и начальная фаза  $\varphi_{\text{вых}}$  выходного сигнала.



Рис. 4.6

Из (4.2) и (4.3) запишем для комплексных амплитуд

$$U_1^*(\omega) = U_{\text{вх}}(\omega) e^{j\varphi_{\text{вх}}(\omega)}; \quad U_2^*(\omega) = U_{\text{вых}}(\omega) e^{j\varphi_{\text{вых}}(\omega)}.$$

Отношение комплексных амплитуд сигналов определяет *коэффициент передачи* четырехполюсника, зависящий от частоты:

$$K^*(j\omega) = U_2^*(\omega) / U_1^*(\omega) = |K(\omega)| e^{j\varphi(\omega)} = D(\omega) + jM(\omega), \quad (4.4)$$

где модуль коэффициента передачи

$$|K(\omega)| = U_{\text{вых}}(\omega) / U_{\text{вх}}(\omega) = \sqrt{D^2(\omega) + M^2(\omega)}. \quad (4.5)$$

Фаза коэффициента передачи

$$\varphi(\omega) = \varphi_{\text{вых}}(\omega) - \varphi_{\text{вх}}(\omega) = \text{arctg} [M(\omega) / D(\omega)], \quad (4.6)$$

где  $M(\omega)$ ,  $D(\omega)$  — действительная и мнимая части коэффициента передачи.

С помощью коэффициента передачи можно определить частотные и временные характеристики линейной цепи.

**Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)** есть зависимость амплитуды выходного сигнала от частоты входного сигнала при его постоянной амплитуде. АЧХ определяется как модуль комплексного коэффициента передачи, определяемый согласно (4.5). Экспериментальное определение АЧХ производится при гармоническом входном сигнале (4.2).

**Фазочастотная характеристика (ФЧХ)** есть зависимость фазы выходного сигнала от частоты входного сигнала при его постоянной амплитуде. ФЧХ есть аргумент комплексного коэффициента передачи, определяемый согласно (4.6). Экспериментальное определение ФЧХ производится при гармоническом входном сигнале (4.2).

**Переходная характеристика  $\Phi(t)$**  есть зависимость выходного сигнала  $u_{\text{вых}}$  от времени при входном сигнале в виде единичной функции — скачка напряжения:

$$\mathbf{1}(t) = \mathbf{1} \text{ при } t \geq 0; \quad \mathbf{1}(t) = 0 \text{ при } t < 0. \quad (4.7)$$

Возможны разные способы определения переходной характеристики, в том числе и с помощью интеграла:

$$\Phi(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{D(\omega)}{\omega} \sin(\omega t) d\omega, \quad (4.8)$$

где  $D(\omega)$  — действительная часть коэффициента передачи (4.4).

**Импульсная характеристика**  $h(t)$  есть отклик объекта на входное воздействие в виде единичного импульса  $\delta(t)$  — производной от единичной функции (4.7). Амплитуда единичного импульса  $A = \infty$ , длительность  $\Delta t \rightarrow 0$ , площадь импульса  $S = A \Delta t = 1$ .

Возможны разные способы определения импульсной характеристики, в том числе и с помощью интеграла:

$$h(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} D(\omega) \cos(\omega t) d\omega. \quad (4.9)$$

Импульсная характеристика является производной от переходной характеристики.

Рассмотрим два примера определения амплитудно-частотной, фазочастотной, переходной и импульсной характеристик с помощью программы Mathcad, работающей в среде Windows.

**Пример 4.1.** Электрическая цепь 1-го порядка — интегрирующая цепь (см. рис. 4.5,  $z$  и 4.7).

Коэффициент передачи цепи, приведенной на рис. 4.7,

$$K(j\omega) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_R} = \frac{1/j\omega C}{1/j\omega C + R} = \frac{1}{1 + j\omega T}, \quad (4.10)$$

где  $T = RC$  — постоянная времени цепи;  $\omega = 2\pi f$  — круговая частота.

Из (4.10) согласно (4.5) и (4.6) для модуля, фазы, действительной и мнимой части коэффициента передачи получим:

$$|K(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}; \quad \varphi(\omega) = -\operatorname{arctg}(\omega T);$$

$$\operatorname{Re}(\omega) = \frac{1}{1 + \omega^2 T^2}; \quad \operatorname{Im}(\omega) = -\frac{\omega T}{1 + \omega^2 T^2}.$$

Программа по расчету частотных и временных характеристик цепи с коэффициентом передачи (4.10) приведена на рис. 4.8.

Там же построены четыре частотные и две временные характеристики, вычисленные согласно (4.5), (4.6), (4.8), (4.9).

В программе (см. рис. 4.8) приняты следующие обозначения:

$T = RC$  — постоянная времени;

$f$  — частота (при размерности времени в с, мс или мкс частота измеряется в Гц, кГц или МГц);

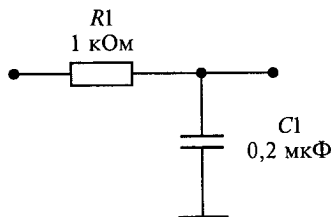
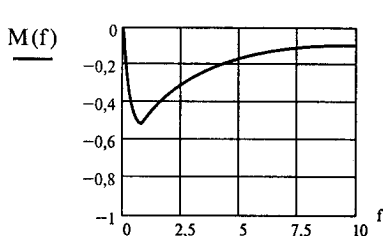
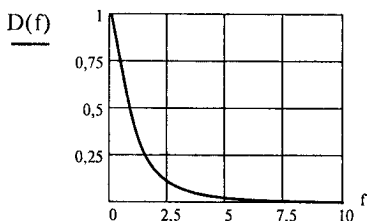
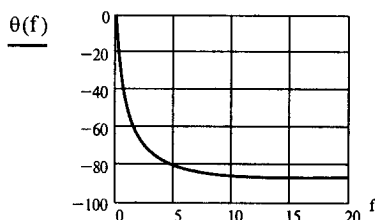
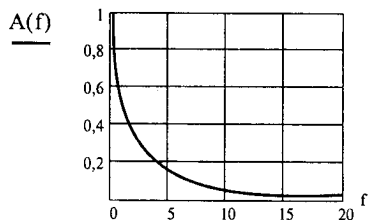


Рис. 4.7

$$T := 0.2 \quad j := \sqrt{-1} \quad p(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \quad K(f) := \frac{1}{1 + T \cdot p(f)}$$

$$A(f) := |K(f)| \quad D(f) := \operatorname{Re}(K(f)) \quad M(f) := \operatorname{Im}(K(f)) \quad \theta(f) := \arg(K(f)) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$$



$$NT := 200 \quad TH := 0.01 \quad k := 0..NT \quad t_k := k \cdot TH \quad V_b := 20 \quad V_n := 0.0001$$

$$\Phi_k := \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot \int_{V_n}^{V_b} \frac{D(f)}{f} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_k) df \quad H_k := 4 \cdot \int_{V_n}^{V_b} D(f) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_k) df$$

$t_k =$

0
0.01
0.02
0.03
0.04
0.05
0.06
0.07
0.08
0.09
0.1

$H_k =$

4.873
4.783
4.559
4.297
4.071
3.888
3.717
3.533
3.346
3.177
3.031

$\Phi_k =$

0
0.048
0.095
0.139
0.181
0.221
0.259
0.295
0.33
0.362
0.393

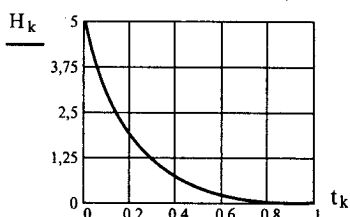
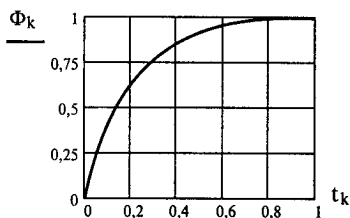


Рис. 4.8

- $K(f)$  — комплексный коэффициент передачи  $K(j\omega)$  (4.4);  
 $A(f)$  — модуль комплексного коэффициента передачи — амплитудно-частотная характеристика;  
 $\theta(f)$  — фаза комплексного коэффициента передачи (в градусах) — фазочастотная характеристика;  
 $D(f)$  — действительная часть комплексного коэффициента передачи;  
 $M(f)$  — мнимая часть комплексного коэффициента передачи;  
 $NT$  — число точек отсчета по оси времени;  
 $ТН$  — шаг этого отсчета;  
 $V_b$  — верхний предел интегрирования по частоте в (4.8) и (4.9);  
 $V_n$  — нижний предел интегрирования по частоте в (4.8) и (4.9);  
 $t_k$  — дискретное время;  
 $\Phi_k$  — переходная характеристика  $\Phi(t)$  (4.8);  
 $H_k$  — импульсная характеристика  $h(t)$  (4.9).

Заметим, что в (4.8) и (4.9) нижний предел интегрирования взят равным не 0, а очень малому значению, равному 0,0001, чтобы избежать деления на 0 в (4.8). Такая замена практически не влияет на точность вычисления временных характеристик.

В примере расчета по программе на рис. 4.8 согласно рис. 4.7 постоянная времени  $T = RC = 10^3 \text{ Ом} (0,2 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}) = 0,2 \cdot 10^{-3} \text{ с} = 0,2 \text{ мс}$ . Поскольку размерность  $T$  в программе приведена в мс, то время  $t$  также в мс, а частота  $f$  в кГц.

**Пример 4.2.** Электрическая цепь 2-го порядка (см. рис. 4.5, e и 4.9). Коэффициент передачи цепи, приведенной на рис. 4.9:

$$K(j\omega) = \frac{(1/j\omega C)}{(1/j\omega C) + j\omega L + R} = \frac{a_0}{b_0 + j\omega b_1 + (j\omega)^2 b_2}, \quad (4.11)$$

где

$$\begin{aligned}
 a_0 &= b_0 = \omega_p^2 = (2\pi)^2 f_p^2; & b_1 &= 2\pi f_p / Q; & b_2 &= 1; \\
 \omega_p &= 1/\sqrt{LC}; & Q &= L\omega_p / R.
 \end{aligned}$$

Программа по расчету частотных и временных характеристик цепи с коэффициентом передачи (4.11) приведена на рис. 4.10. Там же построены четыре частотные и две временные характеристики, вычисленные согласно (4.5), (4.6), (4.8), (4.9).

В программе приняты следующие обозначения:

$f_p$  — резонансная частота;  $t_k$  — дискретное время;  $f$  — частота (при размерности частоты в Гц, кГц или МГц время  $t$  соответственно в с, мс или мкс);  $Q$  — добротность цепи  $Q$ .

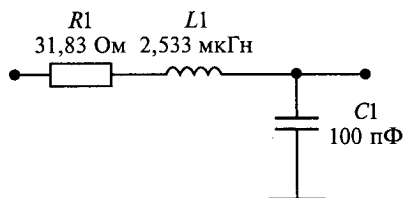
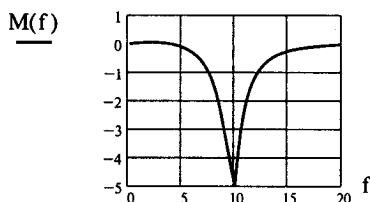
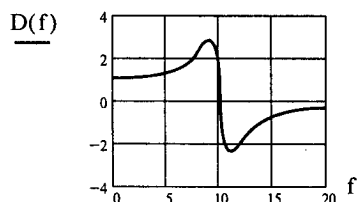
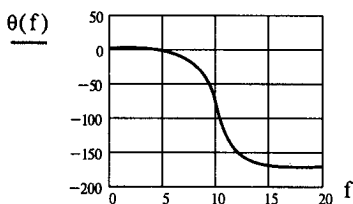
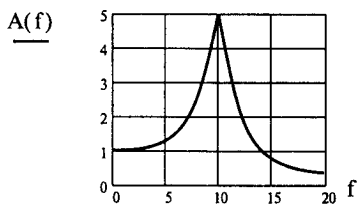


Рис. 4.9

$$f_p := 10 \quad Q := 5 \quad a_0 := (2 \cdot \pi)^2 \cdot f_p^2 \quad b_0 := a_0 \quad b_1 := \frac{(2 \cdot \pi \cdot f_p)}{Q} \quad b_2 := 1$$

$$j := \sqrt{-1} \quad p(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \quad K(f) := \frac{a_0}{(b_0 + b_1 \cdot p(f) + b_2 \cdot p(f)^2)}$$

$$A(f) := |K(f)| \quad D(f) := \text{Re}(K(f)) \quad M(f) := \text{Im}(K(f)) \quad \theta(f) := \arg(K(f)) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$$



$$NT := 200 \quad TH := 0.01 \quad k := 0..NT \quad t_k := k \cdot TH \quad V_b := 20 \quad V_n := 0.0001$$

$$\Phi_k := \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot \int_{V_n}^{V_b} \frac{D(f)}{f} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_k) df$$

$$H_k := 4 \cdot \int_{V_n}^{V_b} D(f) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_k) df$$

$t_k =$	$H_k =$	$\Phi_k =$
0	21.861	0
0.01	30.171	0.247
0.02	45.99	0.63
0.03	50.724	1.129
0.04	33.799	1.57
0.05	1.955	1.754
0.06	-27.401	1.618

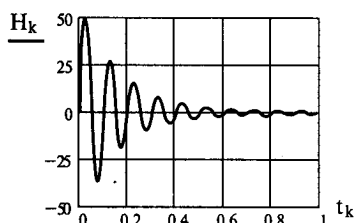
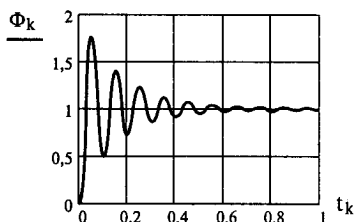
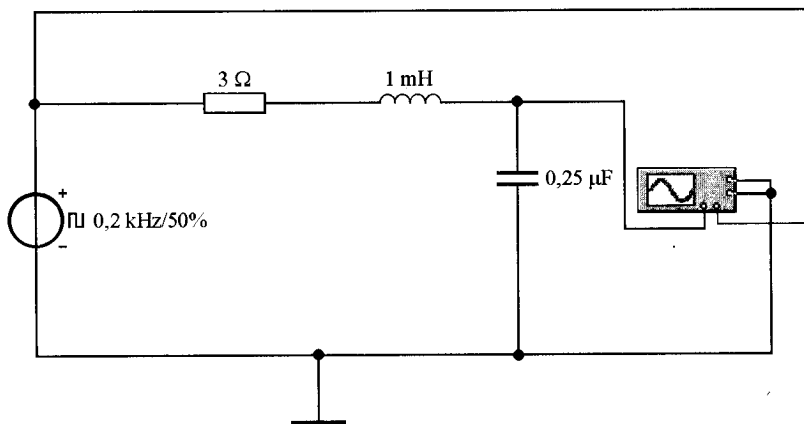
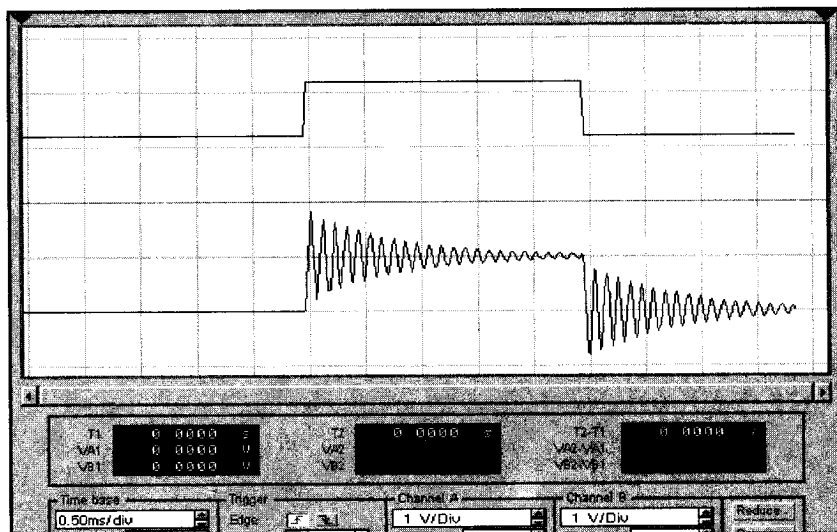


Рис. 4.10





a



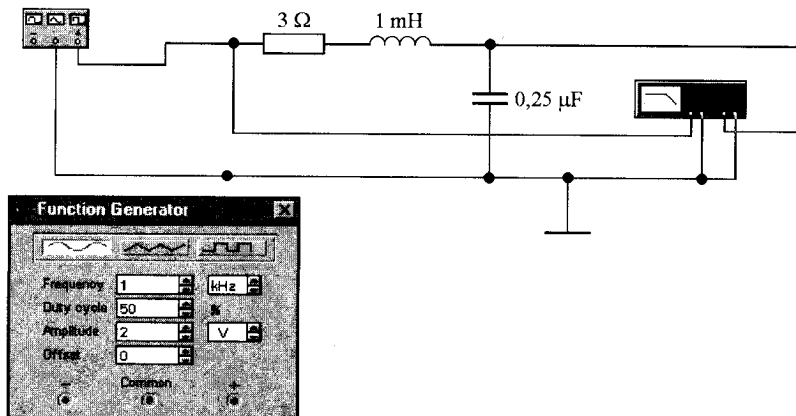
б

Рис. 4.11

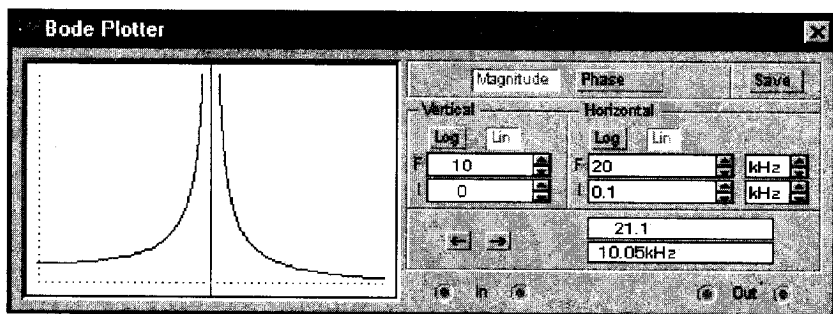
Все остальные обозначения в программе на рис. 4.10 совпадают с обозначениями, принятыми в программе на рис. 4.8.

При параметрах элементов, указанных на рис. 4.9, в примере расчета по программе на рис. 4.10 значения резонансной частоты и добротности соответственно равны:

$$f_p = 1 / (2\pi\sqrt{LC}) = 1 / (2\pi\sqrt{2,533 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^{-12}}) = 10 \text{ МГц};$$



a



б

Рис. 4.12

$$Q = 2\pi fL/R = 2\pi 10^7 \cdot 2,533 \cdot 10^{-6} / 31,83 = 5.$$

Поскольку размерность резонансной частоты  $f_p$  в программе приведена в МГц, то и размерность частоты  $f$  выражена в МГц, а время  $t$  — в мкс.

**Пример 4.3.** Определенный класс компьютерных программ позволяет с помощью графического интерфейса воспроизвести на экране дисплея электронную схему и подвергнуть ее всестороннему анализу. К числу таких программ относится Electronics Workbench [3], работающая в среде Windows. С помощью данной программы исследуем схему на рис. 4.5, д, воспроизведя ее на экране дисплея (рис. 4.11, а). При параметрах элементов, указанных на рис. 4.11, а, резонансная частота и добротность соответственно равны:

$$f_p = 1/(2\pi\sqrt{LC}) = 1/(2\pi\sqrt{1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,25 \cdot 10^{-6}}) = 10,06 \text{ кГц};$$

$$Q = 2\pi fL/R = 2\pi \cdot 10,06 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-3}/3 = 21.$$

Воспроизведение схемы, подключение к ней приборов и анализ процессов осуществляется по правилам, изложенным в [3]. На рис. 4.11, б на экране виртуального осциллографа показана переходная характеристика цепи, полученная в результате такого анализа. Скачок входного напряжения, необходимый для построения переходной характеристики, осуществляется в схеме с помощью генератора прямоугольных импульсов.

С помощью перестраиваемого по частоте генератора при параметрах цепи, приведенных на рис. 4.12, а, исследованы ее частотные свойства и построена амплитудно-частотная характеристика (рис. 4.12, б). Резонансная частота цепи, равная 10,06 кГц, совпадает с результатом проведенного вычисления.

Согласно методикам, приведенным в трех примерах, можно с помощью компьютера исследовать также другие цепи и радиоэлектронные устройства с построением их временных и частотных характеристик.

### 4.3. Прохождение сигналов через линейные цепи

С помощью частотных и временных характеристик можно исследовать прохождение различных сигналов через линейные цепи. Рассмотрим спектральный метод анализа.

Пусть известны амплитудный  $S_{вх}(\omega)$  и фазовый  $\varphi_{вх}(\omega)$  спектры входного сигнала, а также амплитудно-частотная  $K(\omega)$  и фазочастотная  $\varphi(\omega)$  характеристики цепи. Тогда амплитудный  $S_{вых}(\omega)$  и фазовый  $\varphi_{вых}(\omega)$  спектры выходного сигнала можно определить следующим образом:

$$|S_{вых}(\omega)| = |K(\omega)| |S_{вх}(\omega)|; \quad (4.12)$$

$$\varphi_{вых}(\omega) = \varphi(\omega) + \varphi_{вх}(\omega). \quad (4.13)$$

Покажем на примере, как можно воспользоваться для расчетов формулой (4.12). Пусть на вход цепи с неравномерной АЧХ приходит амплитудно-модулированный сигнал, спектр которого показан на рис. 4.13. Перемножив ординаты двух данных зависимостей, получим спектр выходного сигнала, отличающийся от спектра входного сигнала.

Искажения, вносимые в сигнал линейной цепью, называются линейными. Для неискаженного прохождения сигнала через линейную цепь необходимо, чтобы в пределах всей ширины спектра  $\Delta f_{сн}(\omega)$  входного сигнала амплитудно-частотная харак-

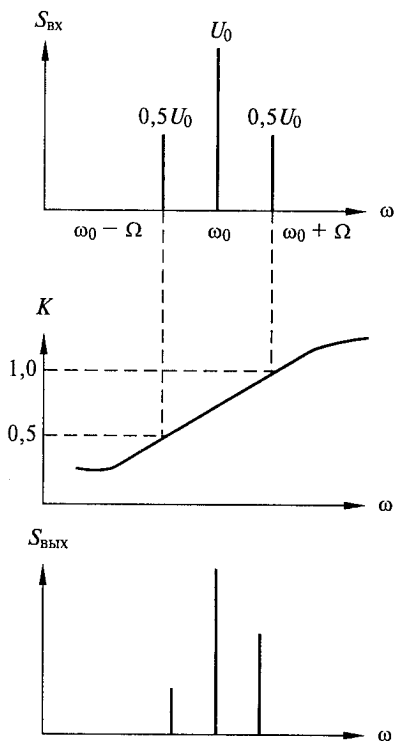


Рис. 4.13

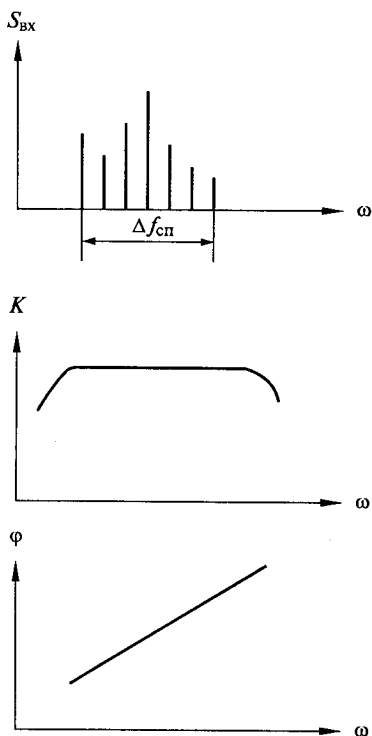


Рис. 4.14

теристика цепи была равномерной, а фазочастотная (4.13) — линейной (рис. 4.14).

Временной подход к определению искажения сигнала при прохождении через линейные колебательные цепи рассматривается в гл. 5.

### Контрольные вопросы

1. Перечислите основные свойства линейных цепей.
2. Перечислите основные свойства нелинейных цепей.
3. Какие функции выполняют пассивные линейные цепи?
4. Какие функции выполняют активные линейные цепи?
5. В чем состоит функция согласования?
6. Дайте определение номинальной мощности генератора.
7. Напишите условие оптимального согласования генератора с нагрузкой.
8. Определите коэффициент передачи четырехполюсника.
9. Перечислите характеристики, определяющие работу линейных устройств.

10. Дайте определение амплитудно-частотной характеристике.
11. Дайте определение фазочастотной характеристике.
12. Дайте определение переходной временной характеристике.
13. Дайте определение импульсной временной характеристике.
14. Как связаны между собой переходная и импульсная характеристики?
15. Как связаны между собой амплитудно-частотная и переходная характеристики?
16. Как связаны между собой амплитудно-частотная и импульсная характеристики?
17. Как выглядят частотные и временные характеристики для однозвенного  $RC$ -фильтра нижних частот?
18. В чем заключается спектральный анализ линейных цепей?
19. Как влияет амплитудно-частотная характеристика на спектр выходного сигнала?
20. Какой вид должны иметь амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики для неискаженной передачи сигнала?

## КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ КОНТУРЫ

## 5.1. Последовательный колебательный контур

*Колебательными* называются объекты, в которых под действием внешней силы возникают периодические колебания. Всем колебательным объектам — механическим, оптическим, электрическим — свойственно явление резонанса, сопровождающееся резким возрастанием амплитуды колебаний. Резонанс в объекте возникает при равенстве или близости его собственной, резонансной частоты и частоты внешнего воздействия. В одних случаях резонанс приводит к отрицательным эффектам (вплоть до разрушения объекта), в других — используется как положительное явление. Именно ко второму случаю относятся колебательные цепи, применяемые в радиотехнике.

Простейшим типом колебательной системы является электрическая цепь, составленная из индуктивности и емкости. При их параллельном соединении цепь называется параллельным колебательным контуром (см. рис. 4.5, а), при последовательном — последовательным колебательным контуром (см. рис. 4.5, б). Такие и более сложные контуры являются непременной частью радиочастотных каскадов радиоэлектронных устройств.

Изучение свойств и параметров колебательных систем начнем с последовательного колебательного контура (рис. 5.1, а).

Сопротивление колебательного контура

$$Z = r + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = r + j\omega L \left( 1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right) = \quad (5.1)$$

$$= r(1 + jQ\Delta) = R_{\text{экр}} + jX_{\text{экр}},$$

где  $\Delta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0}$  — относительная расстройка частоты;

$Q = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{1}{r\omega_0 C}$  — добротность.

Резонансная частота

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (5.2)$$

При малой расстройке по частоте  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$  параметр

$$\Delta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0} = \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega\omega_0} \approx 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}. \quad (5.3)$$

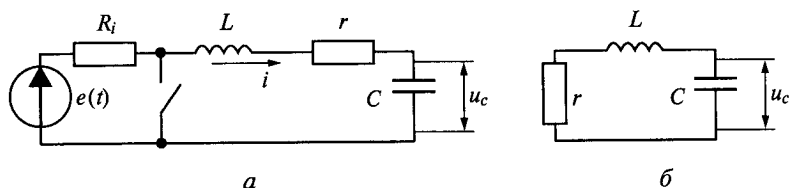


Рис. 5.1

Из (5.1) с учетом (5.2) и (5.3) получим для модуля, фазы, действительной и мнимой частей комплексного сопротивления:

$$|Z| = r\sqrt{1 + Q^2\Delta^2} \quad \text{или} \quad |Z|/r = \sqrt{1 + Q^2\Delta^2}; \quad (5.4)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = Q\Delta \quad \text{или} \quad \varphi = \operatorname{arctg}(Q\Delta); \quad (5.5)$$

$$R_{\text{экв}} = r; \quad X_{\text{экв}} = rQ\Delta. \quad (5.6)$$

На рис. 5.2 приведена программа по расчету графиков функций (5.4)—(5.6).

В программе приняты следующие обозначения:

$Q_1, Q_2$  — любые значения добротности, при которых проводится расчет;

$M_1$  и  $M_2$  — модули комплексного сопротивления (5.4), нормированные относительно сопротивления  $r$ ;

$\theta_1, \theta_2$  — фазы комплексного сопротивления (5.5), °;

$RE_1, RE_2, XE_1, XE_2$  — действительные и мнимые части комплексного сопротивления (5.6), нормированные относительно сопротивления  $r$ ;

$x = f/f_0$  — относительное значение частоты сигнала;

$f_0$  — резонансная частота контура.

На рис. 5.3 по программе, приведенной на рис. 5.2, построены графики функций при двух значениях добротности  $Q$ : 100 и 20.

$Q_1 := 100 \quad Q_2 := 20 \quad \Delta(x) := x - \frac{1}{x}$	
$M_1(x) := \sqrt{1 + Q_1^2 \cdot (\Delta(x))^2}$	$\theta_1(x) := \left(\frac{180}{\pi}\right) \cdot \operatorname{atan}(Q_1 \cdot \Delta(x))$
$M_2(x) := \sqrt{1 + Q_2^2 \cdot (\Delta(x))^2}$	$\theta_2(x) := \left(\frac{180}{\pi}\right) \cdot \operatorname{atan}(Q_2 \cdot \Delta(x))$
$RE_1(x) := 1 \quad RE_2(x) := 1$	$XE_1(x) := Q_1 \cdot \Delta(x) \quad XE_2(x) := Q_2 \cdot \Delta(x)$

Рис. 5.2

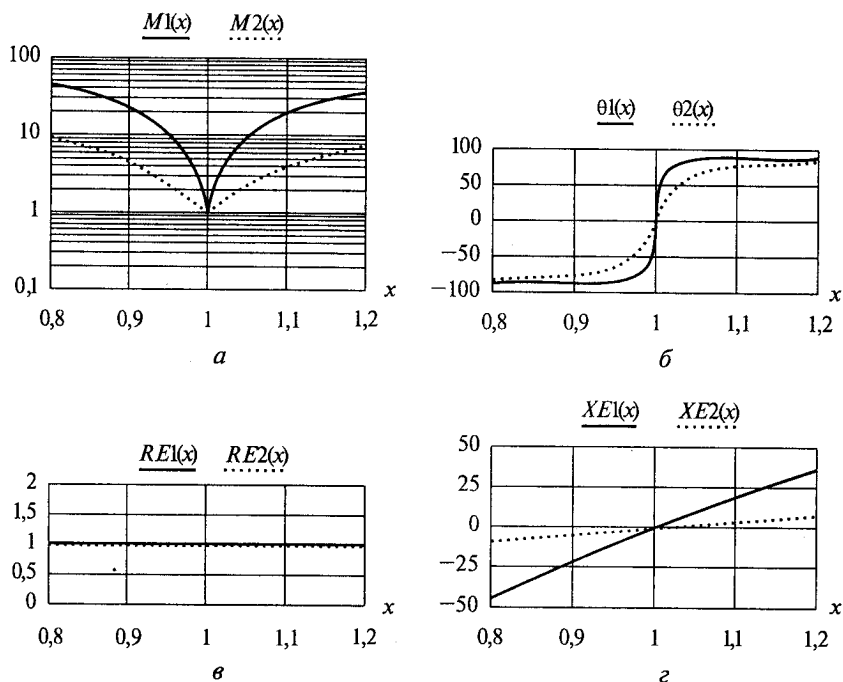


Рис. 5.3

Все графики нормированы относительно значения активного сопротивления  $r$ . Из графиков следует, что при большей добротности сужается амплитудная характеристика и круче становится фазовая характеристика. При резонансе ( $f = f_0$ ) эквивалентное сопротивление контура содержит только активную составляющую  $R_{\text{экв}}$ , а реактивная  $X_{\text{экв}} = 0$ . При частоте сигнала  $f > f_0$  или  $x > 1$  значение  $X_{\text{экв}} > 0$ , и поэтому к активному сопротивлению добавляется индуктивность; при  $f < f_0$  или  $x < 1$  значение  $X_{\text{экв}} < 0$ , и поэтому сопротивлению  $X_{\text{экв}}$  соответствует емкость.

Исследуем временные характеристики последовательного контура, составив дифференциальное уравнение для схемы на рис. 5.1, а. Напряжение, приложенное к контуру, при  $R_i \ll r$  есть сумма трех напряжений:

$$e(t) = u_C + u_R + u_L, \quad (5.7)$$

где  $u_C$ ,  $u_R$ ,  $u_L$  — соответственно напряжения на конденсаторе, сопротивлении и индуктивности.

Вспользуемся известным соотношением из электротехники и выразим ток, протекающий через последовательный контур, через напряжение на конденсаторе емкостью  $C$ , что позволит записать выражения и для двух других напряжений:



$$i = C \frac{du_C}{dt}; \quad u_R = ri = rC \frac{du_C}{dt}; \quad u_L = L \frac{di}{dt} = LC \frac{d^2u_C}{dt^2}.$$

С учетом данных выражений преобразуем уравнение (5.7) к виду

$$e(t) = u_C + rC \frac{du_C}{dt} + LC \frac{d^2u_C}{dt^2} \quad \text{или} \quad \frac{d^2y}{dt^2} + 2\alpha \frac{dy}{dt} + \omega_0^2 y = \omega_0^2 e(t), \quad (5.8)$$

где  $y = u_C$ ;  $\alpha = \frac{r}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q}$  — постоянная затухания;  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  — резонансная частота.

Рассмотрим два случая воздействия на цепь: от источника постоянного напряжения и от синусоидального сигнала с частотой  $\omega$ .

**Воздействие постоянного напряжения.** Примем сначала сопротивление  $r = 0$  и, следовательно,  $\alpha = 0$ . Зарядим от внешнего источника конденсатор до напряжения  $E$  и затем замкнем цепь (рис. 5.1, б). При выполнении данных условий уравнение (5.8) примет вид

$$\frac{d^2y}{dt^2} + \omega_0^2 y = 0, \quad (5.9)$$

где при  $t = 0$  величина  $y(0) = E$ .

Решением уравнения (5.9) является

$$y = E \cos \omega_0 t. \quad (5.10)$$

Взяв вторую производную от  $y(t)$  и подставив ее в уравнение (5.9), убедимся в правильности принятого решения:

$$\frac{dy}{dt} = -E\omega_0 \sin(\omega_0 t); \quad \frac{d^2y}{dt^2} = -E\omega_0^2 \cos(\omega_0 t).$$

Усложним задачу, приняв во внимание сопротивление  $r$ , вносящее затухания в колебания. В этом случае уравнение (5.9) и его решение примут вид

$$\frac{d^2y}{dt^2} + 2\alpha \frac{dy}{dt} + \omega_0^2 y = 0,$$

где при  $t = 0$  величина  $y(0) = E$ ;

$$y = Ee^{-\alpha t} \cos(\omega_1 t), \quad (5.11)$$

где  $\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = \omega_0 \sqrt{1 - 1/(4Q^2)}$ .

Согласно (5.11) колебания из-за потерь в контуре со временем затухают. При этом частота автоколебаний  $\omega_1$  несколько отличается от резонансной частоты  $\omega_0$ , которая должна быть  $\omega_0 > \alpha$ . При  $\alpha \rightarrow 0$  частота  $\omega_1 = \omega_0$ , а амплитуда постоянна. Графики функций (5.10) и (5.11) показаны на рис. 5.4, а, б.

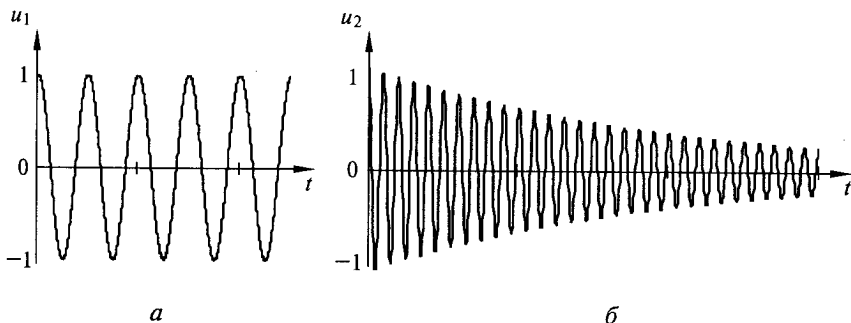


Рис. 5.4

**Воздействие напряжения  $e(t) = E_m \sin(\omega_2 t)$ .** В этом случае дифференциальное уравнение, описывающее процессы в последовательном колебательном контуре (см. рис. 5.1, а), согласно (5.8) примет вид

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + 2\alpha \frac{dy}{dt} + \omega_0^2 y = \omega_0^2 E_m \sin(\omega_2 t). \quad (5.12)$$

Решение уравнения (5.12) находится в виде суммы двух составляющих: свободной  $u_1(t)$ , связанной с собственными автоколебаниями в цепи и определяемой подобно (5.11), и вынужденной  $u_2(t)$ , определяемой внешним воздействием:

$$y(t) = u_1(t) + u_2(t) = U_1 e^{-\alpha t} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2). \quad (5.13)$$

Согласно (5.13) амплитуда свободной составляющей со временем затухает, вынужденной — имеет постоянное значение. Решение уравнения (5.12) можно найти по программе, приведенной на рис. 5.5.

В программе приняты следующие обозначения:

$U_0, f_2, T$  — амплитуда, частота и длительность внешнего сигнала в (5.12);

$f_0$  — резонансная частота  $f_0$  (5.2) (при размерности частоты в Гц, кГц или МГц время соответственно в с, мс или мкс);

$Q$  — добротность электрической цепи  $Q$ ;

$\tau_k$  — значение текущей фазы, соответствующее длительности  $T$ ;

$K(f)$  — комплексный коэффициент передачи цепи  $K(j\omega)$  (4.11);

$A(f)$  — модуль комплексного коэффициента передачи — амплитудно-частотная характеристика;

$\theta(f)$  — фаза комплексного коэффициента передачи (в градусах) — фазочастотная характеристика;

$\tau$  — текущая фаза  $\varphi = \omega t$ ;

$y_0$  — напряжение на емкости  $y(t) = u_C(t)$ ;

$y_1$  — производная от  $y(t)$ .

$$U0 := 1 \quad f0 := 150 \quad Q := 30 \quad f2 := 130 \quad T := 0.2 \quad y := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$a_0 := (2 \cdot \pi)^2 \cdot f0^2 \quad b_0 := a_0 \quad b_1 := \frac{(2 \cdot \pi \cdot f0)}{Q} \quad b_2 := 1$$

$$j := \sqrt{-1} \quad p(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \quad K(f) := \frac{a_0}{(b_0 + b_1 \cdot p(f) + b_2 \cdot p(f)^2)}$$

$$A(f) := |K(f)| \quad \theta(f) := \arg(K(f)) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right) \quad \tau_k := 2 \cdot \pi \cdot f2 \cdot T$$

$$\tau_k = 163.363 \quad \gamma := \frac{f0}{f2} \quad \Phi(\tau) := \begin{cases} (U0 \cdot \sin(\tau)) & \text{if } 0 \leq \tau \leq \tau_k \\ 0 & \text{if } \tau > \tau_k \end{cases}$$

$$\Psi(\tau, y) := \begin{bmatrix} y_1 \\ -\left(\frac{\gamma}{Q}\right) \cdot y_1 - \gamma^2 \cdot y_0 + \gamma^2 \cdot \Phi(\tau) \end{bmatrix}$$

$$Y := \text{rkfixed}(y, 0, 300, 3000, \Psi)$$

	0	1	2
0	0	0	0
1	0.1	$2.216 \cdot 10^{-4}$	$6.635 \cdot 10^{-3}$
2	0.2	$1.764 \cdot 10^{-3}$	0.026
3	0.3	$5.912 \cdot 10^{-3}$	0.059
4	0.4	0.014	0.103
5	0.5	0.027	0.157
6	0.6	0.046	0.222
7	0.7	0.071	0.293
8	0.8	0.105	0.371
9	0.9	0.146	0.453
10	1	0.195	0.537

Рис. 5.5

В составленной программе (см. рис. 5.5) решение линейного дифференциального уравнения (5.12) проводится с помощью метода Рунге-Кутты 4-го порядка путем обращения к функции `rkfixed` в пакете программ `Mathcad` [1].

Сначала проводится расчет и построение амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик в точном соответствии с аналогичным расчетом по программе, представленной на рис. 4.10, что позволяет определить влияние частотной характеристики цепи на временные.

Результаты решений по программе на рис. 5.5 для трех случаев приведены на рис. 5.6. В первом примере (см. рис. 5.6, *а*) резонансная частота ( $f_0 = 150$ ) и частота внешнего воздействия ( $f_2 = 130$ ) различны, в результате чего во время переходного процесса в колебаниях возникают биения с разностной частотой ( $f_0 - f_2$ ). Во втором и третьем примерах (см. рис. 5.6, *б*, *в*) частоты  $f_0$  и  $f_2$  равны ( $f_0 = f_2 = 150$ ), и поэтому в цепи возникает резонанс, сопровождающийся резким увеличением амплитуды колебаний. Второй пример от третьего отличается значением добротности цепи  $Q$  (на рис. 5.6, *а*, *б*  $Q = 30$ ; на рис. 5.6, *в*  $Q = 10$ ).

Согласно рис. 5.6, *б*, *в* при резонансе амплитуда напряжения на конденсаторе

$$U_{Cm} = QE_m,$$

где  $E_m$  — амплитуда внешнего сигнала в (5.12), т.е. имеет место резонанс напряжений.

Для реактивной и активной мощностей при резонансе в цепи получим

$$P_p = 0,5U_{Cm}^2/|X_C| = 0,5E_m^2Q^2\omega C; P_a = 0,5U_R^2/r = 0,5E_m^2/r,$$

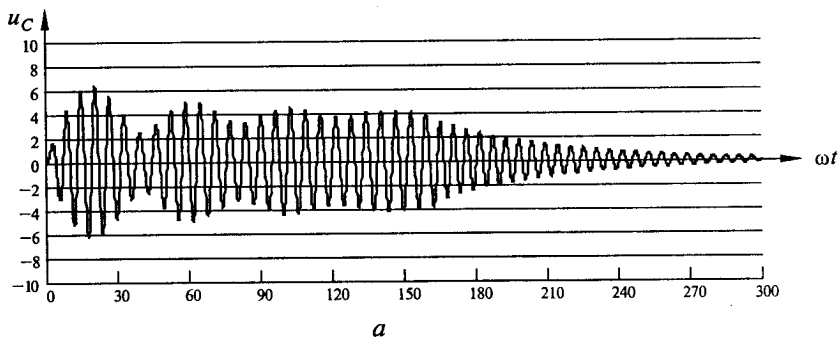
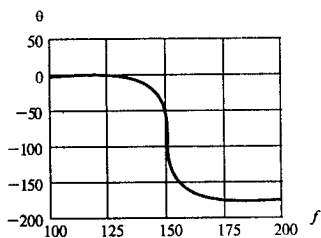
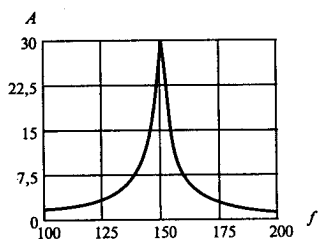
т.е. отношение  $P_p/P_a = Q$ . Резкое (в  $Q$  раз) возрастание амплитуды напряжения на реактивном элементе и реактивной мощности при резонансе является характерной особенностью последовательной колебательной электрической цепи. Данное обстоятельство необходимо учитывать при выборе реактивных элементов, входящих в колебательные контуры.

Определим время переходного процесса в цепи при резонансе. Согласно (5.13) переходный процесс можно считать законченным при  $\alpha t_{пер} = 3$ . С учетом выражения для  $\alpha$  [см. (5.8)] длительность переходного процесса

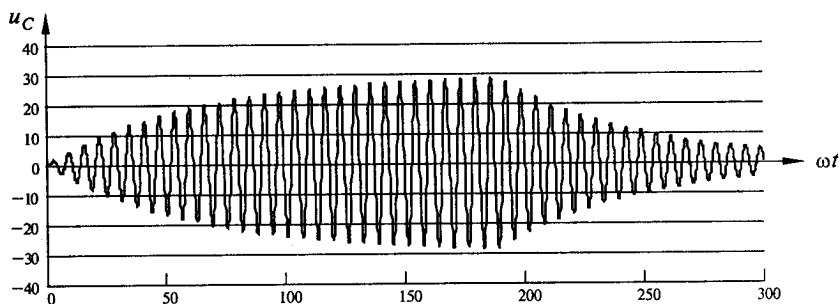
$$\varphi_{пер} = 2\pi f_0 t_{пер} = 2\pi f_0 \frac{3}{\alpha} = 2\pi f_0 \frac{3 \cdot 2Q}{2\pi f_0} = 6Q \quad (5.14)$$

или  $t_{пер} = Q/f_0$ .

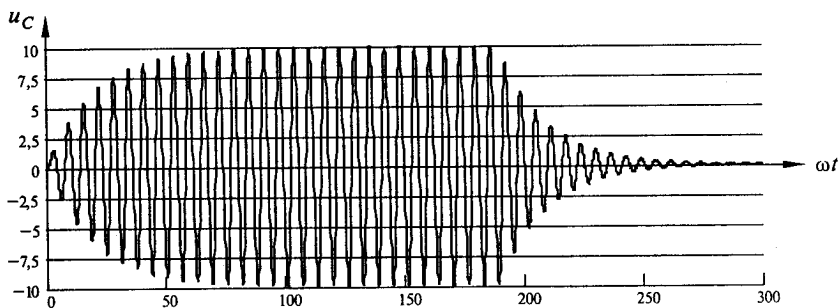
Согласно (5.14) при  $Q = 30$  имеем  $\varphi_{пер} = 180$  рад, при  $Q = 10$  величина  $\varphi_{пер} = 60$  рад. Справедливость данного результата под-



*a*



*б*



*в*

Рис. 5.6

тверждают графики на рис. 5.6, б, в. Таким образом, чем больше добротность цепи, тем дольше длится переходный процесс.

Полученный результат можно рассматривать и как искажение прямоугольного ВЧ импульса при прохождении им колебательной цепи. Чем больше добротность  $Q$  цепи, т.е. уже его полоса пропускания, тем больше растягиваются фронт и срез импульса. Такой случай для цепи на рис. 5.1, а рассчитан по программе приведенной на рис. 5.5. На рис. 5.7, а—в соответственно показаны входной импульс, выходной импульс при  $Q = 5$ , выходной импульс при  $Q = 50$ .

