УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

ДЛЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

СПЕЦИАЛЬНОСТЬ

Основы радиоэлектроники и связи

В. И. Каганов
В. К. Битюков

Горячая линия–Телеком

В. И. Каганов
В. К. Битюков

Основы радиоэлектроники и связи

Допущено Министерством образования и науки РФ в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности 210201 — «Проектирование и технология радиоэлектронных средств» направления 210200 — «Проектирование и технология электронных средств»

Москва
Горячая линия – Телеком
2007

УДК 621.39
ББК 32.88
К12

Рецензенты:
канд. техн. наук, профессор *В. Ф. Борисов*; доктор техн. наук, профессор *А. А. Головков*; доктор техн. наук, профессор *А. В. Гуреев*; заслуженный деятель науки РФ, доктор техн. наук, профессор *И. Г. Мироненко*

Каганов В. И., Битюков В. К.

К12 Основы радиоэлектроники и связи: Учебное пособие для вузов. – М: Горячая линия–Телеком, 2007. – 542 с.: ил.

ISBN 5-93517-236-4.

Изложены сведения по всем разделам вузовской программы одноименного курса. Рассмотрены основы теории информации, способы кодирования сообщений, принципы их передачи и приема с помощью радиосигналов, спектральная теория сигналов и их генерирование, усиление, преобразование, модуляция, детектирование, демодуляция и обработка. Изложена теория радиоэлектронных линейных, нелинейных и параметрических цепей аналогового и цифрового типа, устройство и принципы функционирования радиоэлектронных устройств и систем радиосвязи.

Для студентов вузов, обучающихся по специальности 210201 – «Проектирование и технология радиоэлектронных средств» направления 210200 – «Проектирование и технология электронных средств». Может быть использовано для повышения квалификации специалистами.

ББК 32.88

Адрес издательства в Интернет WWW.TECHBOOK.RU
e-mail: radios_hl@mtu-net.ru

Учебное издание

Каганов Вильям Ильич
Битюков Владимир Ксенофонтович

ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ

Учебное пособие

Редактор В. Н. Минкин
Корректор Е. Н. Мартьянова
Художник Л. Г. Летинов
Подготовка оригинал-макета Ю. Н. Рысева

Лицензия ЛР № 071825 от 16.03.99 г.
Подписано к печати 17.12.2006. Формат 60×88 1/16.
Усл. печ. л. 34. Изд. № 6236. Доп. тираж 2000 экз. Зак. № 7025.

Отпечатано с готовых диапозитивов в ОАО ордена «Знак Почета» «Смоленская областная типография им. В. И. Смирнова».
214000, г. Смоленск, проспект им. Ю. Гагарина, 2.

ISBN 5-93517-236-4

© В. И. Каганов, В. К. Битюков, 2007
© Оформление издательства «Горячая линия–Телеком», 2007

Предисловие

«Основы радиоэлектроники и связи» являются базовой учебной дисциплиной в системе подготовки дипломированных специалистов по направлению «Проектирование и технология электронных средств», в том числе по специальности «Проектирование и технология радиоэлектронных средств».

Данный курс опирается и тесно взаимодействует с такими дисциплинами как «Физика», «Информатика», «Общая электротехника и электроника», «Физические основы преобразовательной техники» и со всеми математическими дисциплинами.

Содержанием самой дисциплины «Основы радиоэлектроники и связи» являются вопросы теории информации, имеющие прямое отношение к проблемам радиосвязи, и основополагающие проблемы радиотехники, связанные с генерированием, усилением, модуляцией, детектированием, демодуляцией, преобразованием и обработкой сигналов, анализом процессов, протекающих в радиоэлектронных цепях разнообразного назначения, изучением принципов устройства и функционирования радиоэлектронных устройств и систем радиосвязи.

Все перечисленные вопросы рассматриваются в настоящем учебном пособии, написанном в соответствии с Государственным образовательным стандартом высшего профессионального образования по направлению «Проектирование и технология электронных средств».

Материал книги основан на лекциях, читаемых авторами в Московском государственном институте радиотехники, электроники и автоматики (техническом университете) – МИРЭА. Настоящее учебное пособие состоит из семи частей, в которых последовательно рассматриваются основополагающие вопросы радиоэлектроники и связи: формирование сообщений и сигналов, разнообразные виды цепей, устройство и функционирование радиопередатчиков, радиоприемников и систем радиосвязи. Остановимся более подробно на содержании этих частей.

В первой части (гл. 1, 2) излагаются основы информатики как теоретической базы по кодированию сообщений, пропускной способности канала связи и сжатию передаваемой информации, а

также общие принципы передачи и приема сообщений.

Вторая часть (гл. 3 – 5) посвящена основам спектральной теории детерминированных сигналов – периодических и одиночных, исследованию сигналов при модуляции и связанным со случайными процессами.

В третьей части (гл. 6 – 11) проводится анализ линейных и нелинейных цепей распределенного типа и с переменными параметрами, предназначенных для прохождения непрерывных сигналов; особое внимание уделяется фильтрам, согласующим и иным цепям линейного типа.

В четвертой части (гл. 12, 13) рассматриваются цепи дискретного типа, методы их анализа и основы цифровой обработки сигналов.

Пятая часть (гл.14 – 16) посвящена вопросам формирования радиосигналов – их генерированию, усилению по мощности и основным видам модуляции – амплитудной, однополосной, частотной, фазовой и импульсной.