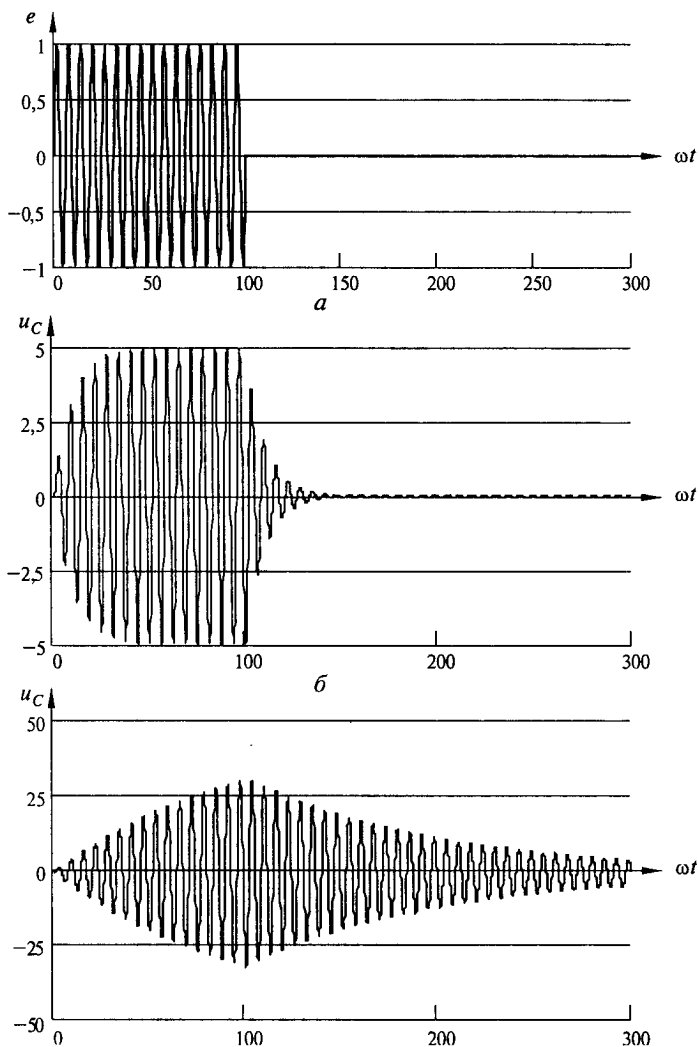


Рис. 5.7

## 5.2. Параллельный колебательный контур

Схема параллельного колебательного контура приведена на рис. 5.8.

В ней все потери учитываются с помощью активного сопротивления  $R$ , включенного параллельно реактивным элементам.

Комплексные проводимость и сопротивление контура:

$$Y = (1/R) + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = (1/R) + j\omega C \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right) = \frac{1 + jQ\Delta}{R}; \quad (5.15)$$

$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{R}{(1 + jQ\Delta)} = R_{\text{ЭКВ}} + jX_{\text{ЭКВ}},$$

где  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  — резонансная частота;  $\Delta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0}$  —

относительная расстройка частоты;  $Q = R\omega_0 C = \frac{R}{\omega_0 L}$  — добротность цепи.

Из (5.15) получим соответственно модуль, фазу, действительную и мнимую части комплексного сопротивления

$$|Z| = \frac{R}{\sqrt{1 + Q^2\Delta^2}}; \quad (5.16)$$

$$\varphi = -\text{arctg}(Q\Delta); \quad (5.17)$$

$$R_{\text{ЭКВ}} = \text{Re } Z = \frac{R}{1 + Q^2\Delta^2}; \quad X_{\text{ЭКВ}} = \text{Im } Z = -\frac{RQ\Delta}{1 + Q^2\Delta^2}. \quad (5.18)$$

На рис. 5.9 приведена программа по расчету графиков функций (5.16) — (5.18).

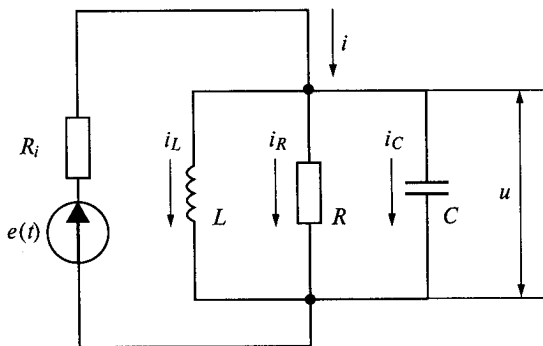


Рис. 5.8

$Q1 := 100$	$Q2 := 20$	$\Delta(x) := x - \frac{1}{x}$
$M1(x) := \frac{1}{\sqrt{1 + Q1^2 \cdot (\Delta(x))^2}}$		$\theta 1(x) := -\left(\frac{180}{\pi}\right) \cdot \text{atan}(Q1 \cdot \Delta(x))$
$M2(x) := \frac{1}{\sqrt{1 + Q2^2 \cdot (\Delta(x))^2}}$		$\theta 2(x) := -\left(\frac{180}{\pi}\right) \cdot \text{atan}(Q2 \cdot \Delta(x))$
$RE1(x) := \frac{1}{1 + Q1^2 \cdot (\Delta(x))^2}$		$XE1(x) := \frac{-Q1 \cdot \Delta(x)}{1 + Q1^2 \cdot (\Delta(x))^2}$
$RE2(x) := \frac{1}{1 + Q2^2 \cdot (\Delta(x))^2}$		$XE2(x) := \frac{-Q2 \cdot \Delta(x)}{1 + Q2^2 \cdot (\Delta(x))^2}$

Рис. 5.9

В программе приняты следующие обозначения:

$Q1, Q2$  — любые значения добротности, при которых проводится расчет;

$M1$  и  $M2$  — модули комплексного сопротивления (5.16), нормированные относительно сопротивления  $R$ ;

$\theta 1, \theta 2$  — фазы комплексного сопротивления (5.17), °;

$RE1, RE2, XE1, XE2$  — действительные и мнимые части комплексного сопротивления (5.18), нормированные относительно сопротивления  $R$ ;

$x = f/f_0$  — относительное значение частоты сигнала.

На рис. 5.10 по программе, приведенной на рис. 5.9, построены графики функций при двух значениях добротности:  $Q = 100$  и  $20$ . Все графики нормированы относительно значения активного сопротивления  $R$ .

Из графиков следует, что при большей добротности сужается амплитудная характеристика и круче становится фазовая характеристика. Согласно (5.16) и графикам при  $Q \gg 1$  полоса пропускания контура, измеренная по уровню 0,707 от максимума амплитудной характеристики, составляет:  $\Delta f_{пр} = f_0/Q$ . При резонансе ( $f = f_0$ ) эквивалентное сопротивление контура содержит только активную составляющую  $R_{экв}$ , а реактивная  $X_{экв} = 0$ . При частоте сигнала  $f > f_0$  или  $x > 1$  значение  $X_3 < 0$ , поэтому к активному сопротивлению добавляется емкость; при  $f < f_0$  или  $x < 1$  значение  $X_3 > 0$ , поэтому  $X_3$  соответствует индуктивность.



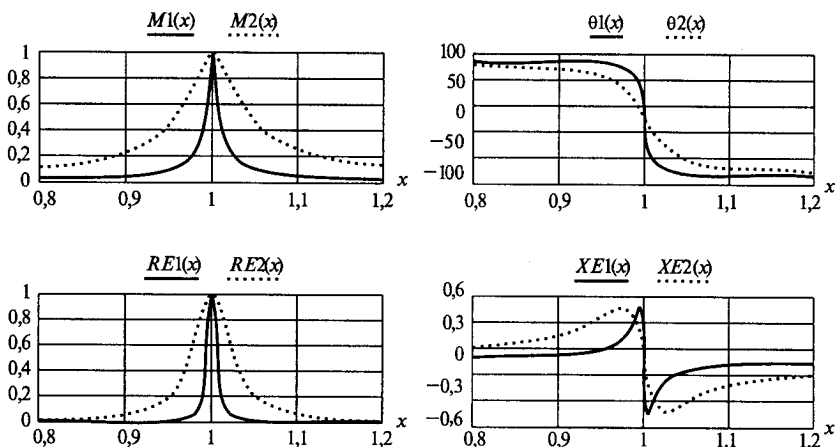


Рис. 5.10

Исследуем временные характеристики параллельного контура, составив дифференциальное уравнение для схемы на рис. 5.8. Для тока в общей цепи запишем

$$i(t) = i_C + i_R + i_L, \quad (5.19)$$

где  $i_C$ ,  $i_R$ ,  $i_L$  — ток, протекающий через конденсатор, сопротивление и индуктивность.

В соответствии с законами электротехники для этих трех токов запишем

$$i_C = C \frac{du}{dt}; \quad i_R = \frac{u}{r}; \quad i_L = \frac{1}{L} \int u dt,$$

где  $u$  — напряжение на контуре (см. рис. 5.8).

Подставив полученные данные в (5.19), получим уравнение

$$C \frac{du}{dt} + \frac{u}{R} + \frac{1}{L} \int u dt = i(t),$$

которое после дифференцирования левой и правой частей примет вид

$$C \frac{d^2u}{dt^2} + \frac{1}{R} \frac{du}{dt} + \frac{1}{L} u = \frac{di(t)}{dt} \quad \text{или} \quad \frac{d^2y}{dt^2} + 2\alpha \frac{dy}{dt} + \omega_0^2 y = \frac{1}{C} \frac{di(t)}{dt}, \quad (5.20)$$

где  $\alpha = \frac{1}{2RC} = \frac{\omega_0}{2Q}$  — постоянная затухания;  $y = u$  — напряжение на контуре.

Рассмотрим два случая воздействия на цепь: постоянного напряжения и синусоидального сигнала частотой  $\omega$ .

**Воздействие постоянного напряжения.** Поскольку при нулевой правой части уравнение (5.20) совершенно идентично уравнению (5.8), описывающему процессы в последовательном колебательном контуре, то полученные ранее результат (5.11) и графики на рис. 5.4 полностью переносятся и на параллельный колебательный контур.

**Воздействие от генератора переменного тока  $i(t) = I_m \sin(\omega_2 t)$ .** В этом случае дифференциальное уравнение, описывающее процессы в параллельном колебательном контуре (см. рис. 5.8), согласно (5.20) примет вид

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + 2\alpha \frac{dy}{dt} + \omega_0^2 y = \frac{1}{C} \omega_2 I_m \cos(\omega_2 t). \quad (5.21)$$

Уравнение (5.21) отличается от (5.12) только правой частью и поэтому его решение также находится в виде суммы двух составляющих согласно (5.13): свободной  $u_1(t)$ , связанной с собственными автоколебаниями в цепи и определяемой подобно (5.11), и вынужденной  $u_2(t)$ , определяемой внешним воздействием.

Согласно (5.13) амплитуда свободной составляющей со временем затухает, вынужденной — имеет постоянное значение. Решение уравнения (5.21) можно найти по программе, приведенной на рис. 5.11.

В программе приняты следующие обозначения:

$I_m, f_2, T$  — амплитуда, частота и длительность внешнего сигнала в (5.21);

$f_0$  — резонансная частота  $f_0$ , см. (5.15) (при размерности частоты в Гц, кГц или МГц время соответственно в с, мс или мкс);

$Q$  — добротность электрической цепи  $Q$ ;

$R$  — сопротивление контура при резонансе, Ом;

$\tau_k$  — значение текущей фазы, соответствующее длительности  $T$ ;

$M(f)$  — амплитудно-частотная характеристика контура (5.16);

$\theta(f)$  — фазочастотная характеристика контура (5.17);

$\tau$  — текущая фаза  $\varphi = \omega t$ ;

$y_0$  — напряжение на контуре  $y(t) = u(t)$ ;

$y_1$  — производная от  $y(t)$ .

В программе на рис. 5.11 решение линейного дифференциального уравнения (5.21) проводится с помощью метода Рунге-Кутты 4-го порядка путем обращения к функции `rkfixed` в пакете программ `Mathcad` [1].

Сначала проводится расчет и построение амплитудно- и фазочастотной характеристик в точном соответствии с аналогичным расчетом по программе, представленной на рис. 5.9, что позволяет определить влияние частотной характеристики цепи на временные характеристики.

Результаты решения по программе на рис. 5.11 для трех случаев при одном и том же значении  $R = 300$  Ом приведены на рис. 5.12.

$$IM := 1 \quad f0 := 150 \quad Q := 30 \quad R := 300$$

$$f2 := 130 \quad T := 0.3 \quad y := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \Delta(f) := \begin{pmatrix} f \\ f0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} f0 \\ f \end{pmatrix}$$

$$M(f) := \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \cdot \Delta(f)^2}} \quad \theta(f) := -\left(\frac{180}{\pi}\right) \cdot \text{atan}(Q \cdot \Delta(f))$$

$$\tau_k := 2 \cdot \pi \cdot f2 \cdot T \quad \tau_k = 245.044 \quad \gamma := \frac{f0}{f2}$$

$$\Phi(\tau) := \begin{cases} (IM \cdot \cos(\tau)) & \text{if } 0 \leq \tau \leq \tau_k \\ 0 & \text{if } \tau > \tau_k \end{cases}$$

$$\Psi(\tau, y) := \begin{bmatrix} y_1 \\ -\left(\frac{\gamma}{Q}\right) \cdot y_1 - \gamma^2 \cdot y_0 + \gamma \cdot \left(\frac{R}{Q}\right) \cdot \Phi(\tau) \end{bmatrix}$$

$$Y := \text{rkfixed}(y, 0, 500, 5000, \Psi)$$

	0	1	2
0	0	0	0
1	0.1	0.058	1.147
2	0.2	0.228	2.263
3	0.3	0.508	3.322
4	0.4	0.89	4.299
5	0.5	1.364	5.17
6	0.6	1.92	5.914
7	0.7	2.542	6.512
8	0.8	3.217	6.947
9	0.9	3.926	7.206
10	1	4.652	7.278

Рис. 5.11

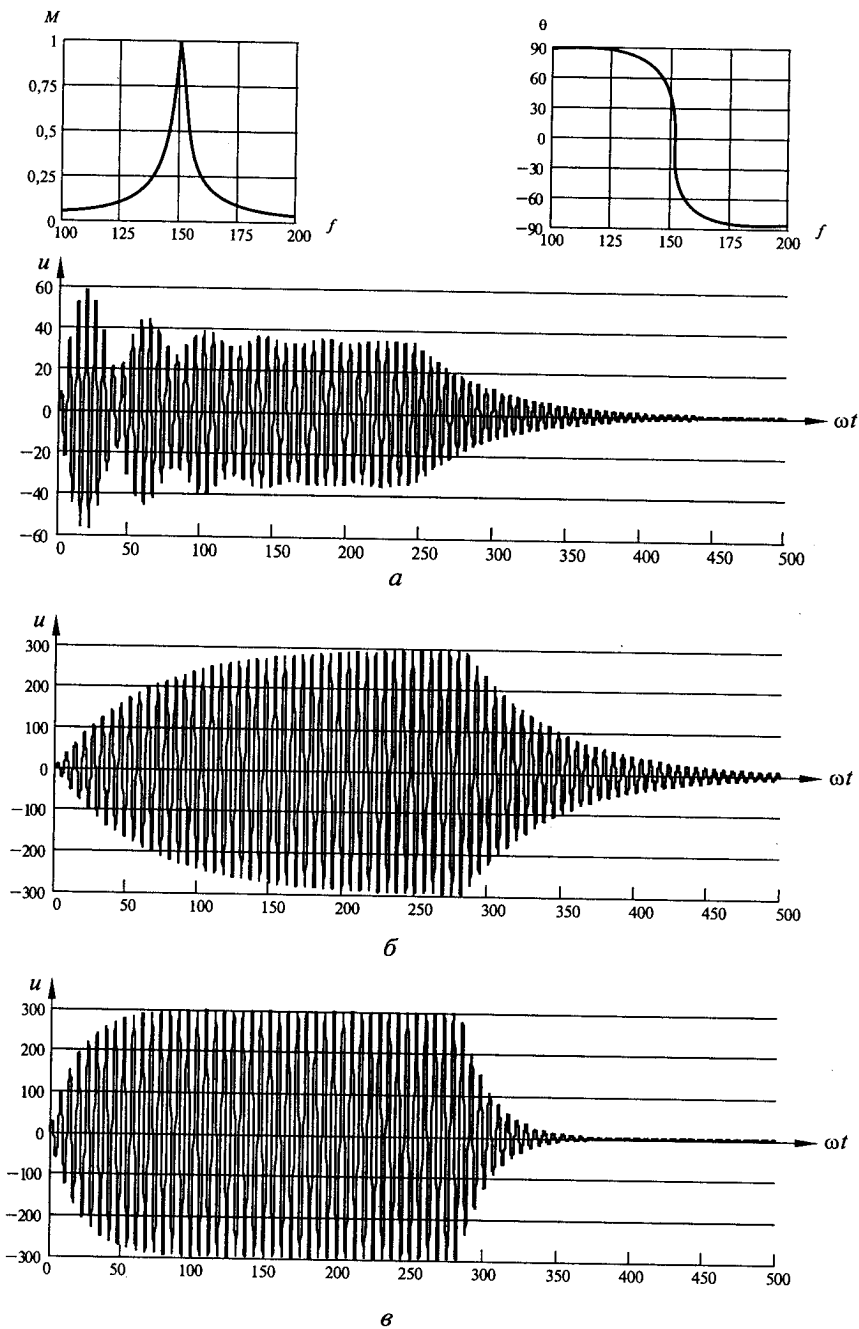


Рис. 5.12

В первом примере (см. рис. 5.12, *а*) добротность  $Q = 30$ , резонансная частота ( $f_0 = 150$ ) и частота внешнего воздействия ( $f_2 = 130$ ) различны, в результате чего во время переходного процесса в колебаниях возникают биения с разностной частотой ( $f_0 - f_2$ ). Во втором и третьем примерах (см. рис. 5.12, *б*, *в*) частоты  $f_0$  и  $f_2$  равны ( $f_0 = f_2 = 150$ ), поэтому в цепи возникает резонанс, сопровождающийся резким увеличением амплитуды колебаний. Эти примеры отличаются лишь разными значениями добротности цепи  $Q$  (на рис. 5.12, *б*  $Q = 30$ ; на 5.12, *в*  $Q = 10$ ). Время переходного процесса в контуре зависит от добротности и определяется выражением (5.14).

Согласно рис. 5.12, *б* при резонансе амплитуда напряжения на контуре

$$U_m = RI_m = \rho QI_m,$$

где  $I_m$  — амплитуда внешнего генератора тока (см. рис. 5.8) в (5.12);  $\rho = 1/(\omega_0 C) = \omega_0 L$  — волновое сопротивление контура.

Амплитуда контурного тока, протекающего при резонансе через конденсатор и индуктивность:

$$I_k = U/\rho = U\omega_0 C = U/(\omega_0 L) = QI_m. \quad (5.22)$$

Согласно (5.22) в параллельном колебательном контуре имеет место резонанс токов, вследствие чего амплитуда контурного тока в  $Q$  раз больше амплитуды тока внешнего генератора. Как и в последовательном контуре, в  $Q$  раз возрастает и реактивная мощность по отношению к активной.

**Сравнительный анализ последовательного и параллельного колебательных контуров.** В обоих контурах резонанс наступает при равенстве частоты внешнего сигнала резонансной частоте

$$\omega_2 = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}.$$

При резонансе последовательный контур имеет малое сопротивление  $r$ , параллельный — большое  $R = \rho Q$ , где  $Q$  — добротность контура.

Резонанс в контурах сопровождается резким (в  $Q$  раз) увеличением напряжения на реактивном элементе в контуре последовательного типа или тока в контуре параллельного типа. В то же число раз, равное  $Q$ , увеличивается и реактивная мощность в цепи по сравнению с активной мощностью.

Чем больше значение добротности  $Q$ , тем в обоих контурах уже амплитудно-частотная характеристика контура и круче фазочастотная (см. рис. 5.3 и 5.10), больше время нарастания и спада колебаний (см. рис. 5.6 и 5.12). При этом полоса пропускания кон-

туров определяется выражением  $\Delta f_{\text{пр}} = f_0/Q$ , а время установления амплитуды колебаний  $t_{\text{пер}} = Q/f_0$ .

Такая идентичность в свойствах контуров объясняется тем, что протекающие в них процессы описываются, по существу, одинаковыми дифференциальными уравнениями (5.12) и (5.21), различающимися только правой частью, определяющей внешний сигнал.

### 5.3. Связанные контуры

Помимо двух элементарных типов контуров — последовательного (см. рис. 5.1) и параллельного (см. рис. 5.8), в радиотехнических устройствах применяются и более сложные колебательные системы. К их числу относятся цепи, представляющие собой комбинацию из двух и более связанных между собой элементарных контуров. При этом возможны следующие виды связи между контурами: трансформаторная (рис. 5.13, а), емкостная (рис. 5.13, б), в виде последовательного контура (рис. 5.13, в).

Степень связи между контурами характеризуется коэффициентом  $k_{\text{св}}$ . При трансформаторной связи (см. рис. 5.13, а)

$$k_{\text{св}} = M/\sqrt{L_1 L_2},$$

где  $M$  — взаимная индуктивность;  $L_1, L_2$  — индуктивности контуров.

Цепи, представленные на рис. 5.13, позволяют получить более качественные характеристики по сравнению с контурами элементарного типа. Так, настроив связанные между собой контуры на разные резонансные частоты, можно расширить их полосу пропускания и получить крутые скаты амплитудно-частотной характеристики. Примеры таких характеристик соответственно для одиночного и двух связанных между собой контуров приведены на рис. 5.14, а, б.

По сравнению с одиночным контуром в связанных контурах протекают более сложные процессы в переходном режиме, что

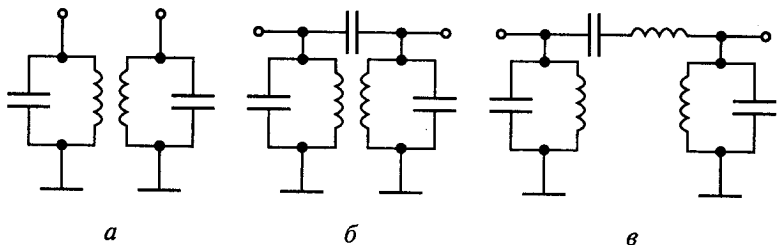


Рис. 5.13

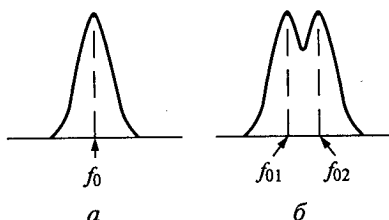


Рис. 5.14

вызвано одновременным существованием нескольких колебаний с разными частотами. Связанные контуры используются в основном в качестве фильтров (см. гл. 6).

### Контрольные вопросы

1. Какая система называется колебательной?
2. Когда наступает резонанс в колебательной системе?
3. Изобразите последовательный колебательный контур.
4. Изобразите параллельный колебательный контур.
5. Чему равна резонансная частота в колебательном контуре?
6. Чему равна добротность последовательного колебательного контура?
7. Чему равна добротность параллельного колебательного контура?
8. Определите амплитудно-частотную характеристику последовательного колебательного контура.
9. Определите фазочастотную характеристику последовательного колебательного контура.
10. Как протекает переходный процесс в последовательном колебательном контуре?
11. Что такое вынужденная и свободная составляющие колебаний в переходном процессе?
12. Как изменяется амплитуда свободной составляющей со временем?
13. Как изменяется амплитуда вынужденной составляющей со временем?
14. Чему равно время переходного процесса?
15. Определите амплитудно-частотную характеристику параллельного колебательного контура.
16. Определите фазочастотную характеристику параллельного колебательного контура.
17. Как влияет добротность на характеристики параллельного колебательного контура?
18. Как определить полосу пропускания параллельного колебательного контура?
19. Как протекает переходный процесс в параллельном колебательном контуре?
20. Что такое связанные контуры и как выглядит их амплитудно-частотная характеристика?

### 6.1. Назначение и классификация фильтров

Назначение фильтра состоит в том, чтобы пропускать сигналы в определенной полосе частот и задерживать в других. С помощью фильтров осуществляется настройка на выбранный канал приема и обработка сигналов: выделение полезных спектральных составляющих и подавление вредных (см. рис. 2.17).

Исходя из устройства и физических принципов работы различают следующие основные типы фильтров:

в виде цепей с реактивными элементами сосредоточенного типа — емкостями и индуктивностями (в основном в диапазоне частот до 300 МГц);

в виде цепей с элементами распределенного типа — отрезками фидерных линий и волноводов (в основном в диапазоне частот выше 300 МГц, см. гл. 7);

с использованием явления распространения поверхностных акустических волн (ПАВ) в пьезоэлектрических кристаллах;

активные, выполненные на основе операционных усилителей с обратной связью;

цифровые на основе элементов цифровой техники и микропроцессора.

Основными характеристиками фильтра являются:

зависимость вносимого им затухания от частоты сигнала;

амплитудно-частотная характеристика;

фазочастотная характеристика, т. е. зависимость сдвига сигнала по фазе от частоты.

Остановимся подробнее на данных характеристиках, обратившись к схеме на рис. 6.1, а, в которой фильтр представлен в виде четырехполюсника, включенного между генератором и нагрузкой.

При использовании в качестве фильтра реактивного четырехполюсника активными потерями в нем можно пренебречь. Баланс мощностей сигналов в таком фильтре (см. рис. 6.1, а) можно представить в виде равенства

$$P_{\text{г.ном}} = P_{\text{н}} + P_{\text{отр}}, \quad (6.1)$$

где  $P_{\text{г.ном}} = (E_i)^2/8R_i$  — номинальная, т. е. максимально отдаваемая мощность источника сигнала — генератора с амплитудой  $E_i$  и внутренним сопротивлением  $R_i$ ;  $P_{\text{н}}$  — мощность, передаваемая в нагрузку;  $P_{\text{отр}}$  — мощность, отраженная от входа фильтра.



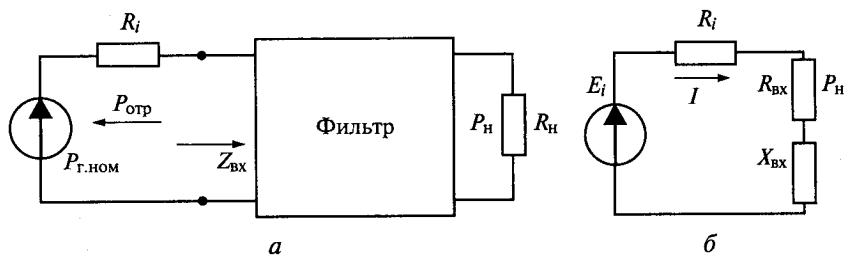


Рис. 6.1

Согласно (6.1) коэффициент передачи мощности от генератора в нагрузку:  $K_{\Pi} = P_{\text{н}}/P_{\text{Г.НОМ}}$ . Величина, обратная  $K_{\Pi}$ , есть затухание фильтра:  $B_3 = P_{\text{Г.НОМ}}/P_{\text{н}}$ .

Пределы изменения величины  $K_{\Pi}$  от 0 до 1, а  $B_3$  от 1 до  $\infty$ . Затухание принято выражать в децибелах (дБ):

$$b_3 = 10 \lg B_3 = 10 \lg (P_{\text{Г.НОМ}}/P_{\text{н}}) = -10 \lg (K_{\Pi}). \quad (6.2)$$

Согласно (6.2) затухание  $b_3$  может меняться в пределах  $0 \dots \infty$ . Зависимость  $b_3$  от частоты сигнала  $f$  есть характеристика затухания фильтра:  $b_3 = \Phi(f)$ .

Очевидно, что в идеальном случае фильтр должен иметь в полосе пропускания  $b_3 = 0$ , а в полосе заграждения  $b_3 = \infty$ .

От схемы на рис. 6.1, а перейдем к эквивалентной схеме на рис. 6.1, б, где четырехполюсник с нагрузкой заменен входным сопротивлением  $Z_{\text{вх}}(f) = R_{\text{вх}}(f) + jX_{\text{вх}}(f)$ , зависящим от частоты. Поскольку активными потерями в самом реактивном четырехполюснике пренебрегаем, то мощность  $P_{\text{н}}$  есть мощность, рассеиваемая в сопротивлении  $R_{\text{вх}}$ . Мощность  $P_{\text{н}}$ , коэффициент передачи по мощности сигнала  $K_{\Pi}(f)$  и затухания  $B(f)$  (см. рис. 6.1) запишем в следующем виде:

$$P_{\text{н}} = \frac{1}{2} I^2 R_{\text{вх}}(f) = \frac{1}{2} \frac{E_i^2}{|R_i + Z_{\text{вх}}(f)|^2} R_{\text{вх}}(f);$$

$$K_{\Pi}(f) = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{Г.НОМ}}} = \frac{4R_{\text{вх}}(f)R_i}{|R_i + Z_{\text{вх}}(f)|^2}; \quad (6.3)$$

$$B(f) = 1/K_{\Pi}(f) \text{ или } b_3 = 10 \lg B(f) = -10 \lg K_{\Pi}(f). \quad (6.4)$$

В зависимости от характеристики затухания и выполняемой функции различают следующие типы фильтров: полосовой (полоснопропускающий), режекторный (полоснозаграждающий), нижних и верхних частот. Идеальные и реальные характеристики затухания  $b_3 = \Phi(f)$  таких фильтров приведены соответственно на

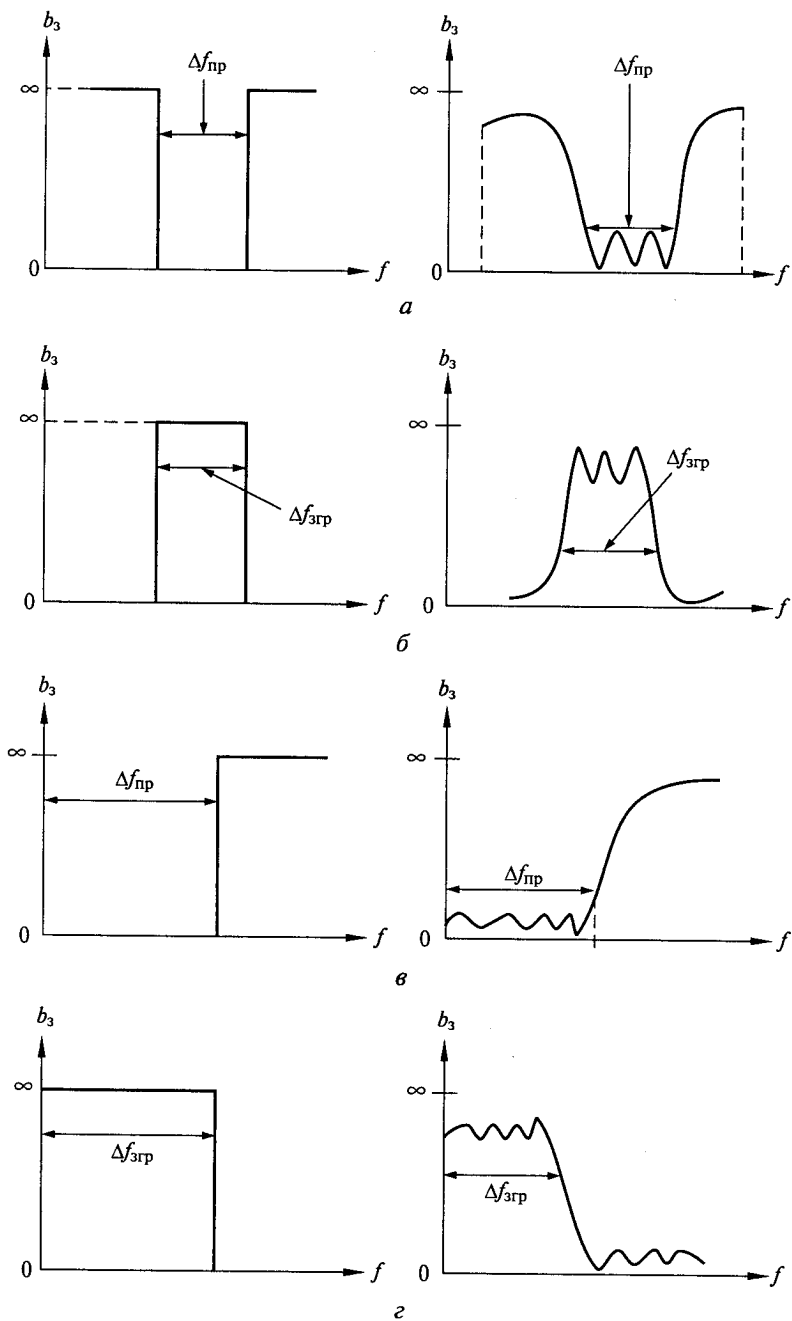


Рис. 6.2

рис. 6.2, а—г. Следует заметить, что получить идеальные характеристики с помощью физически реализуемых цепей невозможно. Такие характеристики следует рассматривать только как теоретический предел, к которому следует стремиться.

Согласно характеристикам, приведенным на рис. 6.2, фильтры имеют полосу пропускания ( $\Delta f_{\text{пр}}$ ) и полосу заграждения ( $\Delta f_{\text{згр}}$ ).

Практически в состав всех радиотехнических устройств в качестве неизменного звена входят фильтры. К числу наиболее характерных примеров их применения относятся фильтры:

полосового типа на входе радиоприемного устройства для защиты от сигналов различных внешних источников, в том числе других радиостанций;

полосового типа в усилителе промежуточной частоты с полосой пропускания, равной ширине спектра усиливаемого сигнала; нижних частот в демодуляторе сигнала, включаемые после детектора;

верхних и нижних частот в усилителях звуковых частот, улучшающие качество воспроизведения речи и музыки;

полосового типа на выходе радиопередатчика, подавляющие побочные излучения;

цифровые в блоках обработки сигналов.

В одних случаях, например в усилителях промежуточной частоты радиоприемника, важно получить близкую к прямоугольной амплитудно-частотную характеристику фильтра.

В других случаях, например в телевизионных радиоприемниках, помимо АЧХ, важное значение имеет также фазочастотная характеристика фильтра. В радиопередатчиках, например, основной является характеристика затухания  $b_3 = \Phi(f)$  (6.4), поскольку здесь важно свести к минимуму потери в полосе пропускания, ибо иначе в антенну поступит полезный сигнал меньшей мощности.

Для снижения затухания необходимо выполнить следующее условие:  $Z_{\text{вх}} = R_i$ , где  $Z_{\text{вх}}$  — входное сопротивление фильтра (см. рис. 6.1). Таким образом, в этом случае фильтр выполняет не только функцию фильтрации, но и согласования в полосе пропускания.

Помимо четырех основных типов фильтров, характеристики затухания которых приведены на рис. 6.2, существуют и более сложные варианты их построения, например фильтры-мульти-

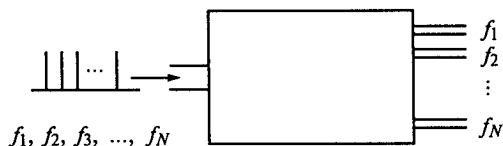


Рис. 6.3

плексеры, разделяющие по разным каналам входной многочастотный сигнал. Такой фильтр имеет один общий вход, на который поступает многочастотный сигнал, и  $N$  выходов, в каждый из которых должен пройти только один сигнал из общей «пачки»: на выход 1 — с частотой  $f_1$ , на выход 2 — с частотой  $f_2$ , ..., на выход  $N$  — с частотой  $f_N$  (рис. 6.3).

С помощью таких фильтров-мультиплексеров происходит разделение сигналов по различным каналам в системах радиосвязи многостанционного доступа с частотным уплотнением [1].

## 6.2. Фильтры нижних и верхних частот

**Фильтр нижних частот.** Идеальная и реальная характеристики затухания фильтра нижних частот (ФНЧ) приведены на рис. 6.2, в. Типовая схема ФНЧ, включающая  $N$  звеньев, приведена на рис. 6.4, а. Чем больше звеньев, тем ближе к прямоугольной может быть получена АЧХ фильтра.

Определим характеристики однозвенного  $LC$ -фильтра (см. рис. 6.4, б). При равных емкостях входное сопротивление такого  $\Pi$ -образного фильтра нижних частот

$$Z_{\text{вх}} = \frac{(X_L X_C + X_L R_H + X_C R_H) X_C}{X_L X_C + X_L R_H + 2X_C R_H + X_C^2} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}}, \quad (6.5)$$

где  $X_L = j\omega L$ ,  $X_C = 1/(j\omega C)$ .

Введем следующие понятия: частота среза и волновое сопротивление фильтра:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

При частоте  $\omega = \omega_0$  имеем:  $|X_L| = |X_C| = \rho$ ;  $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} = \rho^2/R_H$ .

Программа по расчету согласно (6.3)—(6.5) характеристики затухания и входного сопротивления однозвенного  $LC$ -фильтра нижних частот (рис. 6.4, б) приведена на рис. 6.5.

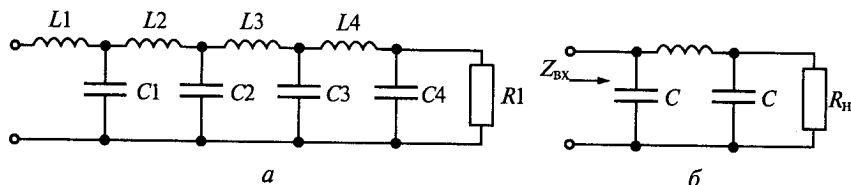


Рис. 6.4

$$\begin{aligned}
 f_0 &:= 10\,000 & \rho &:= 50 & RH &:= 50 & RI &:= 50 \\
 C &:= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \rho} & L &:= \frac{\rho}{2 \cdot \pi \cdot f_0} & j &:= \sqrt{-1} \\
 C &= 3.183 \times 10^{-7} & L &= 7.958 \times 10^{-4} & XL(x) &:= j \cdot 2 \cdot \pi \cdot x \cdot f_0 \cdot L \\
 XC(x) &:= \begin{cases} \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot x \cdot f_0 \cdot C} & \text{if } x > 0.0001 \\ 10^8 & \text{if } x \leq 0.0001 \end{cases} \\
 Z(x) &:= \frac{(XL(x) \cdot XC(x) + XL(x) \cdot RH + XC(x) \cdot RH) \cdot XC(x)}{XL(x) \cdot XC(x) + XL(x) \cdot RH + 2 \cdot XC(x) \cdot RH + XC(x)^2} \\
 R(x) &:= \operatorname{Re}(Z(x)) & X(x) &:= \operatorname{Im}(Z(x)) & Z(x) &:= R(x) + j \cdot X(x) \\
 KP(x) &:= \frac{(4 \cdot RI \cdot R(x))}{(|RI + Z(x)|)^2} & b(x) &:= -10 \cdot \log(KP(x))
 \end{aligned}$$

Рис. 6.5

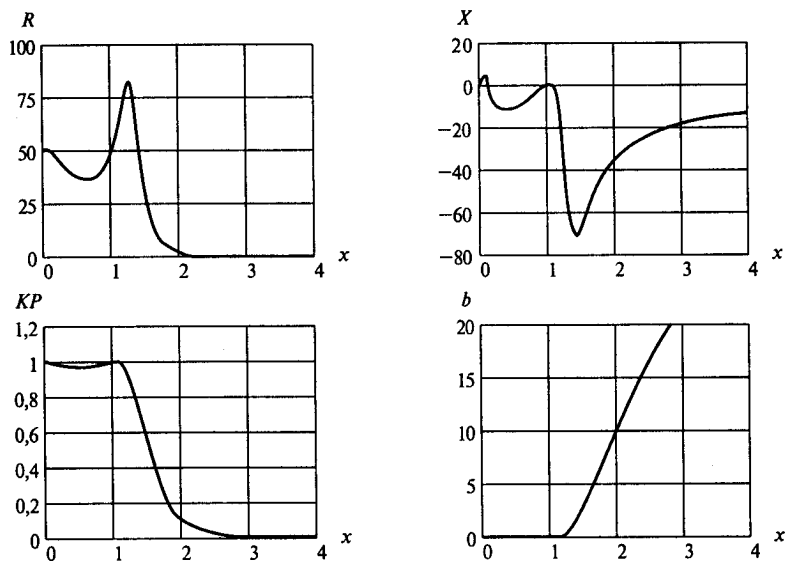


Рис. 6.6

В программе приняты следующие обозначения:

$C$  — емкость фильтра, Ф;

$L$  — индуктивность фильтра, Гн;

$f_0$  — частота среза фильтра  $f_0$ , Гц;

$x = f/f_0$  — относительное значение частоты сигнала;

$R_H, R_I$  — сопротивление нагрузки и внутреннее сопротивление генератора, Ом (см. рис. 6.1, а),

$R(x), X(x)$  — активная и реактивная части комплексного входного сопротивления фильтра (6.5), Ом;

$KP(x)$  — коэффициент передачи фильтра по мощности сигнала (6.3);

$b(x)$  — характеристика затухания фильтра, дБ (6.4).

Пример расчета по программе, приведенной на рис. 6.5, дан на рис. 6.6. На нем построены графики входного сопротивления и затухания фильтра в зависимости от частоты при параметрах, приведенных в начале программы.

Фильтр нижних частот может использоваться и в качестве цепи согласования, которая служит для трансформации одного сопротивления в другое. Необходимость такого согласования повсеместно возникает в радиопередающих и радиоприемных устройствах в целях передачи максимально возможной мощности от одного каскада другому (см. подразд. 6.5).

**Фильтр верхних частот.** Идеальная и реальная характеристики затухания фильтра верхних частот (ФВЧ) приведены на рис. 6.2, з. Типовая схема ФВЧ, включающая  $N$  звеньев, приведена на рис. 6.7, а. Определим характеристики однозвенного  $LC$ -фильтра (рис. 6.7, б). При равных индуктивностях входное сопротивление такого однозвенного фильтра верхних частот

$$Z_{\text{вх}} = \frac{(X_C X_L + X_C R_H + X_L R_H) X_L}{X_C X_L + X_C R_H + 2X_L R_H + X_L^2} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}}, \quad (6.6)$$

где  $X_L = j\omega L$ ;  $X_C = 1/(j\omega C)$ .

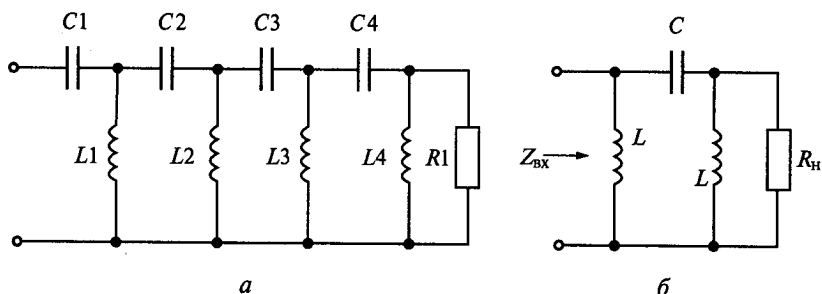


Рис. 6.7

$$f_0 := 10^6 \quad \rho := 50 \quad RH := 50 \quad RI := 50 \quad C := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \rho}$$

$$L := \frac{\rho}{2 \cdot \pi \cdot f_0} \quad j := \sqrt{-1} \quad C = 3.183 \times 10^{-9} \quad L = 7.958 \times 10^{-6}$$

$$XL(x) := \begin{cases} j \cdot 2 \cdot \pi \cdot x \cdot f_0 \cdot L & \text{if } x > 0.0001 \\ 10^{-8} & \text{if } x \leq 0.0001 \end{cases}$$

$$XC(x) := \begin{cases} \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot x \cdot f_0 \cdot C} & \text{if } x > 0.0001 \\ 10^8 & \text{if } x \leq 0.0001 \end{cases}$$

$$Z(x) := \frac{(XC(x) \cdot XL(x) + XC(x) \cdot RH + XL(x) \cdot RH) \cdot XL(x)}{XC(x) \cdot XL(x) + XC(x) \cdot RH + 2 \cdot XL(x) \cdot RH + XL(x)^2}$$

$$R(x) := \operatorname{Re}(Z(x)) \quad X(x) := \operatorname{Im}(Z(x)) \quad Z(x) := R(x) + j \cdot X(x)$$

$$KP(x) := \frac{(4 \cdot RI \cdot R(x))}{(|RI + Z(x)|)^2} \quad b(x) := -10 \cdot \log(KP(x))$$

Рис. 6.8

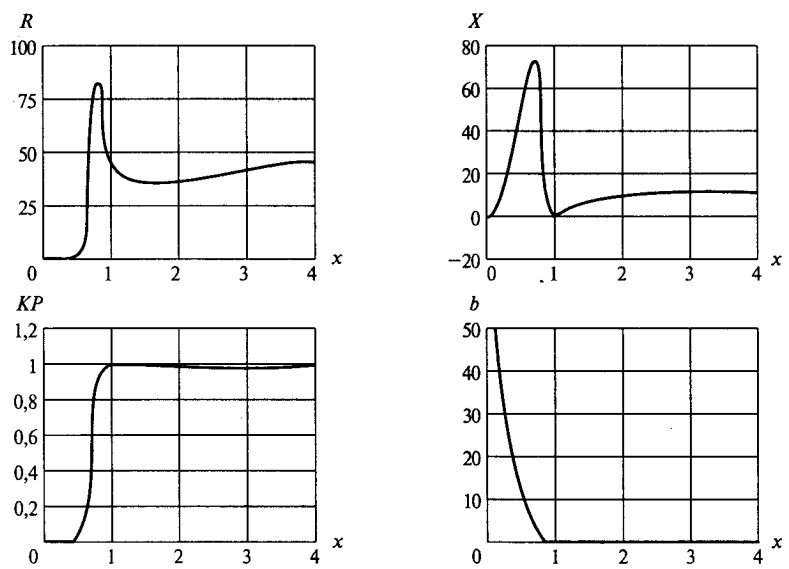


Рис. 6.9

Введем понятия частота среза и волновое сопротивление фильтра, которые можно определить по формулам

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

При частоте  $\omega = \omega_0$  имеем:  $|X_L| = |X_C| = \rho$ ;  $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} = \rho^2/R_{\text{н}}$ .

Программа по расчету согласно (6.3), (6.4) и (6.6) характеристики затухания и входного сопротивления однозвенного LC-фильтра верхних частот (см. рис. 6.7, б) приведена на рис. 6.8.

В программе приняты те же обозначения, что и в программе, приведенной на рис. 6.5.

Пример расчета по программе (см. рис. 6.8) приведен на рис. 6.9. На нем построены графики входного сопротивления и затухания фильтра в зависимости от частоты при параметрах, приведенных в начале программы.

### 6.3. Полосовой и режекторный фильтры

Идеальная и реальная характеристики затухания полосового (полосно-пропускающего) и режекторного (полосно-заграждающего) фильтров приведены на рис. 6.2, а, б, а их типовые схемы — на рис. 6.10 и 6.11. Каждое звено фильтра включает в себя контур параллельного или последовательного типа. Звено в виде контура параллельного типа имеет на резонансной частоте большое сопротивление, последовательного типа — малое сопротивление. Комбинация таких звеньев позволяет получить малое затухание в полосе пропускания или прозрачности и большое в полосе заграждения.

Определим амплитудно-частотную характеристику двухзвенного полосового фильтра (рис. 6.12).