В шестой части (гл. 17, 18) рассматриваются назначение, параметры, характеристики, структурные схемы и устройство связных радиопередатчиков и радиоприемников; особое внимание уделяется вопросам оптимальной обработки радиосигналов.

Седьмая часть (гл. 19 – 21) посвящена принципам построения, расчету, методам множественного доступа и функционированию современных систем радиосвязи: спутнико-космических, сотовых и производственного назначения. Приведены примеры построения таких систем и кратко рассмотрены перспективы развития радиоэлектроники.

Во всех главах рассматривается физическое содержание исследуемых проблем, вопросы математического моделирования сигналов и цепей, анализ и решение некоторых задач с помощью компьютера.

Введение

Радиоэлектроника есть составная часть радиотехники – науки о методах и средствах передачи и приема сообщений на расстояние посредством электромагнитных волн, распространяющихся в свободном пространстве. В рамках собственно самой радиоэлектроники в первую очередь изучается устройство и функционирование радиотехнических устройств и систем с применением электронных приборов – полупроводниковых, электровакуумных, акустоэлектронных, оптоэлектронных и других.

Сначала несколько слов о зарождении радиотехники. Два человека стоят у ее истоков: русский ученый Александр Степанович Попов (1859 – 1906 г.) и итальянский изобретатель Гульельмо Маркони (1874 – 1937 г.). Но кто из них все же первым передал на расстояние информацию с помощью электромагнитных волн, распространяющихся в свободном пространстве или, как было принято говорить, с помощью беспроволочного телеграфа? Прежде чем ответить на этот вопрос, кратко о предшественниках двух великих изобретателей.

В 1873 г. английский ученый Джеймс Клерк Максвелл опубликовал работу «Трактат по электричеству и магнетизму». Как следствие из составленных им уравнений, следовал вывод о возможности распространения электромагнитных волн в свободном пространстве со скоростью света. Но полученному теоретическим путем открытию мало кто поверил, даже известные в ту пору физики. Однако спустя 15 лет немецкий ученый Генрих Рудольф Герц экспериментальным путем доказал справедливость теории Максвелла. Сущность опытов Герца состояла в следующем. К двум латунным стержням с малым зазором между ними подключалась индукционная катушка, создающая высокое напряжение. Когда это напряжение превышало напряжение пробоя, в зазоре проскакивала искра и происходило возбуждение электромагнитных колебаний. Излученные колебания регистрировались на расстоянии в несколько десятков метров, что неопровержимо доказывало распространение электромагнитных волн. Герцем была получена минимальная длина волны $\lambda = 60$ см. В современном представлении осциллятор Герца есть открытый колебательный контур, в котором при возбуждении его искровым способом возникают затухающие колебания, излучаемые в пространство.

От опытов Герца, опубликовавшего результаты своих экспери-

ментальных исследований, отталкивались как Попов, так и Маркони. 7 мая 1895 г. А.С. Попов впервые продемонстрировал на заседании физического отделения Русского физико-химического общества свой чувствительный радиоприемник, названный в начале грозоотметчиком, принимавший колебания, излучаемые видоизмененным осциллятором Герца. Этот день в нашей стране отмечается как день радио. Отчет о знаменательном заседании с описанием доклада и эксперимента А.С. Попова был опубликован в журнале общества в августе 1895 г. и январе 1896 г.

24 марта 1896 г. на заседании того же общества А.С. Попов помимо радиоприемника демонстрирует и созданный им искровой радиопередатчик, передав из одного здания в другое азбукой Морзе первую в мире радиотелеграмму. Текст ее был краток : «ГЕНРИХ ГЕРЦ». Этой телеграммой Александр Степанович продемонстрировал дань уважения своему предшественнику. В 1897г. при испытаниях на кораблях дальность связи с помощью аппаратов Попова достигла 5 км, а к 1900 г. она возросла до 47 км во время спасательных работ севшего на камни корабля в Балтийском море.

Другой изобретатель радио – Маркони – также приступил к своим экспериментальным исследованиям, отталкиваясь от опытов Герца. Вот что говорил о себе итальянский изобретатель в зрелом возрасте: «Я никогда не изучал физику и электротехнику систематически, хотя еще мальчиком я очень интересовался этими вопросами. Однако я прослушал полный курс лекций по физике ....и я был достаточно хорошо знаком с публикациями того времени, относящимися к научным вопросам, включая также работы Герца, Бранли и Риги».

В 1896 г. Маркони из Италии переселяется в Великобританию, где его изобретением заинтересовались Почтовое ведомство и Адмиралтейство. В 1896 г. Маркони подает заявку на изобретение, связанное с передачей импульсов, а в июле 1897г. получает на него первый английский патент. В том же году он создает крупное акционерное общество «Маркони и К^0», сумев привлечь к своему изобретению значительные финансовые средства. Маркони в Великобритании зарекомендовал себя не только великим изобретателем, но крупным предпринимателем, сумевшим быстро и эффективно внедрить в промышленное производство изобретенные им радиотелеграфные аппараты, приносившие созданной им компании большую прибыль. В 1901 г. с помощью аппаратов Маркони была установлена радиосвязь через Атлантический океан с Америкой, а в 1918 г. – с Австралией. В 1909 г. за изобретение радио Маркони была присуждена Нобелевская премия по физике. За три года до этого события скончался А.С. Попов. Поскольку Нобелевская премия присуждается

только при жизни, то кандидатура последнего не рассматривалась.