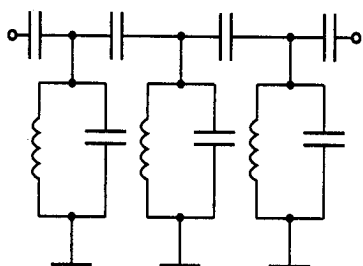


Рис. 6.10

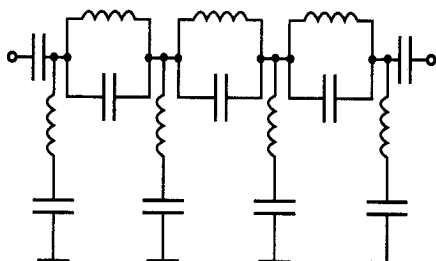


Рис. 6.11



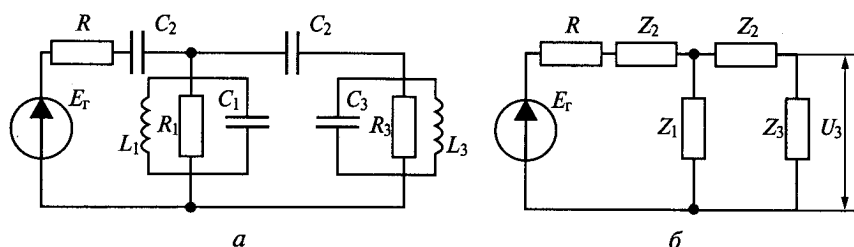


Рис. 6.12

Коэффициент передачи такого фильтра

$$K(j\omega) = \frac{U_3(j\omega)}{E_r(j\omega)} = \frac{Z_1 Z_3}{(R + Z_2)(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3}; \quad (6.7)$$

где

$$Z_1 = 1/Y_1; \quad Y_1 = j \frac{1}{\rho} \left( \frac{f}{f_{p1}} - \frac{f_{p1}}{f} - j \frac{1}{Q_1} \right); \quad f_{p1} = 1/(2\pi\sqrt{L_1 C_1});$$

$$Z_2 = -j/2\pi f C_2;$$

$$Z_3 = 1/Y_3; \quad Y_3 = j \frac{1}{\rho} \left( \frac{f}{f_{p3}} - \frac{f_{p3}}{f} - j \frac{1}{Q_3} \right); \quad f_{p3} = 1/(2\pi\sqrt{L_3 C_3});$$

$Q_1, Q_3$  — добротности контуров.

Из (6.7) получим для модуля коэффициента передачи

$$|K(j\omega)| = \left| \frac{Z_1 Z_3}{(R + Z_2)(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3} \right|. \quad (6.8)$$

Программа по расчету амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик двухзвенного полосно-пропускающего фильтра (см. рис. 6.12) приведена на рис. 6.13. В программе приняты следующие обозначения:

$Q_1, Q_3$  — добротность контуров;

$f_{p1}, f_{p3}$  — резонансные частоты контуров, МГц;

$\rho$  — волновое сопротивление контуров, Ом;

$R$  — внутреннее сопротивление генератора, Ом;

$C_2$  — емкость связи контуров, пф;

$Z_1, Z_2, Z_3, Y_1, Y_3$  — сопротивления и проводимости звеньев фильтра;

$K(f)$  — комплексный коэффициент передачи цепи;

$M(f)$  — модуль коэффициента передачи цепи;

$FAZ(f)$  — фаза коэффициента передачи цепи, °.

$$fp1 := 100.4 \quad Q1 := 200 \quad R := 100 \quad \rho := 20$$

$$fp3 := 101.2 \quad Q3 := 170 \quad C := 1 \quad j := \sqrt{-1}$$

$$Y1(f) := j \cdot \frac{1}{\rho} \cdot \left( \frac{f}{fp1} - \frac{fp1}{f} - j \cdot \frac{1}{Q1} \right) \quad Z1(f) := \frac{1}{Y1(f)}$$

$$Z2(f) := -j \cdot \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

$$Y3(f) := j \cdot \frac{1}{\rho} \cdot \left( \frac{f}{fp3} - \frac{fp3}{f} - j \cdot \frac{1}{Q3} \right) \quad Z3(f) := \frac{1}{Y3(f)}$$

$$K(f) := \frac{(Z1(f) \cdot Z3(f))}{(Z1(f) + Z2(f) + Z3(f)) \cdot (R + Z2(f)) + Z1(f) \cdot Z2(f) + Z1(f) \cdot Z3(f)}$$

$$M(f) := |K(f)| \quad FAZ(f) := \arg(K(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

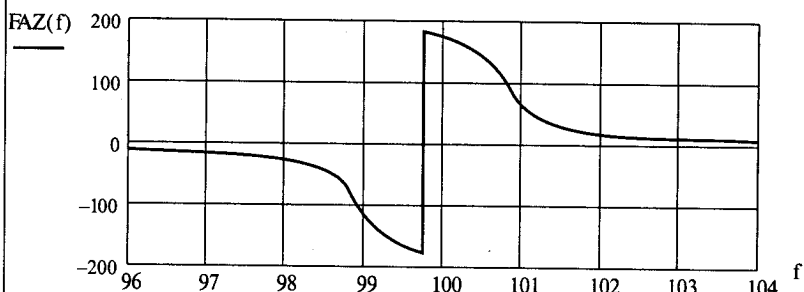
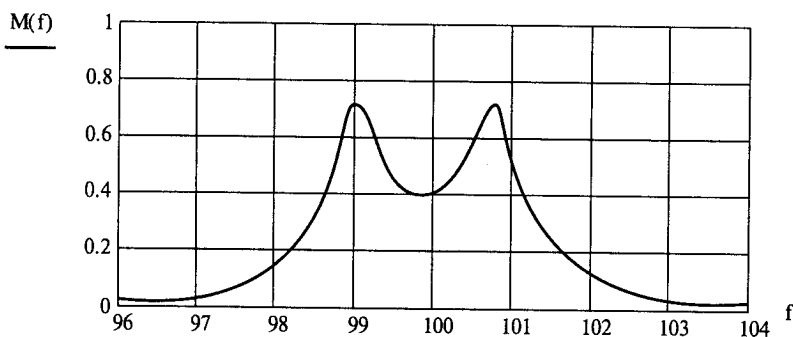


Рис. 6.13

Графики амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик, рассчитанные по программе для одного из случаев, также приведены на рис. 6.13. Как видно из примера расчета, с помощью двухконтурной цепи можно получить двухгорбую АЧХ полосно-пропускающего фильтра и крутые склоны по краям полосы пропускания. Еще лучшие характеристики фильтра можно получить при увеличении числа связанных между собой контуров. Однако при этом возрастает и затухание в полосе пропускания за счет сопротивления активных потерь в самих контурах. Для уменьшения этих потерь и получения крутых фронтов характеристики АЧХ применяют специальные контуры с высокой добротностью. В качестве последних используется или специальная высокочастотная керамика, или кварцевые резонаторы.

Проектирование многозвенных фильтров осуществляется или с помощью справочных таблиц, или путем синтеза, состоящего в определении структуры и параметров элементов, исходя из заданной характеристики затухания  $b_3 = \Phi(f)$ . При синтезе необходимо найти оптимальный вариант построения фильтра, у которого при заданном числе звеньев затухание внутри полосы пропускания минимально. Таким требованиям отвечает фильтр, у которого функция  $b_3 = \Phi(f)$  описывается полиномом Чебышева 1-го рода  $n$ -го порядка —  $T_n(x)$ . Выражения для этого полинома при  $n = 0 \dots 6$  приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

$n$	Формула
0	1
1	$x$
2	$2x^2 - 1$
3	$4x^3 - 3x$
4	$8x^4 - 8x^2 + 1$
5	$16x^5 - 20x^3 + 5x$
6	$32x^6 - 48x^4 + 18x^2 - 1$

Сама характеристика затухания, дБ, полосно-пропускающего фильтра, называемого фильтром Чебышева, описывается выражением

$$b_3 = 10 \lg [1 + a^2 T_n^2(x)] [\text{дБ}], \quad (6.9)$$

где  $x = \frac{2(f - f_0)}{\Delta f_{\text{пр}}}$  — относительное изменение частоты;  $\Delta f_{\text{пр}}$  — полоса пропускания;  $f_0$  — центральная частота фильтра;  $a < 1$  — амплитудный множитель.

Программа расчета характеристики затухания полосового фильтра Чебышева согласно (6.9) с графиками примера расчета приведена на рис. 6.14. Графики построены в двух масштабах: с захватом полос пропускания и заграждения и только в полосе пропускания при  $n = 5$  и 8. Функция Чебышева вычисляется путем обращения к функции Tcheb ( $n, x$ ) в разделе «Особые» подменю «Встроенные функции» математического пакета программ Mathcad.

Как видно из графиков, приведенных на рис. 6.14, внутри полосы пропускания затухание фильтра весьма мало (не превышает 0,17 дБ). За пределами полосы пропускания благодаря свойствам функции Чебышева затухание фильтра резко возрастает.

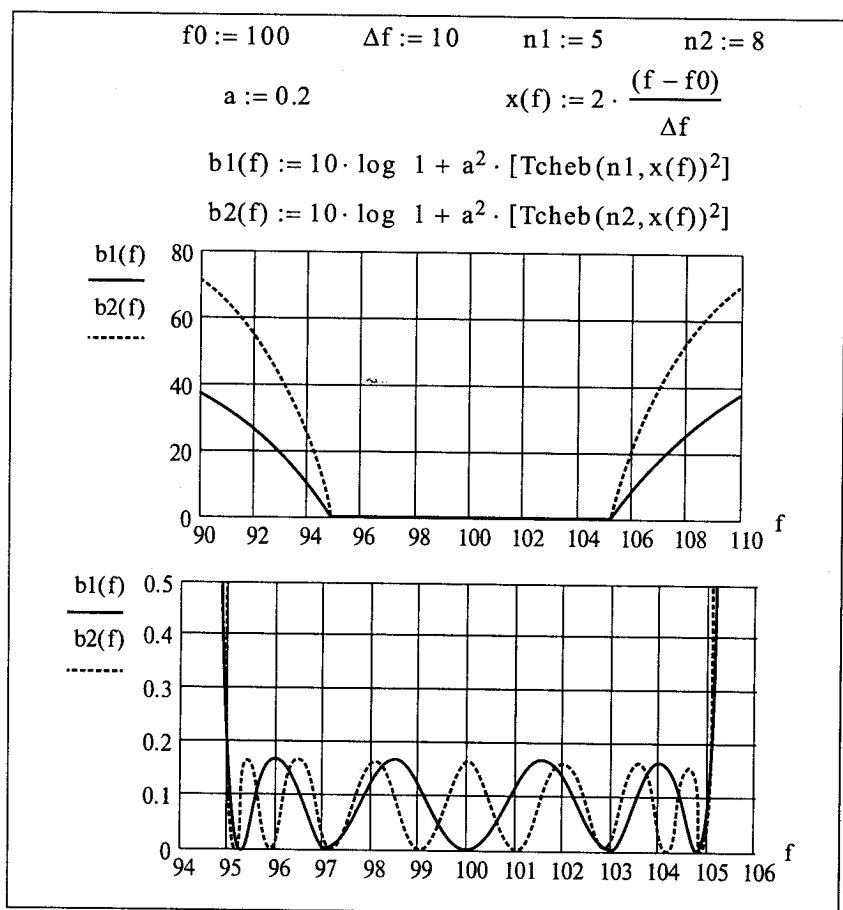


Рис. 6.14

При этом максимальное затухание внутри полосы пропускания не зависит от числа звеньев  $n$ , а определяется только значением коэффициента  $a$ . Внутри полосы пропускания величина  $n$  влияет только на число периодов осцилляции. Зато затухание в полосах заграждения существенно зависит от величины  $n$ : чем больше значение  $n$ , тем более крутыми являются скаты характеристики.

#### 6.4. Полосовые фильтры на основе поверхностных акустических волн

В пьезоэлектрических кристаллах при определенном возбуждении их электрическим сигналом возникают акустические волны, распространяющиеся в тонком поверхностном слое. Такие волны называются поверхностными акустическими волнами (ПАВ). В настоящее время на основе ПАВ созданы разнообразные устройства. В целом данное направление называется акустоэлектроникой.

В устройствах с использованием ПАВ имеет место двойное преобразование сигналов. На входе устройства происходит преобразование электрического сигнала в акустическую волну, на выходе — обратное преобразование — акустической волны в электрический сигнал. Такие прямая и обратная операции осуществляются с помощью элемента, называемого преобразователем.

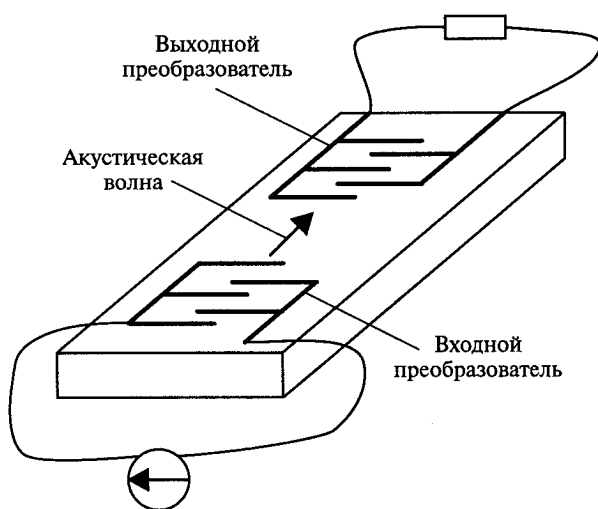


Рис. 6.15

Наиболее простым является преобразователь встречно-штыревого типа, состоящий из двух гребенок тонкопленочных металлических электродов, вложенных друг в друга и располагаемых на поверхности кристалла, служащего звукопроводом для акустической волны. Конструкция полосно-пропускающего фильтра с использованием преобразователей данного типа показана на рис. 6.15.

В фильтрах на ПАВ используются такие материалы, как кварц, ниобат лития, арсенид галлия и некоторые другие, имеющие стабильные параметры и малый температурный коэффициент.

Каждый из преобразователей представляет собой резонансную цепь, что обеспечивает получение характеристики затухания фильтра, близкой к прямоугольной форме (см. рис. 6.2, а).

Благодаря применению пьезоэлектрических кристаллов, имеющих весьма малые потери в диапазоне сверхвысоких частот, фильтр на ПАВ может иметь потери 1...2 дБ в полосе пропускания и до 50...60 дБ в полосе заграждения.

Фильтры на ПАВ выпускаются для диапазона частот от нескольких мегагерц до нескольких гигагерц и широко используются в радиоэлектронной аппаратуре.

## 6.5. Цепи согласования

Цепи согласования служат для трансформации одного сопротивления в другое в целях передачи максимально возможной мощности от одного устройства или каскада к другому. Необходимость такого согласования повсеместно возникает в радиопередатчиках и радиоприемниках. Например, необходимо согласовывать входное сопротивление антенны с выходным каскадом радиопередатчика или входным каскадом радиоприемника, выходное сопротивление транзистора ВЧ усилительного каскада с входным сопротивлением транзистора следующего каскада и т. д. [1].

Параметры, характеризующие цепи согласования те же, что и у фильтров (см. подразд. 6.1), за исключением отсутствия требования к полосе заграждения. Здесь все внимание сосредотачивается только на полосе согласования, заменяющей полосу пропускания. Поэтому формулы (6.1)—(6.6) и общая схема передачи сигнала от генератора в нагрузку, приведенная на рис. 6.1, в полной мере относится и к цепи согласования (необходимо только слово *фильтр* заменить на *цепь согласования*).

Рассмотрим одну из возможных схем согласования, имеющую вид П-образной цепи, приведенной на рис. 6.16. Ее входное комплексное сопротивление

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\left( X_L + \frac{RX_C}{R + X_C} \right) X_C}{X_C + X_L + \frac{RX_C}{R + X_C}} = \frac{(RX_L + X_C X_L + RX_C) X_C}{RX_C + RX_L + X_C^2 + X_C X_L + RX_C} =$$

$$= \frac{RX_C \left( 1 + \frac{X_L}{X_C} \right) + X_C X_L}{2R + R \frac{X_L}{X_C} + X_C \left( 1 + \frac{X_L}{X_C} \right)},$$

где  $X_C = \frac{1}{j\omega C}$ ;  $X_L = j\omega L$ ;  $\frac{X_L}{X_C} = -\frac{\omega_p^2}{\omega^2}$ ;  $X_C X_L = \frac{L}{C}$ ;  $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{CL}}$  — резонансная частота.

Подставив указанные величины в формулу входного комплексного сопротивления, получим

$$Z_{\text{вх}} = R \frac{x^2(x^2 - 1) + jqx}{(1 - x^2) + j\frac{x}{q}(2 - x^2)} = R_{\text{вх}}(x) + jX_{\text{вх}}(x), \quad (6.10)$$

где  $x = \frac{\omega}{\omega_p}$  — относительное изменение частоты;  $q = \frac{\omega_p L}{R} = \omega_p CR$  — обобщенный параметр.

Программа расчета по (6.10) входного комплексного сопротивления П-образной цепи согласования (см. рис. 6.16) приведена на рис. 6.17.

В программе приняты следующие обозначения:

$x = f/f_p$  — относительное значение частоты сигнала;

$R_{H1}, R_{H2}$  — сопротивления нагрузки, Ом;

$q_1$  и  $q_2 = \omega_p L/R = \omega_p CR$  — обобщенные параметры цепи;

$R_1(x), R_2(x), X_1(x), X_2(x)$  — активные и реактивные части комплексного входного сопротивления цепи, Ом, определяемые согласно (6.9).

Частотные характеристики для активной и реактивной составляющих входного комплексного сопротивления цепи согласования (см. рис. 6.16), рассчитанные по программе на рис. 6.17 для четырех случаев, приведены на рис. 6.18.

Из графиков следует:

с возрастанием параметра  $q$  цепь согласования становится более узкополосной;

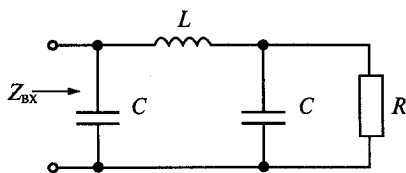


Рис. 6.16

$$RH1 := 50$$

$$q1 := 1$$

$$j := \sqrt{-1}$$

$$Z1(x) := \frac{RH1 \cdot [x^2 \cdot (1 - x^2) + j \cdot q1 \cdot x]}{(1 - x^2) + j \cdot \left(\frac{x}{q1}\right) \cdot (2 - x^2)}$$

$$R1(x) := \operatorname{Re}(Z1(x))$$

$$X1(x) := \operatorname{Im}(Z1(x))$$

$$RH2 := 50$$

$$q2 := 2$$

$$Z2(x) := \frac{RH2 \cdot [x^2 \cdot (1 - x^2) + j \cdot q2 \cdot x]}{(1 - x^2) + j \cdot \left(\frac{x}{q2}\right) \cdot (2 - x^2)}$$

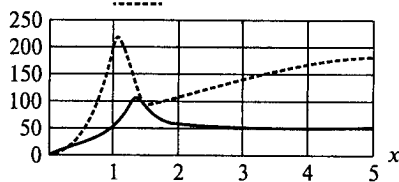
$$R2(x) := \operatorname{Re}(Z2(x))$$

$$X2(x) := \operatorname{Im}(Z2(x))$$

Рис. 6.17

$R1(x)$  при  $q = 2$

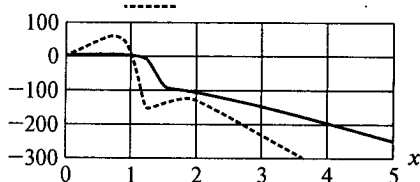
$R2(x)$  при  $q = 2$



а

$X1(x)$  при  $q = 1$

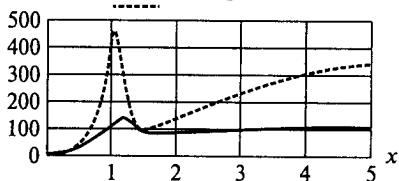
$X2(x)$  при  $q = 2$



б

$R1(x)$  при  $q = 1,5$

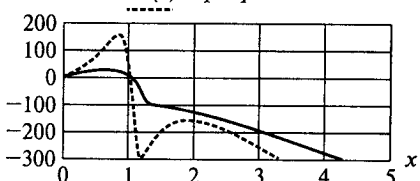
$R2(x)$  при  $q = 3$



в

$X1(x)$  при  $q = 1,5$

$X2(x)$  при  $q = 3$



г

Рис. 6.18



при частоте  $\omega = \omega_p$ , или  $x = 1$ , реактивная составляющая входного сопротивления  $X_{вх} = 0$ , активная составляющая  $R_{вх} = q^2 R$ , т. е. осуществляется трансформация одного активного сопротивления в другое;

параметр  $q$  может быть больше и меньше 1, т. е. цепь согласования (см. рис. 6.16) может рассматриваться как повышающий, так и понижающий трансформатор сопротивлений.

Данные выводы можно сделать и из анализа (6.9), при этом реактивные сопротивления находим по формуле

$$X_L = X_C = \sqrt{R_{вх} R}.$$

По аналогии с изложенной методикой можно рассчитать и другие цепи согласования, трансформирующие одно сопротивление в другое.

### Контрольные вопросы

1. В чем состоит назначение фильтров?
2. Перечислите основные типы фильтров.
3. С помощью каких характеристик описываются свойства фильтров?
4. Как связано затухание фильтра с коэффициентом передачи мощности?
5. Приведите примеры применения фильтров.
6. Нарисуйте схему фильтра нижних частот.
7. Как выглядит характеристика затухания фильтра нижних частот?
8. Нарисуйте схему фильтра верхних частот.
9. Как выглядит характеристика затухания фильтра верхних частот?
10. Нарисуйте схему полосно-пропускающего фильтра.
11. Как выглядит характеристика затухания полосно-пропускающего фильтра?
12. Нарисуйте схему полосно-заграждающего фильтра.
13. Как выглядит характеристика затухания полосно-заграждающего фильтра?
14. Как выглядит характеристика затухания, описываемая полиномом Чебышева?
15. Что означает аббревиатура ПАВ?
16. В чем состоит принцип работы фильтра с использованием ПАВ?
17. Как выглядит преобразователь встречно-штыревого типа?
18. Какой материал используется в фильтрах на ПАВ?
19. В чем состоит назначение цепей согласования?
20. Приведите примеры цепей согласования.
21. Определите свойства П-образной цепи согласования.

## ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ РАСПРЕДЕЛЕННОГО ТИПА

## 7.1. Назначение цепей распределенного типа

Радиоэлементы — резисторы, индуктивности, конденсаторы — в электрических цепях соединяются с помощью проводников, длина которых  $S$  должна быть значительно меньше длины волны сигнала  $\lambda$ .

В противном случае, т. е. при несоблюдении неравенства  $S \ll \lambda$ , сам проводник становится реактивным элементом, существенно влияющим на параметры цепи. Поэтому чем выше частота сигнала  $f$ , связанная согласно (1.9) с длиной волны соотношением  $\lambda$  [см] =  $30/f$  [ГГц], тем короче должны быть все соединительные проводники. При частоте 300 МГц и выше требуется иметь такие малые длины проводников  $S$ , что практически собрать электрическую цепь не представляется возможным. Кроме того, и сами значения реактивных элементов с повышением частоты становятся исчезающими малыми.

Поэтому в диапазоне частот ориентировочно выше 300 МГц от цепей сосредоточенного типа переходят к цепям распределенного типа, основой которых являются фидерные линии и волноводы. Фидерные линии — в виде двух параллельно идущих длинных проводников и коаксиального типа показаны соответственно на рис. 7.1, а, б, а волноводы прямоугольного и круглого типа — на рис. 7.1, в, г.

С помощью фидерных линий и волноводов осуществляется как передача энергии посредством распространяющихся электромагнитных волн от одного устройства к другому, так и создание самих СВЧ устройств — усилителей, фильтров, резонаторов (колебательных систем), направленных ответвителей, мостовых ус-

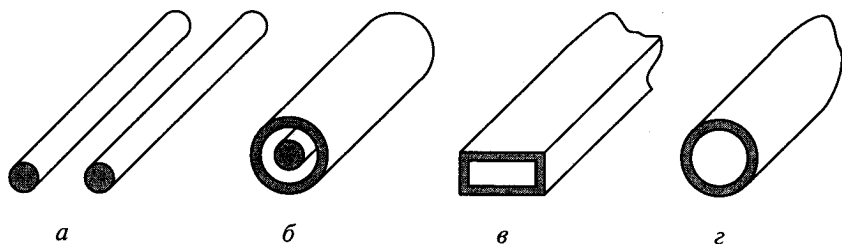


Рис. 7.1

тройств, сумматоров-делителей мощностей сигналов, согласующих цепей (переходов) и т.д. В большинстве случаев до частоты 6...10 ГГц применяются фидерные линии, при частоте выше 10 ГГц — волноводы.

## 7.2. Распространение волн в длинной линии

Независимо от типа фидерной линии протекающие в ней процессы, связанные с распространением электромагнитных волн, подчиняются общим физическим законам. Поэтому рассмотрим эти процессы на примере однородной двухпроводной длинной линии. Предположим, что в начале линии включен генератор с частотой сигнала  $\omega$ , а сама линия с волновым сопротивлением  $\rho$  бесконечна (рис. 7.2, а).

Волновое сопротивление линии

$$\rho = \sqrt{L_{\text{п}}/C_{\text{п}}}, \quad (7.1)$$

где  $L_{\text{п}}$ ,  $C_{\text{п}}$  — индуктивность и емкость линии на малую единицу длины.

Определение величины  $\rho$  (7.1) для разных типов фидерных линий рассматривается в подразд. 7.3.

Руководствуясь физическими представлениями (по аналогии со звуковыми и световыми волнами), можно обоснованно предположить, что вдоль линии от генератора будет двигаться падающая волна с напряжением:

$$u(t, x) = U_1 e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x), \quad (7.2)$$

где  $U_1$  — напряжение в начале линии;  $t$  — время;  $x$  — пространственная координата (рис. 7.2, б);  $\omega$  — частота генератора;  $\alpha$  — постоянная затухания;  $\beta = 2\pi/\lambda$  — фазовая постоянная;  $\lambda$  — длина волны, распространяющейся в линии.

Выражение (7.2) в иной записи примет вид

$$u(t, x) = U_1 e^{j\omega t} e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} = U(x) e^{j\omega t}, \quad (7.3)$$

где  $U(x) = U_1 e^{-\gamma x}$  — комплексная амплитуда;  $\gamma = \alpha + j\beta$  — постоянная распространения.

Согласно (7.2) и (7.3) мгновенное значение напряжения в линии  $u(t, x)$  зависит от двух аргументов: времени  $t$  и пространственной координаты  $x$ .

Графически рассматриваемый процесс можно представить следующим образом. Необходимо с определенным шагом фиксировать время  $t$  и построить при  $\omega t = \text{const}$  картину распреде-

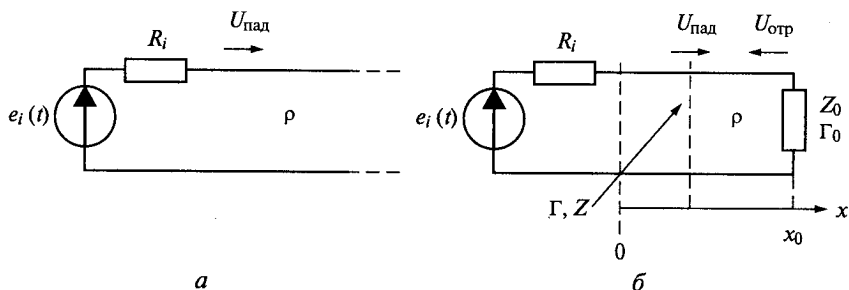


Рис. 7.2

ления напряжения вдоль линии, т. е. как бы делать один за другим моментальные снимки. Программа для такого исследования процесса согласно (7.3), выполненная с шагом  $\omega t = 0,5\pi$ , представлена на рис. 7.3, а построенные с ее помощью графики — на рис. 7.4.

Из (7.3) и графиков на рис. 7.4 следует, что коэффициент  $\alpha$  указывает на затухание амплитуды напряжения в линии по мере продвижения волны. При малом значении активных потерь в линии можно принять  $\alpha = 0$ , и тогда амплитуда волны вдоль линии будет постоянна. Из (7.3) также следует, что фазовая скорость распространения волны вдоль линии  $V_{\Phi} = \omega/\beta$ .

Усложним рассматриваемую задачу, включив на расстоянии  $x_0$  от линии нагрузку — сопротивление  $Z_0$  (см. рис. 7.2, б). Теперь в линии, помимо падающей волны, распространяющейся от генератора к нагрузке, возникнет вторая волна — отраженная, двигающаяся в обратном направлении — от нагрузки к генератору. При

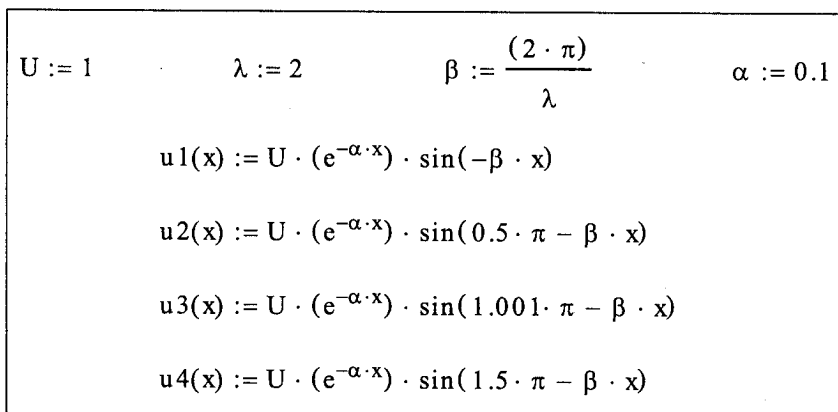


Рис. 7.3

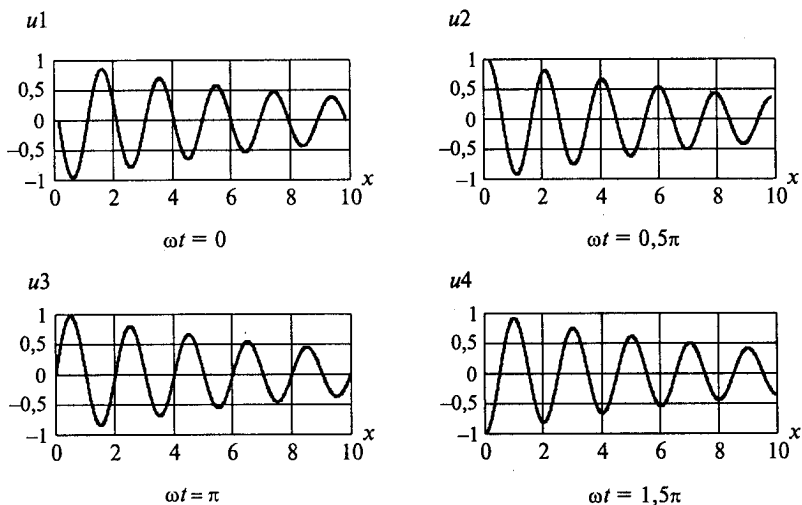


Рис. 7.4

этом мгновенные напряжение и ток в линии зависят как от падающей, так и от отраженной волны:

$$u(t, x) = u_{\text{пад}}(t, x) + u_{\text{отр}}(t, x); \quad i(t, x) = i_{\text{пад}}(t, x) - i_{\text{отр}}(t, x). \quad (7.4)$$

Соответственно и комплексные амплитуды напряжения и тока в линии, зависящие от координаты  $x$ , теперь также будут состоять из двух составляющих: амплитуд падающей и отраженной волны, для которых по аналогии с (7.3) и с учетом (7.4) запишем:

$$U(x) = U_{\text{пад}}(x) + U_{\text{отр}}(x) = U_{\text{пад}0} e^{-\gamma(x-x_0)} + U_{\text{отр}0} e^{\gamma(x-x_0)}; \quad (7.5)$$

$$I(x) = I_{\text{пад}}(x) - I_{\text{отр}}(x) = \frac{U_{\text{пад}0}}{\rho} e^{-\gamma(x-x_0)} - \frac{U_{\text{отр}0}}{\rho} e^{\gamma(x-x_0)}, \quad (7.6)$$

где  $U_{\text{пад}0}$ ,  $U_{\text{отр}0}$  — комплексные амплитуды напряжения падающей и отраженной волны при  $x = x_0$ .

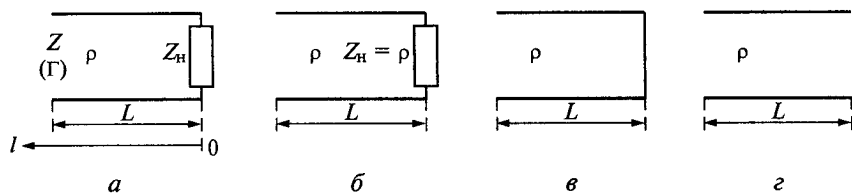


Рис. 7.5

Преобразуем (7.5) и (7.6) к виду

$$U(x) = U_{\text{пад}0} e^{-\gamma(x-x_0)} [1 + \Gamma_0 e^{2\gamma(x-x_0)}]; \quad (7.7)$$

$$I(x) = \frac{U_{\text{пад}0}}{\rho} e^{-\gamma(x-x_0)} [1 - \Gamma_0 e^{2\gamma(x-x_0)}], \quad (7.8)$$

где  $\Gamma_0 = U_{\text{отр}0}/U_{\text{пад}0}$  — коэффициент отражения в сечении линии  $x = x_0$  (см. рис. 7.2, б).

В произвольном сечении линии  $x$  с учетом (7.5) коэффициент отражения

$$\Gamma = \frac{U_{\text{отр}}(x)}{U_{\text{пад}}(x)} = \Gamma_0 e^{2\gamma(x-x_0)}. \quad (7.9)$$

В том же сечении линии  $x$  для входного комплексного сопротивления на основании (7.7) — (7.9) получим выражение

$$Z = \frac{U(x)}{I(x)} = \rho \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = \rho \frac{U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}}, \quad (7.10)$$

из которого коэффициент отражения

$$\Gamma = \frac{Z - \rho}{Z + \rho}. \quad (7.11)$$

Будем считать потери в линии пренебрежительно малыми и потому примем постоянную затухания  $\alpha = 0$ . Сменим начало координат, переместив нулевую точку отсчета в место подключения нагрузки  $Z_n$ , введя новую переменную  $l = x_0 - x$ . В результате от схемы на рис. 7.2, б перейдем к схеме на рис. 7.5, а, для которой уравнения (7.5), (7.6) примут вид

$$U(l) = U_{\text{пад}0} e^{j\beta l} + U_{\text{отр}0} e^{-j\beta l}; \quad (7.12)$$

$$I(l) = \frac{U_{\text{пад}0}}{\rho} e^{j\beta l} - \frac{U_{\text{отр}0}}{\rho} e^{-j\beta l}. \quad (7.13)$$

Найдем входное сопротивление длинной линии, перейдя от показательной формы записи комплексного числа в (7.12), (7.13) к тригонометрической:

$$\begin{aligned} Z &= \frac{U(l)}{I(l)} = \rho \frac{U_{\text{пад}0} \cos \beta l + jU_{\text{пад}0} \sin \beta l + U_{\text{отр}0} \cos \beta l - jU_{\text{отр}0} \sin \beta l}{U_{\text{пад}0} \cos \beta l + jU_{\text{пад}0} \sin \beta l - U_{\text{отр}0} \cos \beta l + jU_{\text{отр}0} \sin \beta l} = \\ &= \rho \frac{(U_{\text{пад}0} + U_{\text{отр}0}) - j(U_{\text{пад}0} - U_{\text{отр}0}) \operatorname{tg} \beta l}{(U_{\text{пад}0} - U_{\text{отр}0}) + j(U_{\text{пад}0} + U_{\text{отр}0}) \operatorname{tg} \beta l}. \end{aligned} \quad (7.14)$$

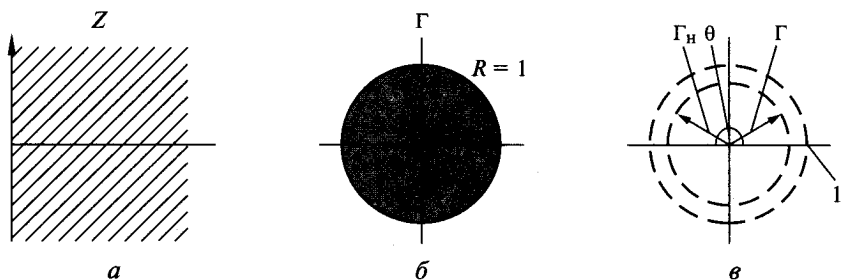


Рис. 7.6

Согласно (7.10) сопротивление нагрузки

$$Z_{\text{н}} = \frac{U(0)}{I(0)} = \rho \frac{1 + \Gamma_{\text{н}}}{1 - \Gamma_{\text{н}}} = \rho \frac{U_{\text{пад}0} + U_{\text{отр}0}}{U_{\text{пад}0} - U_{\text{отр}0}}, \quad (7.15)$$

что позволяет привести (7.14) к виду

$$Z = \rho \frac{Z_{\text{н}} + j\rho \operatorname{tg} \beta l}{\rho + jZ_{\text{н}} \operatorname{tg} \beta l}, \quad (7.16)$$

где  $\beta = 2\pi/\lambda$  — фазовая постоянная.

При  $\alpha = 0$  и  $l = x_0 - x$  выражение (7.9) для коэффициента отражения примет вид

$$\Gamma = \frac{U_{\text{отр}}(x)}{U_{\text{пад}}(x)} = \Gamma_{\text{н}} e^{-j2\beta l} = \Gamma_{\text{н}} e^{-j4\pi l/\lambda}. \quad (7.17)$$

Согласно (7.10) и (7.11) или при  $\alpha = 0$  (7.16) и (7.17) линию, нагруженную на комплексное сопротивление  $Z_{\text{н}}$ , можно характеризовать как с помощью входного сопротивления  $Z$ , так и с помощью коэффициента отражения  $\Gamma$ . Причем при действительной части  $\operatorname{Re}(Z) > 0$  сопротивление  $Z$  в области действительных частот занимает половину плоскости комплексного переменного, а коэффициент отражения  $\Gamma$  согласно (7.11) и (7.17) — круг единичного радиуса (рис. 7.6, а, б).

Согласно (7.17) при любой длине линии модуль коэффициента отражения есть величина неизменная:  $|\Gamma| = |\Gamma_{\text{н}}|$ , а фаза поворачивается по часовой стрелке на угол  $\theta = 4\pi l/\lambda$  (рис. 7.6, в).

Мощности падающей и отраженной волны выразим через амплитуды напряжения этих волн:

$$P_{\text{пад}} = |U_{\text{пад}}|^2 / 2\rho; \quad (7.18)$$

$$P_{\text{отр}} = |U_{\text{отр}}|^2 / 2\rho. \quad (7.19)$$

Разность этих мощностей есть проходящая мощность, которая с учетом (7.18) и (7.19) запишется в виде

$$P_{\text{пр}} = \frac{1}{2\rho} (|U_{\text{пад}}|^2 - |U_{\text{отр}}|^2) = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}}. \quad (7.20)$$

Проходящая мощность при отсутствии потерь линии полностью поглощается в активной части нагрузки  $P_{\text{н}} = P_{\text{пр}}$ . Поэтому с учетом (7.17) — (7.20) мощности связаны между собой следующими соотношениями:

$$P_{\text{пад}} = P_{\text{н}} / (1 - |\Gamma|^2); \quad (7.21)$$

$$P_{\text{отр}} = P_{\text{н}} |\Gamma|^2 / (1 - |\Gamma|^2) = P_{\text{пад}} |\Gamma|^2. \quad (7.22)$$

На основе полученных выражений (7.10) — (7.22) рассмотрим три частных случая:

нагрузка  $Z_{\text{н}} = \rho$  (см. рис. 7.5, б);

линия на конце коротко замкнута (см. рис. 7.5, в);

линия на конце разомкнута (см. рис. 7.5, г).

*Случай 1.*  $Z_{\text{н}} = \rho$  (режим согласования):

модуль коэффициента отражения  $|\Gamma| = 0$ ;

амплитуда напряжения вдоль линии  $U(l) = U_{\text{пад}}(l) = \text{const}$ ;

активная часть входного сопротивления  $R = \rho$ ;

реактивная часть входного сопротивления  $X = 0$ ;

мощность в нагрузке  $P_{\text{н}} = P_{\text{пад}}$ ;

мощность отраженной волны  $P_{\text{отр}} = 0$ .

*Случай 2.*  $Z_{\text{н}} = 0$  (режим короткого замыкания):

модуль коэффициента отражения  $|\Gamma| = 1$ ;

амплитуда напряжения вдоль линии  $U(l) = 2U_{\text{пад0}} \sin(\beta l)$ ;

активная часть входного сопротивления  $R = 0$ ;

реактивная часть входного сопротивления  $X = j\rho \text{tg}(\beta l)$ ;

мощность в нагрузке  $P_{\text{н}} = 0$ ;

мощность отраженной волны  $P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}}$ .

*Случай 3.*  $Z_{\text{н}} = \infty$  (режим холостого хода):

модуль коэффициента отражения  $|\Gamma| = 1$ ;

амплитуда напряжения вдоль линии  $U(l) = 2U_{\text{пад0}} \cos(\beta l)$ ;

активная часть входного сопротивления  $R = 0$ ;

реактивная часть входного сопротивления  $X = -j\rho \text{ctg}(\beta l)$ ;

мощность в нагрузке  $P_{\text{н}} = 0$ ;

мощность отраженной волны  $P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}}$ .

Как видно из приведенных данных, в режиме согласования (случай 1) мощность падающей волны полностью поглощается нагрузкой, отраженная волна отсутствует, амплитуда напряжения вдоль линии постоянна. Такой случай называется режимом бегущей волны.



$RH := 50$	$XH := 20$	$\lambda := 10$	$UP0 := 1$
$\beta := \frac{2 \cdot \pi}{\lambda}$	$\beta = 0.628$	$\rho := 50$	
$j := \sqrt{-1}$	$ZH := RH + j \cdot XH$	$ZH = 50 + 20i$	
$SH := \frac{ZH - \rho}{ZH + \rho}$		$SH = 0.038 + 0.192i$	
$SHM :=  SH $		$SHM = 0.196$	
$\theta H := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(SH)$		$\theta H = 78.69$	
$Z(l) := \rho \cdot \frac{ZH + j \cdot \rho \cdot \tan(\beta \cdot l)}{\rho + j \cdot ZH \cdot \tan(\beta \cdot l)}$			
$R(l) := \operatorname{Re}(Z(l))$		$X(l) := \operatorname{Im}(Z(l))$	
$U(l) := UP0 \cdot e^{j \cdot \beta \cdot l} + UP0 \cdot SH \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot l}$			
$UM(l) :=  U(l) $			

Рис. 7.7

В двух других случаях падающая волна полностью отражается от конца линии, входное сопротивление имеет только реактивную составляющую, меняющую знак через каждые значения фазы  $\beta l = 90^\circ$  или  $l = \lambda/4$ ; вдоль линии амплитуда напряжения меняется в пределах  $0 \dots 2U_{\text{пад}0}$ . Такой случай называется режимом стоячей волны.

Для визуального анализа картины изменения амплитуды напряжения вдоль длинной линии, определения ее входного сопротивления и коэффициента отражения составим программу, представленную на рис. 7.7.

В программе приняты следующие обозначения:

- RH — активная составляющая сопротивления нагрузки, Ом;
- XH — реактивная составляющая сопротивления нагрузки, Ом;
- ZH — комплексное сопротивление нагрузки, Ом;
- $\lambda$  — длина волны;
- l — длина линии (размерности  $\lambda$  и l должны быть одинаковыми);
- UP0 — амплитуда напряжения падающей волны, В;
- $\rho$  — волновое сопротивление линии, Ом;
- SH — комплексный коэффициент отражения нагрузки;

$SHM$  — модуль коэффициента отражения нагрузки;

$\theta H$  — фаза коэффициента отражения нагрузки, °;

$R(l)$  — активная составляющая входного сопротивления линии, Ом;

$X(l)$  — реактивная составляющая входного сопротивления линии, Ом;

$Z(l)$  — комплексное входное сопротивление линии, Ом;

$UM(l)$  — амплитуда напряжения вдоль линии, В.

Результаты расчета по программе на рис. 7.7 при  $\lambda = 10$  см,  $\rho = 50$  Ом соответственно при коротком замыкании и холостом ходе длинной линии в виде графиков представлены на рис. 7.8, а, б. Чтобы избежать вычислений с бесконечно большими числами и деления на 0, значения сопротивления нагрузки должны несколько отличаться от режимов короткого замыкания и холостого хода.

Результаты расчета по программе на рис. 7.7 длинной линии при  $\lambda = 10$  см,  $\rho = 50$  Ом для двух частных случаев комплексной нагрузки в виде графиков представлены на рис. 7.9:

при  $Z_H = 30 + j20$  см. рис. 7.9, а;

при  $Z_H = 20 - j30$  см. рис. 7.9, б.

Помимо коэффициента отражения  $\Gamma$  для характеристики режима работы длинной линии используются два других параметра:

коэффициент стоячей волны КСВ =  $(1 + |\Gamma|)/(1 - |\Gamma|)$ ;

коэффициент бегущей волны КБВ =  $(1 - |\Gamma|)/(1 + |\Gamma|)$ .