Внимательно изучая различные источники, в том числе и такой авторитетный как «Британская энциклопедия», можно сделать вывод о том, что первым публично продемонстрировал и сделал сообщение о своем изобретении радио А.С.Попов. А вот в деле патентования и продвижения в промышленное производство созданных им радиотелеграфных аппаратов преуспел Маркони.

В России громадный вклад в развитие радиоэлектроники внесли М.А. Бонч-Бруевич, М.В. Шулейкин, В.П. Вологдин, Б.А. Введенский, Л.И. Мандельштам, Н.Д. Папалекси, А.И. Берг, А.Л. Минц, Ю.Б. Кобзарев, А.М. Прохоров, Н.Г. Басов, В.А. Котельников, Ж.И. Алферов, Ю. В. Гуляев и многие другие ученые и инженеры.

Кратко рассмотрим, что представляет собой современная радиоэлектроника как сформировавшаяся научно-техническая дисциплина из числа высоких технологий.

В техническом плане радиоэлектроника объединяет разнообразные устройства, предназначенные для передачи, приема и обработки информации в рамках определенной радиотехнической системы – радиосвязи, радиовещания, радиолокации, радионавигации, радиоуправления и т.д.

В технологическом плане радиоэлектронные устройства представляют собой сборки из микросхем, транзисторов, диодов, конденсаторов, электровакуумных приборов и множества иных элементов, соединенных между собой согласно определенной электрической схеме. Наиболее совершенные конструкции полностью состоят из полупроводниковых гибридных и интегральных микросхем. Микроэлектроника, акустоэлектроника и оптоэлектроника позволили перейти к принципиально новому поколению радиоэлектронных устройств, обеспечили возможность формирования и обработки с высокой скоростью громадных объемов информации в цифровой форме.

В научном плане радиоэлектроника занимается анализом, синтезом и расчетом радиотехнических устройств и исследованием протекающих в них процессов, связанных с формированием, приемом и обработкой радиосигналов.

В математическом плане радиоэлектроника опирается на такие разделы математики как линейные и нелинейные дифференциальные уравнения, матричная алгебра, нелинейное программирование, теория вероятностей и случайных процессов, математический анализ и другие. Причем анализ и решение большинства сложных задач проводится с использованием компьютера по специальным программам.

Часть 1. Принципы передачи и приема сообщений

Глава 1. Основы теории информации и кодирования сообщений

1.1. Определение информации

Радиотехника, как наука о методах и средствах передачи и приема сообщений на расстояние, тесно связана с теорией информации. 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 латинского слова «informatio», означающего изложение, разъяснение.

В обыденном смысле под информацией мы обычно понимаем 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 «видео-информация»; совокупности электронных данных, хранящиеся на магнитных носителях 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 все более возрастает, что позволяет утверждать, что XXI век будет столетием информационных технологий. Internet (Интернет) – глобальная мировая сеть, объединившая миллионы компьютеров и позволяющая обмениваться электронной информацией миллионам людей, является наглядным тому подтверждением.

Теория информации используется в самых разнообразных науках: связи, радиолокации, телевидении, медицине, биологии, гене-

тике, лингвистике и других областях [29, 30, 36]. Поэтому понятие «информация» требует более точного определения, основанного на количественных критериях. Поскольку сведениям, поступающим с некоторого физического объекта или иного носителя информации, почти всегда присуща некоторая неопределенность, то данные критерии вытекают из понятий теории вероятностей. Например, к диспетчеру на аэродроме поступают данные о высоте, направлении и скорости полета, расходе топлива и другие сведения с самолетов, находящихся в его зоне контроля. При медицинском обследовании человека врач анализирует сведения о температуре тела пациента, кровяном давлении, остроте зрения и слуха и т.д. Однако, какие точно сведения будут получены в каждом конкретном случае, ни диспетчеру, ни врачу неизвестно. Они могут только знать о возможном разбросе значений различных параметров.

В этой связи рассмотрим простой случай. Положим в ящик стола восемь шаров, на которых нанесем цифры 1, 2, 3, 4 ,5, 6, 7, 8. Вероятность того, что мы вынем из ящика шар с той или иной цифрой, очевидно, равна 1/8. Такая вероятность, определяемая до проведения опыта, называется априорной. Обозначим ее через p_1 . Вынув из ящика шар и взглянув на его номер, мы перейдем к апостериорной вероятности, которая в рассматриваемом случае равна 1. Обозначим ее через p_2.

Отношение вероятности p_2 (после опыта) к вероятности p_1 (до опыта) и может явиться количественным носителем информации. Однако, поскольку значение этого отношения может быть очень большим, то информация оценивается как логарифм данной величины: $I = \log_a (p_2 / p_1)$.

Из сказанного следует, что понятие «информация» связано с получением новых сведений. Если заранее со 100%-ной вероятностью известно содержание принятого сообщения ($p_1 = p_2 = 1$) , то никакой новой информации получено не будет и, следовательно, значение $I = 0$. Так, например, сообщение о событии, прослушанное нами по второму каналу телевидения, о котором мы уже узнали из передачи по первому каналу, не принесло нам новой информации и, следовательно, в этом случае значение $I = 0$.