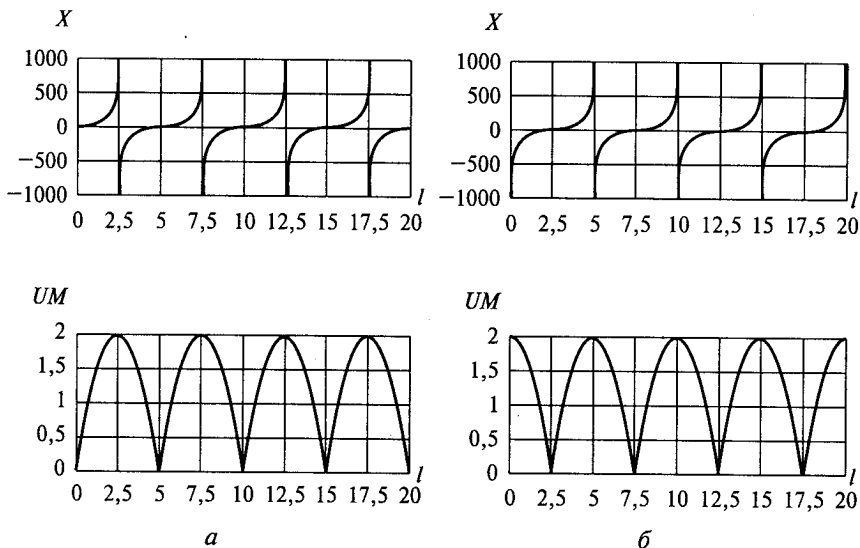
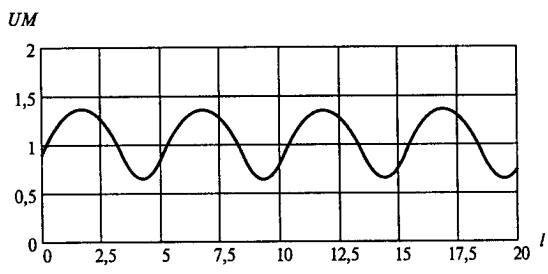
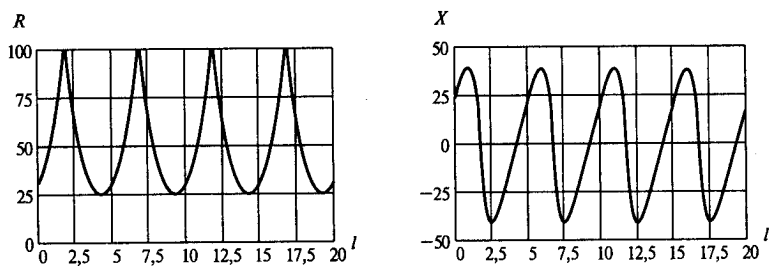
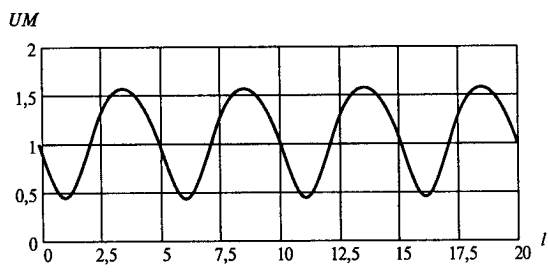
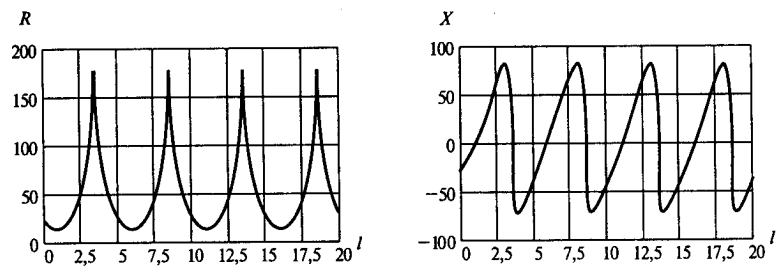


Рис. 7.8



**a**



**б**

**Рис. 7.9**

На основании проведенного анализа работы длинной линии можно сделать следующие выводы.

1. Отличие в анализе цепей распределенного типа от цепей сосредоточенного типа состоит в следующем:

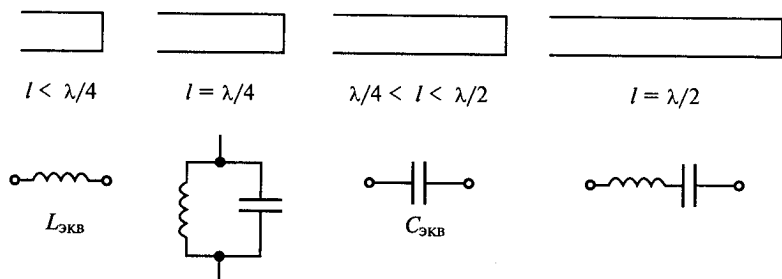


Рис. 7.10

в цепях распределенного типа мгновенное значение напряжения  $u(t, x)$  зависит от двух аргументов: времени  $t$  и пространственной координаты  $x$ . Основой анализа являются падающие и отраженные волны, распространяющиеся в линии передачи. Свойства цепи оцениваются как с помощью коэффициента отражения, так и с помощью комплексного сопротивления;

в цепях сосредоточенного типа мгновенные напряжение  $u(t)$  и ток  $i(t)$  зависят только от времени  $t$  (см. гл. 4, 5). Основой анализа являются полные значения напряжений и токов. Свойства цепи оцениваются только с помощью комплексного сопротивления.

2. Цепи распределенного типа являются периодическими структурами, свойства которых повторяются через интервалы линии  $l = \lambda/2$  (см. рис. 7.8, 7.9).

3. При коротком замыкании на конце линии (см. рис. 7.5, в) ее входное сопротивление в зависимости от длины  $l$  меняется по закону тангенса (см. рис. 7.8, а) и соответствует одному из четырех состояний, показанных на рис. 7.10.

В этом случае эквивалентная индуктивность  $L_{\text{экв}} = |X|/\omega$ , где  $X = \rho \operatorname{tg}(\beta l)$ ;  $0 < l < \lambda/4$ .

Эквивалентную емкость найдем по формуле  $C_{\text{экв}} = 1/(|X|\omega)$ , где  $X = \rho \operatorname{tg}(\beta l)$ ;  $\lambda/4 < l < \lambda/2$ .

4. При разомкнутом конце линии (см. рис. 7.5, г) ее входное сопротивление в зависимости от длины  $l$  меняется по закону котангенса (см. рис. 7.8, б) и соответствует одному из четырех состояний, показанных на рис. 7.11.

В этом случае эквивалентная индуктивность  $L_{\text{экв}} = |X|/\omega$ , где  $X = \rho \operatorname{ctg}(\beta l)$ ;  $\lambda/4 < l < \lambda/2$ .

Эквивалентную емкость найдем по формуле  $C_{\text{экв}} = 1/(|X|\omega)$ , где  $X = \rho \operatorname{ctg}(\beta l)$ ;  $0 < l < \lambda/4$ .

5. Амплитуда напряжения вдоль линии складывается из комплексных амплитуд напряжений падающей и отраженной волн и имеет волнообразный характер с периодом  $\beta l = \pi$  или  $l = \lambda/2$  (см. рис. 7.8, 7.9).

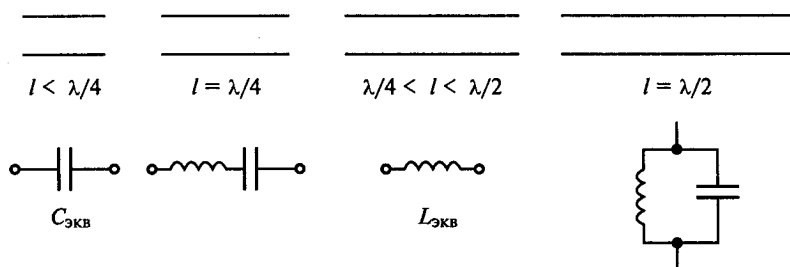


Рис. 7.11

В результате при короткозамкнутом или разомкнутом конце линии амплитуда напряжения вдоль линии  $U(l)$  меняется в пределах  $0 \dots 2U_{\text{пад}}$  и в линии устанавливается режим стоячей волны.

В режиме согласования при нагрузке  $R = \rho$  амплитуда  $U(l) = \text{const}$ .

### 7.3. Основные типы фидерных линий

С помощью отрезков фидерных линий формируются разнообразные СВЧ устройства. Поэтому рассмотрим сначала наиболее часто используемые виды фидерных линий, которые характеризуют следующие параметры:

- волновое сопротивление  $\rho$ , Ом, зависящее от формы и геометрических размеров поперечного сечения линии и заполняющего линию диэлектрика;

- эффективное значение диэлектрической проницаемости  $\epsilon_{\text{эф}}$ ;

- коэффициент укорочения длины волны, распространяющейся в линии;

- потери на единицу длины линии;

- граничная частота, меньше которой два первых параметра линии можно считать не зависящими от частоты;

- допустимые значения амплитуды напряжения волны и проходящей мощности сигнала в линии.

Наиболее часто применяемыми фидерными линиями являются коаксиальная, двухпроводная неэкранированная, симметричная микрополосковая, несимметричная микрополосковая.

Для коаксиальной линии (рис. 7.12, а)

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} 138 \lg \frac{D}{d}; \quad \epsilon_{\text{эф}} = \epsilon_r, \quad (7.23)$$

где  $D, d$  — диаметры внешней и внутренней линии;  $\epsilon_r$  — диэлектрическая проницаемость материала-диэлектрика, заполняющего линию.

При отсутствии диэлектрика  $\epsilon_r = 1$ .

Для двухпроводной неэкранированной линии, размещенной в диэлектрике (рис. 7.12, б)

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} 276 \lg \frac{2a}{d}; \quad \epsilon_{\text{эф}} = \epsilon_r, \quad (7.24)$$

где  $a, d$  — геометрические размеры, показанные на рисунке;  $\epsilon_r$  — диэлектрическая проницаемость материала-диэлектрика.

Для симметричной микрополосковой линии (рис. 7.12, в)

$$\rho = \frac{94,172}{\sqrt{\epsilon_r} [0,441 + (W/b)]}; \quad \epsilon_{\text{эф}} = \epsilon_r, \quad (7.25)$$

где  $W, b$  — геометрические размеры, показанные на рисунке;  $\epsilon_r$  — диэлектрическая проницаемость подложки.

Для несимметричной микрополосковой линии (рис. 7.12, г)

$$\rho = \frac{300}{\sqrt{\epsilon_r} (1 + W/h)}; \quad (7.26)$$

$$\epsilon_{\text{эф}} = 0,5(\epsilon_r + 1) + \frac{0,5(\epsilon_r - 1)}{\sqrt{1 + \frac{10}{(W/h)}}}, \quad (7.27)$$

где  $W, h$  — геометрические размеры, показанные на рисунке;  $\epsilon_r$  — диэлектрическая проницаемость подложки.

В данной линии  $\epsilon_{\text{эф}} < \epsilon_r$  из-за того, что электрические силовые линии частично проходят по воздуху с  $\epsilon = 1$ .

Во всех линиях за счет диэлектрика происходит укорочение длины волны согласно выражению

$$\lambda_{\text{д}} = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}}, \quad (7.28)$$

где  $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве.

На рис. 7.12, в, г приняты следующие обозначения: 1 — центральный проводник; 2 — проводящая заземляемая поверхность; 3 — диэлектрическая подложка с проницаемостью материала  $\epsilon_r$ .

Согласно (7.28) коэффициент укорочения длины волны в фидерной линии

$$K_{\lambda} = \lambda/\lambda_{\text{д}} = \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}. \quad (7.29)$$

Затухание сигнала в линии связано с потерями в диэлектрике, проводящем слое и излучением. Определяется затухание как

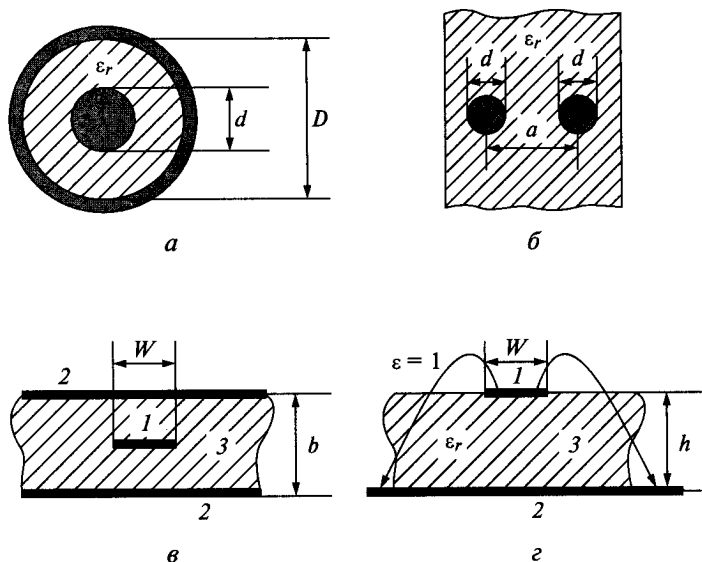


Рис. 7.12

$V = \alpha L$ , где  $\alpha$  — затухание на единицу длины, дБ/м;  $L$  — длина фидерной линии.

Влияние частоты на волновое сопротивление линии, называемое дисперсией, начинает сказываться на очень высоких частотах и зависит от многих факторов. Для микрополосковых линий при  $\epsilon_r = 10$  это граничное значение частоты составляет около 10 ГГц.

Максимально допустимая проходящая мощность сигнала в фидерной линии определяется условиями электрического и теплового пробоя. Электрический пробой наступает при превышении напряженности поля в линии некоторого критического значения, при котором происходит коронный разряд. Тепловой пробой связан с нарушением равновесия между мощностью, выделяемой в фидерной линии из-за ее потерь, и отводимой мощностью. В результате непрерывно повышается температура фидерной линии, что приводит к ее разрушению и даже пожару.

Программа по расчету волнового сопротивления (Ом) фидерных линий представлена на рис. 7.13, где  $\rho_1$  — волновое сопротивление коаксиальной линии (7.23),  $\rho_2$  — волновое сопротивление двухпроводной линии (7.24),  $\rho_3$  — волновое сопротивление симметричной микрополосковой линии (7.25),  $\rho_4$  — волновое сопротивление несимметричной микрополосковой линии (7.26),  $\epsilon_f$  — эффективная диэлектрическая проницаемость несимметричной микрополосковой линии (7.27).

Графики функций, рассчитанные по программе, приведенной на рис. 7.13, согласно (7.23) — (7.27), показаны на рис. 7.14.

$$\varepsilon r := 9.8$$

$$\rho 1(x) := \left( \frac{1}{\sqrt{\varepsilon r}} \right) \cdot 138 \cdot \log(x)$$

$$x := \frac{D}{d}$$

$$\rho 2(x) := \left( \frac{1}{\sqrt{\varepsilon r}} \right) \cdot 276 \cdot \log(x)$$

$$x := 2 \cdot \frac{a}{d}$$

$$\rho 3(x) := \frac{94.172}{(0.441 + x) \cdot \sqrt{\varepsilon r}}$$

$$x := \frac{W}{b}$$

$$\rho 4(x) := \frac{300}{(1 + x) \cdot \sqrt{\varepsilon r}}$$

$$x := \frac{W}{h}$$

$$\varepsilon f(x) := 0.5 \cdot (\varepsilon r + 1) + 0.5 \cdot \frac{(\varepsilon r - 1)}{\sqrt{1 + \left( \frac{10}{x} \right)}}$$

Рис. 7.13

Поскольку, как показано в подразд. 7.2, эквивалентные параметры отрезков фидерных линий представляют собой индуктивности, емкости или контуры, то на их основе можно строить такие же сложные цепи, как из индуктивностей и емкостей цепи сосредоточенного типа (см. гл. 4—6).

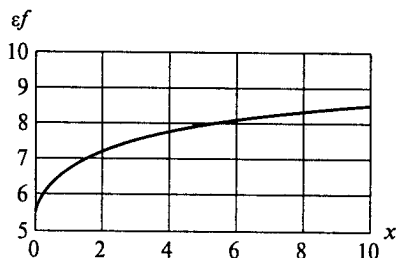
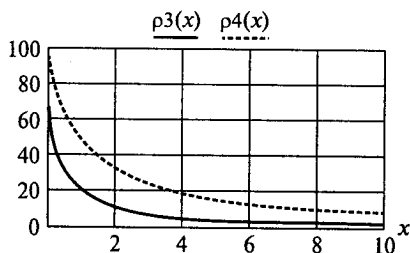
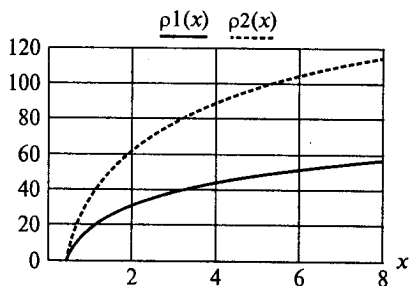


Рис. 7.14



## 7.4. СВЧ цепи и устройства на основе микрополосковых линий

Рассматриваемые ниже СВЧ цепи и устройства построены на основе отрезков несимметричных микрополосковых линий, наиболее широко применяемых в современной радиоэлектронной полупроводниковой аппаратуре СВЧ диапазона. По аналогии с ними выглядят СВЧ цепи и устройства на основе других видов фидерных линий.

**СВЧ параллельный колебательный контур.** Согласно рис. 7.10 при коротком замыкании линия длиной  $l = \lambda_d/4$  представляет собой параллельный колебательный контур ( $\lambda_d$  есть укороченная согласно (7.28) длина волны в линии с учетом влияния диэлектрика). Такой же контур согласно рис. 7.11 представляет собой линия длиной  $l = \lambda_d/2$  при разомкнутом конце. При  $l < \lambda_d/4$  параллельный колебательный контур можно получить, подключив к разомкнутому концу линии дополнительную емкость  $C$  (рис. 7.15).

Условие резонанса в контуре, в котором роль индуктивности выполняет отрезок короткозамкнутой линии, с учетом (7.16) при  $\beta l < \pi/4$  примет вид

$$\frac{1}{\omega C} = \rho \operatorname{tg} \beta l,$$

откуда при выбранной емкости  $C$  определим длину линии

$$l = \frac{\lambda_d}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega C \rho}. \quad (7.30)$$

**СВЧ последовательный колебательный контур.** Согласно рис. 7.10 при коротком замыкании линия длиной  $l = \lambda_d/2$  представляет собой последовательный колебательный контур. Такой же контур согласно рис. 7.11 представляет собой линия длиной  $l = \lambda_d/4$  при разомкнутом конце.

**СВЧ ступенчатый переход.** Согласно результатам, полученным в подразд. 7.2 [см. формулу (7.16), программу на рис. 7.7 и

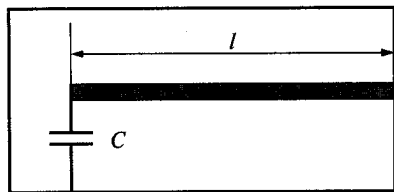


Рис. 7.15

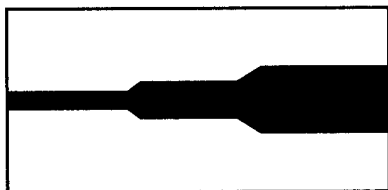


Рис. 7.16

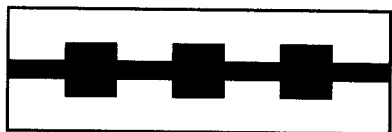


Рис. 7.17



Рис. 7.18

графики на рис. 7.9], с помощью отрезка фидерной линии можно трансформировать одно комплексное сопротивление (сопротивление нагрузки  $Z_n$ ) в другое (входное сопротивление  $Z$ ). Необходимые вычисления можно выполнить по программе, приведенной на рис. 7.7, с помощью которой можно подобрать необходимую длину и волновое сопротивление фидерной линии.

Для частного случая — трансформации активного сопротивления нагрузки  $R_n$  в другое сопротивление  $R$  — можно использовать отрезок линии длиной  $l = \lambda_d/4$ . При этом согласно (7.16) получим

$$R = \rho^2 / R_n. \quad (7.31)$$

При необходимости согласования сопротивлений в определенной полосе частот применяют двух-, трех- и многоступенчатые переходы. Чем больше ступеней в переходе, тем более широкую полосу частот можно получить в такой цепи. Однако следует иметь в виду, что при комплексной нагрузке возможности такого согласования ограничены в полосе частот [1]. Топология трехступенчатого перехода, называемого также трансформатором СВЧ сопротивлений, представлена на рис. 7.16.

**СВЧ фильтр нижних частот.** Фильтр нижних частот на элементах сосредоточенного типа см. на рис. 6.4. Аналог такого фильтра в СВЧ диапазоне на отрезках фидерной линии разной ширины приведен на рис. 7.17.

Узкие отрезки линии являются аналогом индуктивности, широкие — емкости. При длине отрезков  $l < \lambda_d/4$  следующие соотношения устанавливают примерную зависимость между длиной  $l$  узкой линии и эквивалентной индуктивностью и между площадью  $S$  широкой линии и эквивалентной емкостью:

$$L_3 [\text{нГн}] = \frac{l [\text{мм}] \rho [\text{Ом}] \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}}{300};$$

$$C_3 [\text{пФ}] = \frac{8,85 \epsilon_r S [\text{мм}^2]}{h [\text{мм}]},$$

где  $h$  — толщина диэлектрической подложки.

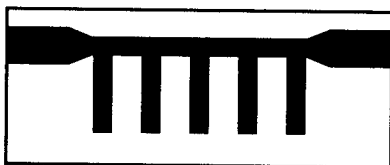


Рис. 7.19

Размерность всех величин указана в формулах.

**СВЧ фильтр верхних частот.** Фильтр верхних частот на элементах сосредоточенного типа см. на рис. 6.7. Аналог такого фильтра в СВЧ диапазоне на отрезках фидерной линии представлен на рис. 7.18.

Емкости в фильтре образуются за счет разрывов в полосковой линии (такая емкость называется концевой), а индуктивностями служат короткозамкнутые отрезки линии длиной  $l < \lambda_d/4$ .

**СВЧ режекторный фильтр.** Режекторный (полосно-заграждающий) фильтр на элементах сосредоточенного типа см. на рис. 6.11. Аналог такого фильтра в СВЧ диапазоне на отрезках фидерной линии приведен на рис. 7.19. Роль контуров последовательного типа здесь выполняют разомкнутые отрезки линии длиной  $l = \lambda_d/4$ .

**СВЧ полосовой фильтр.** Помимо одиночных микрополосковых линий (см. рис. 7.12, *в, з*) в СВЧ устройствах, например фильтрах и направленных ответвителях, применяются связанные линии. Структура таких линий с боковой связью приведена на рис. 7.20. Коэффициент связи между линиями зависит от расстояния  $S$  между ними и ширины полосков  $W$  [1].

Структура 4-звенного полосового (полосно-пропускающего) фильтра представлена на рис. 7.21. Каждое звено фильтра представляет собой две связанные микрополосковые линии длиной  $l = \lambda_d/4$  (см. рис. 7.20, *б*) — восьмиполосник с двумя разомкнутыми входами, последовательно подключаемый один к другому.

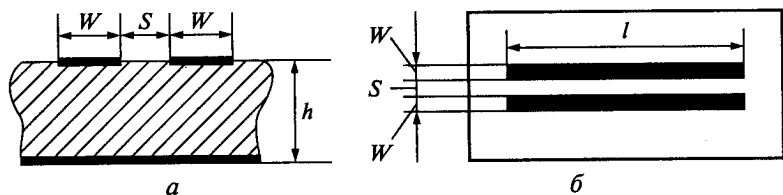


Рис. 7.20

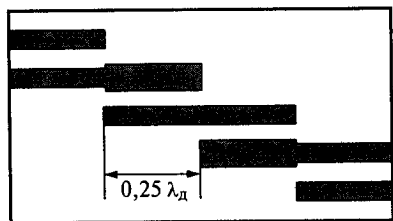


Рис. 7.21

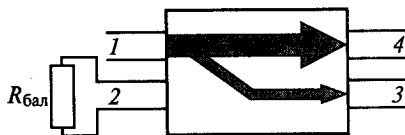


Рис. 7.22

Полоса пропускания подобных фильтров может достигать 20 %. Программа по их расчету приведена в [1].

**СВЧ направленный ответвитель.** Направленным ответвителем называется симметричный восьмиполосник, служащий для отбора части мощности падающей или отраженной волны из основного канала во вспомогательный (рис. 7.22).

Каждый из четырех входов направленного ответвителя связан с двумя другими и развязан с третьим. При подведении сигнала к одному из входов восьмиполосник является делителем мощности. При одновременном возбуждении двух входов с соблюдением определенного фазового соотношения восьмиполосник становится сумматором мощностей сигналов. При делении мощности поровну между выходными каналами [т. е. при уменьшении на 3 дБ мощности в каналах 3 и 4 по отношению к мощности во входном канале 1 (см. рис. 7.22)], и постоянном сдвиге фаз между выходными сигналами в определенной полосе частот направленный ответвитель называется мостовым устройством. Его можно использовать и в качестве сумматора мощностей двух сигналов равной частоты и амплитуды при соблюдении определенного фазового соотношения.

Структура направленного ответвителя на двух связанных микрополосковых линиях приведена на рис. 7.23.

Основным параметром направленного ответвителя является коэффициент деления, зависящий в первую очередь от расстояния  $S$  между полосками в области связи длиной  $l = \lambda_d/4$ .

Коэффициент деления показывает, какая часть мощности падающей волны из основного канала 1—4 переходит в дополнительный канал 2—3. Ко входу 2 подключается балластное сопротивление  $R_{\text{бал}} = \rho$ .

**СВЧ мостовое устройство.** С помощью мостового устройства осуществляется суммирование мощностей двух одинаковых сигналов, различающихся только начальной фазой, или деление мощности сигнала в два раза. Учитывая сравнительно ограниченную мощность СВЧ транзисторов, сумматоры играют важную роль в современных полупроводниковых радиопередатчиках [2].

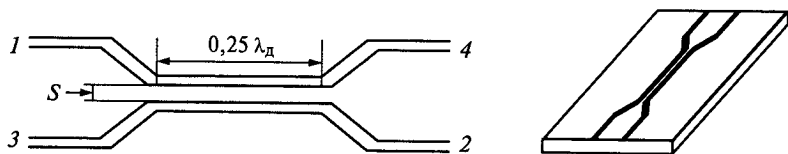


Рис. 7.23

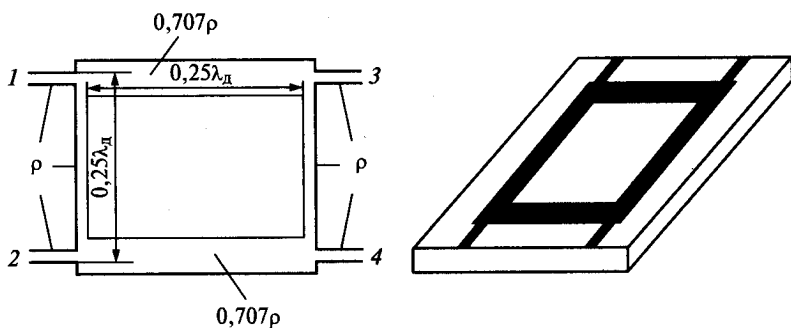


Рис. 7.24

Мостовые устройства подразделяются по принципу действия и по значению фазового сдвига между суммируемыми сигналами. По второму признаку различают синфазные, квадратурные и противофазные мостовые устройства. Квадратурное мостовое устройство двухшлейфного типа на несимметричных микрополосковых линиях показано на рис. 7.24.

При подведении ко входу 2 сигнала, отстающего по фазе от сигнала на входе 1 на  $90^\circ$ , суммарный сигнал поступит в канал 3. Данное устройство может использоваться и в качестве делителя мощности сигнала: при подведении сигнала ко входу 3 в каналах 1 и 2 появятся сигналы половинной мощности.

**СВЧ шестиполосник.** Данная СВЧ цепь, представленная на рис. 7.25, может использоваться и как синфазный сумматор мощности двух сигналов, и как делитель в два раза мощности одного сигнала.

Синфазность означает, что при суммировании сигналы подвоятся не только с равными амплитудами, но и с равными фазами. Длина каждого плеча сумматора равна  $l = \lambda_d/4$ , волновое сопротивление  $\rho_1 = 1,41\rho$ , где  $\rho$  — волновое сопротивление подводящих линий; балластное сопротивление  $R_6 = 2\rho$ .

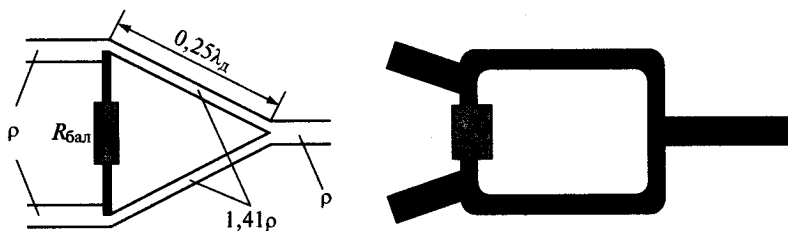


Рис. 7.25

## 7.5. Волноводы и объемные резонаторы

Волноводом называется полая металлическая труба прямоугольного, круглого или иного поперечного сечения, в которой в направлении оси распространяется электромагнитная волна (см. рис. 7.1, в, г).

Волновод относится к линиям передачи закрытого типа, поскольку в нем вся энергия распространяющейся электромагнитной волны сосредоточена внутри пространства, экранированном металлической оболочкой от внешней среды.

Распространяющаяся в волноводe электромагнитная волна характеризуется векторами напряженности электрического ( $\mathbf{E}$ ) и магнитного ( $\mathbf{H}$ ) полей. В прямоугольной системе координат каждый из этих векторов может быть разложен на три составляющие по осям  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$  (рис. 7.26, а).

Для распространения волны необходимо, чтобы одна из продольных составляющих, т. е. направленная вдоль оси  $X$  вектора  $\mathbf{E}$  или  $\mathbf{H}$  была бы отлична от 0. Поперечная волна, т. е. не имеющая продольной составляющей, в волноводe распространяться не может. Волны, распространяющиеся в волноводe, делятся на две группы: электрические и магнитные.

*Электрическая волна*, помимо поперечных составляющих вектора  $\mathbf{E}$ , имеет и продольную составляющую. При этом вектор  $\mathbf{H}$  не имеет продольной составляющей. Поэтому такая волна имеет второе название — поперечномагнитная. Обозначается электрическая волна как  $E$ -волна или  $TH$ -волна ( $T$  — первая группа англ. слова *transvers* — поперечный).

*Магнитная волна*, помимо поперечных составляющих вектора  $\mathbf{H}$ , имеет и продольную составляющую. При этом вектор  $\mathbf{E}$  не имеет продольной составляющей. Поэтому такая волна имеет второе название — поперечноэлектрическая. Обозначается магнитная волна как  $H$ -волна или  $TE$ -волна.

Любой тип волны, распространяющейся в волноводe, может быть представлен комбинацией нескольких плоских волн, каждая

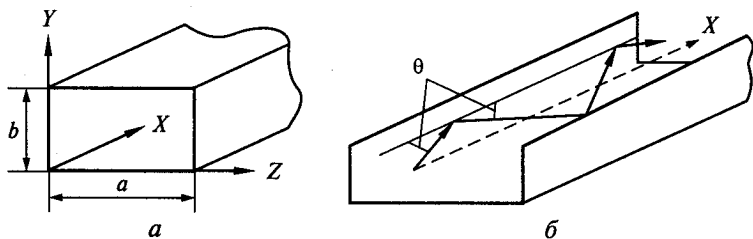


Рис. 7.26

из которых распространяется по зигзагообразной траектории под некоторым углом  $\theta$  к продольной оси волновода, попеременно отражаясь от его противоположных металлических стенок. Распространение одной такой составляющей плоской волны показано на рис. 7.26, б. Чем больше длина волны  $\lambda$ , тем больше угол падения  $\theta$ . При  $\theta = 90^\circ$  процесс распространения энергии вдоль волновода прерывается: волна как бы «прыгает» от одной стенки к другой, не продвигаясь вперед. Для каждого типа волны существует критическое значение длины волны  $\lambda_{кр}$ . Распространение волны вдоль волновода возможно только при выполнении условия  $\lambda < \lambda_{кр}$ .

Для прямоугольного волновода при электрической  $E$ -волне и магнитной  $H$ -волне

$$\lambda_{кр} = \frac{2ab}{\sqrt{m^2 a^2 + n^2 b^2}}, \quad (7.32)$$

где  $a, b$  — внутренние размеры поперечного сечения волновода (см. рис. 7.26, а);  $m, n$  — целые положительные числа, показывающие количество поперечных полуволн, укладываемых вдоль внутренней стенки волновода.

При  $E$ -волне минимальные значения  $m = 1, n = 1$ , поэтому согласно (7.32) наибольшее значение критической длины волны

$$\lambda_{крE11} = \frac{2ab}{\sqrt{a^2 + b^2}}. \quad (7.33)$$

При  $H$ -волне возможны, в частности, такие два варианта:  $m = 0$  или  $n = 0$ , поэтому, как следует из (7.33), наибольшее значение критической длины волны

$$\lambda_{крH01} = 2b \quad \text{или} \quad \lambda_{крH10} = 2a. \quad (7.34)$$

Одной из наиболее простых волн, распространяющихся в волноводе, является волна типа  $H_{10}$  (ее другое обозначение  $TE_{10}$ ). При данной волне согласно (7.34) величина  $\lambda_{кр}$  определяется только одним размером поперечного сечения —  $a$  (см. рис. 7.26, а). Другой размер —  $b$  можно выбрать таким, чтобы исключить возникновение волн высшего порядка, возбуждаемых вследствие различных неоднородностей в волноводе. С другой стороны, уменьшение размера  $b$  приводит к опасности возникновения электрического пробоя и возрастанию потерь. С учетом сказанного для большинства технических применений устанавливают следующие размеры прямоугольного волновода, исходя из длины распространяющейся по нему волны

$$0,5\lambda < a < \lambda; \quad 0,25\lambda < b < 0,5\lambda.$$

По тем же соображениям для радиуса  $R$  сечения круглого волновода обычно принимают:  $0,3\lambda < R < 0,4\lambda$ .

Длина волны в волноводе за счет распространения по зигзагообразному пути (см. рис. 7.26, б) увеличивается по сравнению с длиной волны  $\lambda$  в свободном пространстве и составляет для всех типов волн

$$\lambda_{\text{в}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2}}, \quad (7.35)$$

где  $\mu$ ,  $\epsilon$  — относительные магнитная и диэлектрическая проницаемости материала, заполняющего волновод; при заполнении воздухом  $\mu = 1$ ,  $\epsilon = 1$ .

Специальные диэлектрические стекловолоконные волноводы предназначены для передачи световых волн (см. рис. 1.4, б).

С увеличением длины волны  $\lambda$  и приближением к  $\lambda_{\text{кр}}$  затухание сигнала возрастает за счет количества отражений плоских волн от стенок волновода. С другой стороны, и с уменьшением длины волны затухание в волноводе увеличивается за счет поверхностного эффекта. Поэтому волноводы изготавливают из материала с минимальным поверхностным сопротивлением (обычно медь или иной металл, покрытый тонким слоем серебра) и обрабатывают поверхность внутренних стенок по высокому классу чистоты, вплоть до зеркальной. В качестве примера на рис. 7.27 приведена типичная кривая затухания сигнала  $B(f)$  в волноводе, рассчитанном на частоту 3 ГГц.

Возможны три основных способа возбуждения электромагнитных колебаний в волноводе: с помощью вибратора — короткого штыря, петли связи и отверстий в общей стенке (рис. 7.28).

При первом способе (см. рис. 7.28, а) штырь располагают вблизи максимума напряженности электрического поля параллельно силовым электрическим линиям. При втором способе (см. рис. 7.28, б) магнитные силовые линии должны пронизывать плоскость петли. При третьем способе (см. рис. 7.28, в) осуществляется передача энергии из одного волновода в другой.

В зависимости от примененного способа в волноводе удастся возбудить определенный тип электрической или магнитной волны. Те же три способа используются и для вывода энергии из волновода и передачи ее в антенну или иное СВЧ устройство.

Волновод, помимо использования его как канала передачи электромагнитной энергии, применяется также в качестве резонатора — высокодобротного СВЧ колебательного контура. В этом случае отрезок волновода прямоугольного или круглого типа заглушается с обоих концов металлическими стенками (рис. 7.29).

Резонансная частота такого устройства определяется количеством полуволн, укладываемых по разным стенкам волновода.



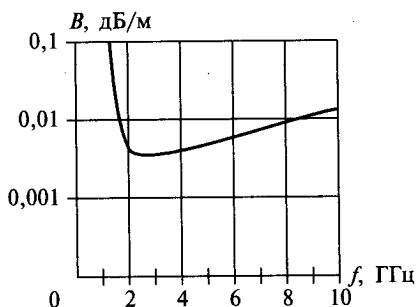


Рис. 7.27

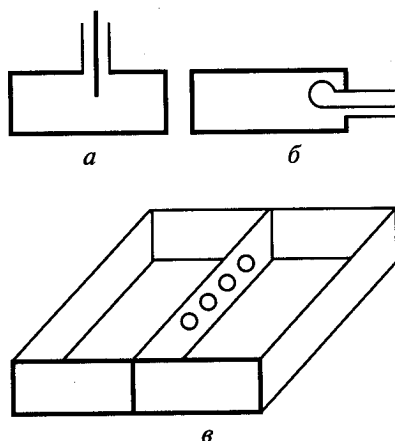


Рис. 7.28

Поэтому один и тот же резонатор может иметь большое число резонансных частот.

В случае прямоугольного волновода (см. рис. 7.29, а) длины резонансных волн определяются выражением

$$\lambda_p = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}}, \quad (7.36)$$

где  $m, n, p$  — целые положительные числа.

Возможен и такой вариант, когда один из индексов  $m = 0$  или  $n = 0$ .

Таким образом, наибольшая длина резонансной волны прямоугольного резонатора согласно (7.36) возможна при  $m = 0, n = 1, p = 1$  или при  $m = 1, n = 0, p = 1$ .

Резонансная частота цилиндрических резонаторов определяется более сложным способом и не может быть выражена единой

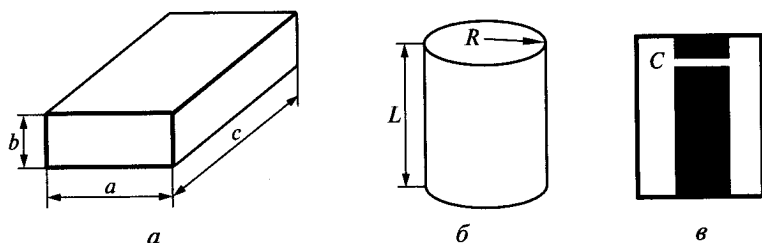


Рис. 7.29

формулой. Приведем формулы по расчету цилиндрического резонатора при возбуждении в нем наиболее длинных волн из множества резонансных частот.

При возбуждении колебания типа  $E_{010}$  длина резонансной волны

$$\lambda_p = 2,62R \text{ при размере } L < 2,1R.$$

При возбуждении колебания типа  $H_{111}$  длина резонансной волны

$$\lambda_p = \frac{2L}{\sqrt{1 + 0,344(L/R)^2}}. \quad (7.37)$$

При возбуждении колебания типа  $E_{011}$  длина резонансной волны

$$\lambda_p = \frac{2L}{\sqrt{1 + 0,587(L/R)^2}}. \quad (7.38)$$

При возбуждении колебания типа  $H_{011}$  длина резонансной волны

$$\lambda_p = \frac{2L}{\sqrt{1 + 1,487(L/R)^2}}. \quad (7.39)$$

В качестве объемного резонатора используется также отрезок короткозамкнутой коаксиальной линии (см. рис. 7.29, *в*). Расчет такого резонатора производится согласно формулам (7.23) и (7.30). Емкость  $C$  в резонаторе есть емкость зазора открытого конца коаксиальной линии.

Возбуждение резонаторов осуществляется таким же способом, как и волновода (см. рис. 7.28). При высокой чистоте обработки внутренней поверхности резонатора его добротность может достигать нескольких тысяч.

С помощью отрезков волноводов можно создавать те же СВЧ устройства, что и с помощью микрополосковых линий (см. подразд. 7.3): фильтры, ступенчатые переходы, мостовые устройства, направленные ответвители.

### Контрольные вопросы

1. Чем отличаются цепи сосредоточенного типа от цепей распределенного типа?
2. Чем отличается фидерная линия от волновода?
3. Как определить волновое сопротивление фидерной линии?
4. Как связаны комплексное сопротивление и коэффициент отражения?
5. Как определить входное сопротивление фидерной линии?
6. Как меняется коэффициент отражения вдоль длинной линии?
7. Как определяются мощность падающей и отраженной волны?

8. Как определяется проходящая мощность?
9. Как изменяется амплитуда напряжения вдоль линии в режиме согласования?
10. Назовите основные типы фидерных линий.
11. Как определяется волновое сопротивление разных типов фидерных линий?
12. Почему происходит укорочение длины волны в фидерной линии?
13. Что такое ступенчатый переход, как он устроен?
14. Как выглядят фильтры с применением микрополосковых линий?
15. Как устроен направленный ответвитель?
16. Как устроено мостовое устройство?
17. Какие волны распространяются в волноводе?
18. Что такое критическая длина волны в волноводе?
19. Как изменяется длина волны в волноводе?
20. Назовите способы возбуждения электромагнитных волн в волноводе.
21. Как устроены объемные резонаторы с применением волноводов?
22. Как определяется резонансная частота объемного резонатора прямоугольного типа?

## НЕЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

## 8.1. Особенности нелинейных цепей

Нелинейным элементом в радиотехнических устройствах в большинстве случаев являются электронные приборы — полупроводниковые и электровакуумные. В сочетании с инерционными электрическими цепями они образуют нелинейные динамические звенья и устройства. К их числу относятся усилители мощности сигнала, умножители и делители частоты сигнала, преобразователи частоты и автогенераторы.

При всем разнообразии этих устройств их можно разделить на два больших класса: неавтономные и автономные (рис. 8.1).

Признаками устройств неавтономного типа (см. рис. 8.1, *а*) являются:

зависимость выходного сигнала  $y(t)$  от входного  $x(t)$ , причем при  $x(t) = 0$ , как правило,  $y(t) = 0$ ;

в воздействии на один или несколько параметров входного сигнала при его прохождении через устройство, например в усилителях — на мощность сигнала, в преобразователях — на частоту.

Признаком устройств автономного типа (см. рис. 8.1, *б*) является отсутствие внешнего воздействия, в них выходной сигнал  $y(t)$  определяется исключительно свойствами самого устройства. Так, частота автоколебаний зависит от параметров колебательной системы, а мощность сигнала — от электронного прибора и режима его работы.

Устройства неавтономного типа при относительно малом сигнале могут рассматриваться как линейные цепи (см. рис. 4.2). Устройства автономного типа всегда являются нелинейными, поскольку в них возрастание амплитуды колебаний ограничивается нелинейным участком характеристики нелинейного элемента.

Несмотря на физические различия, математическая модель всех нелинейных цепей одинакова: она описывается нелинейными алгебраическими и дифференциальными уравнениями.

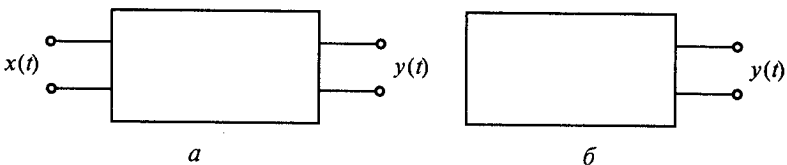


Рис. 8.1

Покажем на простом примере, чем отличается линейная цепь от нелинейной. Пусть линейная цепь описывается зависимостью  $y = kx$ , а нелинейная —  $y = x^2$ .

Подадим на вход обеих цепей сначала порознь сигналы  $x_1(t)$  и  $x_2(t)$ , а затем совместно:  $x(t) = x_1(t) + x_2(t)$ . В результате для выходного сигнала линейной цепи получим:

$$\begin{aligned} y_1(t) &= kx_1(t); \quad y_2(t) = kx_2(t); \\ y(t) &= kx(t) = k[x_1(t) + x_2(t)] = kx_1(t) + kx_2(t) = y_1(t) + y_2(t). \end{aligned} \quad (8.1)$$

Согласно (8.1) влияние сигналов на линейную цепь независимо: результат при их совместном действии есть сумма результатов при раздельном усилении. Такое независимое действие сигналов называется соблюдением принципа суперпозиции.

Для выходного сигнала нелинейной цепи получим:

$$\begin{aligned} y_1(t) &= [x_1(t)]^2; \quad y_2(t) = [x_2(t)]^2; \\ y(t) &= [x(t)]^2 = [x_1(t) + x_2(t)]^2 = [x_1(t)]^2 + [x_2(t)]^2 + \\ &+ 2x_1(t)x_2(t) = y_1(t) + y_2(t) + 2\sqrt{y_1(t)y_2(t)}. \end{aligned} \quad (8.2)$$

Согласно (8.2) влияние сигналов на нелинейную цепь взаимозависимо: результат при их совместном действии отличен от суммы результатов при раздельном усилении. Таким образом, нелинейная цепь не подчиняется принципу суперпозиции, что является одним из признаков ее отличия от линейной цепи. В результате исследование нелинейной цепи усложняется, поскольку при каждом новом входном сигнале требуется самостоятельный анализ и выходной сигнал не может быть представлен как сумма колебаний при воздействии на цепь некоторых простых тестовых сигналов.

Нелинейную цепь можно определить не только по входящим в нее элементам, но и по внешним признакам, к числу которых относятся:

несовпадение по форме входного  $x(t)$  и выходного  $y(t)$  сигналов (рис. 8.2);

преобразование частотного спектра входного сигнала, состоящее в зарождении в спектре выходного сигнала новых составляющих;

нелинейность амплитудной характеристики;

зависимость фазы усиливаемого сигнала от амплитуды.

Остановимся подробнее на двух последних признаках. Подадим на вход цепи (см. рис. 8.1, а) сигнал

$$x(t) = U_{\text{вх}} \sin(\omega t + \varphi_{\text{вх}}).$$

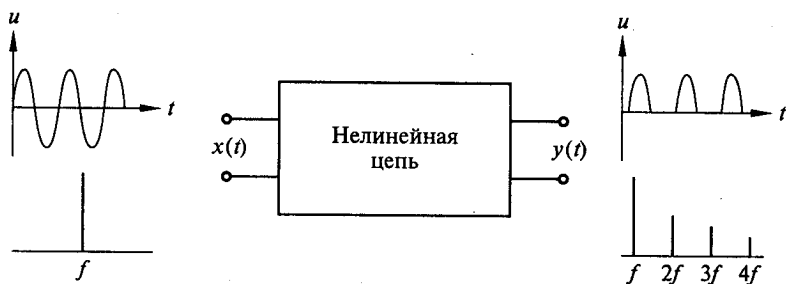


Рис. 8.2

На выходе цепи получим

$$y(t) = U_{\text{ВЫХ}} \sin(\omega t + \varphi_{\text{ВЫХ}}).$$

Плавное изменение амплитуды входного сигнала, снятие амплитудной и фазоамплитудной характеристики цепи:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \Phi_1(U_{\text{ВХ}}) \text{ и } \Delta\varphi = \varphi_{\text{ВЫХ}} - \varphi_{\text{ВХ}} = \Phi_2(U_{\text{ВХ}}).$$

При линейной амплитудной характеристике  $\Phi_1(U_{\text{ВХ}})$  и независимости разности фаз от амплитуды входного сигнала  $\Phi_2(U_{\text{ВХ}}) = \text{const}$  цепь является линейной (рис. 8.3, а). При нарушении любого из двух данных условий цепь становится нелинейной (рис. 8.3, б, в).