В качестве основания логарифма «*a*» может использоваться любое число. Однако в большинстве случаев в технических приложениях теории информации принимают $a = 2$, поскольку передача сообщений в технике связи и компьютерах базируется на двоичной системе счисления.

При равной вероятности всех передаваемых M сообщений или

событий, происходящих с физическим или иным объектом, и представлении p_1 в виде $p_1 = 1/M = 1/2^n$ получим из последнего выражения при $a = 2$ и $p_2 = 1$:

$$I = \log_2 M = \log_2 (2^n) = n. \qquad (1.1)$$

Таким образом, при основании логарифма $a = 2$ величина I равна числу двоичных единиц, называемых битами. В рассмотренном выше примере с восемью шарами ($M = 8$) значение $n = \log_2 (8) = 3$ и, следовательно, $I = 3$ битам. Очевидно, при 16 шарах значение $n = I = 4$ битам; при 32 шарах значение $n = I = 5$ битам и т.д.

Рассмотрим теперь случай буквенно-цифрового текста, содержащего K знаков – букв, цифр и иных значков, общее число которых равно M. Будем считать появление в тексте любой буквы или цифры равновероятным, т.е. примем для априорной вероятности $p_1 = 1/M$. Следовательно, при хранении этого текста на магнитном диске, записанного с помощью двоичного кода, получим для общего количества информации:

$$A = K \log_2 M = K\, n. \qquad (1.2)$$

Например, при $K = 1000$, $M = 64$ и $n = \log_2 M = 6$ получим для общего количества информации, содержащейся в хранимом тексте, $A = 6000$ бит = 6 кбит.

С учетом разной вероятности появления в тексте той или иной буквы или цифры количество информации будет несколько отличаться от значения, полученного согласно (1.2).

Рассмотрим теперь случай, когда возможен прием множества символов $x_1, x_2, x_3, x_4, \ldots, x_M$ с разными априорными вероятностями $p_1, p_2, p_3, p_4, \ldots, p_M$.

Сумма вероятностей

$$\sum_{i=1}^{M} p_i = 1.$$

Для информационного описания такого сообщения или состояний системы вводится понятие энтропии, как мера неопределенности ожидаемой информации:

$$H = -\sum_{i=1}^{M} p_i \log_a p_i\ . \qquad (1.3)$$

Поскольку вероятность $p_i < 1$, то знак минус в (1.3) позволяет получить значение энтропии $H > 0$. При основании логарифма $a = 2$,

равной вероятности всех M символов или событий $p_i = 1/M = 1/2^n$ из (1.3) получим

$$H = -M\frac{1}{M}\log_2\left(1/2^n\right) = n \ . \qquad (1.4)$$

Согласно (1.3) и (1.4) энтропия есть среднее значение бит информации, приходящееся на один символ или одно состояние физического объекта. Следовательно, размерность энтропии есть бит/символ.

Пусть вероятность приема символа x_1 есть $p_1 = 0{,}01$, $x_2 \to p_2 = 0{,}1$, $x_3 \to p_3 = 0{,}15$, $x_4 \to p_4 = 0{,}25$, $x_5 \to p_5 = 0{,}49$. Тогда согласно (1.3) при $a = 2$ для энтропии получим $H = 1{,}827$ бит/символ.

Можно показать, что значение энтропии максимально при равной вероятности всех символов сообщения или состояний объекта. В рассмотренном примере при равной вероятности всех символов $p = 0{,}2$ энтропия $H = 2{,}322$ бит/символ.

Рассмотрим случай объединения двух независимых систем или групп сообщений:

– первая система X имеет M состояний x_1, x_2, x_3, $x_4,\ldots,x_M$ с априорными вероятностями p_{1X}, p_{2X}, p_{3X}, p_{4X},...,p_{MX}, и энтропией $H(X)$;

– вторая система Y имеет K состояний y_1, y_2, y_3, y_4, ... y_K с априорными вероятностями: p_{1Y}, p_{2Y}, p_{3Y}, p_{4Y},... p_{KY}, и энтропией $H(Y)$.

Тогда объединенная или сложная система (X,Y) будет иметь $M{\cdot}K$ состояний с априорными вероятностями $p_{ij} = p_i\, p_j$ и энтропией

$$H(X,Y) = -\sum_{i=1}^{M}\sum_{j=1}^{K} p_{ij}\, log_2\, p_{ij} \ .$$

Это выражение приводится к виду $H(X,Y) = H(X) + H(Y)$, т.е. при объединении независимых систем или групп символов их энтропии складываются [36]. Такое качество объединенной системы называется свойством аддитивности, вытекающим из логарифмического характера рассматриваемых зависимостей.

Таким образом, два статистических параметра – количество информации и энтропия – характеризуют в первую очередь информационные возможности сообщений или состояний системы.

1.2. Формы и параметры сообщения

Информация с момента ее передачи становится сообщением, которое в системах электросвязи на выходе источника может при-

нимать две формы – аналогового или дискретного электрического сигнала. Аналоговый сигнал описывается непрерывной (или кусочно-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 из электронной памяти 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*).

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

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

Рис. 1.1

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 английского слова «binary digit» – двоичная цифра.

Более крупными единицами измерения информации являются: килобит (кбит), мегабит (Мбит), гигабит (Гбит) или килобайт (кбайт), мегабайт (Мбайт), гигабайт (Гбайт), соответственно равные: 1 кбайт= = 2^{10} байт = 1024 байт, 1 Мбайт = 2^{20} байт = 1024 кбайт, 1 Гбайт = =2^{30} байт = 1024 Мбайт.

Количество бит или байт, передаваемых в секунду, есть скорость передачи сообщения, которая определяется, как бит/с или байт/с. При повышенной скорости передачи она измеряется как Кбит/с, Мбит/с, Гбит/с или кбайт/с, Мбайт/с, Гбайт/с.

В случае аналогового сообщения (рис. 1.1,*а*) скорость его передачи определяется верхней частотой в спектре сигнала. Так например, при передаче речи можно ограничиться верхней частотой в спектре передаваемого сообщения в 3,4 кГц, а цветного телевизионного изображения – 6,5 МГц.

Объем передаваемого сообщения. Количество или объем переданного цифрового сообщения двоичным кодом

$$A = V t, \tag{1.5}$$

где V – скорость передачи сообщения, бит/с (или кбит/с, Мбит/с, Гбит/с), t – время передачи сообщения, секунды.

Согласно (1.5) объем передаваемого сообщения в цифровой форме определяется в битах или байтах, килобайтах, мегабайтах и гигабайтах. В тех же единицах измеряется объем хранящейся информации, в том числе на магнитных носителях – дискетах и компакт-дисках – электронной информации для компьютеров. При определении объема переданного аналогового сообщения последний следует перевести в цифровую форму (см. § 1.3), после чего определить количество информации согласно (1.5).

Для уменьшения объема передаваемой информации осуществляют сжатие сообщения, представленного в цифровой форме. Сущность «сжатия» состоит в том, что согласно определенному алгоритму, учитывающему особенности передаваемой информации, по каналу связи передаются не все биты после первоначального кодирования, а меньшее их число (см. § 1.3, 1.5). На приемном конце радиолинии, зная правила «сжатия», исходное сообщение восстанавливают в полном объеме. В результате удается, например, с высоким качеством передать фотографию в относительно узкополосном канале связи. Сжатие цифрового сообщения в определенном смысле подобно стенографии – сокращенному письму с помощью особых кратных знаков, позволяющее превысить по быстроте обычное письмо в несколько раз.

Достоверность сообщения. В принятое сообщение могут по разным причинам вкрасться ошибки. Одной из причин здесь является действие помех на передаваемое сообщение (см. § 13.1). 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 в передачу сообщения от ее источника к получателю. Так например, на рис. 1.2 в переданном сообщении 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:

$H = X/A.$

Например, при $X = 1$ и $A = 10000$ 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.

Рис. 1.2

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, дабы обезопасить себя от конкурентов. Также при передаче банковской информации требуется обеспечить ее конфиденциальность.

Секретность или закрытость передаваемого кодированного сообщения обеспечивается шифрованием. Кодированием называется правило, согласно которому одни символы сообщения заменяются другими. Например, каждой букве алфавита ставится в соответствие определенное число или точки и тире, как в коде Боде. Шифрование обеспечивает засекречивание сообщения согласно определенному алгоритму и «ключу».

1.3. Кодирование передаваемых сообщений

В большинстве радиоэлектронных систем передача сообщения сопровождается кодированием. Поэтому рассмотрим подробнее данный вопрос.

Кодом называется правило однозначного преобразования элементарных символов алфавита *A* в символы алфавита *B*. Процесс такого преобразования называется кодированием, а обратный ему процесс, связанный с переходом от алфавита *B* к *A*, – декодированием.

Код характеризуется тремя основными параметрами: основанием m, значностью n и максимальным количеством составных сигналов или кодовых комбинаций N . Каждому символу алфавита *A* соответствует определенная кодовая комбинация алфавита *B*.

Основанием кода m называется число различных элементарных символов, образующих составной сигнал. Элементарные символы могут отличаться между собой полярностью, длительностью, амплитудой, частотой заполнения. При $m = 2$ код называется двоичным или бинарным, при $m = 3$ – троичным, при $m = 4$ – четверичным и т.д. В большинстве радиоэлектронных систем используется двоичный код, при котором одним из элементарных символов является 1, другим 0, или другая комбинация 1 и –1.

Значностью кода n называется число элементарных символов, образующих составной сигнал или кодовую комбинацию. Составные сигналы могут быть одинаковой или разной значности. В первом случае код называется равномерным, во втором – неравномерным. Примером равномерного кода является код Бодо ($n = 5$), неравномерного – код Морзе.

Максимальное количество составных сигналов или комбинаций N кода при основании m и значности n:

$$N = m^n . \qquad (1.6)$$

Код, содержащий все комбинации, определяемые согласно (1.3), называется полным, в противном случае – неполным.

При двоичном полном коде

$$N = 2^n , \qquad (1.7)$$

где значность $n = \log_2 N$ есть число разрядов или бит в одном составном сигнале или в одной кодовой комбинации.

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.