Возможны следующие методы анализа нелинейных цепей:

аналитические, как правило, приближенные способы решения системы нелинейных уравнений, описывающих работу устройства;

численные способы решения системы тех же нелинейных уравнений по программам с помощью компьютера;

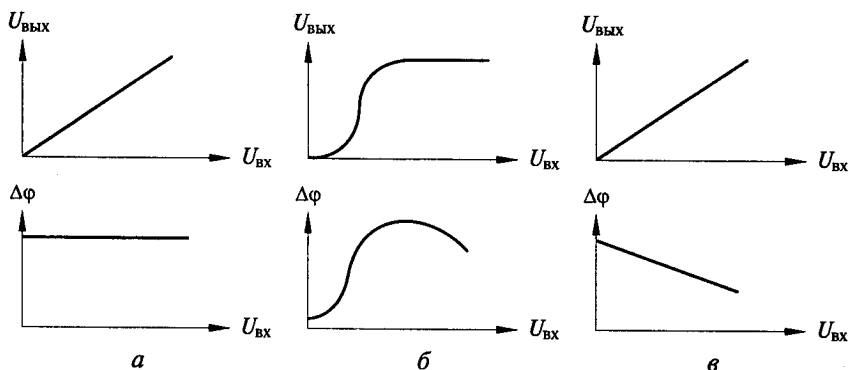


Рис. 8.3

- графические, при пренебрежении инерционностью нелинейного элемента;
- гармонической линейризации при фильтрации высших гармоник сигнала на выходе устройства;
- спектральный, оценивающий нелинейные свойства цепи по спектру выходного сигнала;
- с помощью фазовой плоскости.

Рассмотрим на конкретных примерах данные методы анализа нелинейных цепей.

## 8.2. Графический метод анализа

**Пример 8.1.** Статическая вольт-амперная характеристика нелинейного звена состоит из двух отрезков прямой линии: первый имеет крутизну  $S$ , второй проходит по оси абсцисс (рис. 8.4). В результате воздействия на звено входного синусоидального напряжения выходной ток согласно выполненным построениям примет форму косинусоидальных импульсов с амплитудой  $I_m = SU_{вхм}$ .

**Пример 8.2.** Статическая вольт-амперная характеристика нелинейного звена состоит из трех отрезков прямой линии: первый проходит по оси абсцисс, второй — ординат, третий — параллелен оси абсцисс (рис. 8.5). Такая зависимость, отражающая скачкообразное изменение амплитуды входного сигнала при прохождении входным сигналом некоторого фиксированного значения (в рассматриваемом случае равным 0), называется характеристикой релейного типа.

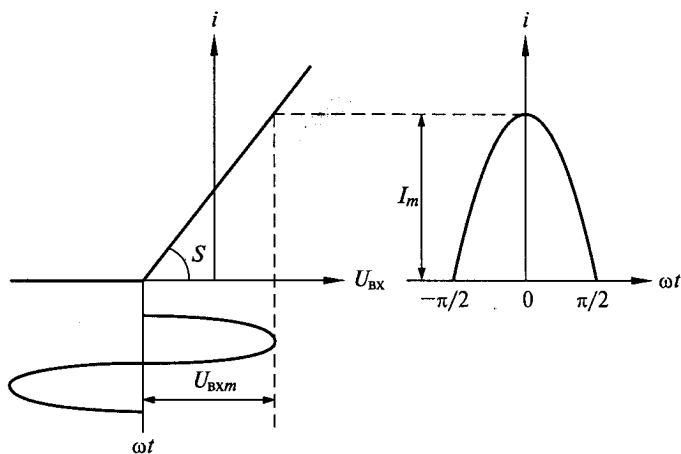


Рис. 8.4

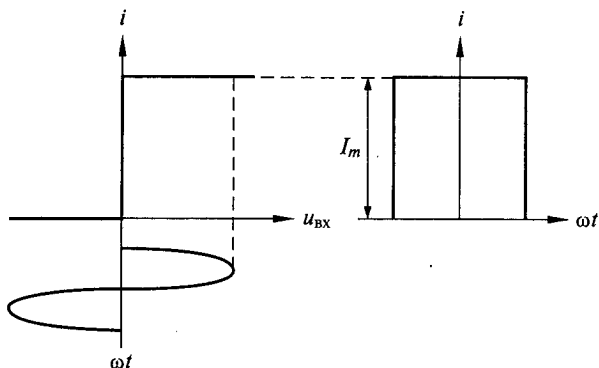


Рис. 8.5

В результате воздействия на звено входного синусоидального напряжения выходной ток согласно выполненным построениям примет форму прямоугольных импульсов с амплитудой  $I_m$ .

### 8.3. Метод гармонической линейризации

Рассмотрим устройство, состоящее из двух звеньев: нелинейного и линейного, являющегося полосовым фильтром и пропускающим только 1-ю гармонику сигнала (рис. 8.6).

На вход устройства подается синусоидальный сигнал, приобретающий на выходе нелинейного звена форму импульсов (см. рис. 8.4 и 8.5). Разложим в ряд Фурье полученную периодическую последовательность импульсов (см. подразд. 2.2). Согласно программе (см. рис. 2.4) для периодической последовательности косинусоидальных импульсов при нижнем угле отсечки  $\theta = 90^\circ$  (см. рис. 8.4) получим

$$i(t) = I_m (0,318 + 0,5 \cos \omega t + 0,212 \cos 2\omega t - 0,042 \cos 4\omega t \dots). \quad (8.3)$$

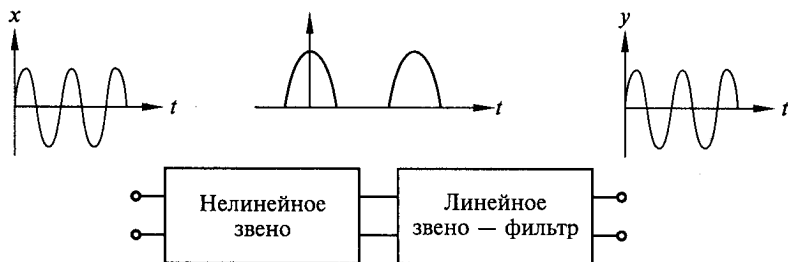


Рис. 8.6



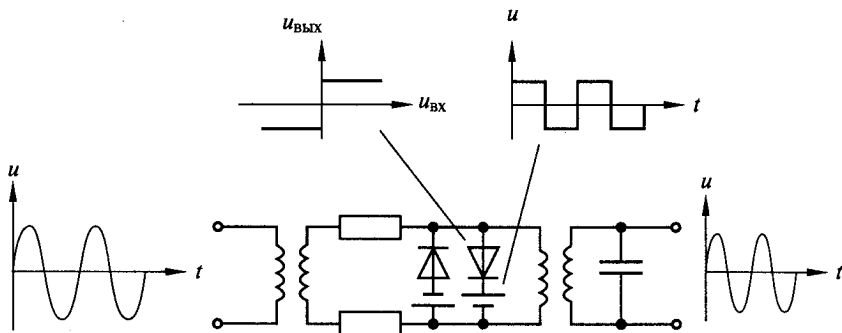


Рис. 8.7

Согласно программе, приведенной на рис. 2.5, для периодической последовательности прямоугольных импульсов (см. рис. 8.5) получим

$$i(t) = I_m (0,5 + 0,637 \cos \omega t - 0,212 \cos 3\omega t + 0,127 \cos 5\omega t \dots). \quad (8.4)$$

После нелинейного элемента через полосно-пропускающий фильтр с характеристикой, приведенной на рис. 6.2, *a*, пропускается только 1-я гармоника сигнала. Поэтому сигнал на выходе устройства вновь, как и на входе, приобретает синусоидальную форму (см. рис. 8.6).

Такая цепь в целом называется квазилинейной, т. е. похожей на линейную. Ее характеризует коэффициент передачи по 1-й гармонике сигнала или крутизна нелинейного элемента по 1-й гармонике, как отношение амплитуды этой гармоники к амплитуде входного напряжения:  $S_{1cp} = I_1 / U_{\text{вх}m}$ . Так согласно (8.3) и (8.4) в случае косинусоидального импульса  $S_{1cp} = 0,5 I_m / U_{\text{вх}m}$ , прямоугольного:  $S_{1cp} = 0,637 I_m / U_{\text{вх}m}$ .

Уравнения, описывающие работу нелинейной цепи с фильтрацией сигнала, составляются относительно 1-й гармоники сигнала, что значительно упрощает анализ.

Рассматриваемый метод применим, например, для оценки свойств двустороннего ограничителя колебаний, схема и характеристики которого приведены на рис. 8.7.

На входе цепи сигнал синусоидальный. После ограничителя благодаря действию выпрямительных диодов сигнал приобретает прямоугольную форму. С помощью параллельного колебательного контура, настроенного в резонанс с 1-й гармоникой, сигнал на выходе вновь приобретает синусоидальную форму.

В случае автоколебательной системы рассмотренный метод гармонической линейризации называется гармоническим балансом (см. подразд. 9.3).

## 8.4. Спектральный метод анализа

Во многих случаях судить о нелинейных свойствах цепи по искажению формы синусоидального сигнала на ее выходе весьма затруднительно. Более «тонким» методом анализа в таких случаях является спектральный метод, основанный на сравнении амплитудных спектров входного и выходного сигналов. Тестовым сигналом при таком методе может являться двухчастотный сигнал, позволяющий получить комбинационный спектр выходного сигнала и дать количественную оценку нелинейным свойствам анализируемого устройства. Поскольку данный метод анализа находит широкое применение в современной радиотехнике, то сначала более подробно рассмотрим структуру самого двухчастотного сигнала, который представим в виде суммы двух синусоидальных сигналов, разнесенных на частоту  $F$ :

$$\begin{aligned} u_{\text{вх}}(t) &= U_1 \sin(2\pi f_1 t) + U_2 \sin[2\pi(f_1 + F)t] = \\ &= A(t) \sin(2\pi f_1 t + \theta(t)), \end{aligned} \quad (8.5)$$

где  $A(t)$  — амплитуда;  $\theta(t)$  — фаза суммарного сигнала;

$$A(t) = U_0 \sqrt{1 + p^2 + 2p \cos(2\pi Ft)}; \quad (8.6)$$

$$\theta(t) = \text{arctg} \frac{p \sin(2\pi Ft)}{1 + \cos(2\pi Ft)}, \quad (8.7)$$

где  $p = U_2/U_1$  — отношение амплитуд сигналов.

$U1 := 1$	$f1 := 5$	$p := 0.99$	$F := 0.2$
$u(t) := U1 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f1 \cdot t) + p \cdot U1 \cdot \sin 2 \cdot \pi \cdot (f1 + F) \cdot t$			
$s(t) := \sin(2 \cdot \pi \cdot F \cdot t)$		$c(t) := \cos(2 \cdot \pi \cdot F \cdot t)$	
$A(t) := U1 \cdot \sqrt{1 + p^2 + 2 \cdot p \cdot c(t)}$			
$\theta(t) := \text{atan}\left(p \cdot \frac{s(t)}{1 + p \cdot c(t)}\right)$			
$\Phi(t) := \frac{p^2 + p \cdot c(t)}{1 + p^2 + 2 \cdot p \cdot c(t)}$			

Рис. 8.8

Мгновенная частота сигнала  $\omega(t) = \omega_1 + \Delta\omega(t)$ .

Путем дифференцирования фазы по времени для девиации мгновенной частоты сигнала получим

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = 2\pi F \frac{p^2 + p \cos(2\pi Ft)}{1 + p^2 + 2p \cos(2\pi Ft)}. \quad (8.8)$$

При  $p = 1$  выражение (8.5) принимает вид

$$u_{\text{вх}}(t) = 2U_1 \cos(\pi Ft) \sin[2\pi(f_1 + F)t].$$

Согласно (8.5)—(8.7) двухчастотный сигнал есть сигнал с амплитудной и фазовой модуляцией и поэтому он пригоден для анализа устройств с характеристиками, полученными в одноча-

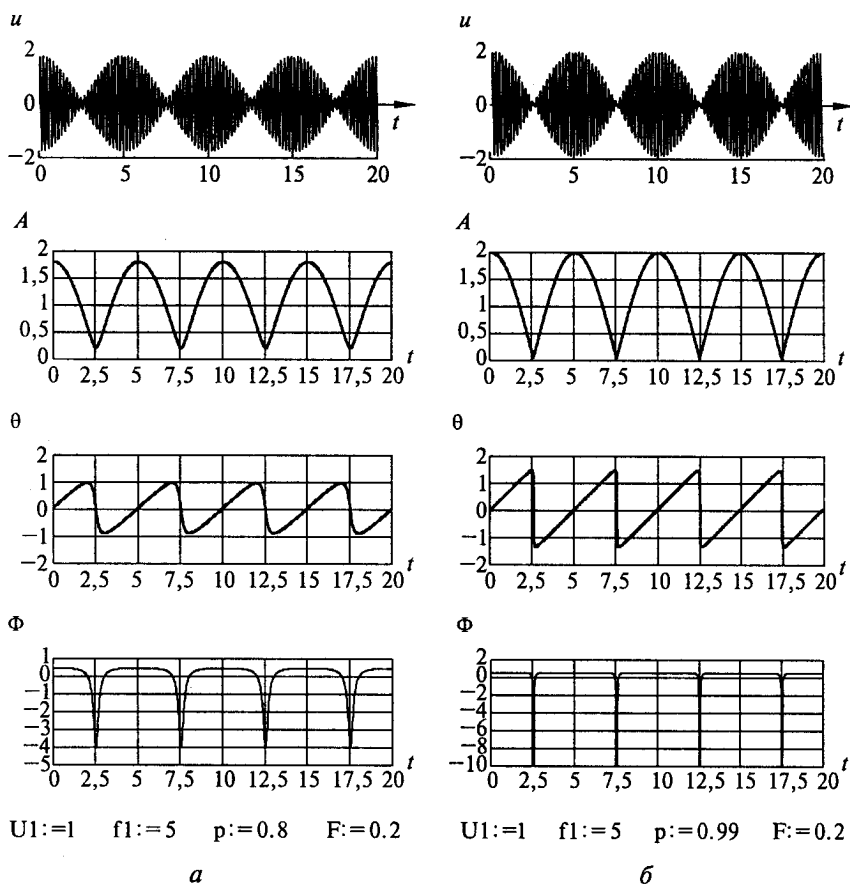


Рис. 8.9

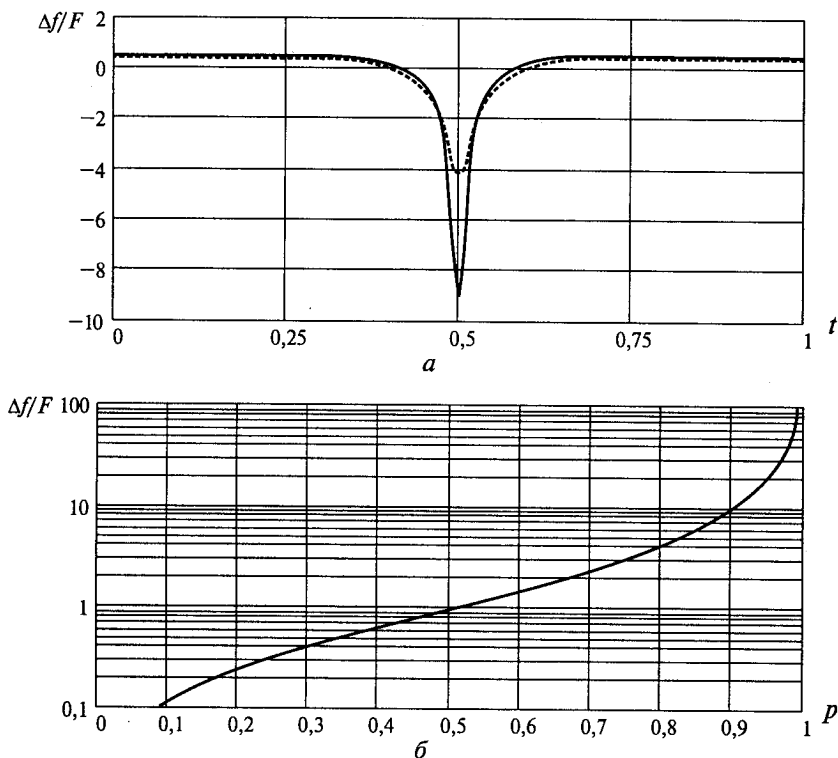


Рис. 8.10

стотном режиме и приведенными на рис. 8.3. Программа по расчету амплитуды  $A(t)$ , фазы  $\theta(t)$  и девиации мгновенной частоты  $\Phi(t) = \Delta f(t)/F$  двухчастотного сигнала приведена на рис. 8.8. Результаты расчета по этой программе в виде графиков для двух случаев: при  $p = 0,8$  и  $0,99$  приведены на рис. 8.9, а, б. Из них следует, что фаза суммарного колебания  $\theta(t)$  в течение одного периода колебаний с разностной частотой  $F$  меняет знак. При  $p = 1$  фаза меняется по пилообразному закону со скачком, равным  $\pi$ , а глубина амплитудной модуляции составляет 100 %.

Рассмотрим изменение девиации мгновенной частоты сигнала (8.8). Графики нормированной функции  $\Phi(t) = \Delta f(t)/F$  построены на рис. 8.9 и 8.10, а (сплошная линия при  $p = 0,9$ , пунктирная при  $p = 0,8$ ). Из графиков следует, что функция  $|\Delta f(t)|$  имеет максимум посередине периода колебаний с разностной частотой  $F$  при скачке фазы. Величина этого максимума, как следует из (8.8):

$$|\Delta f| = Fp/(1-p). \quad (8.9)$$

График нормированной функции (8.9) построен на рис. 8.10, б.

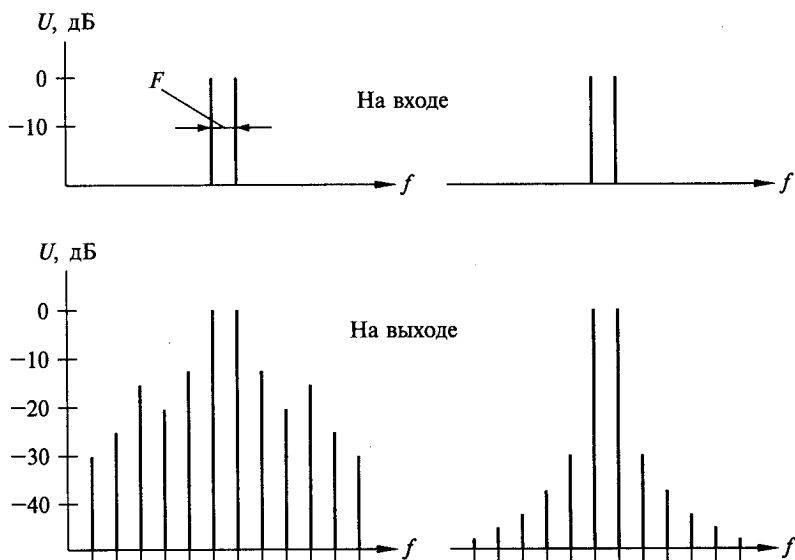


Рис. 8.11

До значения  $p = 0,5$  мгновенная частота сигнала меняется сравнительно плавно. При большем значении  $p$  и приближении к 1, т. е. при равных сигналах, в виду резкого изменения закона изменения фазы сигнала в зависимости для мгновенной частоты, являющейся производной от фазы, появляются острые импульсы. При  $p = 0,5$  значение максимума девиации частоты  $|\Delta f| = F$ , при  $p > 0,5$  значение  $|\Delta f| > F$ . При  $p \rightarrow 1$  значение  $|\Delta f| \rightarrow \infty$  (см. рис. 8.10, б).

Таким образом, в случае двухчастотного сигнала изменение мгновенной частоты может значительно превысить ширину частотного спектра  $F$ . Подобное явление вызвано тем, что мгновенная частота сигнала и спектральная частота суть разные понятия, что подробно было рассмотрено в подразд. 3.3.

Выходной комбинационный спектр нелинейной цепи при известных амплитудной и фазоамплитудной характеристиках (см. рис. 8.3) можно рассчитать по программе [1] или снять экспериментальным путем, подав на вход цепи или устройства двухчастотный сигнал (8.5). Два примера таких комбинационных спектров приведены на рис. 8.11. Спектральные составляющие в этих спектрах следуют с интервалом разностной частоты  $F$ . По уровню комбинационных составляющих можно судить о нелинейных свойствах цепи: их больший уровень свидетельствует и о большей нелинейности.

Метод анализа нелинейной цепи с помощью фазовой плоскости рассматривается в подразд. 9.3.

Численные методы анализа нелинейной цепи по программам с применением компьютера рассмотрены, например, в [1].

## 8.5. Преобразования сигнала в нелинейных цепях

С помощью нелинейных цепей неавтономного типа осуществляются следующие преобразования сигнала: усиление мощности; изменение частоты; модуляция, детектирование. Рассмотрим принципы перечисленных преобразований сигналов.

**Усиление мощности высокочастотных колебаний.** Устройства, осуществляющие данную операцию, называются высокочастотными генераторами с внешним или независимым возбуждением. Их также называют высокочастотными усилителями мощности. В генераторе осуществляется преобразование энергии источника постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний под управлением более слабого внешнего ВЧ сигнала (рис. 8.12).

Этот процесс преобразования одного вида энергии в другой осуществляется с помощью электронного прибора — транзистора или электривакуумного прибора, на выходе которого включается параллельный колебательный контур, выделяющий 1-ю гармонику сигнала.

Пример схемы ВЧ транзисторного генератора с внешним возбуждением приведен на рис. 8.13.

Работа генератора характеризуется в первую очередь КПД и коэффициентом усиления сигнала по мощности:

$$\eta = P_1/P_0; K_p = P_1/P_{\text{вх}} > 1,$$

где  $P_0$  — мощность источника постоянного тока;  $P_1, P_{\text{вх}}$  — мощности выходного и входного ВЧ сигналов.

Рассмотрим сначала линейный режим работы генератора, называемый режимом класса А, при использовании только линейного участка характеристики электронного прибора (рис. 8.14, а).

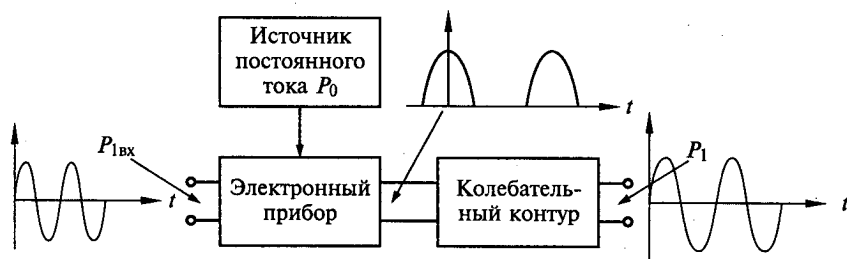


Рис. 8.12

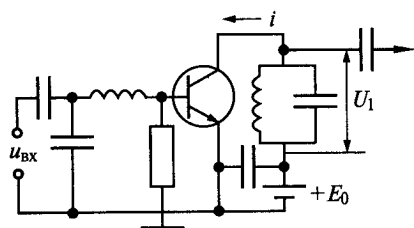


Рис. 8.13

Определим КПД генератора:

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{0,5 I_1 U_1}{I_0 E_0} = \quad (8.10)$$

$$= 0,5 \frac{I_1}{I_0} \frac{U_1}{E_0} = 0,5 g_1 \xi,$$

где  $g_1 = I_1/I_0$  — коэффициент формы тока;  $\xi_1 = U_1/E_0$  — коэффициент использования на-

пряжения;  $I_1$  — амплитуда 1-й гармоники тока;  $I_0$  — постоянная составляющая тока;  $U_1$  — амплитуда 1-й гармоники напряжения;  $E_0$  — напряжение источника постоянного тока.

Поскольку согласно рис. 8.14, а коэффициент формы тока  $g_1 \leq 1$  и коэффициент использования напряжения  $\xi \leq 1$ , то теоретическое значение КПД генератора в линейном режиме работы не может превысить 50%. Практически из-за снижения значений  $g_1$  и  $\xi$  до 0,7 значение КПД не превышает 25%.

Увеличить КПД генератора можно за счет повышения значения коэффициента формы тока  $g_1$ , переведя генератор в нелинейный режим работы. Так, как следует из рис. 8.14, б, при работе с отсечкой ток электронного прибора представляет собой периодическую последовательность косинусоидальных импульсов. Для нее из (8.3) имеем  $g_1 = 0,5/0,318 = 1,57$  и согласно (8.10) значение КПД составляет 78,5%. При сужении импульсов тока, т. е. уменьшении угла отсечки, согласно результатам расчета по программе, представленной на рис. 2.4, коэффициент формы тока  $g_1 \rightarrow 2$ , а следовательно, теоретическое значение КПД  $\rightarrow 100\%$ . Практически при так называемом ключевом режиме работы ВЧ генератора удается получить КПД до 90—95%.

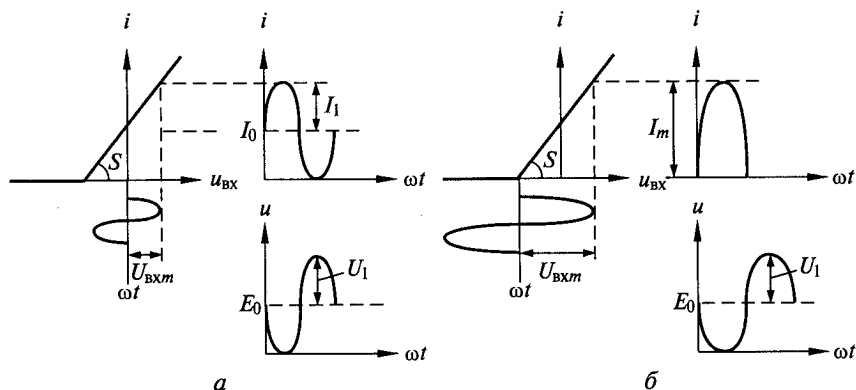


Рис. 8.14

Итак, перевод ВЧ генератора из линейного в нелинейный режим работы позволяет существенно повысить его КПД. Именно в таком нелинейном режиме, за исключением особых случаев, работают ВЧ ламповые и транзисторные генераторы. Подробный анализ работы ВЧ генератора с помощью метода гармонической линеаризации рассматривается в [2].

**Умножение частоты высокочастотных колебаний.** Генератор, представленный на рис. 8.12 и 8.13, можно использовать и для умножения частоты ВЧ колебаний. В этом случае колебательный контур, включенный на выходе электронного прибора, настраивается на частоту требуемой гармоники сигнала. Так при умножении частоты в два раза контур настраивается на частоту  $f_p = 2f$ , где  $f$  — частота входного сигнала, при умножении в три раза — на частоту  $f_p = 3f$  и т.д. При умножении частоты может использоваться только нелинейный режим работы генератора, поскольку в линейном режиме гармоники не образуются. КПД генератора определяется по формуле, аналогичной (8.10), с заменой индекса  $l$  при токе и напряжении на индекс  $n = 2, 3$ , т.е.  $n = 1, 2, \dots$ , т.е.

$$\eta = \frac{P_n}{P_0} = \frac{0,5 I_n U_n}{I_0 E_0} = 0,5 \frac{I_n U_n}{I_0 E_0} = 0,5 g_n \xi_n, \quad (8.11)$$

где  $g_n = I_n/I_0$  — коэффициент формы тока;  $\xi_n = U_n/E_0$  — коэффициент использования напряжения;  $I_n$  — амплитуда 1-й гармоники тока;  $I_0$  — постоянная составляющая тока;  $U_n$  — амплитуда 1-й гармоники напряжения;  $E_0$  — напряжение источника постоянного тока.

Для каждого номера гармоники оптимальна своя форма импульса тока, при которой коэффициент формы максимален. Так при косинусоидальном импульсе согласно расчетам, выполняемым по программе, приведенной на рис. 2.4, оптимальное значение угла отсечки  $\theta_{\text{опт}} = 120^\circ/n$ , где  $n$  — номер гармоники.

Другой способ умножения частоты (за счет нелинейной емкости закрытого  $p$ — $n$ -перехода) рассмотрен, например, в [2].

**Преобразование частоты высокочастотных колебаний.** Одно из преобразований радиосигнала в радиопередатчиках и радиоприемниках состоит в изменении их частоты — в получении вместо сигнала  $u_1(t) = U_1 \sin \omega_1 t$  сигнала  $u_2(t) = U_2 \sin \omega_2 t$ . Такое преобразование частоты осуществляется во всех супергетеродинных радиоприемниках при переходе от усилителя радиочастоты к усилителю промежуточной частоты. Изменение частоты происходит здесь с помощью смесителя, на вход которого подаются принятый сигнал частотой  $f_c$  и сигнал гетеродина с частотой  $f_r$ , а с выхода снимается сигнал разностной частоты  $f_n = f_c - f_r$  (рис. 8.15).

В других случаях требуется получить сигнал не с разностной, а с суммарной частотой  $f_3 = f_1 + f_2$ .





Рис. 8.15

В более общей форме операцию преобразования частоты можно представить в виде  $f_3 = nf_1 \pm mf_2$ , где  $n, m$  — целые положительные числа. Подобную операцию можно осуществить с помощью нелинейного элемента — транзистора, подав на его вход два сигнала с частотой  $f_1$  и  $f_2$  и включив на выходе контур, настроенный на требуемую частоту  $f_3$  (рис. 8.16).

Рассмотрим сначала простой случай преобразования частоты с помощью нелинейного элемента с квадратичной характеристикой  $i = au^2$ . Подав на вход такого элемента два сигнала с частотой  $f_1$  и  $f_2$  и постоянное смещение  $U_0$ , получим

$$\begin{aligned}
 i &= au^2 = a(U_0 + U_1 \sin \omega_1 t + U_2 \sin \omega_2 t)^2 = \\
 &= a(U_0^2 + U_1^2 \sin^2 \omega_1 t + U_2^2 \sin^2 \omega_2 t + 2U_0 U_1 \sin \omega_1 t + \\
 &\quad + 2U_0 U_2 \sin \omega_2 t + 2U_1 U_2 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t).
 \end{aligned}$$

Произведя тригонометрические преобразования, получим

$$\begin{aligned}
 i &= A_0 + A_1 \sin \omega_1 t + A_2 \sin \omega_2 t + A_3 \cos 2\omega_1 t + \\
 &+ A_4 \cos 2\omega_2 t + A_5 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + A_6 \cos(\omega_1 + \omega_2)t.
 \end{aligned} \tag{8.12}$$

Из полученного выражения (8.12) видно, что в спектре тока нелинейного элемента содержатся составляющие с суммой  $(f_1 + f_2)$  и разностью  $(f_1 - f_2)$  частот входных сигналов. Таким образом, с помощью нелинейного элемента с квадратичной характеристикой можно как суммировать, так и вычитать частоты входных сигналов.

При характеристике нелинейной цепи, описываемой полиномом более высокой степени  $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + a_4 u^4 + \dots$ ,

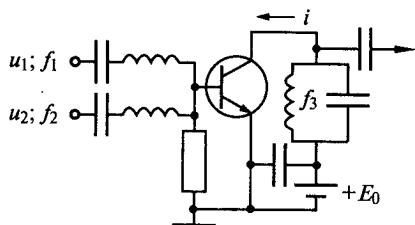


Рис. 8.16

можно получить спектр тока, еще более насыщенный составляющими с частотами  $(nf_1 \pm mf_2)$ , где  $n, m$  — целые положительные числа.

Таким образом, с помощью нелинейной цепи можно осуществлять преобразования частоты сигнала, смещая ее на требуемую величину.

Две другие операции — модуляция и детектирование, осуществляемые с помощью нелинейных цепей неавтономного типа, рассматриваются соответственно в гл. 11 и 12.

### Контрольные вопросы

1. На какие две группы подразделяются нелинейные цепи?
2. Назовите основной признак неавтономного устройства.
3. Назовите основной признак автономного устройства.
4. Назовите примеры нелинейных цепей.
5. Сигнал какой формы соответствует нелинейной цепи?
6. Как по спектру сигнала определить нелинейную цепь?
7. Перечислите методы анализа нелинейных цепей.
8. В чем сущность графического метода анализа нелинейной цепи?
9. В чем сущность метода гармонической линеаризации при анализе нелинейной цепи?
10. Какой тестовый сигнал можно использовать при анализе нелинейной цепи?
11. Как по выходному комбинационному спектру оценить нелинейность цепи?
12. С каким интервалом следуют составляющие в комбинационном спектре?
13. Как выглядят амплитудная и фазоамплитудная характеристики нелинейной цепи?
14. Можно ли по одной амплитудной характеристике судить о нелинейности цепи?
15. Как меняется мгновенная частота, амплитуда и фаза двухчастотного сигнала?
16. Как выглядит спектр двухчастотного сигнала?
17. Может ли девиация мгновенной частоты двухчастотного сигнала превысить ширину спектра?
18. Какие преобразования сигнала возможны в нелинейных цепях?
19. Почему высокочастотный усилитель мощности работает в нелинейном режиме?
20. Как определяется КПД высокочастотного усилителя мощности?
21. Может ли этот КПД быть близким к 100 %?
22. Как осуществляется умножение частоты колебаний?
23. Как происходит преобразование частоты колебаний?

## ГЕНЕРИРОВАНИЕ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

## 9.1. Принцип генерации высокочастотных колебаний

Выше был рассмотрен процесс затухания колебаний в параллельном колебательном контуре (см. подразд. 5.2). Вернемся к этому вопросу, обратившись к рис. 9.1, на котором потери энергии в контуре определяются активным сопротивлением  $R$ .

При анализе было показано, что в случае заряда конденсатора до напряжения  $E$  в контуре возникают затухающие колебания, описываемые функцией

$$y = Ee^{-\alpha t} \cos(\omega_1 t), \quad (9.1)$$

где  $\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ ;  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ;  $\alpha = \frac{1}{2RC} = \frac{\omega_0}{2Q}$ ;  $Q = \omega_0 RC = R/(\omega_0 L)$ .

Согласно (9.1) скорость затухания колебаний определяется коэффициентом  $\alpha$  или добротностью  $Q$ . Графики функции (9.1) при разных значениях  $\alpha$  показаны на рис. 9.2.

Согласно (9.1) для получения незатухающих колебаний, т.е. колебаний с постоянной амплитудой, следует иметь коэффициент  $\alpha = 0$  или добротность  $Q = \infty$ . При этом частота колебаний  $\omega_1 = \omega_0$ , т.е. точно равна резонансной частоте колебательного контура. С другой стороны, при любом сколь угодно малом отрицательном значении  $\alpha < 0$  произойдет неограниченное возрастание амплитуды колебаний (см. рис. 9.2), что в конечном итоге приведет к электрическому пробое конденсатора и поэтому недопустимо.

Итак, необходимо для обеспечения режима автоколебаний иметь стабильное, неизменное значение  $\alpha = 0$ . В противном случае при  $\alpha > 0$  колебания будут затухать, а при  $\alpha < 0$  — неограниченно возрастать. Устройство,

в котором обеспечивается такой стабильный, устойчивый режим колебаний, называется автогенератором, обобщенная структурная схема которого показана на рис. 9.3.

В схеме с помощью цепи положительной обратной связи часть мощности сигнала из ко-

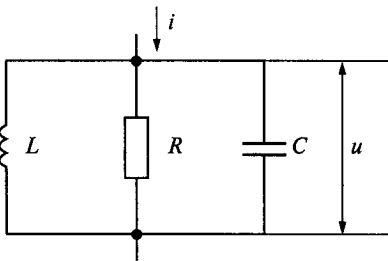


Рис. 9.1

лебательного контура поступает на вход электронного прибора и после усиления вновь возвращается в контур. При этом необходимо выполнять два условия. Во-первых, количество дополнительной энергии, поступающей в контур, должно быть равно энергии, теряемой в нем за счет его активного сопротивления потерь  $R$  (см. рис. 9.1). Во-вторых, дополнительные колебания должны совпадать по фазе с основными колебаниями. Пример схемы транзисторного автогенератора, отвечающего данным требованиям, приведен на рис. 9.4. (Другие схемы рассмотрены, например, в [2].)

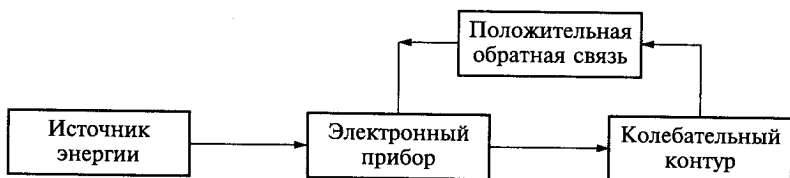
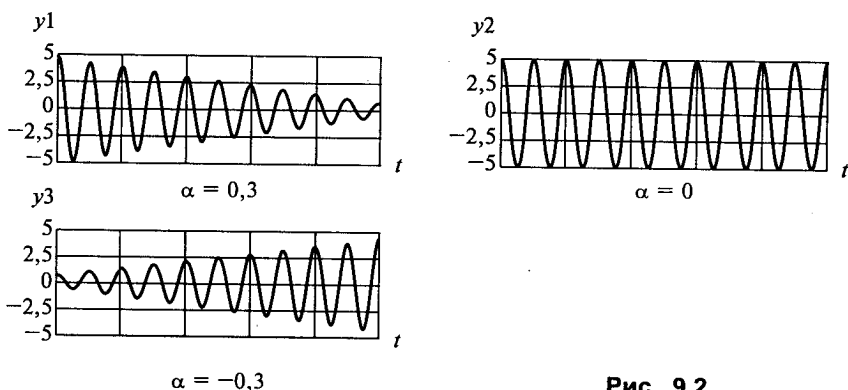
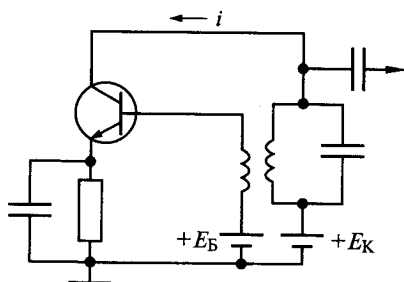


Рис. 9.4



## 9.2. Основное уравнение автогенератора

Рассмотрим вопрос устойчивости автоколебаний на основе баланса двух энергий: теряемой в контуре и дополнительно в него доставляемой за счет цепи обратной связи. Энергию потерь обозначим как  $W_{\text{п}}$ , дополнительную —  $W_{\text{доп}}$ . После включения автогенератора необходимо иметь  $W_{\text{доп}} > W_{\text{п}}$ , что приводит к возрастанию амплитуды автоколебаний (рис. 9.5, а).

После достижения в системе равенства  $W_{\text{доп}} = W_{\text{п}}$  наступит установившийся режим автоколебаний; при котором коэффициент  $\alpha = 0$ . В случае дальнейшего возрастания колебаний следует иметь  $W_{\text{доп}} < W_{\text{п}}$ , что приведет к снижению амплитуды и возврату к устойчивому режиму работы. Сказанное поясняется с помощью двух графиков — зависимостей  $W_{\text{доп}}(U)$  и  $W_{\text{п}}(U)$ , где  $U$  — амплитуда автоколебаний, точка  $A$  соответствует состоянию устойчивого равновесия (рис. 9.5, б). Таким образом, в автогенераторе при правильном выборе режима его работы, соответствующего графикам на рис. 9.5, б, автоматически установится динамическое равновесие, обеспечивающее постоянство амплитуды автоколебаний (см. рис. 9.5, а).

Анализ работы автогенератора можно провести на основе метода гармонической линеаризации, поскольку выполняется (см. подразд. 8.3) условие применимости данного метода — выделение только 1-й гармоники сигнала с помощью колебательного контура.

Ток электронного прибора  $i(t)$  в автогенераторе может существенно отличаться от синусоидального вида и представлять собой периодическое колебание, состоящее из косинусоидальных (см. рис. 8.4) или иной более сложной формы импульсов. Разложив согласно (8.3) периодическое колебание в ряд Фурье, выделим из него 1-ю гармонику сигнала  $i_1(t)$ , амплитуда которой

$$I_1 = I_m \alpha_1,$$

где  $I_m$  — амплитуда импульса;  $\alpha_1 = 0,5$  при угле отсечки  $\theta = 90^\circ$ .

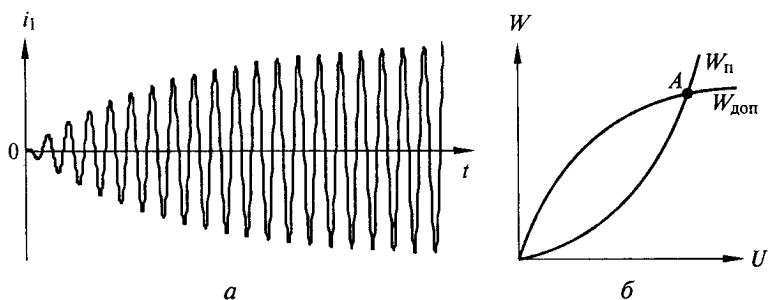


Рис. 9.5

Введем следующий параметр — крутизну характеристики электронного прибора по 1-й гармонике сигнала  $S_y = I_1/U_y = I_m \alpha_1/U_y$ , где  $U_y$  — амплитуда напряжения на входе прибора, и запишем следующую систему уравнений для комплексных амплитуд 1-й гармоники сигнала:

$$I_1 = S_y^* U_y; U_m = I_1 Z_{\text{экв}}^*; U_y = K U_m, \quad (9.2)$$

где  $U_m$  — амплитуда гармонического напряжения на колебательном контуре;  $Z_{\text{экв}}$  — эквивалентное сопротивление контура на частоте 1-й гармоники сигнала;  $K$  — комплексный коэффициент обратной связи.

Совместное решение (9.2) дает основное уравнение автогенератора в комплексной форме по 1-й гармонике сигнала:

$$S_y^* Z_{\text{экв}}^* K = 1. \quad (9.3)$$

Это уравнение распадается на уравнения для произведения модулей и суммы фаз, соответственно называемые уравнениями баланса амплитуд и фаз:

$$S_y Z_{\text{экв}} K = 1; \quad (9.4)$$

$$\varphi_y + \varphi_{\text{экв}} + \varphi_K = 2\pi n. \quad (9.5)$$

Уравнение баланса амплитуд (9.4) указывает на необходимость такого пополнения энергии в контуре за счет цепи обратной связи, которое покрывало бы потери в нем, т.е. выполнение рассмотренного выше условия равенства двух энергий — теряемой в контуре ( $W_{\text{п}}$ ) и дополнительной ( $W_{\text{доп}}$ ).

Уравнение баланса фаз (9.5) указывает на необходимость соблюдения следующего условия: дополнительные колебания, вводимые в контур, должны совпадать по фазе с уже существующими.

Количество дополнительной энергии можно регулировать за счет модуля коэффициента обратной связи  $K$ , а фазирование — за счет его фазы. Поскольку электронный прибор поворачивает фазу сигналу на величину, близкую к  $\pi$ , то согласно (9.5) на такую же величину должен происходить поворот фазы сигнала и за счет цепи обратной связи.

При  $t = 0$  ввиду малости амплитуды колебаний крутизна  $S_y = S_0$  — статической крутизны характеристики электронного прибора. При этом вместо уравнения баланса амплитуд (9.4) имеет место выполнение условия самовозбуждения автогенератора:

$$S_0 Z_{\text{экв}} K > 1. \quad (9.6)$$

По мере возрастания амплитуды автоколебаний  $U$  значение  $S_y$  уменьшается, стремясь к значению, соответствующему установив-

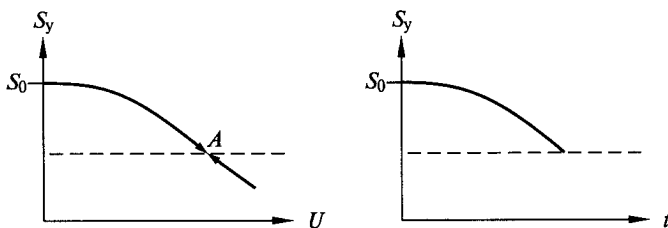


Рис. 9.6

шемуся режиму. Графики зависимости  $S_y(U)$  и  $S_y(t)$  приведены на рис. 9.6.

Точка  $A$  на графике соответствует состоянию динамического равновесия в автогенераторе, т. е. выполнению равенства энергий  $W_{\text{доп}} = W_{\text{п}}$  или эквивалентного ему уравнения баланса амплитуд (9.3).

### 9.3. Фазовая плоскость

Фазовая плоскость позволяет получить портрет динамического состояния системы и глубже исследовать происходящие в ней процессы. Для проведения анализа работы автогенератора с помощью понятия *фазовая плоскость* раскроем содержание данного термина.

Пусть колебания, происходящие в системе, например приведенные на рис. 9.2 и 9.5,  $a$ , описываются выражением  $y_1(t)$ . Производную от данной функции обозначим как  $y_2(t)$ , что позволяет записать:

$$y_1 = \Phi_1(t) \text{ и } y_2 = \frac{dy_1(t)}{dt} = \Phi_2(t). \quad (9.7)$$

Исключив в уравнениях (9.7) время  $t$ , получим зависимость  $y_2(y_1)$  и построим ее график на плоскости, отложив по оси абсцисс координату  $y_1$ , а по оси ординат —  $y_2$ . Полученный график  $y_2(y_1)$  называется фазовой траекторией. Каждой точке этой траектории соответствует одно определенное состояние системы, а в целом фазовая траектория отражает всю совокупность возможных состояний в системе, являясь ее своеобразным портретом.