Рассмотрим, как можно преобразовать текстовое сообщение на русском языке с помощью двоичного равномерного кода. Каждой букве русского алфавита присвоим числа сначала в десятичной, а затем в двоичной системе. Примем значность или число разрядов $n = 6$, что согласно (1.7) при $m = 2$ 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. В силу равномерности кода каждому символу будет соответствовать одинаковое число бит, равное числу разрядов $n = 6$. Например, фраза «Проверка связи» при кодировании согласно табл. 1.1 примет вид: 010000 010001 001111 000011 000110 010001 001011 000001 100001 010010 000011 100000 001000 001001.

Процесс передачи и приема кодовых комбинаций может сопровождаться ошибками, что связано с трансформацией одних элементарных символов в другие, например, в приеме вместо символа 1 символа 0 или наоборот. Коды, обнаруживающие и исправляющие ошибки, называются корректирующими. Такой код обязательно является неполным, т.е. имеющим число кодовых комбинаций меньше числа, определяемого согласно (1.6) или (1.7).

В любом корректирующем коде исправление ошибок достигается за счет его избыточности, т.е. путем добавления к смысловым символам контрольных. К таким кодам относятся, например, групповые или блоковые коды [24, 30].

В групповом корректирующем двоичном коде значностью n все символы разбиваются на две группы: информационные (смысловые) и контрольные (избыточные). Каждая кодовая комбинация или слово, состоящая из n бит, имеет k информационных и $(n-k)$ контрольных символов.

Таблица 1.1

Буква	Число в десятичной системе	Число в двоичной системе
А	01	000001
Б	02	000010
В	03	000011
Г	04	000100
Д	05	000101
Е	06	000110
Ж	07	000111

Продолжение табл. 1.1

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

Таким образом, в групповом коде из общего числа $N = 2^n$ используются только $K = 2^k$ комбинаций. В целом групповой код обозначается как (n, k).

При двоичном коде простым методом обнаружения ошибки является проверка на четность при условии, что в группе из небольшого числа двоичных знаков, например при $n = 7$, не может быть больше одной ошибки. Сущность самого метода состоит в следующем. К группе, содержащей нечетное число символов 1, добавляется еще такой же символ 1, а к группе, содержащей четное число символов 1, добавляется символ 0. Таким образом, любая группа символов, ставшая из семи – восьмизначной, имеет теперь четное число символов 1. Этот избыточный бит называется битом контроля четности. Нарушение правила четности позволяет обнаружить, но не исправить одиночную ошибку в соответствующей группе символов.

Пусть имеется семь строк кодированной информации в один байт с последним битом контроля четности. Добавим к этим семи строкам восьмую и помимо проверки контроля четности по строкам будем производить проверку четности по столбцам (табл. 1.2), что позволит обнаружить одиночную ошибку не только в строке, но и в том или ином столбце.

Таблица 1.2

1	0	0	0	1	1	0	**1**
1	0	1	1	0	1	0	**0**
1	0	0	1	1	1	1	**1**
0	1	0	1	1	0	1	**0**
1	1	0	1	1	1	0	**1**
0	0	1	0	1	0	1	**1**
0	1	1	0	0	1	0	**1**
0	**1**	**1**	**0**	**1**	**1**	**1**	**1**

В результате в 64-битовом блоке удастся обнаружить ошибочный бит, лежащий на пересечении строки и столбца, не отвечающих правилу четности. Найденный ошибочный бит подлежит исправлению. Таким образом, корректирующий код при 64-битовом блоке за счет небольшого увеличения его избыточности помимо свойства обнаружения ошибки приобретает дополнительное качество по исправлению одиночных ошибок в каждой из семи строк.

Другой простой, но весьма надежный метод обнаружения ошибки состоит в подсчете общего числа символов 1 и 0 в передаваемом сообщении и включении в конец этого сообщения полученного числа. В принятом сообщении вновь производится подсчет сумм 1 и 0. Расхождение данных сумм, называемых контрольными, в переданном и принятом сообщениях является признаком обнаружения ошибки.

Помимо кодов – совокупности определенного числа составных сигналов – в цифровых системах радиосвязи используются также отдельные последовательности элементарных символов. Такие кодовые последовательности, используемые в качестве стартовых сигналов и для групповой синхронизации, формируются путем комбинации элементарных символов по определенному закону. Кодовые последовательности подобно кодам характеризуются основанием m и длиной кодовой комбинации N. Одной из часто применяемых кодовых последовательностей является сигнал Баркера с основанием $m = 2$ и числом элементарных символов $N = 3, 5, 7, 11, 13$.

Один из элементарных символов в этом сигнале есть +1 и другой –1. Сигналы Баркера имеют следующую структуру:

– при $N =$ 3: +1, +1, –1;
– при $N =$ 5: +1, +1, +1, –1, +1;
– при $N =$ 7: +1, +1, +1, – 1, –1, +1, –1;
– при $N =$ 11: +1, +1, +1, –1, –1, – 1, +1, – 1, –1, +1, –1;
– при $N =$ 13: +1, +1, +1, +1, +1, –1, –1, +1, +1, –1, +1, –1, +1.

При кодировании сообщения необходимо его представление 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 (рис. 1.3,*а*).

Большинство современных радиоэлектронных систем являются цифровыми, т.е. передающими сообщение, представленное в цифровой форме (рис. 1.3,*д*). При преобразовании аналогового сообщения в цифровое обычно используется двоичная система счисления. Ее выбор обусловлен тем, что операции с числами в электронных устройствах, имеющих только два состояния: «включено–выключено» или «замкнута цепь – разомкнута», значительно упрощаются. Одному из таких состояний соответствует цифра 1, другому – 0.

t
t
t
t
а)
б)
u(t)
в)
ΔU
t
y(t)
г)
T
t
s(t)
τ
T
д)
t
1 3 6 7 6 3 2 4 4 3 3 2 2 1
0001 0011 0110 0111 0110 0011 001 0100 0100 0011 0011 0010 0010 0001

Рис. 1.3

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,*г*). Измерим каждую из амплитуд в двоичной системе счисления, заменив 1 коротким импульсом длительностью τ, а 0 – пропуском той же длительности τ.

В результате вместо 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 незначительной и по абсолютной величине не превышать половины шага. Общее число кодовых комбинаций в двоичной системе и соответственно уровней квантования по амплитуде (рис. 1.3,*в*) составит согласно (1.4) $N = 2^n$, где n – число разрядов или бит в одном кодируемом символе.

Временной шаг дискретизации устанавливается равным

$$T = 1/2F, \tag{1.8}$$

где F – высшая частота в спектре передаваемого аналогового сообщения (§ 3.7), а длительность элементарной посылки

$$\tau = T/n = 1/2Fn. \tag{1.9}$$

Из (1.9) получим для скорости передаваемого сообщения, преобразованного в цифровую форму:

$$V = n/T = 1/\tau = Fn/4 \text{ [байт/с]}. \tag{1.10}$$

Рассмотрим пример по преобразованию речевого аналогового сообщения в цифровой сигнал, приняв $F = 4$ кГц. При числе уровней квантования $n = 8$ согласно (1.7) – (1.10) получим: $N = 256$, $T = 1/2F = 1/8000$ Гц $= 125$ мкс, $\tau = T/n = 125/8 = 15{,}625$ мкс, $V = 2Fn = 2 \cdot 4000 \cdot 8 = 64000$ бит/с $= 64$ кбит/с $= 8$ кбайт/с.

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

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

1.4. Пропускная способность цифрового канала радиосвязи

Информационные возможности любой системы радиосвязи определяют скорость V и объем A передаваемого сообщения и точность его воспроизведения при приеме (см. § 1.1). Максимально возможная скорость передачи сообщения при заданной точности воспроизведения называется пропускной способностью канала радиосвязи C. Очевидно, что размерность параметров V и C совпадают: бит/с. Определим величину C – теоретический предел скорости V.

Обратимся к рис. 1.3,*в* по преобразованию аналогового сигнала в цифровой. Дискретизация по времени аналогового сигнала определяется (1.8). Путем квантования по уровню сигнала разместим n бит длительностью τ внутри шага дискретизации T (рис. 1.3,*д*). В результате чего с учетом (1.8) получим для скорости передачи цифрового сообщения:

$$V = n / T = 2Fn \text{ [бит/с]} . \qquad (1.11)$$

Согласно (1.11) чем больше бит n удастся «упаковать» внутри интервала T, тем больше будет скорость V. Максимально возможное значение $n_{макс} = k$ определит пропускную способность канала радиосвязи

$$C = n_{макс} / T = 2Fk \text{ [бит/с]} . \qquad (1.12)$$

Для определения величины k обратимся к вопросу воздействия помехи на канал радиосвязи. Помеха представляет собой регулярное или хаотическое колебание, мешающее нормальному приему полезного сигнала и препятствующее его точному воспроизведению.

Помехи по месту расположения их источника подразделяются на внешние и внутренние. К источникам внешней помехи относятся сигналы, приходящие от других радиотехнических средств и разнообразных промышленных объектов электроэнергетического типа. К внешним помехам относятся также радиоизлучения Галактики, Солнца, поверхности Земли и атмосферного происхождения.

Источником внутренней помехи являются собственные шумы радиоприемника, создаваемые в первую очередь, 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. Такая помеха имеет равномерный энергетический спектр в широкой полосе частот и называется белым шумом. Полезный сигнал (рис. 1.4,*а*) в радиоприемном устройстве в результате воздействия помехи в зависимости от ее уровня принимает вид, показанный на рис. 1.4,*б,в,г*. Величина полезного сигнала определяется напряжением $U_с$ и мощностью $P_с$, помехи – эффективным значением напряжения $U_п$ и мощностью $P_п$.

Рис. 1.4

Обозначив отношение напряжений полезного сигнала и помехи как $q = U_с / U_п$, для отношения их мощностей получим

$$P_с / P_п = (U_с / U_п)^2 = q^2 . \qquad (1.13)$$

Обратимся к рис. 1.4. Вполне обоснованно можно предположить, что полезный сигнал легко распознать при относительно малом уровне помехи, т.е. при $q >> 1$ (рис. 1.4,*б*), и потерять такую возможность при большом ее уровне, т.е. при $q < 1$ (рис. 1.4,*г*). Примем за предельный случай распознавания полезного сигнала при действии помехи равенство их напряжений, т.е. $q = 1$ (рис. 1.4,*в*). Исходя из этого условия, следует выбирать уровень квантования по уровню $\Delta U = U_п$ (рис. 1.3,*в*). Следовательно, при $q \geq 2$ максимальное общее число уровней квантования можно принять $N = q$ и с учетом (1.7) получить

$$N = q = 2^k , \qquad (1.14)$$

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

Из (1.14) с учетом (1.13) имеем

$$k = \log_2 q = 0{,}5 \log_2 q^2 . \qquad (1.15)$$

Подставив (1.15) в (1.12), получим с учетом (1.14) для пропускной способности канала радиосвязи при $q^2 \geq 4$:

$$C = 2Fk = F\log_2 q^2 \text{ [бит/с]}. \qquad (1.16)$$

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

График функции $C/F = \Phi(q^2)$ при $q^2 \geq 4$, определяемый согласно (1.16), построен на рис. 1.5,*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 этому условию и близко совпадала с (1.16):

$$C = F\log_2(1+q^2) = F\log_2(1+P_C/P_П) = 3{,}322\,F\log_{10}(1+P_C/P_П) \quad \text{[бит/с]}. \qquad (1.17)$$