Рассмотрим несколько примеров фазовых портретов. Пусть колебания в системе описываются выражением (9.1). С помощью программы на рис. 9.7, составленной на основе математического пакета программ Mathcad, рассчитаем колебания и фазовые портреты при  $\alpha > 0$  и  $\alpha < 0$ . Результаты расчета в виде графиков представлены на рис. 9.8. При  $\alpha > 0$  ( $\alpha = 0,3$ ) процесс носит затухающий колебательный характер, а фазовый портрет имеет вид сворачивающейся спирали (см. рис. 9.8,  $a$ ). При  $\alpha < 0$  ( $\alpha = -0,3$ ) процесс носит возра-

$E := 1$	$\alpha := 0.3$	$f := 1$	$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f$
$y1(t) := E \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \cos(\omega \cdot t)$		$y2(t) := \frac{d}{dt} y1(t)$	
$i := 1..500$		$T_i := 0.01 \cdot i$	
$Y1_i := y1(T_i)$		$Y2_i := y2(T_i)$	

Рис. 9.7

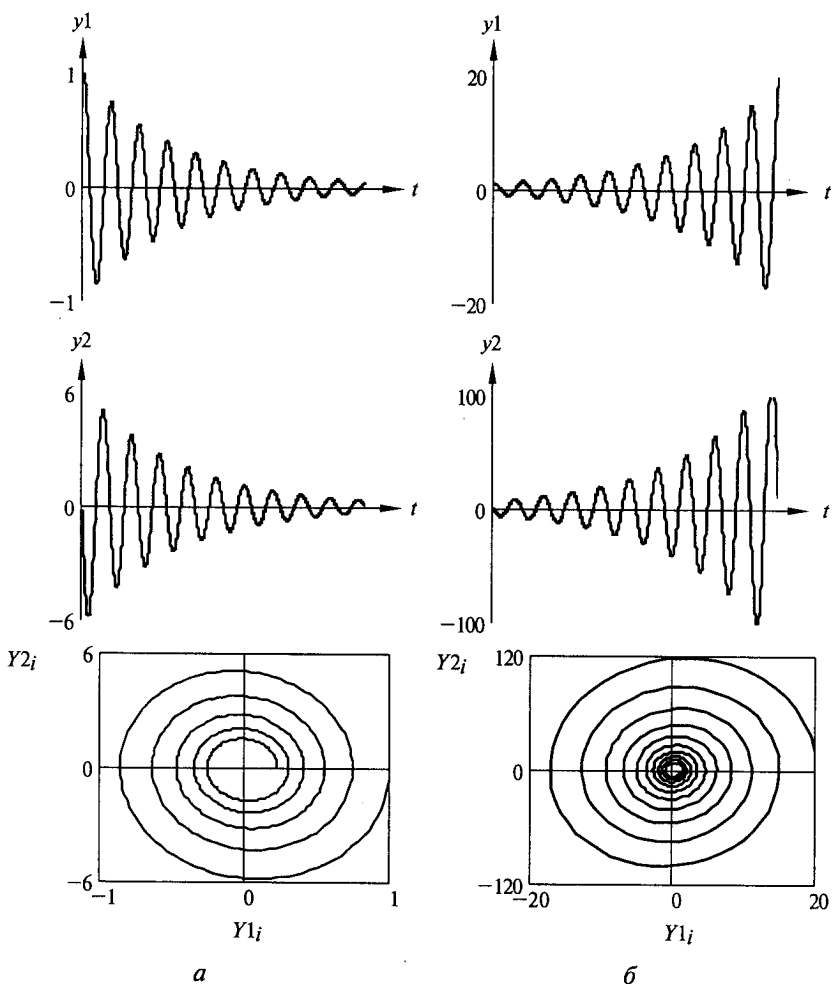


Рис. 9.8



стающий колебательный характер, а фазовый портрет имеет вид разворачивающейся спирали (см. рис. 9.8, б).

Теперь вернемся к автогенератору, в котором процесс установления автоколебаний протекает согласно зависимости, близкой к выражению

$$u(t) = U_0 (1 - e^{-\alpha t}) \cos \omega t, \quad (9.8)$$

и амплитуда колебаний стремится к установившемуся значению  $U_0$ .

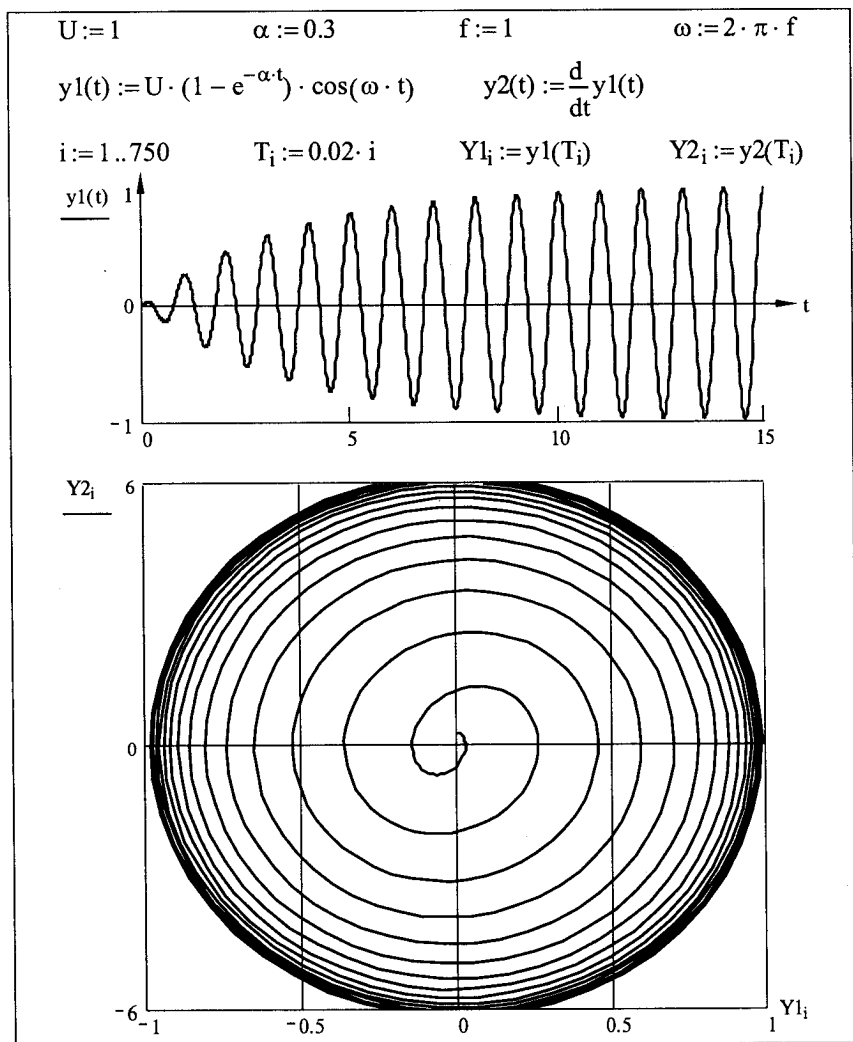


Рис. 9.9

Программа и пример расчета фазового портрета для данного случая представлены на рис. 9.9.

Из фазового портрета следует, что состоянию динамического равновесия в автогенераторе соответствует устойчивый предельный цикл в виде эллипса.

Рассмотрим еще один случай колебаний в автогенераторе, близкий по форме к треугольной форме. Примем, что процесс установления автоколебаний описывается выражением

$$u(t) = U_0 (1 - e^{-\alpha t}) (\sin \omega t - 0,111 \sin 3\omega t + 0,04 \sin 5\omega t). \quad (9.9)$$

Программа и пример расчета для данного случая представлены на рис. 9.10.

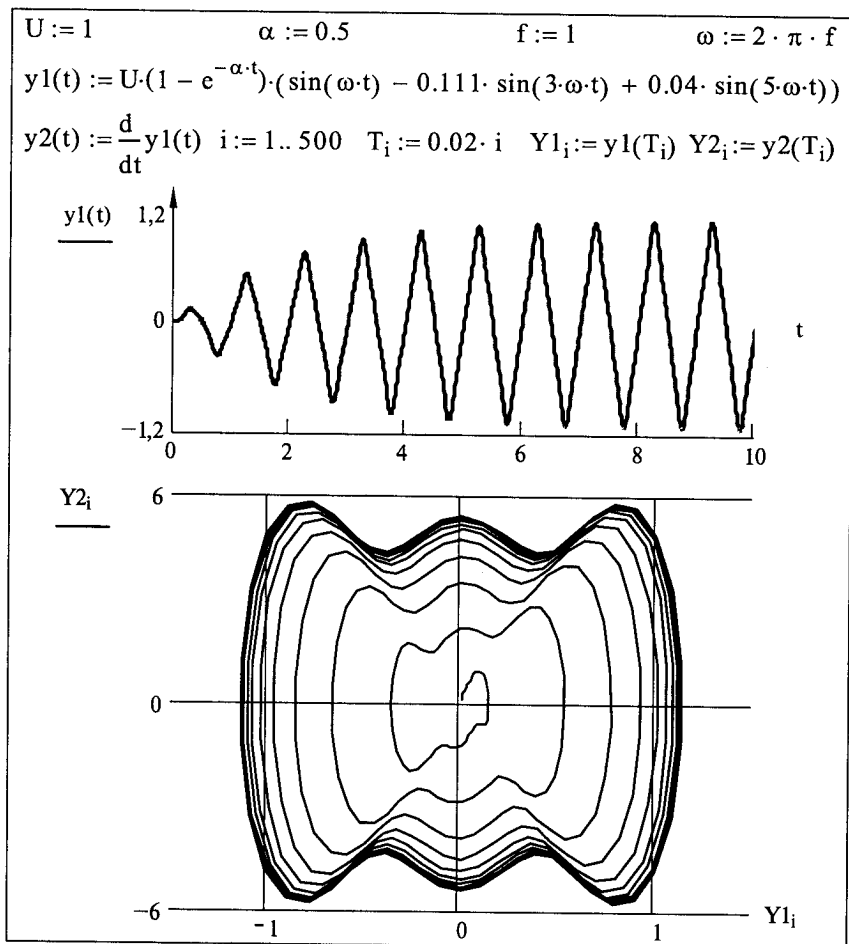


Рис. 9.10

Из расчета следует, что автоколебания, как и в предыдущем случае, стремятся к устойчивому предельному циклу, но при ином характере фазовых траекторий.

Таким образом, метод фазовой плоскости, реализуемый по программе с помощью компьютера, позволяет получить портрет динамического состояния как линейных, так и нелинейных цепей, в том числе и автогенератора.

## 9.4. Стабильность частоты автоколебаний

Важнейшим параметром автогенератора, определяющим во многом свойства радиоэлектронной аппаратуры, является стабильность частоты генерируемых автоколебаний. При этом различают долговременную и кратковременную нестабильность частоты.

Долговременная нестабильность частоты за период времени  $0 \dots t_0$  определяется, как усредненное значение по  $N$  измерениям или как максимальное отклонение частоты от номинального значения  $f_{ном}$ :

$$\Delta f_{дл} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |f_k - f_{ном}| \quad \text{или} \quad \Delta f_{дл} = |f_{max} - f_{ном}|. \quad (9.10)$$

Норма на долговременную нестабильность частоты устанавливается обычно в относительных единицах и для современных радиотехнических систем  $\Delta f_{дл}/f_{ном} = 10^{-9} \dots 10^{-6}$ .

Среди нескольких параметров, характеризующих кратковременную нестабильность частоты, остановимся на ширине спектра излучаемого им сигнала (рис. 9.11). Под действием самых разнообразных факторов — пульсаций питающего напряжения, шумов транзистора и резисторов — происходит размытие спектральной линии сигнала автогенератора. По ширине спектра  $\Delta f_{сп}$ , измеряемого на определенном уровне, и судят о кратковременной нестабильности частоты автоколебаний.

Факторы, влияющие на стабильность частоты автоколебаний, называются дестабилизирующими. Среди них температура среды, окружающей автогенератор, является наиболее существенной. Вли-

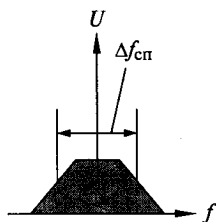


Рис. 9.11

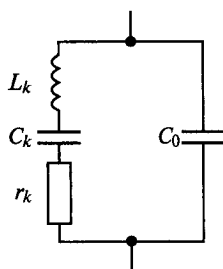


Рис. 9.12

яние температуры на долговременную нестабильность частоты определяется как

$$\frac{\Delta f}{f_{\text{ном}}} = \text{ТКЧ} \cdot \Delta T, \quad (9.11)$$

где ТКЧ — температурный коэффициент частоты колебательного контура, определяющий частоту автоколебаний (размерность —  $1/^\circ$ );  $\Delta T$  — максимальный перепад температуры.

Стабильность частоты автоколебаний в значительной степени определяется добротностью колебательного контура, фазовая характеристика которого согласно (5.17) определяется выражением

$$\varphi = -\text{arctg} \left( 2Q \frac{\Delta f}{f_0} \right) \text{ или при } \frac{\Delta f}{f_0} \ll 1: \varphi = -2Q \frac{\Delta f}{f_0}. \quad (9.12)$$

Из (9.13) следует, что при одной и той же нестабильности фазы в автогенераторе нестабильность частоты ( $\Delta f/f_0$ ) тем меньше, чем выше добротность  $Q$  колебательного контура.

Итак, снижение ТКЧ и повышение добротности контура  $Q$  позволяют добиваться высокой стабильности частоты генерируемых колебаний. Двум данным требованиям отвечают кварцевые резонаторы, используемые в качестве колебательного контура.

Кварцевые резонаторы, изготавливаемые по специальной технологии, имеют значение добротности до сотен тысяч, а значение ТКЧ  $< 10^{-6}$ . Эквивалентная схема кварцевого резонатора приведена на рис. 9.12.

Кварц может быть возбужден на частоте последовательного или параллельного резонанса. Данные частоты согласно эквивалентной схеме можно определить по формулам

$$\omega_1 = 1/\sqrt{L_k C_k}; \quad \omega_2 = 1/\sqrt{L_k \frac{C_k C_0}{C_k C_0}} \approx \omega_1 \left( 1 + \frac{C_k}{2C_0} \right). \quad (9.13)$$

Добротность кварцевого резонатора

$$Q_k = \omega_1 L_k / r_k = \sqrt{L_k / C_k} / r_k.$$

Две схемы кварцевого автогенератора приведены на рис. 9.13.

В схеме транзисторного автогенератора (см. рис. 9.13, а) автоколебания возникают с частотой последовательного резонанса  $\omega_1$ , поскольку на ней кварц имеет малое сопротивление  $r_k$  и цепь обратной связи оказывается замкнутой. На частотах, отличных от  $\omega_1$ , автоколебания возникнуть не могут, так как в них сопротивление кварца велико.

Другая схема кварцевого автогенератора с использованием операционного усилителя приведена на рис. 9.13, б. В ней кварцевый резонатор включен в цепь положительной обратной связи, зам-

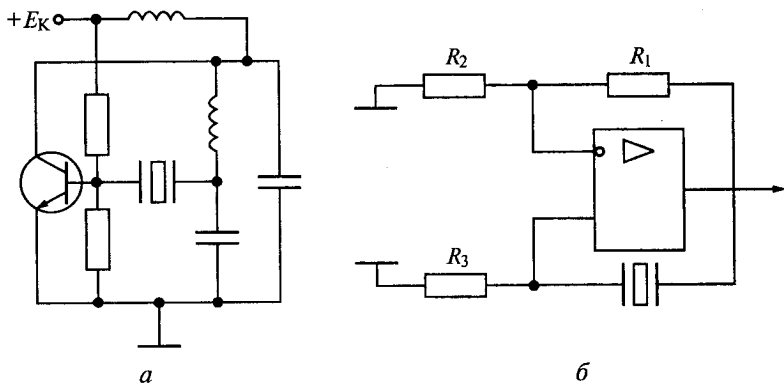


Рис. 9.13

кнутаой на неинвертирующий вход усилителя для соблюдения условия баланса фаз. Здесь, как и в предыдущей схеме, автоколебания возникают на частоте последовательного резонанса кварца  $\omega_1$ , при которой цепь обратной связи оказывается замкнутой. С помощью сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ , включенных в цепь отрицательной обратной связи операционного усилителя и определяющих его коэффициент усиления  $K = 1 + R_1/R_2$ , добиваются выполнения условия баланса амплитуд.

Высокостабильные по частоте автогенераторы изготавливаются также на основе пьезоэлектрических кристаллов с возбуждением поверхностных акустических волн (ПАВ) (см. подразд. 6.4). Структурная схема такого автогенератора, включающая управляемый фазовращатель, два усилителя и пьезокристалл, с нанесенными на его поверхности встречно-штыревыми преобразователями, приведена на рис. 9.14.

Условие баланса фаз (9.5) в схеме на рис. 9.14 принимает вид

$$\frac{2\pi fL}{V_a} + \varphi_y + \varphi_{пр} + \varphi_{Фв} = 2\pi n, \quad (9.14)$$

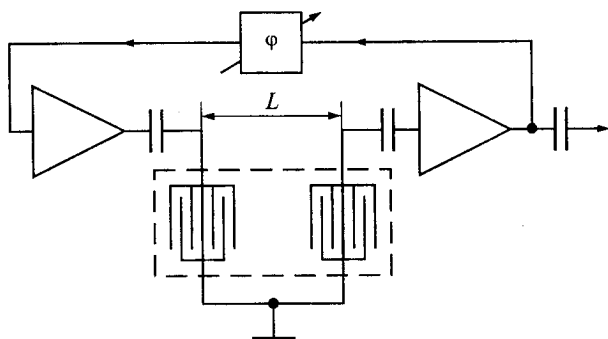


Рис. 9.14

где  $f$  — частота генерируемых автоколебаний;  $L$  — рабочая длина звукопровода;  $V_a$  — скорость ПАВ;  $\varphi_y$  — сдвиг фазы в усилителях;  $\varphi_{пр}$  — сдвиг фазы в преобразователях;  $\varphi_{фв}$  — сдвиг фазы в фазовращателе;  $n$  — целое число.

При относительно большом значении  $L$  тремя слагаемыми в (9.14) можно пренебречь и тогда при  $V_a = 3$  км/с получим

$$f = \frac{V_a n}{L} = \frac{3 \cdot 10^6 [\text{мм/с}] n}{L [\text{мм}]} = \frac{3n}{L [\text{мм}]} [\text{МГц}]. \quad (9.15)$$

Автогенераторы на кристаллах с ПАВ выпускаются на частоты от 20 МГц до 3 ГГц.

Стабилизация частоты, в том числе и их дискретного множества, может осуществляться с помощью устройств автоматической подстройки частоты (АПЧ). Их анализ и более подробные сведения по стабилизации частоты автоколебаний и кварцевым автогенераторам содержатся, например, в [2].

### Контрольные вопросы

1. Как влияет добротность колебательного контура на скорость затухания колебаний?
2. С какой частотой затухают колебания в контуре?
3. Нарисуйте структурную схему автогенератора.
4. Нарисуйте схему транзисторного автогенератора.
5. Напишите основное уравнение автогенератора.
6. Напишите уравнение баланса амплитуд, дайте его трактовку.
7. Напишите уравнение баланса фаз, дайте его трактовку.
8. Как выглядит условие самовозбуждения, дайте его трактовку?
9. В чем состоит сущность динамического равновесия в автогенераторе?
10. Дайте определение фазовой плоскости.
11. Как выглядит фазовый портрет затухающих колебаний?
12. Как выглядит фазовый портрет возрастающих колебаний?
13. Как выглядит фазовый портрет устойчиво работающего автогенератора?
14. Дайте определение долговременной нестабильности частоты.
15. Дайте определение кратковременной нестабильности частоты.
16. Дайте определение температурному коэффициенту частоты.
17. Как определяется нестабильность частоты из-за влияния температуры?
18. Как влияет добротность на нестабильность частоты?
19. Почему с помощью кварцевого резонатора обеспечивается высокая стабильность частоты автоколебаний?
20. Определите длину звукопровода в схеме на рис. 9.13 при частоте генерируемых автоколебаний 100 МГц.

## ЦЕПИ С ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

## 10.1. Параметрические колебания

В предыдущих главах рассматривались вынужденные и собственные колебания в цепях. Вынужденные колебания (см. рис. 5.6) возникают в цепи под действием присоединенного к ней генератора. Собственные колебания зарождаются также под воздействием внешнего сигнала. Но в отличие от вынужденных собственные или свободные колебания при отсутствии положительной обратной связи в цепи затухают.

Помимо данного возможен и другой механизм возникновения колебаний, когда энергия передается цепи не путем прямого воздействия на нее, а посредством периодического изменения какого-либо реактивного элемента — емкости или индуктивности. Колебания, существующие в цепи вследствие изменения ее параметров, называются параметрическими, а сам процесс их возникновения — параметрическим возбуждением.

Для лучшего понимания данного явления рассмотрим сначала простой пример параметрического возбуждения на механической модели, связанный с раскачиванием качелей. Поддерживать их качание можно не только за счет приложения внешней силы, компенсирующей потери, связанные с трением, но и путем резкого выпрямления человека при проходе качелей через нижнее положение. Центр тяжести всей системы — качелей и человека — в этом случае периодически поднимается и опускается, описывая траекторию, показанную на рис. 10.1.

Раскачать описанным способом неподвижные качели нельзя, но поддерживать процесс качания, возникший под действием внешнего толчка, можно. При этом дополнительная энергия вводится в систему путем изменения одного из ее параметров — положения центра тяжести. Эскиз, представленный на рис. 10.1, можно рассматривать и как маятник с периодически изменяющейся длиной. Вот такое колебание, поддерживаемое за счет расхода энергии на изменение одного из параметров системы (в случае маятника — его длины), называется параметрическим.

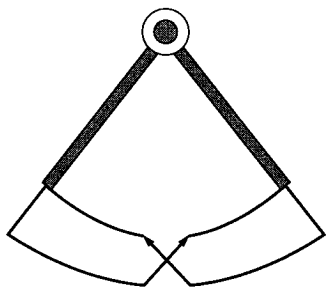


Рис. 10.1

В электрической цепи также можно возбудить подобные параметрические колебания путем периодического изменения величины одного из ее реактивных элементов — емкости или индуктивности. Практическое применение параметрического возбуждения в цепях находит способ, связанный с периодическим изменением емкости закрытого  $p-n$ -перехода.

## 10.2. Управляемый реактивный элемент

В качестве управляемого параметра электрической цепи при параметрическом возбуждении используется обычно емкость закрытого  $p-n$ -перехода. Напомним, что буква  $n$  означает электронную проводимость,  $p$  — дырочную.

Статическая характеристика  $p-n$ -перехода приведена на рис. 10.2. Характеристика имеет два участка: один соответствует открытому  $p-n$ -переходу при приложении к нему прямого напряжения, другой — закрытому  $p-n$ -переходу при обратном напряжении. Полярность прикладываемого напряжения показана на рис. 10.2. Обратное напряжение, превышающее по абсолютной величине напряжение  $U_{\text{проб}}$ , приводит к электрическому пробоеу  $p-n$ -перехода.

Закрытый  $p-n$ -переход характеризуется барьерной или зарядовой емкостью

$$C = \frac{C_n}{(1 + |u|/\phi_0)^\gamma}, \quad (10.1)$$

где  $C_n$  — начальная емкость  $p-n$ -перехода;  $u$  — обратное напряжение, приложенное к  $p-n$ -переходу;  $\phi_0$  — контактная разность потенциалов ( $\phi_0 = 0,5 \dots 0,8$  В — для кремния);  $\gamma$  — коэффициент перехода, зависящий от состава примесей в переходе (обычно  $\gamma = 0,5$ ).

График функции (10.1) приведен на рис. 10.3. При напряжении внешнего смещения  $U_0$  из (10.1) получим для емкости  $p-n$ -перехода:

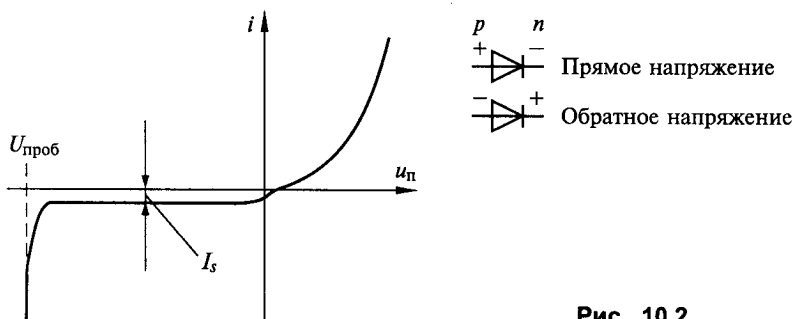
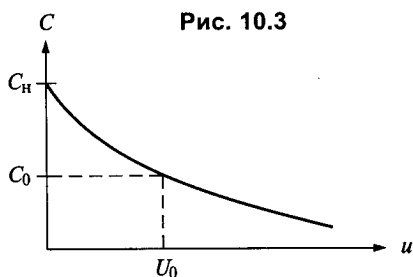


Рис. 10.2





$$C_0 = \frac{C_H}{(1 + |U_0|/\varphi_0)^\gamma}. \quad (10.2)$$

Совместно решая (10.1) и (10.2), получим

$$C = C_0 \frac{(\varphi_0 + U_0)^\gamma}{(\varphi_0 + u)^\gamma}. \quad (10.3)$$

При  $U_0$  и  $u \gg \varphi_0$ ,  $\gamma = 0,5$  выражение (10.3) примет вид

$$C = C_0 \frac{\sqrt{U_0}}{\sqrt{u}}. \quad (10.4)$$

Приложим к диоду, помимо постоянного напряжения смещения, и переменное напряжение  $u = U_m \sin(\omega_H t)$  с частотой генератора накачки  $\omega_H$  и подставим его (10.4). В результате получим

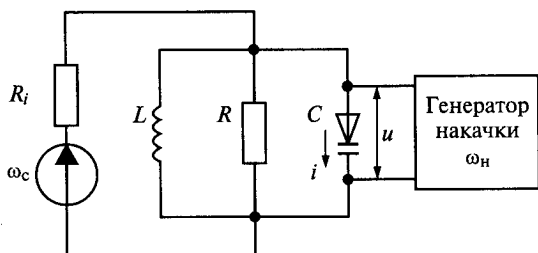
$$C = C_0 \frac{\sqrt{U_0}}{\sqrt{U_0 - U_m \sin \omega_H t}} \approx \frac{C_0}{(1 - m \sin \omega_H t)}, \quad (10.5)$$

где  $m = U_m/(2U_0)$ .

Таким образом, согласно (10.5) можно управлять емкостью  $p-n$ -перехода с высокой частотой приложенного напряжения.

### 10.3. Параметрическое возбуждение

Рассмотрим цепь — параллельный колебательный контур, в котором в качестве емкости используется закрытый  $p-n$ -переход (рис. 10.4). Подключим к контуру генератор сигнала с частотой  $\omega_c$ , а емкость будем изменять с частотой  $\omega_H$  согласно (10.5) с помощью так называемого генератора накачки.



**Рис. 10.4**

Ток и напряжение в емкостной цепи связаны соотношениями:

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{du}{dt}; \quad u = \frac{1}{C} \int i dt. \quad (10.6)$$

Ток в емкостной цепи, вызванный генератором сигнала,

$$i = I_{Cm} \cos \omega_c t. \quad (10.7)$$

Напряжение на нелинейной емкости с учетом действия генератора накачки согласно (10.5), (10.6) и (10.7)

$$\begin{aligned} u &= \frac{I_{Cm}}{C\omega_c} \sin \omega_c t = \frac{I_{Cm}}{C_0\omega_c} \sin \omega_c t (1 - m \sin \omega_n t) = \\ &= \frac{I_{Cm}}{C_0\omega_c} [\sin \omega_c t - 0,5m \cos(\omega_n - \omega_c) + 0,5m \cos(\omega_n + \omega_c)]. \end{aligned}$$

Приняв значение частоты генератора накачки  $\omega_n = 2\omega_c$ , где  $\omega_c$  — частота усиливаемого сигнала, преобразуем последнее выражение к виду

$$u = \frac{I_{Cm}}{C_0\omega_c} [\sin \omega_c t - 0,5m \cos \omega_c + 0,5m \cos 3\omega_c]. \quad (10.8)$$

Сопоставим выражения для тока (10.7) и напряжения (10.8) в емкостной цепи. Первый член в (10.8) находится в квадратуре (т. е. повернут на  $90^\circ$ ) с током  $i$ , следовательно, определяет значение емкости  $C_0$ . Второй член в (10.8) находится в противофазе (т. е. повернут на  $180^\circ$ ) с током  $i$ , следовательно, представляет собой отрицательное активное сопротивление

$$R_{отр} = -\frac{m}{2C_0\omega_0}. \quad (10.9)$$

Третью гармонику сигнала [третий член в (10.8)] можно не принимать во внимание, поскольку она будет отфильтрована контуром, настроенным на частоту 1-й гармоники.

Таким образом, благодаря воздействию генератора накачки на нелинейную емкость цепь приобретает новое качество — в емкостной ветви появляется отрицательное активное сопротивление (10.9) и эта ветвь может быть представлена в виде, показанном на рис. 10.5, а.

Преобразуем последовательное соединение двух сопротивлений в параллельное (см. рис. 10.5, а, б):

$$\begin{aligned} Z &= \frac{1}{j\omega_c C_0} + R_{отр} = \frac{1 + j\omega_c C_0 R_{отр}}{j\omega_c C_0}; \\ Y &= \frac{1}{Z} = \frac{j\omega_c C_0}{1 + j\omega_c C_0 R_{отр}} = \frac{R_{отр} (\omega_c C_0)^2}{1 + (R_{отр} \omega_c C_0)^2} + j \frac{\omega_c C_0}{1 + (R_{отр} \omega_c C_0)^2}. \end{aligned}$$

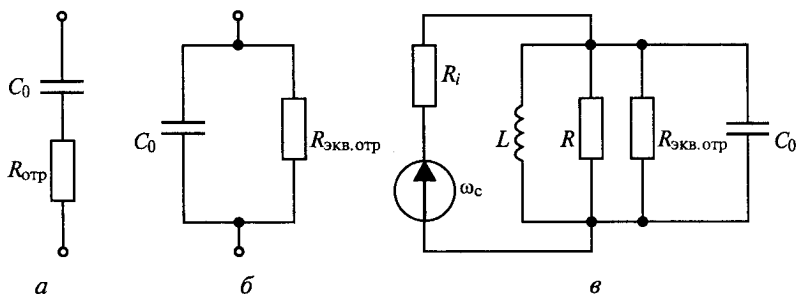


Рис. 10.5

При  $(R_{отр}\omega_c C_0)^2 \ll 1$  проводимость  $Y = R_{отр}(\omega_c C_0)^2 + j\omega_c C_0$ .

Из последнего выражения следует, что при действии генератора накачки емкостную нелинейную цепь можно представить в виде параллельного соединения емкости  $C_0$  и отрицательного активного сопротивления (см. рис. 10.5, б), которое с учетом (10.9) будет иметь вид

$$R_{эquiv.отр} = -\frac{1}{R_{отр}(\omega_c C_0)^2} = -\frac{2}{m\omega_c C_0}. \quad (10.10)$$

Из равенства модулей сопротивления потерь  $R$  и отрицательного сопротивления  $R_{эquiv.отр}$  определим критическое значение параметра  $m_{кр}$ :

$$R = |R_{эquiv.отр}| \quad \text{или} \quad R = \frac{2}{m_{кр}\omega_c C_0},$$

откуда 
$$m_{кр} = \frac{2}{R\omega_c C_0} = \frac{2}{Q}, \quad (10.11)$$

где  $Q$  — собственная добротность колебательного контура на частоте сигнала  $\omega_c$ .

Таким образом, согласно (10.11) при значении параметра  $m = 2/Q$  сопротивление потерь контура будет полностью скомпенсировано отрицательным активным сопротивлением, возникающим в результате действия генератора накачки на нелинейную емкость (рис. 10.5, в), и, следовательно, в контуре возникнут незатухающие автоколебания с частотой  $\omega_c$ . В электрической цепи (см. рис. 10.4) произойдет то же самое, что и в рассмотренном выше примере механической модели с качелями. Такой режим работы цепи с переменными параметрами называется регенеративным параметрическим возбуждением.

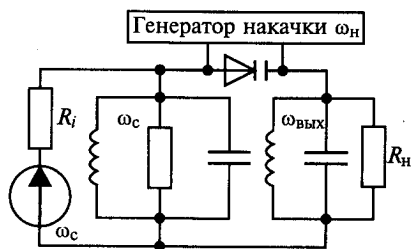


Рис. 10.6

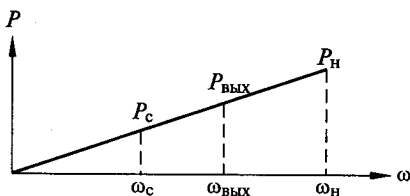


Рис. 10.7

При значении параметра  $m < m_{кр}$  в цепи на рис. 10.4 возбуждение не происходит, но за счет частичной компенсации сопротивления потерь обеспечивается усиление сигнала с частотой  $\omega_c = 0,5\omega_H$ . Такой режим усиления сигнала называется регенеративным.

Усиление сигнала за счет параметрического эффекта возможно не только на половинной частоте сигнала генератора накачки. Рассмотрим в этой связи работу двухконтурного параметрического усилителя, схема которого приведена на рис. 10.6.

В схеме имеется два контура, первый из которых настроен на частоту усиливаемого сигнала  $\omega_c$ , второй — на частоту выходного сигнала  $\omega_{ВЫХ} > \omega_c$ . Частота сигнала генератора накачки

$$\omega_H = \omega_c + \omega_{ВЫХ}. \quad (10.12)$$

Благодаря параметрическому эффекту мощности сигналов на трех частотах связаны соотношениями

$$P_{\omega_{ВЫХ}} = \frac{\omega_{ВЫХ}}{\omega_c} P_{\omega_c};$$

$$P_{\omega_H} = \frac{\omega_H}{\omega_c} P_{\omega_c} = \frac{\omega_H}{\omega_{ВЫХ}} P_{\omega_{ВЫХ}} = P_{\omega_c} + P_{\omega_{ВЫХ}}. \quad (10.13)$$

Зависимости (10.13) отражает график на рис. 10.7, из чего следует, что мощность генератора накачки распределяется между сигналами с частотой  $\omega_c$  и  $\omega_{ВЫХ}$ , причем мощность сигнала на вспомогательной частоте  $\omega_{ВЫХ}$  больше мощности сигнала на частоте  $\omega_c$  в  $K_2 = (\omega_{ВЫХ}/\omega_c)$  раз. Мощность входного сигнала возрастает в  $K_1$  раз в силу режима регенерации, рассмотренного при анализе одноконтурного усилителя. Следовательно, общий коэффициент усиления по мощности двухконтурного параметрического усилителя есть  $K_p = K_1 K_2$ , причем частота входного сигнала есть  $\omega_c$ , выходного —  $\omega_{ВЫХ}$ . Возможны и другие варианты параметрических усилителей, применяемых в СВЧ диапазоне.

## Контрольные вопросы

1. Какие колебания называются параметрическими?
2. В чем состоит особенность возбуждения параметрических колебаний?
3. Для чего нужен генератор накачки?
4. Как меняется емкость закрытого  $p-n$ -перехода?
5. Как выглядит эквивалентная схема нелинейной емкости закрытого  $p-n$ -перехода при параметрическом возбуждении?
6. При каком условии одноконтурный параметрический усилитель из режима усиления колебаний переходит в режим автоколебаний?
7. Как влияет добротность контура на параметрическое возбуждение?
8. Нарисуйте схему двухконтурного параметрического усилителя.
9. Как связаны частоты усиливаемого сигнала и генератора накачки в двухконтурном параметрическом усилителе?
10. Как связаны мощности этих колебаний?

## МОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ

## 11.1. Амплитудная модуляция

*Модуляцией* называется процесс управления одним или несколькими параметрами колебаний высокой частоты в соответствии с законом передаваемого сообщения. Модуляцию можно рассматривать как процесс наложения одного колебания (передаваемого сообщения) на другое колебание, называемое несущей. Передаваемый сигнал называют модулирующим, несущее колебание — модулируемым. Частота несущих колебаний должна быть на один и более порядков выше частоты модулирующего сигнала.

Сигналы и их спектры при амплитудной модуляции рассмотрены в подразд. 3.2. Поэтому основное внимание уделим способам ее осуществления.

При амплитудной модуляции сигнал описывается функцией (3.7), состоящей из двух сомножителей:  $x(t) = (1 + m \sin \Omega t)$  и  $y(t) = U_0 \sin \omega_0 t$ . Поэтому схема при амплитудной модуляции должна представлять собой перемножающее устройство (рис. 11.1), сигнал на выходе которой

$$z(t) = x(t) y(t).$$

При сообщении в виде суммы двух сигналов последнее выражение примет вид

$$z(t) = [x_1(t) + x_2(t)] y(t) = z_1(t) + z_2(t).$$

Отсюда следует, что амплитудная модуляция, осуществляемая путем перемножения двух сигналов, подчиняясь принципу суперпозиции, есть линейная операция (см. подразд. 8.1).

При сигнале относительно небольшой мощности в качестве перемножителя колебаний может быть использована специальная микросхема, имеющая согласно рис. 11.1 два входа и один

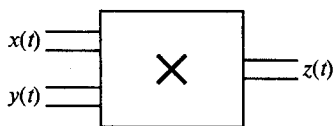


Рис. 11.1



Рис. 11.2 ▶

выход. В радиопередатчиках, где в основном применяется амплитудная модуляция, приходится оперировать с сигналами большой мощности, что не позволяет воспользоваться стандартной микросхемой. Здесь в основе осуществления амплитудной модуляции лежит следующий принцип.

Высокочастотный, модулируемый генератор с независимым возбуждением работает в нелинейном режиме работы (см. подразд. 8.5). Однако функция, описывающая его работу как управляемого по амплитуде устройства, должна подчиняться линейному закону:

$$z(t) = K(U)y(t), \quad (11.1)$$

где  $K(U)$  — управляемый параметр, зависящий от одного из питающих напряжений модулируемого каскада.

Так, в случае транзисторного генератора  $K(U)$  зависит от напряжения питания коллектора  $E_K$  и выражение (11.1) принимает вид

$$z(t) = k_1 E_K y(t).$$

В случае лампового генератора  $K(U)$  зависит от напряжения питания анода  $E_A$  и выражение (11.1) принимает вид

$$z(t) = k_2 E_A y(t).$$

Таким образом, в обобщенном виде структурную схему амплитудной модуляции генератора можно представить в виде рис. 11.2 и трактовать ее как цепь с переменным параметром. Управляющее устройство в этой схеме есть амплитудный модулятор, на вход которого поступает передаваемое сообщение — модулирующий сигнал  $U_{\text{мод}}(t)$ , управляющий величинами  $E_K$  или  $E_A$ .

Модуляционные характеристики такой цепи в случае амплитудной коллекторной и амплитудной анодной модуляции должны иметь вид, показанный на рис. 11.3, где  $U_m$  — амплитуда ВЧ напряжения на выходе ВЧ генератора. Верхняя точка характеристик должна соответствовать 100 %-ной глубине амплитудной модуляции.

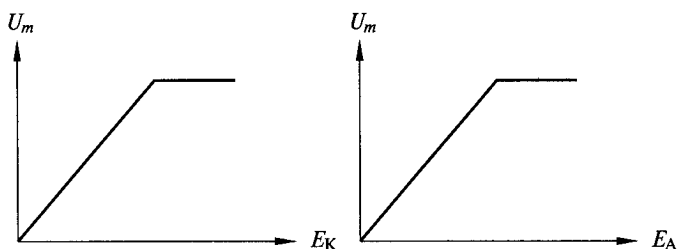


Рис. 11.3

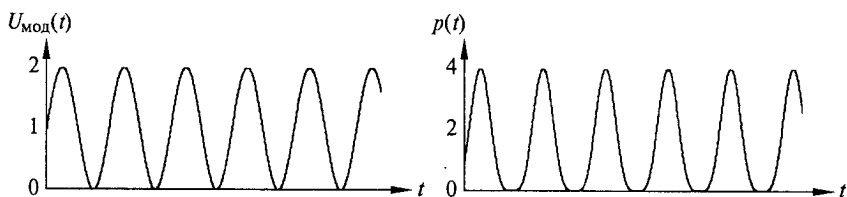


Рис. 11.4

Согласно (3.7) амплитуда высокочастотного сигнала при амплитудной модуляции меняется по закону:

$$U_{\text{мод}}(t) = U_0 (1 + m \cos \Omega t). \quad (11.2)$$

Следовательно, изменение мгновенной мощности высокочастотного сигнала определяется выражением

$$p(t) = (U_0^2/R)(1 + m \cos \Omega t)^2 = P_{\text{нec}} (1 + m \cos \Omega t)^2, \quad (11.3)$$

где  $P_{\text{нec}}$  — мощность генератора в режиме несущих колебаний.

Графики функций (11.2) и (11.3) представлены на рис. 11.4. Из них следует, что амплитуда ВЧ колебаний генератора при 100 %-ной амплитудной модуляции возрастает в два раза, а мгновенная мощность колебаний в пиковой точке — в четыре раза по сравнению с режимом несущих колебаний. Данное обстоятельство следует учитывать при выборе электронного прибора высокочастотного генератора. Схемы и режимы работы ВЧ генератора при амплитудной модуляции рассмотрены в [2].

Вернемся к исходному выражению амплитудной модуляции. Исключив в нем из сигнала  $x(t)$  постоянную составляющую, получим

$$\begin{aligned} Z(t) &= U_0 m \sin \Omega t \sin \omega_0 t = \\ &= 0,5 U_0 m [\cos (\omega_0 - \Omega) t - \cos (\omega_0 + \Omega) t]. \end{aligned} \quad (11.4)$$

В спектре сигнала (11.4) присутствуют только боковые составляющие, а несущая отсутствует. Отфильтровав одну из боковых составляющих, получим однополосную модуляцию сигнала [2].

Таким образом, перемножитель двух колебаний может служить для получения как амплитудной, так и однополосной модуляции.

## 11.2. Частотная и фазовая модуляции

Сигналы и их спектры при двух данных видах модуляции, объединяемые общим названием угловая модуляция, рассмотрены в подразд. 3.3. Поэтому остановимся только на способах осуществле-



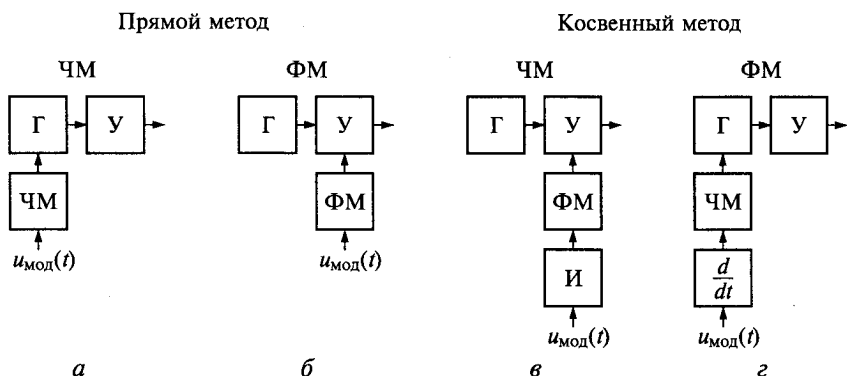


Рис. 11.5

ния частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) модуляции, которые можно разделить на две группы: прямые и косвенные.

Прямой метод при ЧМ означает непосредственное воздействие на автогенератор или, точнее, на колебательную систему, определяющую частоту автоколебаний. Косвенный метод состоит в преобразовании фазовой модуляции в частотную.

Прямой метод при ФМ означает воздействие на ВЧ усилитель или умножитель частоты, т. е. на электрические цепи, определяющие фазу ВЧ колебаний. Косвенный метод заключается в преобразовании частотной модуляции в фазовую. Сказанное поясняется с помощью четырех структурных схем, представленных на рис. 11.5, где Г — автогенератор, У — усилитель, ЧМ — частотный модулятор, ФМ — фазовый модулятор, И — интегратор.

Для преобразования фазовой модуляции в частотную на входе фазового модулятора включается интегратор (см. рис. 11.5, в), а для обратного преобразования на входе частотного модулятора включается дифференцирующая цепь (см. рис. 11.5, г).

Покажем, что именно эти цепи позволяют преобразовать один вид угловой модуляции в другой. Сигнал на выходе интегратора  $u_{\text{вых}}(t)$  связан с входным сигналом  $u_{\text{мод}}(t)$  соотношением

$$u_{\text{вых}}(t) = (1/T) \int u_{\text{мод}}(t) dt. \quad (11.5)$$

При тональном модулирующем сигнале  $u_{\text{мод}}(t) = U_{\text{мод}} \cos \Omega t$  из (11.5) получим

$$u_{\text{вых}}(t) = (U_{\text{мод}}/T\Omega) \sin \Omega t.$$

При этом для фазы сигнала имеем

$$\Delta\varphi = Ku_{\text{вых}}(t) = (KU_{\text{мод}}/T\Omega) \sin(\Omega t). \quad (11.6)$$

Для изменения мгновенной частоты сигнала с учетом (11.6) получим

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{KU_{\text{мод}}}{T} \sin \Omega t. \quad (11.7)$$

Из (11.7) следует, что девиация частоты  $\Delta\omega_{\text{дев}} = KU_{\text{мод}}/T = \text{const}$ , что и требуется иметь при частотной модуляции. Из сравнения последнего выражения с девиацией фазы  $\Delta\varphi_{\text{дев}} = KU_{\text{мод}}/T\Omega$  (11.6) получим

$$\Delta\omega_{\text{дев}} = \Delta\varphi_{\text{дев}}(\Omega)\Omega = \text{const}. \quad (11.8)$$

Согласно (11.8) фаза меняется с частотой модулирующего сигнала, причем минимальному значению  $\Omega_{\text{min}}$  соответствует максимальное значение отклонения фазы  $\Delta\varphi_{\text{дев. max}}$ . Примем  $\Delta\varphi_{\text{дев. max}} = 1$  рад. Тогда при косвенном методе ЧМ имеем:  $\Delta\omega_{\text{дев}} = \Omega_{\text{min}}$ . Небольшое значение девиации частоты  $\Delta\omega_{\text{дев}}$ , которое можно получить при косвенном методе ЧМ, ограничивает область его использования. Повышение  $\Delta\omega_{\text{дев}}$  возможно путем увеличения  $\Delta\varphi_{\text{дев. max}}$  за счет применения многоконтурных колебательных цепей или умножения частоты сигнала в  $n$  раз, что в такое же число раз увеличивает девиацию частоты.

По аналогичной методике, исследуя схему косвенной модуляции ФМ с использованием дифференцирующей цепи (см. рис. 11.5, з), получим для девиации фазы:  $\Delta\varphi_{\text{дев}} = \Delta\omega_{\text{дев}}/\Omega = \text{const}$  и, следовательно,  $\Delta\varphi_{\text{дев. max}} = \Delta\omega_{\text{дев. max}}/\Omega_{\text{max}}$ .

Наиболее часто применяется частотный модулятор на основе варикапа — полупроводникового диода с обратносмещенным  $p-n$ -переходом. Закон изменения емкости  $p-n$ -перехода (см. рис. 10.3), называемой барьерной, или зарядной, в зависимости от обратного напряжения  $U$  определяется выражением (10.2).

Схема транзисторного автогенератора с подключенным к нему частотным модулятором на основе варикапа приведена на рис. 11.6.

При изменении напряжения на варикапе меняется его емкость, что приводит к частотной модуляции сигнала автогенератора. Девиация частоты определяется выражением

$$\Delta f_{\text{дев}} = k_{\text{св}} \frac{C_0 \gamma}{2C_{\text{к}}} \frac{U_m}{U_0} f_0, \quad (11.9)$$

где  $f_0$  — частота автогенератора;  $k_{\text{св}}$  — коэффициент связи варикапа с контуром;  $U_m$  — амплитуда модулирующего напряжения, приложенного к варикапу;  $C_{\text{к}}$  — емкость контура;  $C_0$  — емкость варикапа при  $U = U_0$ ;  $\gamma$  — коэффициент перехода (10.3).

При передаче цифровых сообщений часто используется двухступенчатая модуляция. При этом возможны различные комбинации частотной и фазовой модуляции в ступенях 1 и 2. Рассмотрим для определенности случай, когда в обеих ступенях используется

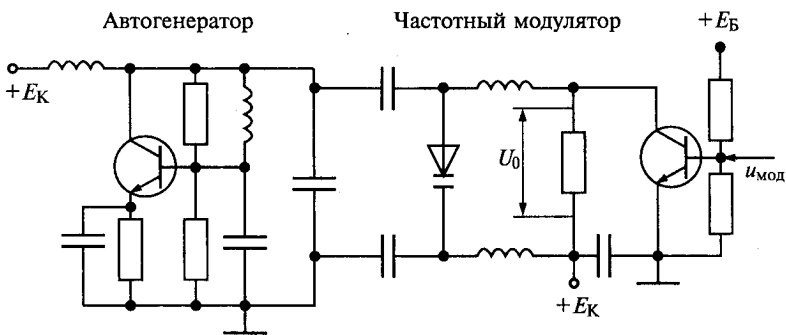


Рис. 11.6

частотная модуляция (ЧМ). Структурная схема такой двухступенчатой ЧМ-ЧМ модуляции приведена на рис. 11.7.

На вход 1-й ступени модуляции поступает сообщение в цифровой форме, состоящее из комбинации двоичных сигналов — логических 1 и 0 (см. рис. 3.7, а). В результате модуляции логической 1 присваивается частота  $F_1$ , а логическому 0 — частота  $F_2$ . Сформированный таким образом сигнал, включающий в себя отрезки гармонических колебаний с частотой  $F_1$  и  $F_2$  и называемый поднесущей, приобретает вид, показанный на рис. 3.7, б. В модуляторе 1 обычно используются специальная микросхема, с помощью которой формируется такой сигнал поднесущей.

В ступени 2 сигнал поднесущей модулируют частоту несущей радиопередатчика, например, с помощью схемы, приведенной на рис. 11.6. В результате рассмотренной двухступенчатой модуляции сигнал, излучаемый радиопередатчиком, по аналогии с (3.14) имеет вид

$$u_1(t) = U_0 \cos \left( \omega_0 t + \frac{\Delta f_{\text{дсв}}}{F_1} \cos(2\pi F_1 t) \right) \text{ при логической 1;} \quad (11.10)$$

$$u_2(t) = U_0 \cos \left( \omega_0 t + \frac{\Delta f_{\text{дсв}}}{F_2} \cos(2\pi F_2 t) \right) \text{ при логическом 0,}$$

где  $\Delta f_{\text{дсв}}$  — девиация частоты в ступени 2 модуляции.

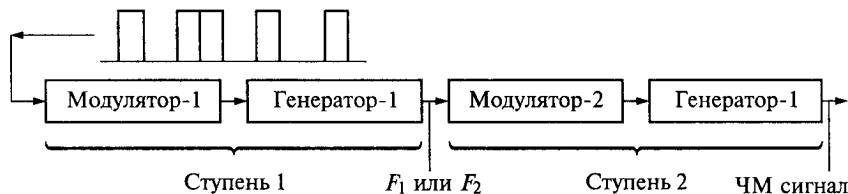


Рис. 11.7

Более подробно способы частотной и фазовой модуляции при передаче цифровых сообщений рассмотрены в [2].

### 11.3. Импульсная модуляция

Сигналы и их спектры при импульсной модуляции рассмотрены в подразд. 3.4. Поэтому остановимся только на способах ее осуществления.

Радиопередатчики в импульсе могут излучать очень большую мощность — десятки и даже сотни МВт. Поскольку, однако, эти импульсы излучаются с большой скважностью  $q$ , то, используя принцип накопления энергии в паузе между импульсами, мощность первичного источника можно понизить также  $q$  раз. Структурная схема такого импульсного модулятора, представленная на рис. 11.8, включает в себя накопитель энергии и коммутирующий элемент.

Мощность первичного источника постоянного тока

$$P_0 = \frac{P_{\text{имп}}}{\eta_r(1+q)} = \frac{P_{\text{имп}}}{\eta_r(T/\tau)}, \quad (11.11)$$

где  $q = (T - \tau)/\tau$  — скважность (см. рис. 3.8);  $P_{\text{имп}}$  — мощность СВЧ генератора в импульсе,  $\eta_r$  — КПД генератора.

**Пример 11.1.** Мощность СВЧ радиопередатчика в импульсе  $P_{\text{имп}} = 10$  МВт, скважность  $q = 1000$ , КПД = 50 %. Согласно (11.11) требуемая мощность первичного источника постоянного тока  $P_0 = 20$  кВт.

Классификация импульсных модуляторов осуществляется по двум признакам: типу накопительного элемента и виду коммутирующего устройства.

Накопительные элементы могут быть трех видов: емкостного, индуктивного и смешанного.

Коммутирующие устройства различают жесткого типа (электровакуумные лампы и высоковольтные транзисторы) и мягкого типа (тиратроны и тиристоры — кремниевые управляемые вентили).

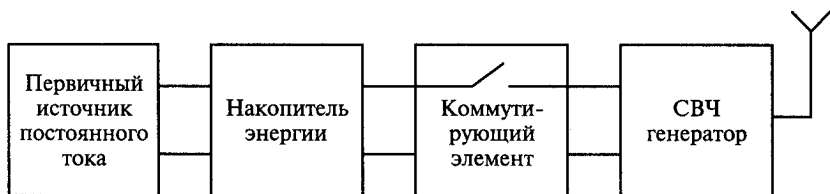


Рис. 11.8

В импульсных модуляторах жесткого типа длительность сформированного импульса определяется длительностью входного импульса. В импульсных модуляторах мягкого типа входной импульс определяет только начало формируемого импульса, длительность которого зависит от параметров накопительного элемента.

Устройство и работа двух типов импульсных модуляторов — жесткого типа с емкостным накопительным элементом и мягкого типа с искусственной линией — рассмотрены в [2].

### Контрольные вопросы

1. Как осуществляется амплитудная модуляция?
2. Нарисуйте структурную схему при амплитудной модуляции.
3. Как выглядит модуляционная характеристика при амплитудной модуляции?
4. Как меняется амплитуда колебаний при амплитудной модуляции?
5. Как меняется мгновенная мощность колебаний при амплитудной модуляции?
6. В чем состоят прямой и косвенный способы частотной модуляции?
7. В чем состоят прямой и косвенный способы фазовой модуляции?
8. Как преобразовать частотную модуляцию в фазовую и обратно?
9. Нарисуйте схему частотного модулятора с варикапом.
10. Как определяется девиация частоты?
11. Нарисуйте структурную схему при импульсной модуляции.
12. Дайте определение скважности.
13. Как определяется мощность в импульсе?
14. Назовите типы накопителей энергии в импульсном модуляторе.
15. Назовите типы коммутирующих элементов в импульсном модуляторе.

## ДЕМОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ

## 12.1. Основы приема радиосигналов

*Демодуляция* есть процесс извлечения сообщения из принятого радиосигнала. Демодуляция является составной частью более общего процесса приема радиосигнала. Рассмотрим его основы.

В радиотехнических системах передачи информации после приема, усиления и обработки высокочастотного сигнала на выходе радиоприемного устройства должно быть выделено сообщение, которое поступило на вход модулятора радиопередатчика (рис. 12.1).

Из-за помех точного соответствия между переданным и принятым сообщением получить невозможно. Отсюда вытекает первая проблема при приеме радиосигналов — необходимость принимать во внимание одновременное воздействие на радиоприемное устройство полезного сигнала и помехи и требование по возможности уменьшения действия последней, снижающей получение достоверной информации.

При всем разнообразии помех их классификация может быть произведена по трем основным признакам: месту расположения источника, характеру взаимодействия с полезным сигналом и структуре. Остановимся более подробно на данной классификации.

По месту расположения источника помехи можно разбить на две основные группы: внешние и внутренние. Источники внешней помехи располагаются вне радиоприемного устройства и воспринимаются сначала приемной антенной, а затем поступают на входной ВЧ или СВЧ усилитель. Непосредственное воздей-

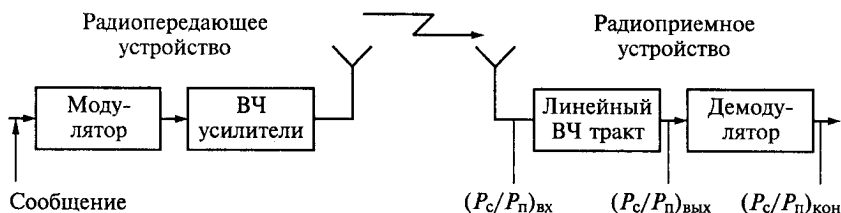


Рис. 12.1

ствии помех на другие каскады радиоприемного устройства, минуя антенну, в большинстве случаев можно исключить за счет тщательной экранировки всей конструкции. К источникам внешней помехи относятся сигналы, приходящие от других радиотехнических средств (например, на современном самолете располагается до 20 радиотехнических устройств различного назначения) и разнообразных промышленных объектов энергетического типа. К внешним помехам также относятся радиоизлучения Галактики, Солнца, поверхности Земли и атмосферного происхождения.

Источником внутренней помехи являются собственные шумы радиоприемника, в первую очередь создаваемые электронными приборами входного ВЧ или СВЧ усилителя. Физическая природа внутренних шумов связана с тем, что в любом резисторе, микросхеме, транзисторе и иных элементах схемы, помимо упорядоченного движения электрических зарядов, под воздействием внешнего сигнала происходит и хаотическое движение элементарных частиц, создающих флуктуационный, шумовой сигнал. Данная помеха имеет равномерный энергетический спектр в широкой полосе частот и называется белым шумом. Ее уровень измеряется с помощью эквивалентной температуры шума.

Качество принятого сообщения в зависимости от его характера оценивается по-разному. Так, в цифровых системах передачи битовой информации это качество определяется вероятностью ошибки принятого символа. Например, если эта вероятность составляет  $10^{-5}$ , то это означает, что из 100 тыс. переданных 1 бит может быть ошибочным. При передаче речевой информации качество принятого сообщения оценивается по его разборчивости, т. е. по числу правильно понятых слов, смысл которых не искажен. При передаче телевизионного сигнала вводится несколько критериев, по которым оценивается качество принятого изображения на экране телевизора. Названные разнородные критерии при передаче аналоговых сообщений являются функцией отношения мощности сигнала к мощности помехи (шума) на выходе радиоприемного устройства:  $(P_c/P_n)_{\text{кон}}$  (см. рис. 12.1).

Таким образом, конечная цель анализа приема радиосигнала при заданных параметрах передаваемого сообщения и канала радиосвязи состоит в определении не только требуемой мощности полезного сигнала на входе радиоприемного устройства  $P_c$ , но и отношения этой мощности к мощности помехи  $(P_c/P_n)_{\text{вх}}$  для получения требуемого конечного отношения  $(P_c/P_n)_{\text{кон}}$  или обеспечения иного критерия. Данная задача решается в рамках структурной схемы радиоприемного устройства, представленной на рис. 12.2.

Схема разбита на две основные части: линейный ВЧ тракт и демодулятор. Остановимся более подробно на их назначении.

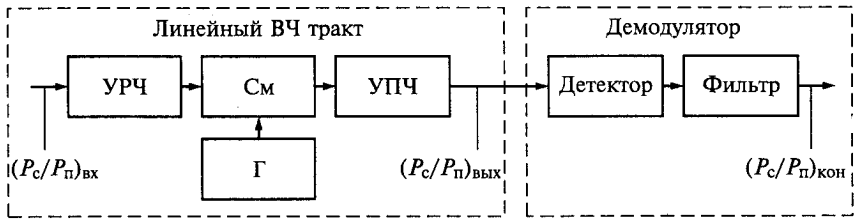


Рис. 12.2

В состав линейного ВЧ тракта входят: усилитель принятого радиосигнала — усилитель радиочастоты (УРЧ), смеситель (См), гетеродин (Г) и усилитель сигнала промежуточной частоты (УПЧ). В линейном тракте происходит усиление сигнала по мощности с  $P_{с.вх}$  до  $P_{с.вых}$ . Значение  $P_{с.вх}$  определяется мощностью сигнала, входящего на вход радиоприемника от антенны (эта величина может быть очень малой и составлять, например,  $10^{-12} \dots 10^{-13}$  Вт), а значение  $P_{с.вых}$  — требуемой мощностью для нормальной работы демодулятора. Отношение  $P_{с.вых}/P_{с.вх}$  есть коэффициент усиления линейного тракта по мощности  $K_p$ , его значение может достигать больших значений — вплоть до  $100 \dots 120$  дБ (т.е. от  $10^{10}$  до  $10^{12}$  раз по мощности).

Второй параметр, характеризующий линейный тракт, есть коэффициент шума  $K_{ш} = [(P_c/P_n)_{вх}]/[(P_c/P_n)_{вых}]$  при стандартном источнике шума. Поскольку в радиоприемнике к внешним шумам всегда прибавляются внутренние, то  $K_{ш} > 1$ . Чем меньше значение  $K_{ш}$ , тем более качественным является радиоприемник.

Третьим параметром является полоса пропускания  $\Delta f_{пр}$  линейного тракта, определяемая шириной спектра принятого радиосигнала.

Помимо трех названных, есть еще ряд параметров, характеризующих работу радиоприемника. К ним в первую очередь относится избирательность по соседнему и побочным каналам, т.е. возможное исключение приема сигнала на всех частотах, кроме несущей частоты.

В линейном тракте, помимо усиления сигнала по мощности, происходит также преобразование его частоты, как правило, в сторону уменьшения. Два сигнала — пришедший с антенны  $f_c$  и предварительно усиленный каскадами УРЧ и сигнал гетеродина  $f_g$  (автогенератора) — подаются на смеситель, являющийся нелинейным элементом. В результате взаимодействия двух сигналов на выходе смесителя образуется комбинационный спектр, содержащий частоты  $nf_c \pm mf_g$ , где  $n, m$  — целые числа, отличные от 0. (Механизм такого взаимодействия двух сигналов в нелинейном устройстве рассмотрен в подразд. 8.5.) Из данного спектра с по-



мощью полосового фильтра выделяется сигнал промежуточной частоты  $f_{\text{пр}} = f_c - f_r$  или  $f_{\text{пр}} = f_r - f_c$ . Значение  $f_{\text{пр}}$  выбирается из необходимости подавления с помощью УРЧ так называемого зеркального канала, отстоящего от принимаемой частоты на величину, равную  $2f_{\text{пр}}$ . Часто производится двойное, а иногда даже тройное преобразование частоты принятого сигнала. Следует отметить, что преобразование частоты есть нелинейный процесс, при котором взаимодействуют два сигнала: принятый антенной и усиленный УРЧ (с амплитудой  $U_c$ , частотой  $f_c$ ) и сигнал гетеродина (с амплитудой  $U_r$ , частотой  $f_r$ ). Однако в силу неравенства  $U_c \ll U_r$  соотношения, определяющие усиление входного сигнала, носят линейный характер, что и позволяет в целом тракт усиления ВЧ сигнала называть линейным.

Назначение демодулятора состоит в извлечении сообщения из принятого радиосигнала и получении требуемого отношения мощностей сигнала и помехи на его выходе  $(P_c/P_n)_{\text{кон}}$  или обеспечении иного критерия при заданном отношении мощностей тех же сигналов на входе. Данные отношения свяжем параметром, который назовем коэффициентом обработки аналогового сигнала:  $K_{\text{обр}} = [(P_c/P_n)_{\text{кон}}]/[(P_c/P_n)_{\text{вх}}]$ . В упрощенном варианте демодулятор включает в себя детектор и фильтр нижних частот.

Коэффициент  $K_{\text{обр}} > 1$  указывает, насколько отношение сигнал/помеха за счет обработки может быть улучшено на выходе блока по сравнению с тем же отношением на входе. При одинаковых условиях работы, т. е. объеме и скорости передаваемой информации, тот метод обработки аналогового сигнала и выбранный метод передачи информации лучше, при которых значение коэффициента  $K_{\text{обр}}$  больше. С увеличением базы сигнала  $B$ , определяемой согласно (3.2) и (3.3), значение коэффициента  $K_{\text{обр}}$  возрастает.

В целом радиоприемное устройство можно охарактеризовать с помощью параметра, который назовем коэффициентом радиоприема ( $K_{\text{прм}}$ ), определив его через отношение мощностей полезного сигнала и помехи на выходе и входе (см. рис. 12.2) и выразив через коэффициенты шума и обработки аналогового сигнала:

$$K_{\text{прм}} = \frac{(P_c/P_n)_{\text{кон}}}{(P_c/P_n)_{\text{вх}}} = \frac{(P_c/P_n)_{\text{кон}}}{(P_c/P_n)_{\text{вх}}} \bigg/ \frac{(P_c/P_n)_{\text{вх}}}{(P_c/P_n)_{\text{вх}}} = \frac{K_{\text{обр}}}{K_{\text{ш}}}, \quad (12.1)$$

где  $K_{\text{обр}} = \frac{(P_c/P_n)_{\text{кон}}}{(P_c/P_n)_{\text{вх}}}$ ;  $K_{\text{ш}} = \frac{(P_c/P_n)_{\text{вх}}}{(P_c/P_n)_{\text{вх}}}$  — соответственно коэффициент обработки и коэффициент шума.

Согласно (12.1) при одинаковых условиях работы, т. е. протяженности радиотрассы, мощности радиопередатчика, объеме и скорости передаваемой информации, максимальное значение  $K_{\text{обр}}$

и минимальное  $K_{\text{ш}}$  соответствуют оптимальному приему радиосигнала при передаче аналогового сообщения.

## 12.2. Линейный тракт радиоприемника

Перейдем к анализу линейной части радиоприемного устройства (см. рис. 12.2), назначение которой состоит в усилении принятого антенной радиосигнала до величины, необходимой для демодулятора, и в максимально возможном подавлении помех. Источником помех при приеме являются как внешние источники, краткая характеристика которых дана в подразд. 12.1, так и собственные внутренние шумы.

Физическая природа внутренних шумов связана с тем, что в любом проводнике, резисторе, интегральной микросхеме, транзисторе, диоде и иных элементах схемы, помимо упорядоченного движения электрических зарядов, под воздействием внешнего источника сигнала происходит и хаотическое движение элементарных частиц, создающих флуктуационный, шумовой сигнал. Так что любой участок схемы можно рассматривать как элементарный источник шумового сигнала — случайного стационарного процесса с нормальным распределением и равномерным энергетическим спектром в пределах полосы пропускания приемника. Величина дисперсии этого процесса определяет квадрат напряжения шумов, создаваемых сопротивлением  $R$ :

$$(E_{\text{ш}})^2 = 4kT_{\text{ш}}R\Delta f,$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К — постоянная Больцмана;  $T_{\text{ш}}$  — абсолютная температура, называемая температурой шума и измеряемая в градусах Кельвина (К);  $\Delta f$  — полоса частот, Гц.

Напряжение  $E_{\text{ш}}$  можно рассматривать как ЭДС шумового генератора, номинальная мощность которого

$$P_{\text{ш}} = (E_{\text{ш}})^2/4R = (kT_0)(T_{\text{ш}}/T_0)\Delta f,$$

где  $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$  Вт/Гц — спектральная мощность шума при стандартной температуре  $T_0 = 290$  К.

Мощность стандартного источника шума, имеющего  $T_{\text{ш}} = T_0 = 290$  К:

$$P_{\text{ш}0} = (kT_0)\Delta f. \quad (12.2)$$

Согласно (12.2) мощность источника шума не зависит от сопротивления  $R$ , а определяется температурой нагрева относительно абсолютного нуля  $T_{\text{ш}}$  и полосой пропускания  $\Delta f$ . Поэтому источник шума характеризуется как мощностью  $P_{\text{ш}}$ , так и температурой  $T_{\text{ш}}$ .



Рис. 12.3

При абсолютном нуле хаотическое перемещение элементарных частиц прекращается и мощность шума  $P_{ш} = 0$ .

Мощность всех внутренних источников шума можно пересчитать ко входу радиоприемника и в целом весь линейный высокочастотный тракт охарактеризовать с помощью единого источника шума: мощностью  $P_{ш.пр}$  или температурой  $T_{ш.пр}$ . К тем же входным полюсам можно подключить эквивалентный генератор полезного сигнала, принятого антенной, с номинальной мощностью  $P_c$  и эквивалентный генератор шума канала радиосвязи с мощностью  $P_{ш.к}$ , учитывающий шумы космического радиоизлучения, атмосферы и земной поверхности. При пересчете двух последних сигналов ко входу радиоприемника следует учесть потери в антенно-фидерном тракте. В результате линейный тракт радиоприемника (см. рис. 12.2) с источниками сигналов примет вид, приведенный на рис. 12.3, где  $R_n$  — входное сопротивление демодулятора.

В целом линейный тракт характеризуется тремя основными параметрами: полосой пропускания  $\Delta f_{пр}$ , номинальным коэффициентом усиления полезного сигнала по мощности  $K_p$  и коэффициентом шума  $K_{ш}$ . Раскроем их содержание.

Следует различать полосу пропускания радиоприемника по усилителю ВЧ или СВЧ сигнала и промежуточной частоты, т. е. до и после преобразования сигнала по частоте (см. рис. 12.2). Поскольку для определения уровня помех на выходе линейного тракта важна полоса пропускания по усилителю промежуточной частоты, то именно данную величину и будем считать  $\Delta f_{пр}$  при прямоугольной или близкой к ней АЧХ полосовых фильтров.

Номинальный коэффициент усиления линейного тракта по мощности

$$K_p = P_{с.н.}/P_c. \quad (12.3)$$

Значение  $K_p$  устанавливается из требуемой мощности сигнала на входе демодулятора  $P_{с.н}$  и мощности на входе радиоприемника

$P_c$ , при которой обеспечивается требуемое отношение мощностей сигнала и шума.

Коэффициент шума определяется как отношение мощностей сигнала и помехи на входе линейного тракта к тому же отношению на его выходе при замене внешнего источника шума на стандартный с температурой шума  $T_0 = 290 \text{ К}$  (12.2):

$$K_{ш} = \frac{(P_c/P_{ш})_{вх}}{(P_{с.н}/P_{ш.н})_{вых}}. \quad (12.4)$$

Шумы усиливаются в линейном тракте так же, как и полезный сигнал, что позволяет для мощности шумов в нагрузке записать

$$P_{ш.н} = (P_{ш.пр} + P_{ш})K_p. \quad (12.5)$$

С учетом (12.3) и (12.5) преобразуем (12.4) к виду

$$K_{ш} = P_{ш.н}/(P_{ш}K_p) = (P_{ш.пр} + P_{ш})/P_{ш} = 1 + (P_{ш.пр}/P_{ш}). \quad (12.6)$$

Из (12.6) с учетом (12.2) получим коэффициент шума

$$K_{ш} = 1 + T_{ш}/T_0. \quad (12.7)$$

Таким образом, коэффициент шума радиоприемника  $K_{ш} > 1$  полностью определяется его эквивалентной шумовой температурой  $T_{ш}$ . Усилители СВЧ высокого качества, называемые малошумящими (МШУ), имеют  $T_{ш} = 150 \dots 200 \text{ К}$ . Температура специально охлаждаемых МШУ снижается до  $T_{ш} = 50 \dots 100 \text{ К}$ .

С помощью (12.7) рассчитаем чувствительность радиоприемника, определяемую как мощность сигнала на его входе, необходимая для получения требуемого отношения мощностей сигнала и помехи на выходе линейного тракта ( $C_{с.ш} = P_{с.н}/P_{ш.н}$ ), соединенного с входом демодулятора (см. рис. 12.2):

$$P_{прм} = kT_0 \Delta f_{пр} C_{с.ш} K_{ш} [\text{Вт}]. \quad (12.8)$$

Та же чувствительность, выраженная в дБ, относительно мощности в 1 Вт с учетом значения  $kT_0$  будет иметь вид

$$P_{прм} \text{ дБ} = 10 \lg P_{прм} = -174 + 10 \lg \Delta f_{пр} [\text{кГц}] + 10 \lg C_{с.ш} + 10 \lg K_{ш} [\text{дБВт}]. \quad (12.9)$$

Чувствительность, выраженная в мкВт, при входном сопротивлении радиоприемника 50 Ом связана с формулой (12.9) следующим соотношением:

$$P_{прм} \text{ дБ} [\text{дБВт}] = -137 + 20 \lg U_{прм}.$$

**Пример.** При  $\Delta f_{пр} = 1000 \text{ кГц}$ ,  $C_{с.ш} = 2,5$ ,  $T_{ш} = 290 \text{ К}$  (или  $K_{ш} = 2$ ) согласно (12.8) получим  $P_{прм} \text{ дБ} = -137 \text{ дБВт}$ .

Согласно (12.9) имеем:

при чувствительности  $U_{\text{прм}} = 1$  мкВ  $P_{\text{прм дБ}} = 137$  дБВт;

при  $U_{\text{прм}} = 0,316$  мкВ  $P_{\text{прм дБ}} = -147$  дБВт;

при  $U_{\text{прм}} = 0,1$  мкВ  $P_{\text{прм дБ}} = -157$  дБВт.

При расчете реальной чувствительности приемника следует учесть шумы канала радиосвязи  $T_{\text{ш.к}}$ , вследствие чего в (12.7) коэффициент шума определяется выражением

$$K_{\text{ш}} = 1 + (T_{\text{ш}}/T_0) + (T_{\text{ш.к}}/T_0).$$

Учтем еще один фактор — потери в фидере, связывающем радиоприемник с антенной. Как указывалось выше, любое активное сопротивление является источником флукуационного шума, и поэтому при температуре  $T_0 = 290$  К коэффициент шума пассивного четырехполюсника (т.е. не содержащего электронные приборы) численно равен его коэффициенту затухания, выраженному через отношение входной и выходной мощностей  $B_{\text{ф}} = P_{\text{вх}}/P_{\text{вых}} > 1$ . В результате коэффициент шума при определении реальной чувствительности приемника увеличится и примет вид

$$K_{\text{ш}} = [1 + (T_{\text{ш}}/T_0) + (T_{\text{ш.к}}/T_0)] B_{\text{ф}}.$$

Для уменьшения значения  $B_{\text{ф}}$  малозумящий усилитель радиоприемника как можно ближе располагают к антенне.

Коэффициент шума СВЧ транзисторного усилителя рассчитывают, представляя все источники шума транзистора в виде эквивалентных генераторов, отнесенных ко входу устройства. Однако точность таких расчетов невысока, и поэтому предпочтение отдается экспериментальным методам. Структурная схема измерений коэффициента шума  $K_{\text{ш}}$ , коэффициента усиления по мощности  $K_P$ , входного и выходного комплексных сопротивлений транзистора представлена на рис. 12.4.

В состав схемы входят: два перестраиваемых согласующих СВЧ трансформатора (на входе и выходе транзистора), генератор шума, измеритель коэффициента усиления  $K_P$  и коэффициента шума  $K_{\text{ш}}$ . Поочередно настраивая согласующие устройства, добиваются минимального значения  $K_{\text{ш}}$  и максимального  $K_P$ , измеряют соответствующие им значения входного и выходного сопротивлений СВЧ транзистора. При дальнейшем проектировании СВЧ транзисторного усилителя именно данные величины следует положить в основу расчета его согласующих входной и выходной

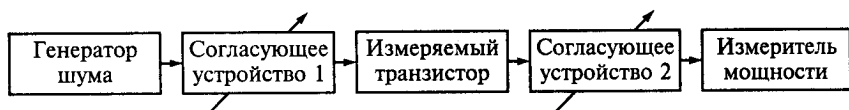


Рис. 12.4

цепей (см. гл. 7). Следует заметить, что условия получения минимального значения  $K_{\text{ш}}$  и максимального  $K_p$  могут не совпадать. Как правило, это расхождение незначительно.

### 12.3. Амплитудный аналоговый демодулятор

При приеме радиосигналов с амплитудной модуляцией демодулятор состоит из амплитудного детектора — нелинейного элемента — и фильтра нижних частот (ФНЧ), полоса пропускания которого  $F_{\text{ФНЧ}} = F_{\text{выс}}$ , где  $F_{\text{выс}}$  — высшая частота в спектре модулирующего сигнала (рис. 12.5, а). Схемы ФНЧ рассмотрены в подразд. 6.2.

Простая схема демодулятора с полупроводниковым диодом и RC-фильтром нижних частот приведена на рис. 12.5, б. Лучшие результаты по детектированию амплитудно-модулированного (АМ) сигнала можно получить с помощью двухтактного амплитудного детектора, схема которого приведена на рис. 12.5, в. В качестве амплитудного детектора, помимо диода, может использоваться и транзистор. Диод, имея малое сопротивление в прямом направлении и большое — в обратном (см. рис. 10.2), пропускает только сигнал с напряжением положительной полярности и отсекает сигнал при отрицательной полярности напряжения. Рассмотрим три нелинейные характеристики амплитудного детектора:

$$I = k_1 u \text{ при } u(t) \geq 0, I = 0 \text{ при } u(t) < 0; \quad (12.10)$$

$$I = k_2 u^2 \text{ при } u(t) \geq 0, I = 0 \text{ при } u(t) < 0; \quad (12.11)$$

$$I = k_3 u \text{ при } u(t) \geq 0, I = -k_3 u \text{ при } u(t) < 0. \quad (12.12)$$

Характеристики (12.10) и (12.11) относятся к одноконтурной схеме амплитудного детектора (см. рис. 12.5, б), характеристика

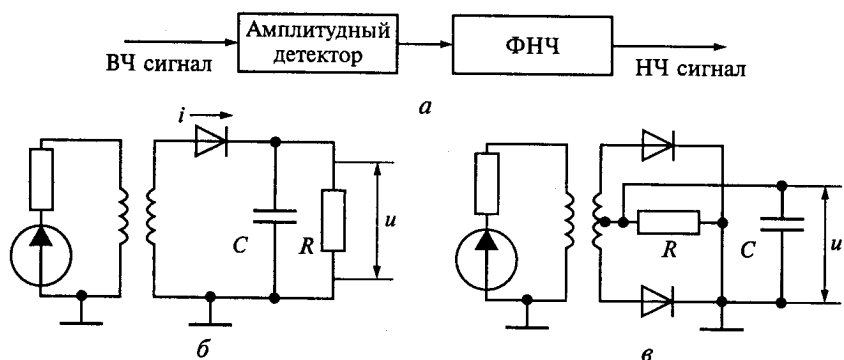
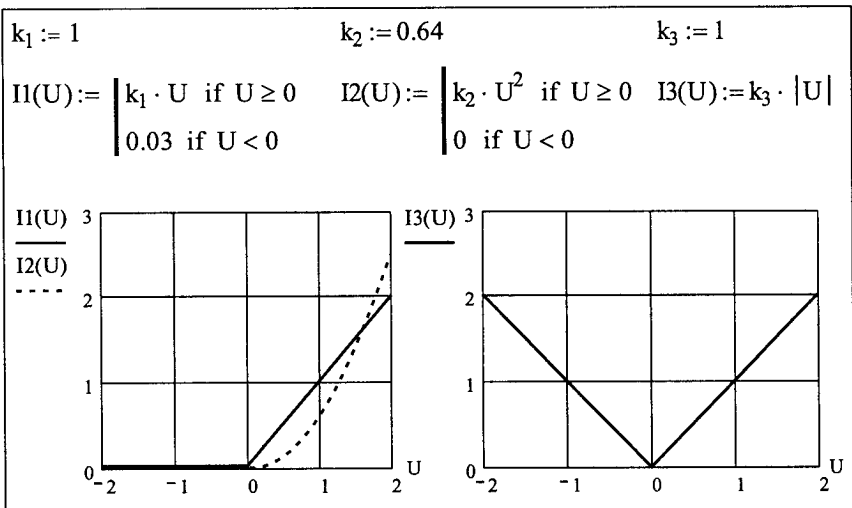


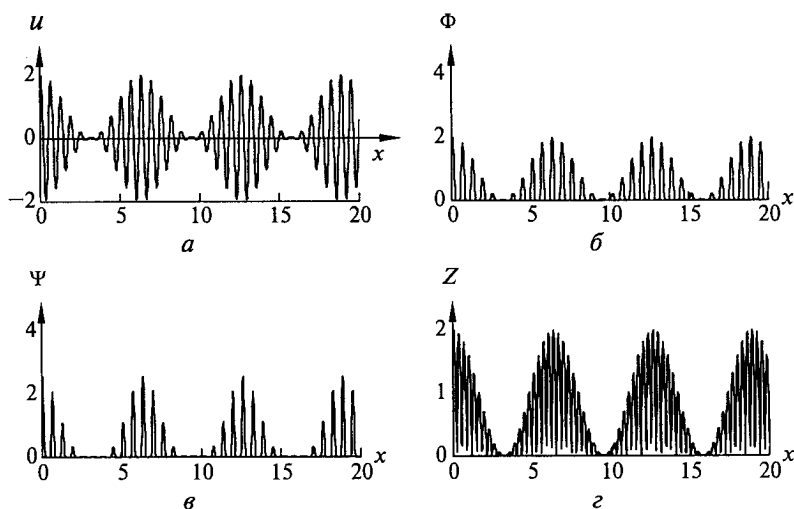
Рис. 12.5



**Рис. 12.6**

(12.12) — к двухтактной (см. рис. 12.5, в). Графики характеристик и программа их расчета приведены на рис. 12.6. Амплитудный детектор при характеристике (12.10), одна ветвь которой является линейной, условно называется линейным. Амплитудный детектор при характеристике (12.11) называется квадратичным.

При подаче на вход детектора амплитудно-модулированного сигнала (рис. 12.7, а)



**Рис. 12.7**

U0 := 1   n := 10   k1 := 1   k2 := 0.64   k3 := 1   m := 1   N := 23

u(x) := U0 · (1 + m · cos(x)) · cos(n · x)

$$\Phi(x) := \begin{cases} k_1 \cdot u(x) & \text{if } u(x) \geq 0 \\ 0 & \text{if } u(x) < 0 \end{cases}$$

$$\Psi(x) := \begin{cases} k_2 \cdot u(x)^2 & \text{if } u(x) \geq 0 \\ 0 & \text{if } u(x) < 0 \end{cases}$$

$$Z(x) := \begin{cases} k_3 \cdot u(x) & \text{if } u(x) \geq 0 \\ -k_3 \cdot u(x) & \text{if } u(x) < 0 \end{cases}$$

k := 1..N

$$A_k := \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^\pi \Phi(x) \cdot \cos(k \cdot x) dx$$

$$A_0 := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \Phi(x) dx$$

$$B_k := \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^\pi \Psi(x) \cdot \cos(k \cdot x) dx$$

$$B_0 := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \Psi(x) dx$$

$$C_k := \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^\pi Z(x) \cdot \cos(k \cdot x) dx$$

$$C_0 := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi Z(x) dx$$

A =

	0
0	0.318
1	0.32
2	3.587·10 <sup>-7</sup>
3	5.037·10 <sup>-8</sup>
4	-7.572·10 <sup>-8</sup>
5	1.283·10 <sup>-6</sup>
6	-3.582·10 <sup>-8</sup>
7	1.908·10 <sup>-7</sup>
8	5.237·10 <sup>-5</sup>
9	0.25
10	0.5
11	0.25
12	1.214·10 <sup>-7</sup>
13	6.128·10 <sup>-7</sup>
14	4.719·10 <sup>-6</sup>
15	4.743·10 <sup>-7</sup>
16	6.029·10 <sup>-5</sup>
17	2.943·10 <sup>-7</sup>
18	1.488·10 <sup>-5</sup>
19	0.106
20	0.212
21	0.106
22	-1.841·10 <sup>-6</sup>
23	-1.081·10 <sup>-7</sup>

B =

	0
0	0.24
1	0.32
2	0.08
3	2.939·10 <sup>-7</sup>
4	-1.064·10 <sup>-6</sup>
5	-1.574·10 <sup>-7</sup>
6	-9.044·10 <sup>-7</sup>
7	-7.94·10 <sup>-7</sup>
8	0.068
9	0.272
10	0.407
11	0.272
12	0.068
13	3.24·10 <sup>-7</sup>
14	4.302·10 <sup>-7</sup>
15	1.522·10 <sup>-7</sup>
16	-4.023·10 <sup>-8</sup>
17	1.266·10 <sup>-6</sup>
18	0.04
19	0.16
20	0.24
21	0.16
22	0.04
23	-1.137·10 <sup>-5</sup>

C =

	0
0	0.637
1	0.637
2	1.763·10 <sup>-7</sup>
3	6.327·10 <sup>-5</sup>
4	-5.35·10 <sup>-8</sup>
5	5.986·10 <sup>-7</sup>
6	2.796·10 <sup>-7</sup>
7	7.705·10 <sup>-5</sup>
8	1.056·10 <sup>-4</sup>
9	-1.181·10 <sup>-6</sup>
10	-3.634·10 <sup>-8</sup>
11	-4.221·10 <sup>-5</sup>
12	7.325·10 <sup>-7</sup>
13	2.442·10 <sup>-6</sup>
14	-3.36·10 <sup>-7</sup>
15	1.076·10 <sup>-7</sup>
16	1.085·10 <sup>-4</sup>
17	-2.45·10 <sup>-6</sup>
18	-1.966·10 <sup>-7</sup>
19	0.212
20	0.424
21	0.212
22	-1.082·10 <sup>-7</sup>
23	2.937·10 <sup>-7</sup>

Рис. 12.8



$$u(t) = U_0(1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t \quad (12.13)$$

отрицательная часть напряжения  $u(t)$  «срезается» и сигнал на выходе принимает вид, показанный на рис. 12.7, б при условно линейной характеристике (12.13), на рис. 12.7, в — при квадратичной характеристике (12.14) и на рис. 12.7, г — при характеристике (12.12) двухтактного детектора.

Определим спектр сигнала на выходе амплитудного детектора, для чего выражение для АМ сигнала (12.13) подставим в (12.10), (12.11) и (12.12). Полученные периодические функции разложим в ряд Фурье согласно (2.2). Программа по выполнению данной процедуры и результаты примера расчета по ней представлены на рис. 12.8, а спектры построены на рис. 12.9. В примере значение частоты несущей в 10 раз превышает частоту модулирующего сигнала (параметр  $n = 10$ ).

На рис. 12.9, а представлена спектрограмма входного АМ колебания, на рис. 12.9, б — при линейном детекторе, на рис. 12.9, в — при квадратичном детекторе, на рис. 12.9, г — при двухтактном детекторе.

Из полученных результатов следует, что в спектре сигнала на выходе амплитудного детектора содержится составляющая с частотой  $\Omega$  модулирующего сигнала. Следовательно, из амплитудно-модулированного ВЧ сигнала происходит извлечение исходного

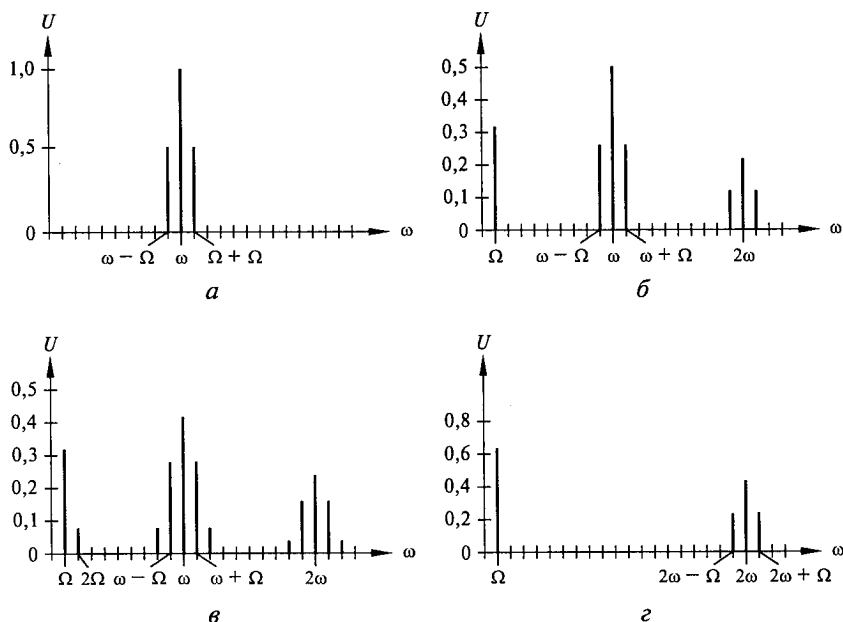


Рис. 12.9

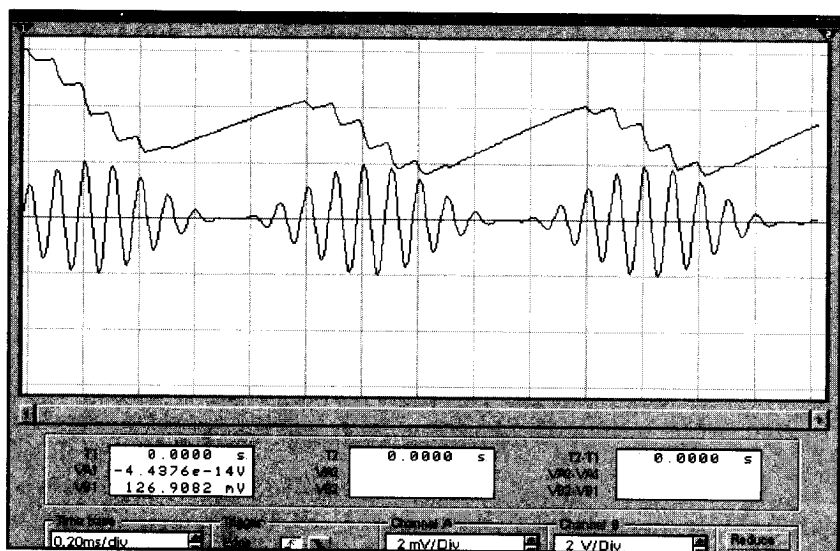
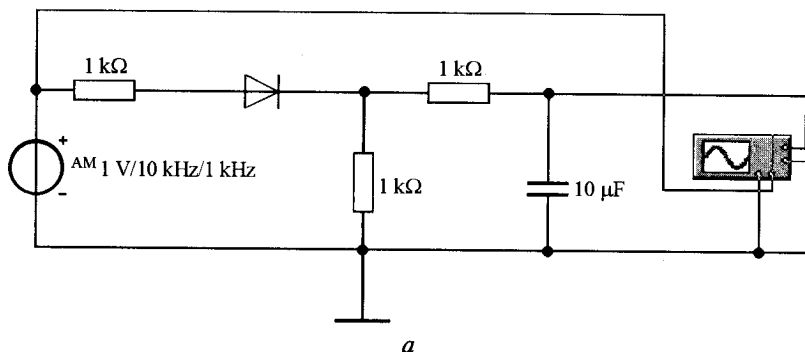


Рис. 12.10

сообщения. Помимо сигнала с частотой  $\Omega$ , в спектре содержатся составляющие с частотой  $\omega$ ,  $2\omega$ , ... несущих колебаний. Эти составляющие должны отфильтровываться с помощью фильтра нижних частот, включаемого после амплитудного детектора. Как следует из рассмотрения спектрограмм, приведенных на рис. 12.9, наилучший результат получается при двухтактном амплитудном детекторе (см. рис. 12.5, в). При его использовании составляющая с низкой частотой  $\Omega$ , получается максимальной, а подавление составляющей с частотой несущих колебаний  $\omega$  — наилучшим.

В случае использования в качестве ФНЧ однозвенного RC-фильтра следует выполнить следующие условия по выбору постоянной

времени фильтра  $T = RC$  в целях выделения низкочастотной составляющей спектра сигнала и подавления несущих колебаний:  $(1/\omega) \ll T \ll (1/\Omega)$ .

В случае использования квадратичного детектора в спектре выходного сигнала содержится также составляющая с частотой  $2\Omega$ , что нежелательно, поскольку отфильтровать ее значительно сложнее, чем сигнал с частотой  $\omega$ . Поэтому более предпочтительно использование амплитудного детектора в линейном режиме, который обеспечивается увеличением входного сигнала.

Исследование амплитудного детектора можно также провести с помощью программы Electronics Workbench [3], работающей в среде Windows. Сначала средствами графического интерфейса воспроизведем на экране дисплея схему диодного амплитудного детектора с  $RC$ -фильтром (рис. 12.10, а), а затем подадим на ее вход АМ сигнал. С помощью двухлучевого осциллографа выведем на экран входной АМ сигнал и выходной протестированный низкочастотный сигнал. Схема и осциллограммы, полученные в результате выполнения описанной процедуры, представлены на рис. 12.10, на котором верхняя осциллограмма — протестированный низкочастотный сигнал, нижняя осциллограмма — входной АМ сигнал.

Путем правильного подбора постоянной времени фильтра  $T = RC$  можно добиться наименьшего искажения протестированного сигнала.

## 12.4. Частотный демодулятор при приеме аналоговых сигналов

Частотная модуляция является доминирующей в современных системах передачи информации СВЧ диапазона, в том числе в спутнико-космических системах радиосвязи и телевидения. При ЧМ обеспечиваются высокая помехоустойчивость и высокое качество передачи информации, допускается возможность одновременной работы в общем канале связи большого числа корреспондентов и реализуется более полное использование по энергетическим показателям радиопередающего устройства в силу постоянства амплитуды сигнала по сравнению с амплитудной модуляцией.

Типовая схема частотного демодулятора приведена на рис. 12.11.



Рис. 12.11

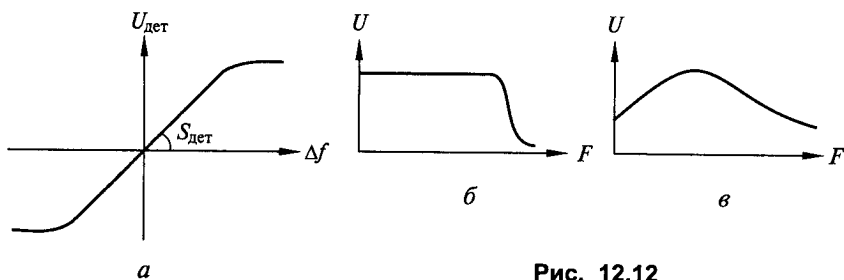


Рис. 12.12

На схеме рис. 12.11 приняты следующие обозначения: АО — амплитудный ограничитель; ПФ — полосно-пропускающий фильтр по отношению к 1-й гармонике сигнала промежуточной частоты; ЧД — частотный детектор; ФНЧ — фильтр нижних частот.

Полоса пропускания ФНЧ устанавливается равной верхней частоте модулирующего сигнала  $F_v$ . Полоса пропускания УПЧ выбирается исходя из ширины спектра принимаемого частотно модулируемого сигнала, определяемого согласно (3.19). Пренебрегая крайними спектральными составляющими (см. рис. 3.4), эту полосу сужают до величины  $\Delta f_{сп} = 2(\Delta f_d + F)$ .

Статическая характеристика частотного детектора имеет вид, показанный на рис. 12,12, а. Амплитудно-частотная характеристика по выходному сигналу демодулятора показана на рис. 12.12, б. В зависимости от характера передаваемого сообщения в АЧХ осуществляется подъем или завал определенных участков, например так, как показано на рис. 12.12, в.

Одна из возможных схем частотного детектора, называемая схемой на расстроенных контурах, приведена на рис. 12.13.

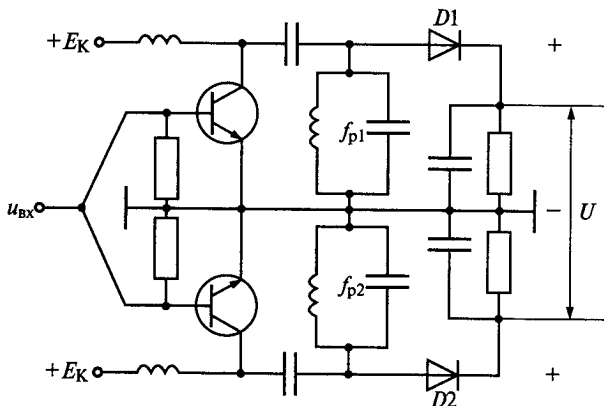


Рис. 12.13

Частотный детектор, являющийся комбинацией двух амплитудных детекторов, работает следующим образом. Резонансная частота первого контура  $f_{p1} > f_0$ , второго  $f_{p2} < f_0$ , где  $f_0$  — центральная частота, при которой выходное напряжение детектора  $U = 0$ . Напряжение на выходе амплитудных детекторов  $U_{д1}$  и  $U_{д2}$  определяется резонансной характеристикой каждого из контуров, рассчитываемой согласно (5.16) (см. рис. 5.10). Выходное напряжение частотного детектора согласно схеме на рис. 12.13 есть разность напряжений  $U_{д1}$  и  $U_{д2}$ . С учетом (5.16) получим:

$$U = U_{д1} - U_{д2} = U_0 \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + (x - x_p)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (x + x_p)^2}} \right];$$

$$x_p = 2Q \frac{\Delta f_p}{f_0}; \quad x = 2Q \frac{\Delta f}{f_0},$$

где  $Q$  — добротность контура;  $\Delta f_p$  — расстройка резонансной частоты каждого из контуров относительно центральной частоты  $f_0$ .

Графики зависимостей  $UD1$ ,  $UD2$ ,  $U(\alpha)$ , где  $\alpha = \Delta f/f_0$  — относительное изменение частоты, рассчитанные по программе согласно (12.3), представлены на рис. 12.14.

Как следует из рисунка, полученная статическая характеристика частотного дискриминатора на расстроенных контурах соответствует общей характеристике, представленной на рис. 12.12, а. Изменяя значения добротности контура  $Q$  и расстройку  $\Delta f_p$ , можно регулировать крутизну и протяженность линейного участка этой характеристики.

На вход частотного демодулятора, как и на другие устройства обработки сигнала, помимо полезного сигнала, поступает помеха. Взаимодействие между ними приводит или к подавлению помехи полезным сигналом (положительный эффект, создающий преимущества ЧМ), или, наоборот, к подавлению полезного сигнала помехой (отрицательный эффект).

Отношение мощностей полезного сигнала и помехи на выходе частотного демодулятора  $(P_c/P_n)_{\text{вых}}$  от отношения этих же мощностей на входе  $(P_c/P_n)_{\text{вх}} > 5$  определяется следующим выражением [1]:

$$\left( \frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вых}} = 3m_q^2 \left( \frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вх}}, \quad (12.14)$$

где  $m_q = \Delta f_d/F_v$  — индекс частотной модуляции по отношению к высшей частоте модулирующего сигнала.

Формула (12.14) раскрывает основное преимущество частотной модуляции, состоящее в возрастании отношения мощностей сигнала и помехи на выходе частотного демодулятора с увеличением индекса  $m_q$ , а следовательно, согласно (3.2) базы сиг-

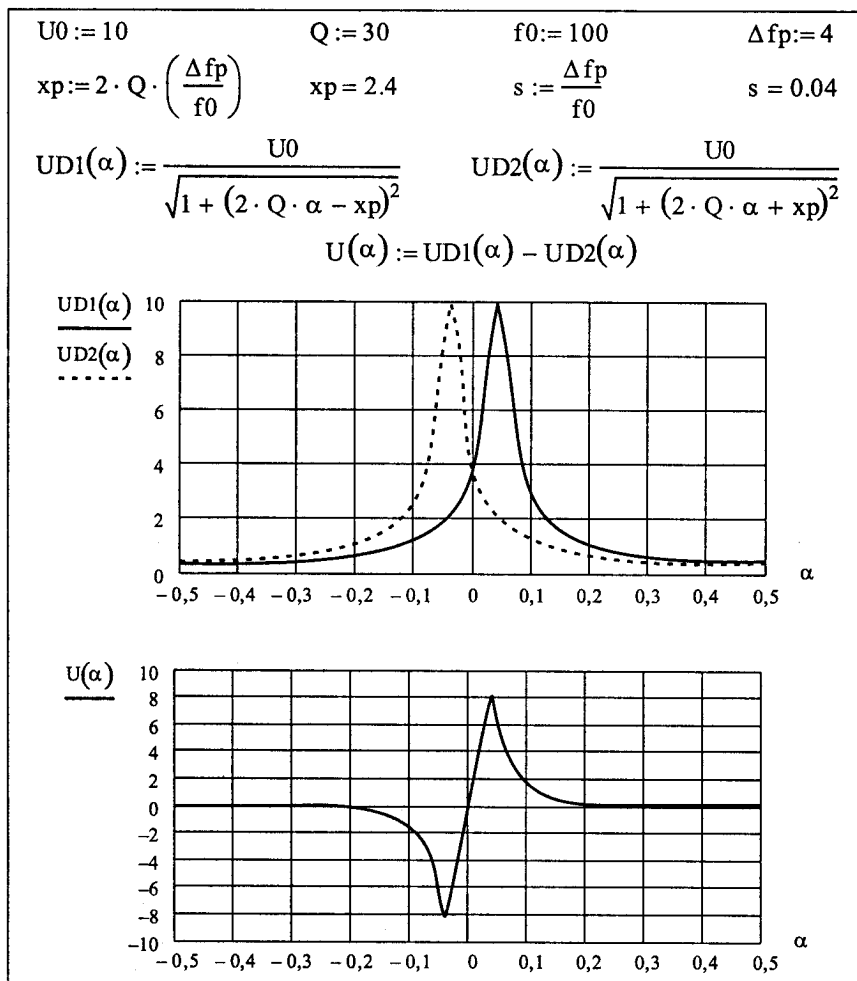


Рис. 12.14

нала и полосы пропускания высокочастотного тракта радиоприемника. Однако это свойство ЧМ сохраняется только при соблюдении условия  $(P_c/P_n)_{\text{вх}} > W_{\text{пор}}$ , т.е. это отношение должно быть больше некоторого порогового значения, равного 10...12 дБ.

При значении  $(P_c/P_n)_{\text{вх}} < W_{\text{пор}}$  начинается процесс подавления полезного сигнала импульсной помехой в ограничителе, что и приводит к ухудшению отношения  $(P_c/P_n)_{\text{вых}}$  на выходе частотного демодулятора.

Для удобства расчетов преобразуем зависимость (12.14) к виду

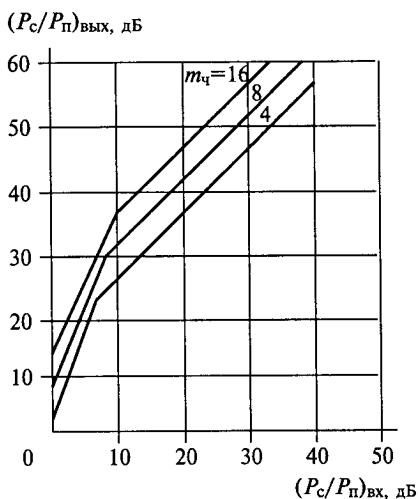


Рис. 12.15

На рис. 12.15 приведены графики зависимости  $(P_c/P_n)_{\text{вых}} = \Phi(P_c/P_n)_{\text{вх}}$  при разных значениях индекса частотной модуляции  $m_{\text{ч}}$ .

$$\left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{вых}} [\text{дБ}] = 4,7 + 20 \lg m_{\text{ч}} + \left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{вх}} [\text{дБ}]. \quad (12.15)$$

При  $(P_c/P_n)_{\text{вх}} > W_{\text{пор}}$  данные графики построены согласно (12.15), при  $(P_c/P_n)_{\text{вх}} < W_{\text{пор}}$  — на основании данных, приведенных в [1].

На графиках четко прослеживается наступление порога при определенных значениях отношения  $(P_c/P_n)_{\text{вх}}$  в зависимости от  $m_{\text{ч}}$ , причем с увеличением  $m_{\text{ч}}$  порог возрастает.

Таким образом, существенный выигрыш в обработке сигнала при частотной модуляции имеет место только при работе выше пороговых значений, т. е. при  $(P_c/P_n)_{\text{вх}} = 10 \dots 12$  дБ. Этот выигрыш достигается при больших значениях  $m_{\text{ч}}$  за счет расширения спектра сигнала и, следовательно, согласно (3.2) базы сигнала и полосы пропускания в высокочастотном тракте радиоприемного устройства, предшествующего частотному демодулятору (см. рис. 12.2).

## 12.5. Частотный и фазовый демодуляторы при приеме цифровых сигналов

Структура сигналов при частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) модуляциях цифровых сообщений рассмотрена в подразд. 3.3. Общая функциональная схема демодулятора при приеме цифрового ЧМ сигнала или ФМ сигнала (рис. 12.16) по сравнению со схемой, приведенной на рис. 12.11, отличается наличием еще одного каскада — порогового элемента (ПЭ). Обозначения на рис. 12.16 соответствуют обозначениям на рис. 12.11. Для демодуляции ЧМ сигнала

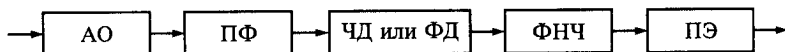


Рис. 12.16

используется частотный детектор (ЧД), для демодуляции ФМ сигнала — фазовый (ФД).

При приеме цифрового сигнала характеристика демодулятора должна соответствовать релейному виду. Для случая ЧМ сигнала такая характеристика приведена на рис. 12.17, а, ФМ сигнала — на рис. 12.7, б.

Согласно характеристике на рис. 12.17 при частоте  $f_1 > f_0$ , соответствующей логической 1, напряжение на выходе демодулятора  $U = +U_0$ ; при частоте  $f_2 < f_0$ , соответствующей логическому 0, напряжение на выходе  $U = -U_0$ . Аналогичная картина должна иметь место и при демодуляции ФМ сигнала с заменой частоты на разность фаз  $\varphi$  (см. рис. 12.17, б).

Рассмотрим устройство звеньев, входящих в демодулятор (см. рис. 12.16).

Характеристика, приведенная на рис. 12.7, а, может быть получена с помощью детектора фильтрового типа, представляющего собой комбинацию двух полосно-пропускающих фильтров и амплитудных детекторов (рис. 12.18, а). При частоте  $f_1 > f_0$  сигнал проходит через верхнюю цепь и напряжение на нагрузке после амплитудного детектора  $U = +U_0$ . При частоте  $f_2 < f_0$  сигнал проходит через нижнюю цепь и напряжение на нагрузке после амплитудного детектора  $U = -U_0$ .

В качестве частотного детектора может использоваться также микросхема, имеющая два входа и один выход и называемая цифровым частотным компаратором (рис. 12.18, б). На первый вход схемы подается сигнал, определяющий центральную частоту детектора  $f_0$ , а на второй вход — принятый сигнал с частотой  $f_1$  или  $f_2$ . При  $f_1 > f_0$  напряжение на выходе детектора  $U = +U_0$ , при  $f_2 < f_0$  — напряжение  $U = -U_0$ .

При фазовой манипуляции признаком, отличающим логическую 1 от логического 0, является скачок фазы сигнала на величину  $\varphi$ , называемую дискретом фазы. При бинарной фазовой телеграфии величина  $\varphi = \pi$  (см. подразд. 3.3).

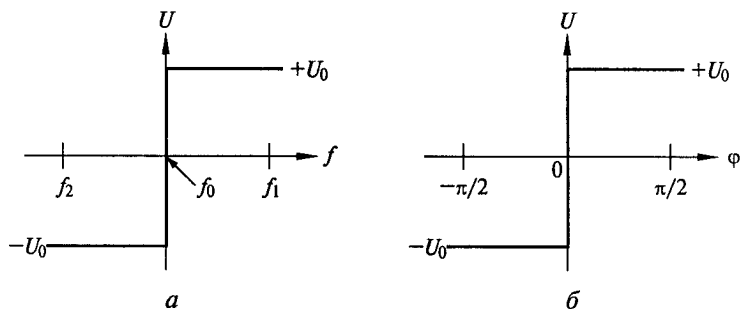


Рис. 12.17

#



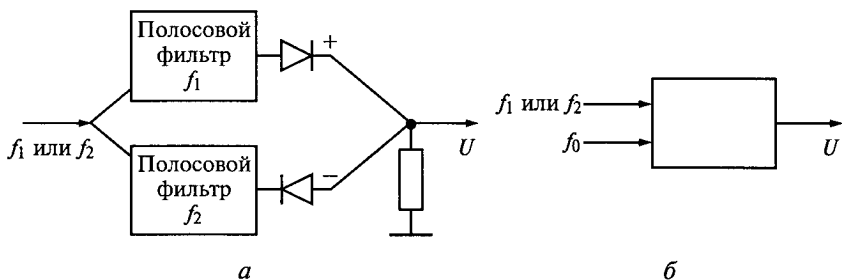


Рис. 12.18

Фазовый детектор, регистрирующий это изменение, может рассматриваться как перемножитель двух колебаний: принятого  $u_c(t) = U_1 \cos(\omega t + \varphi)$ , где  $\varphi = 0$  или  $\pi$ , и вырабатываемого в самом демодуляторе  $u_r(t) = U_2 \cos(\omega t)$ . Оба колебания имеют равные частоты, но разные начальные фазы (рис. 12.19, а):

Перемножив два колебания, получим напряжение на выходе схемы:

$$\begin{aligned}
 u_{\text{вых}} &= k u_1 u_2 = k U_1 \cos(\omega t + \varphi) U_2 \cos(\omega t) = \\
 &= 0,5 k U_1 U_2 [\cos \varphi + \cos(2\omega t + \varphi)].
 \end{aligned}$$

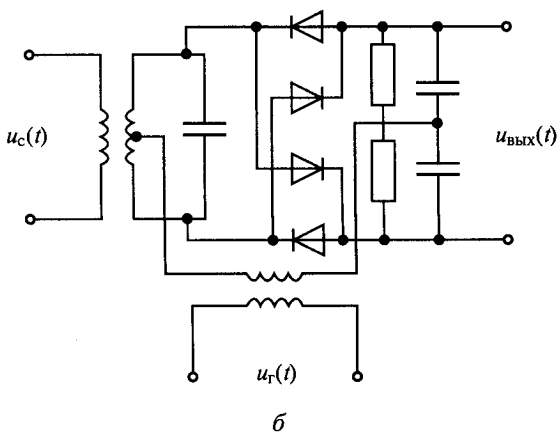
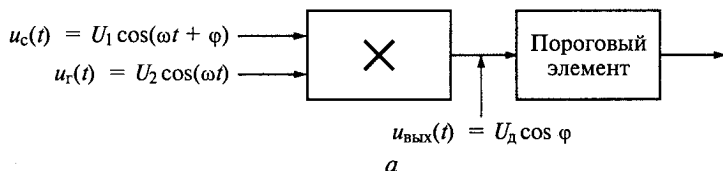


Рис. 12.19

После фильтрации колебания с частотой  $2\omega$  получим выходной сигнал, зависящий от разности фаз входных сигналов:

$$u_{\text{вых}} = 0,5kU_1U_2 \cos \varphi = U_{\text{д}} \cos \varphi. \quad (12.16)$$

Согласно (12.16) при изменении фазы сигнала на  $\pi$  напряжение на выходе фазового детектора меняется от  $+U_{\text{дет}}$  до  $-U_{\text{дет}}$ . Включив после перемножителя пороговый элемент, получим характеристику фазового детектора релейного вида (см. рис. 12.17, б). Одна из схем фазового детектора (кольцевого типа) приведена на рис. 12.19, б. Схема порогового элемента, называемая также амплитудным компаратором, на основе операционного усилителя приведена на рис. 12.20.

Питание устройства осуществляется от двух источников напряжением  $U_0$  разной полярности. На неинвертирующий вход подается сигнал с выхода детектора после фильтра нижних частот, на инвертирующий — требуемое пороговое напряжение  $U_{\text{пор}}$ , устанавливаемое с помощью резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . При  $U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$  выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = +U_0$ , при  $U_{\text{вх}} < U_{\text{пор}}$  значение  $U_{\text{вых}} = -U_0$ . При напряжении  $U_{\text{пор}} = 0$  инвертирующий вход заземляется.

Таким образом формируется релейная характеристика частотного или фазового демодулятора (см. рис. 12.17), при которой логической 1 соответствует напряжение  $U = +U_0$ , а логическому 0 — напряжение  $U = -U_0$ .

При обработке сигнала с двухступенчатой модуляцией схема демодулятора усложняется. Схема такого демодулятора при приеме ЧМ-ЧМ сигнала (см. подразд. 3.3) приведена на рис. 12.21.

На вход схемы приходит сигнал, описываемый функцией (11.10). После амплитудного ограничителя (АО) и полосового фильтра (ПФ), настроенного на промежуточную частоту радиоприемника, сигнал поступает на вход первого частотного детектора (ЧД1), схема которого приведена на рис. 12.13, а характеристики — на

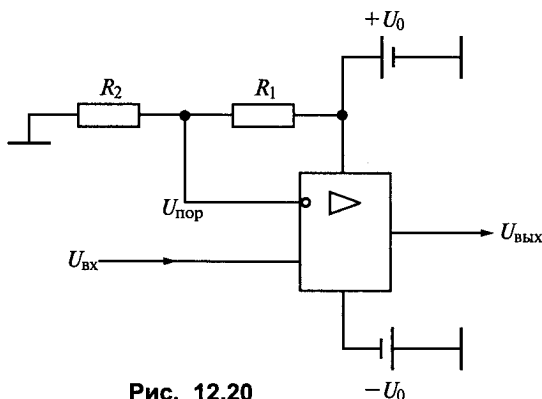


Рис. 12.20

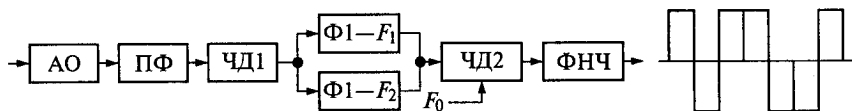


Рис. 12.21

рис. 12.12. На выходе ЧД1 в результате детектирования сигнал принимает следующий вид:

$$u_{д}(t) = U_0 \cos(2\pi F_1 t) \text{ — при приеме логической 1;}$$

$$u_{д}(t) = U_0 \cos(2\pi F_2 t) \text{ — при приеме логического 0.}$$

Первый сигнал проходит через верхний полосовой фильтр  $\Phi 1$ , настроенный на частоту  $F_1$ , второй сигнал — через нижний полосовой фильтр  $\Phi 2$ , настроенный на частоту  $F_2$ . И тот, и другой сигналы поступают на второй частотный детектор (ЧД2) — частотный цифровой компаратор (см. рис. 12.18, б).

При частоте  $F_1 > F_0$ , соответствующей логической 1, напряжение на выходе детектора  $U = +U_0$ ; при частоте  $F_2 < F_0$ , соответствующей логическому 0, напряжение на выходе  $U = -U_0$ . Цифровая схема ЧД2 служит одновременно и пороговым элементом.

В результате такого двойного процесса детектирования сигнал на выходе демодулятора представляет собой принятое и обработанное сообщение в цифровой форме, состоящее из комбинации двоичных сигналов — логических 1 и 0. Логической 1 соответствуют импульсы положительной полярности, логическому 0 — отрицательной.

По такому же принципу с двумя ступенями детектирования строится схема демодулятора при приеме иных сигналов с двухступенчатой модуляцией — ЧМ-ФМ или ФМ-ФМ.

## 12.6. Об оптимальном приеме цифровых сигналов

В подразд. 12.4 и 12.5 рассмотрены схемы демодуляторов, позволяющие извлекать сообщение из принятого радиосигнала. Но вопрос, насколько данные схемы являются оптимальными с учетом действия помех, не обсуждался. Поэтому вернемся к данной проблеме и рассмотрим прием цифрового сообщения в двоичном коде (см. рис. 1.3, д) с учетом действия помехи. Метод приема, при котором получается наилучший результат в достоверности принятой информации, считается оптимальным.

После детектирования сигнала установим пороговый элемент, решающий, какой единичный бит информации принят: логическая 1 или логический 0. Считаем, что при превышении порога принят бит 1, а при сигнале, меньшем порога, — 0. С учетом действия помехи возможно существование четырех ситуаций (рис. 12.22):

помеха не помешала принятию правильного решения при приеме единичного бита 1;

помеха не помешала принятию правильного решения при приеме единичного бита 0;

наличие отрицательного выброса в помехе привело к снижению суммарного сигнала ниже уровня порога, и потому принято ошибочное решение о принятии 0 вместо 1;

наличие положительного выброса в помехе привело к превышению суммарным сигналом уровня порога, и потому принято ошибочное решение о принятии 1 вместо 0.

Таким образом, как бы ни была мала помеха, всегда имеется опасность, что какой-то бит информации будет принят ошибочно. По этой причине вероятность ошибки принятого символа и максимально возможная пропускная способность канала связи зависят от отношения мощностей сигнала и помехи  $P_c/P_n$ . Последняя проблема рассматривалась в подразд. 1.6.

В зависимости от назначения системы и характера принимаемого сообщения на фоне действующих помех принимают различные критерии оптимального приема. В одних случаях таким критерием является обнаружение полезного сигнала, в других — измерение параметров этого сигнала, в третьем — различение (или разрешение) сигналов. Рассмотрим случай, когда за критерий оптимального приема принимается обнаружение полезного сигнала на фоне помех.

Пусть передается цифровая информация в виде двоичных сигналов из логических 1 и 0 (см. рис. 1.3, д). Помехой является белый шум, т. е. помеха с равномерным энергетическим спектром. Канал радиосвязи имеет постоянные параметры, вследствие чего амплитуда и фаза принимаемого сигнала неизменны.

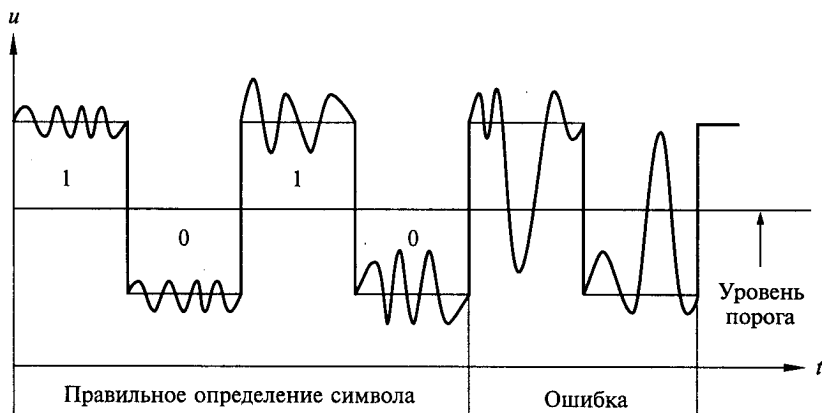


Рис. 12.22

Примем, что логической 1 соответствует сигнал  $u_{c1}(t)$ , логическому 0 —  $u_{c2}(t)$ . Образцы обоих сигналов в приемном устройстве известны, но какой именно бит информации (1 или 0) принимается в данный момент, неизвестно. Поэтому сообщения в месте приема следует рассматривать как случайные величины. Обычно считают, что в каждый данный момент с равной степенью вероятности может прийти бит информации 1 или 0. Таким образом, на вход приемника приходит смесь из полезного сигнала и помехи, для которого

$$u_{\text{вх}}(t) = u_{c1}(t) + u_{\text{п}}(t) \text{ или } u_{\text{вх}}(t) = u_{c2}(t) + u_{\text{п}}(t). \quad (12.17)$$

В различных видах телеграфной работы (так называется модуляция при передаче цифровых сигналов в двоичном коде) имеем:

при амплитудной  $u_{c1}(t) = U \cos(\omega t + \varphi_1)$ ,  $u_{c2}(t) = 0$ ;

при частотной  $u_{c1}(t) = U \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ ,  $u_{c2}(t) = U \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$ ;

при фазовой  $u_{c1}(t) = U \cos(\omega t)$ ,  $u_{c2}(t) = U \cos(\omega t + \pi)$ .

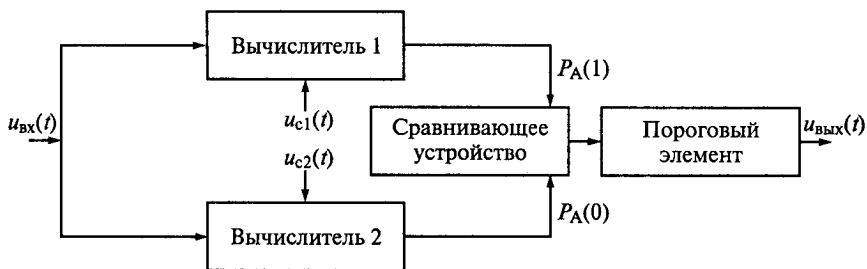
Цель радиоприема состоит в анализе принятого сигнала  $u_{\text{вх}}(t)$  в течение промежутка времени  $T_0$  и выделении переданного сообщения 1 или 0 из принятой смеси полезного сигнала и помехи. Наличие помехи и ограниченное время анализа не может сделать этот процесс абсолютно достоверным. Поэтому метод радиоприема и обработки принятого сигнала, позволяющий выполнить данную операцию с наименьшей ошибкой, является оптимальным.

Согласно теории потенциальной помехоустойчивости В. А. Котельникова наилучшим является тот приемник, который определяет принятое сообщение по наибольшей вероятности того или иного символа в данной реализации принятой смеси из полезного сигнала и помехи. Такие вероятности  $P_A(1)$  и  $P_A(0)$ , определяемые в результате анализа  $u_{\text{вх}}(t)$ , называются апостериорными, т. е. послеопытными. Данные вероятности, очевидно, отличаются от заранее известных априорных вероятностей  $P(1)$  и  $P(0)$ .

Руководствуясь сказанным, оптимальную схему обработки двоичных сигналов можно представить в виде, показанном на рис. 12.23, а.

В состав блока обработки сигнала входят два вычислителя, на первый вход которых поступает принятый входной сигнал (12.17) — смесь полезного сигнала и помехи. На второй вход вычислителя 1 подается известная заранее одна из возможных реализаций полезного сигнала  $u_{c1}(t)$ , а на второй вход вычислителя 2 — другая возможная реализация  $u_{c2}(t)$ . Вычислители определяют апостериорные вероятности  $P_A(1)$  и  $P_A(0)$ , которые вычитаются в сравнивающем устройстве, образуя разность:  $\Delta = P_A(1) - P_A(0)$ . При  $\Delta > 1$  выходной сигнал есть логическая 1, при  $\Delta < 1$  — логический 0.

При равной априорной вероятности передачи символов «1» и «0» полная апостериорная вероятность ошибок равна полови-



а



б

Рис. 12.23

не суммы вероятностей ошибок от обоих вычислителей. Схеме оптимального приема по обнаружению полезного сигнала на рис. 12.23, а эквивалентна схема корреляционного приема, приведенная на рис. 12.23, б, в которой вычислитель заменяется перемножающим устройством двух сигналов (принятого и одной из возможных реализаций полезного) и интегратором. В данном устройстве происходит сравнение следующих двух сигналов:

$$U_1 = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вх}}(t) u_{c1}(t) dt \quad \text{и} \quad U_2 = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вх}}(t) u_{c2}(t) dt.$$

В результате анализа схемы оптимального приема (см. рис. 12.23) при нормальном законе распределения помехи и равновероятном априорном распределении битовой информации 1 и 0 получены следующие выражения, позволяющие вычислить ошибку  $P_{\text{ош}}$  принятого символа на выходе идеального приемника от отношения  $P_c/P_{\text{ш}}$  в канале связи при трех видах манипуляции ВЧ сигнала:

при амплитудной телеграфии (АТ)

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi(0,5\sqrt{q}); \quad (12.18)$$

при частотной телеграфии (ЧТ)

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi(\sqrt{0,5q}); \quad (12.19)$$

при фазовой телеграфии (ФТ)

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi(\sqrt{q}), \quad (12.20)$$

где  $q = P_c/P_{\text{ш}}$  — отношение мощностей сигнала и помехи на входе схемы, приведенной на рис. 12.23.

Интеграл вероятности или Лапласа

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z \exp(-0,5x^2) dx. \quad (12.21)$$

В рассматриваемом случае  $z = q$ .

Отношение мощностей сигнал/помеха для расчетов удобнее выражать в дБ, для чего запишем:  $qd = 10 \lg(P_c/P_{\text{ш}})$  или  $q = P_c/P_{\text{ш}} = 10^{0,1qd}$ .

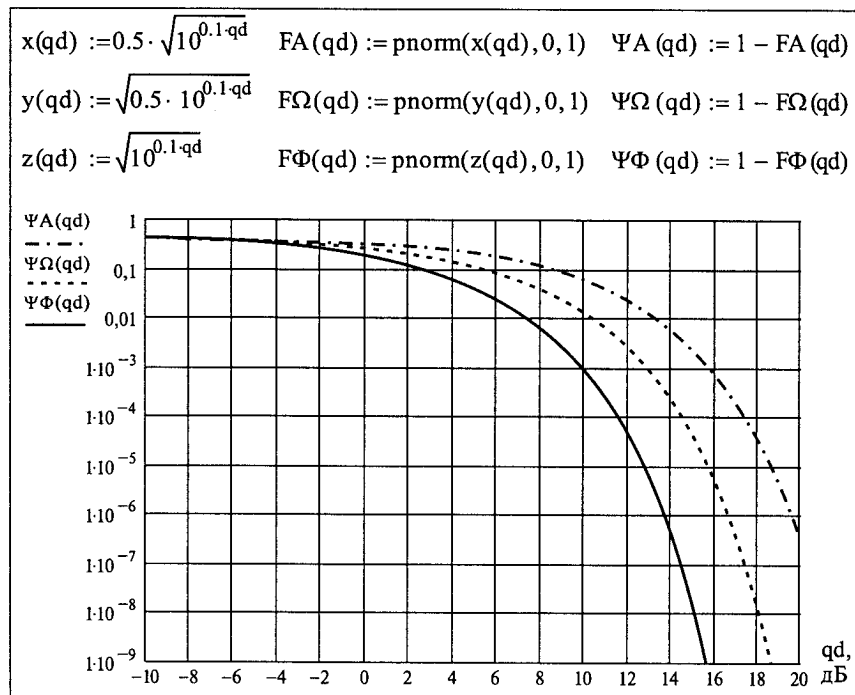


Рис. 12.24

Пакет программ Mathcad [1] позволяет путем обращения к функции  $\text{rpnorm}$  вычислить интеграл вероятности (12.21). Программа по расчету функций (12.18)—(12.20) представлена на рис. 12.24. Там же построены графики зависимости вероятности ошибки  $P_{\text{ош}} = \Phi(qd)$  для трех видов модуляции: амплитудной (верхний график), частотной (средний график) и фазовой (нижний график).

На основании проведенного анализа и полученных результатов можно сделать следующие выводы.

Амплитудная манипуляция по помехоустойчивости существенно уступает двум другим методам — ЧТ и ФТ. Этот проигрыш количественно выражается в том, что для получения одной и той же вероятности ошибки при АТ требуется иметь на входе блока обработки сигнала в радиоприемнике большее отношение сигнал/помеха.

Положим, например, что из 100 тыс. переданных бит цифрового сообщения 1 бит может быть принят ошибочно, т.е. вероятность ошибки составляет при приеме не более  $10^{-5}$ . Согласно графикам, показанным на рис. 12.24, это означает, что мощность полезного сигнала при АТ следует повысить на 3 дБ (т.е. в два раза по мощности) по отношению к ЧТ и на 5,5 дБ (т.е. в 3,5 раза по мощности) по отношению к ФТ. Таким образом, при прочих равных условиях мощность радиопередатчика, например при АТ, необходимо повысить до 350 Вт вместо 100 Вт при использовании ФТ.

Простое физическое объяснение проигрыша в энергетике радиолинии при АТ по сравнению с ЧТ и ФТ связано с тем, что в двух последних случаях радиопередатчик излучает сигнал как при передаче бита 1, так и 0, а в случае АТ при одном из видов бита (например, 0) излучение отсутствует. По данной причине в современных системах радиосвязи метод модуляции АТ практически не применяется.

В силу сказанного и при двухступенчатой модуляции (см. подразд. 3.3) АТ применяется крайне редко. Используются такие сочетания, как ЧТ-ЧТ, ЧТ-ФТ и ФТ-ФТ.

### Контрольные вопросы

1. В чем состоит назначение демодулятора?
2. Как влияет помеха на достоверность принятого сообщения?
3. Что является источником внутренней помехи?
4. Как определяется качество принятого сообщения?
5. Какие звенья включает демодулятор?
6. Дайте определение коэффициенту шума.
7. Как определяется мощность источника стандартного сигнала?
8. Что означает понятие «температура шума»?
9. Как коэффициент шума связан с температурой шума?



10. Нарисуйте схему одноконтурного амплитудного детектора.
11. Нарисуйте схему двухконтурного амплитудного детектора.
12. Нарисуйте характеристику линейного амплитудного детектора.
13. Нарисуйте характеристику квадратичного амплитудного детектора.
14. Как выглядит спектр сигнала на выходе амплитудного детектора?
15. Нарисуйте характеристику частотного детектора.
16. Нарисуйте схему частотного детектора.
17. Что представляет собой фазовый детектор?
18. Нарисуйте схему фазового детектора.
19. Как зависит соотношение сигнал-шум на выходе частотного детектора от индекса частотной модуляции?
20. Нарисуйте характеристику частотного детектора при приеме цифровых сигналов.
21. Нарисуйте характеристику фазового детектора при приеме цифровых сигналов.
22. Как выглядит структурная схема блока по оптимальной обработке сигнала?
23. Почему возможен неправильный прием отдельных символов?
24. В чем состоит преимущество частотной и фазовой модуляции по сравнению с амплитудной модуляцией?
25. Как оценивается качество обработки цифрового сигнала?

## Список литературы

1. *Каганов В. И.* Радиотехника + компьютер + Mathcad. — М.: Горячая линия—Телеком, 2001. — 416 с.
2. *Каганов В. И.* Радиопередающие устройства. — М.: ПрофОбрИздат, 2002.
3. *Карлащук В. И.* Электронная лаборатория на IBM PC. — М.: Солон Р, 2000. — 506 с.
4. *Кудрявцев Е. М.* Mathcad 2000 Pro. — М.: ДМК-Пресс. — 576 с.
5. *Финк Л. М.* Сигналы, помехи, ошибки. — М.: Связь, 1978. — 272 с.

# Оглавление

<b>Предисловие</b> .....	3
<b>Введение</b> .....	5
<b>Глава 1. Принципы передачи и приема сообщений</b> .....	7
1.1. Формы и параметры сообщения .....	7
1.2. Кодирование передаваемых сообщений .....	10
1.3. Способы передачи сообщения на расстояние .....	14
1.4. Распространение радиоволн .....	17
1.5. Структурные схемы систем радиосвязи .....	22
1.6. Пропускная способность цифрового канала радиосвязи .....	29
<b>Глава 2. Основы спектральной теории сигналов</b> .....	34
2.1. Виды сигналов .....	34
2.2. Гармонический анализ периодических сигналов .....	36
2.3. Одиночный импульс и интеграл Фурье .....	41
2.4. Связь между периодическим сигналом и одиночным импульсом .....	53
2.5. Преобразования сигналов .....	54
<b>Глава 3. Сигналы при модуляции</b> .....	57
3.1. Назначение и виды модуляции .....	57
3.2. Сигнал при амплитудной модуляции .....	58
3.3. Сигнал при частотной и фазовой модуляциях .....	61
3.4. Сигнал при импульсной модуляции .....	67
<b>Глава 4. Линейные цепи сосредоточенного типа</b> .....	71
4.1. Назначение и классификация линейных цепей .....	71
4.2. Параметры и характеристики линейных цепей .....	74
4.3. Прохождение сигналов через линейные цепи .....	82
<b>Глава 5. Колебательные контуры</b> .....	85
5.1. Последовательный колебательный контур .....	85
5.2. Параллельный колебательный контур .....	94
5.3. Связанные контуры .....	101
<b>Глава 6. Фильтры</b> .....	103
6.1. Назначение и классификация фильтров .....	103
6.2. Фильтры нижних и верхних частот .....	107

6.3. Полосовой и режекторный фильтры .....	111
6.4. Полосовые фильтры на основе поверхностных акустических волн .....	116
6.5. Цепи согласования .....	117
<b>Глава 7. Линейные цепи распределенного типа .....</b>	<b>121</b>
7.1. Назначение цепей распределенного типа .....	121
7.2. Распространение волн в длинной линии .....	122
7.3. Основные типы фидерных линий .....	132
7.4. СВЧ цепи и устройства на основе микрополосковых линий .....	136
7.5. Волноводы и объемные резонаторы .....	141
<b>Глава 8. Нелинейные цепи .....</b>	<b>147</b>
8.1. Особенности нелинейных цепей .....	147
8.2. Графический метод анализа .....	150
8.3. Метод гармонической линеаризации .....	151
8.4. Спектральный метод анализа .....	153
8.5. Преобразования сигнала в нелинейных цепях .....	157
<b>Глава 9. Генерирование гармонических колебаний .....</b>	<b>162</b>
9.1. Принцип генерации высокочастотных колебаний .....	162
9.2. Основное уравнение автогенератора .....	164
9.3. Фазовая плоскость .....	166
9.4. Стабильность частоты автоколебаний .....	170
<b>Глава 10. Цепи с переменными параметрами .....</b>	<b>174</b>
10.1. Параметрические колебания .....	174
10.2. Управляемый реактивный элемент .....	175
10.3. Параметрическое возбуждение .....	176
<b>Глава 11. Модуляция сигналов .....</b>	<b>181</b>
11.1. Амплитудная модуляция .....	181
11.2. Частотная и фазовая модуляции .....	183
11.3. Импульсная модуляция .....	187
<b>Глава 12. Демодуляция сигналов .....</b>	<b>189</b>
12.1. Основы приема радиосигналов .....	189
12.2. Линейный тракт радиоприемника .....	193
12.3. Амплитудный аналоговый демодулятор .....	197
12.4. Частотный демодулятор при приеме аналоговых сигналов .....	202
12.5. Частотный и фазовый демодуляторы при приеме цифровых сигналов .....	206
12.6. Об оптимальном приеме цифровых сигналов .....	210
<b>Список литературы .....</b>	<b>217</b>

*Учебное издание*

**Каганов Вильям Ильич**

**Радиотехнические цепи и сигналы**

**Учебник**

Редактор *И. Н. Сулова*

Технический редактор *Н. И. Горбачева*

Компьютерная верстка: *Е. В. Матусовская*

Корректоры *И. Н. Волкова, О. А. Королева*

Изд. № А-606. Подписано в печать 25.12.2002. Формат 60×90/16.  
Гарнитура «Таймс». Печать офсетная. Бумага тип. № 2. Усл. печ. л. 14,0.  
Тираж 30 000 экз. (1-й завод 1—10 000 экз.). Заказ № 25 80.

Лицензия ИД № 02025 от 13.06.2000. Издательский центр «Академия».  
Санитарно-эпидемиологическое заключение № 77.99.02.953.Д.002682.05.01 от 18.05.2001.  
117342, Москва, ул. Бултерова, 17-Б. Тел./факс: (095) 330-1092, 334-8337.

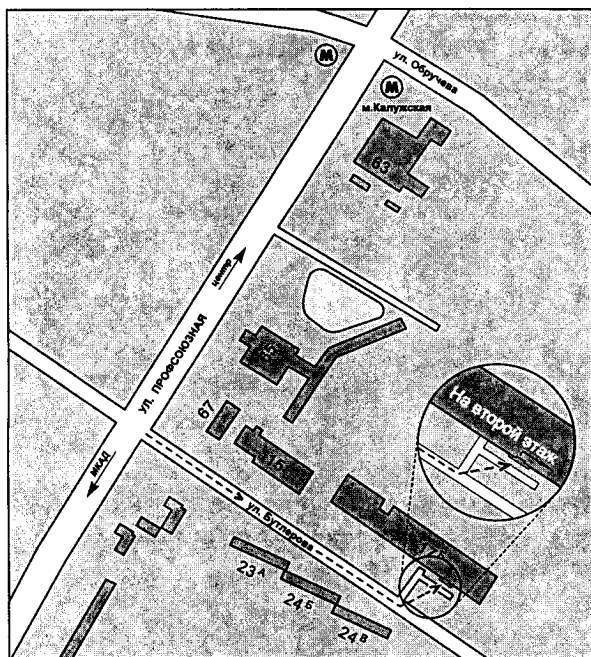
Отпечатано на Саратовском полиграфическом комбинате.  
410004, г. Саратов, ул. Чернышевского, 59.

## Книги Издательского центра «Академия» можно приобрести оптом по адресу:

117342, Москва, ул. Бутлерова, 17-Б, к. 223.

Тел./факс: (095) 330-1092, 334-8337. E-mail: academph@online.ru

Издательство имеет возможность отправлять заказанную литературу железнодорожными контейнерами, почтово-багажными вагонами и почтовыми отправлениями.



### Банковские реквизиты:

ОАО «Издательский центр «Академия»»

ИНН 7720121330, р/с 40702810538340101565,

к/с 30101810400000000225, БИК 044525225,

Стромынское ОСБ 5281/0807 Сбербанка России г. Москва



УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ!  
ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР  
«АКАДЕМИЯ»

ПРЕДЛАГАЕТ ВАШЕМУ ВНИМАНИЮ  
СЛЕДУЮЩИЕ КНИГИ:

И. Г. СЕМАКИН, А. П. ШЕСТАКОВ

**ОСНОВЫ ПРОГРАММИРОВАНИЯ**

Объем 432 с.

Изложены основы структурной методики построения алгоритмов. Рассмотрены основы программирования на базе языка Паскаль (в версии Турбо-Паскаль 7.0). Изложен стандартный язык Си с некоторыми элементами его расширения в версии Си++. Представлены задачи по программированию, предназначенные для организации практикума на ЭВМ (более 800 заданий).

Для студентов средних профессиональных учебных заведений. Может быть использован учениками старших классов средней школы и студентами начальных курсов высших учебных заведений.

В. Е. ЗАЙЦЕВ, Т. А. НЕСТЕРОВА

**ЭЛЕКТРОТЕХНИКА. ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ,  
ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЯ И ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ  
СТРОИТЕЛЬНЫХ ПЛОЩАДОК**

Объем 128 с.

Изложены основные сведения по электротехнике, электрическим машинам, электроснабжению, электротехнологии на строительной площадке. Рассмотрены общие вопросы электробезопасности и мероприятия по обеспечению безопасного ведения работ с электроустановками.

Для студентов средних профессиональных учебных заведений.

Л. В. ЖУРАВЛЕВА

**ЭЛЕКТРОМАТЕРИАЛОВЕДЕНИЕ**

Объем 312 с.

Рассмотрены основные свойства различных классов электро-материалов, используемых в производстве радиоэлектронной ап-

паратуры: проводников, полупроводников, диэлектриков, магнитных материалов. Изложены основы физических явлений, происходящих в них, а также требования, предъявляемые к этим материалам, и области их применения.

Для студентов средних профессиональных учебных заведений.

Ю. Д. СИБИКИН, М. Ю. СИБИКИН

### **ТЕХНИЧЕСКОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ, РЕМОНТ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ И СЕТЕЙ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЙ**

Объем 432 с.

Приведены общие сведения о материалах, инструментах, приспособлениях и механизмах, используемых электромонтерами по ремонту и обслуживанию электрооборудования и сетей промышленных предприятий. Даны технические характеристики основных видов обслуживаемого оборудования, воздушных и кабельных линий, электроосветительных установок и цеховых электросетей. Рассмотрены способы и приемы технического обслуживания и ремонта электроустановок.

Для студентов средних профессиональных учебных заведений.

Н. А. АКИМОВА, Н. Ф. КОТЕЛЕНЕЦ, Н. И. СЕНТЮРИХИН

### **МОНТАЖ, ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭКСПЛУАТАЦИЯ И РЕМОНТ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ**

Объем 296 с.

Рассмотрены вопросы, связанные с монтажом и техническим обслуживанием электрических машин и аппаратов, трансформаторов, распределительных электрических сетей, осветительных установок и электрической бытовой техники. Приведены организационная структура и методы планирования электроремонтного производства, разработка типовых технологических процессов ремонта оборудования и последующих ремонтных испытаний.

Для студентов средних профессиональных учебных заведений. Может быть полезен практическим работникам.

В. В. МОСКАЛЕНКО

### **ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРИВОД**

Объем 368 с.

Изложены основы теории автоматизированного электропривода. Рассмотрены назначение и функции электроприводов постоянного и переменного тока, их схемы, характеристики, режимы работы, регулировочные свойства, особенности пуска и торможения.



ния электродвигателей. Описаны элементная база и реализация разомкнутых и замкнутых схем управления электропривода с рележно-контакторными аппаратами и полупроводниковыми преобразователями и устройствами. Изложены вопросы энергетики работы электропривода, основы его проектирования; приведены примеры решений типовых практических задач.

Для студентов средних профессиональных учебных заведений. Может быть полезно студентам высших учебных заведений.

Е.А.КОНЮХОВА

### **ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ ОБЪЕКТОВ**

Объем 320 с.

Рассмотрены устройство электрических сетей и подстанций, методы расчетов нормальных и аварийных режимов электрических распределительных сетей, элементов систем электроснабжения. Даны общие сведения о способах защиты электроустановок, режимах нейтрали источников и приемников электроэнергии, заземляющих устройствах.

Для студентов средних профессиональных учебных заведений. Может быть полезно инженерно-техническим работникам.

Г. В. ЯРОЧКИНА, А. А. ВОЛОДАРСКАЯ

### **ЭЛЕКТРОТЕХНИКА: РАБОЧАЯ ТЕТРАДЬ**

Объем 96 с.

Предназначена для проведения само- и взаимоконтроля знаний учащихся по каждой теме курса. Содержит большое количество иллюстрированного материала, повышающего интерес учащегося к изучению электротехники.

Для студентов средних профессиональных учебных заведений.

В. И. КАГАНОВ

### **РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА**

Объем 288 с.

Изложены основы теории работы радиопередающих устройств, принципы их расчета и проектирования, применение в различных радиоэлектронных системах. Рассмотрены физические процессы, связанные с генерированием, усилением и модуляцией высоко- и сверхвысокочастотных колебаний. Освещены вопросы регулировки, испытаний и измерения параметров радиопередающих устройств.

Для студентов средних профессиональных учебных заведений.