Построив график функции (1.17) на рис. 1.5,*а* (сплошная линия), убеждаемся, что поставленные требования выполнены.

При $q^2 = P_c/P_п \geq 4$ из (1.17) получим приближенное выражение (1.16). Зависимость (1.17) для пропускной способности канала радиосвязи при передаче цифрового сообщения в двоичном коде и действии помехи в виде белого шума, найденная упрощенным путем, впервые строго была доказана К. Шенноном [29], а необходимость дискретизации согласно (1.8) академиком В.А. Котельниковым (см. § 3.8). Формула (1.17), определяющая предельные возможности цифрового канала связи в зависимости от его полосы пропускания F и соотношения мощностей сигнала и помехи $q^2 = P_c/P_п$, является одной из основополагающих в теории радиосвязи и информации.

Рис. 1.5

По формуле (1.17) или с помощью графика $C/F = \Phi(q^2)$ (рис. 1.5,*б*) можно быстро определить пропускную способность канала связи, т.е. его предельные возможности по скорости передачи цифрового сообщения.

Например: при $F = 1000$ Гц и $P_с/P_п = 10$ дБ, т. е. в 10 раз по мощности, $C = 3{,}5$ кбит/с; при $F = 1000$ Гц и $P_с/P_п = 20$ дБ, т. е. в 100 раз по мощности, $C = 6{,}7$ кбит/с; при $F = 1$ МГц и $P_с/P_п = 20$ дБ, т. е. в 100 раз по мощности, $C = 6{,}7$ Мбит/с.

1.5. Сжатие передаваемой информации

При передаче сообщения возникают две взаимосвязанные проблемы: устранение избыточности в передаваемой информации и ее сжатие. Кратко рассмотрим их. Под избыточностью будем понимать бесполезную, лишнюю при приеме часть информации, которой все равно невозможно воспользоваться. Одной из причин здесь является невосприимчивость человеческих органов к некоторой части принятой информации. Так, например, телевизионное изображение может содержать до 16 тысяч цветовых оттенков, тогда как зрение человека, чувствительное к яркости, невосприимчиво к такой громадной гамме цветов. В лучшем случае человек может различить до нескольких сотен цветовых оттенков. Поэтому часть цветовых оттенков при передаче можно исключить без ощутимой со стороны человека потери качества цветного изображения на экране телевизора. То же самое можно сказать относительно передачи по каналу связи устной речи, верхнюю частоту спектра которой можно ограничить частотой 3400 Гц без потери смысла принятого сообщения.

Устранение избыточности в передаваемой информации позволяет передавать или хранить меньшее число байт A . Вместе с тем согласно (1.5) уменьшение объема A передаваемого сообщения позволяет при неизменном интервале времени $T = \text{const}$ снизить скорость передачи V, что согласно (1.11) допускает, в свою очередь, сужение полосы пропускания канала связи и, следовательно, повышение его помехозащищенности. С другой стороны, сохранив неизменной скорость $V = \text{const}$, можно существенно уменьшить время передачи T. Уменьшение числа байт A позволяет также разместить в электронной памяти большее число полезных сведений. Во всех указанных случаях в результате устранения избыточности, т.е. уменьшения числа байт A, можно получить значительный экономический эффект.

Предположим теперь, что избыточность в передаваемой информации устранена. Но при этом все равно по разным причинам сохраняется потребность в уменьшении объема передаваемой информации, т.е. количества байт A . Одной из причин здесь является ограниченная пропускная способность канала связи C (1.17), не позволяющая повысить скорость передачи $V \leq C$. В этой связи возникает проблема по сжатию передаваемой информации с полным ее восстановлением на приемном конце линии связи. Решить данную задачу можно путем оптимального кодирования, связанного с затратой минимального количества бит на передачу сообщения с требуемой достоверностью при известных параметрах канала связи.

Сущность сжатия информации рассмотрим сначала на примере передачи текстового сообщения. При равномерном коде согласно табл. 1.1 любая буква алфавита передается 6 битами. Частота появления букв в тексте при этом не учитывается. Вместе с тем статистический анализ показывает, что в стандартном тексте на русском языке, состоящем из 1000 символов, буква О встречается в среднем 95 раз, буква Е – 74 раза, буква Ф – всего 2 раза, пробел между словами – 145 раз и т.д. Частота появления букв в тексте на русском языке приведена в табл. 1.3.

С помощью табл. 1.3, в которой буквы расположены в порядке убывания их частот, составим неравномерный код согласно методу Шеннона-Фано. С этой целью разделим весь список на две группы с неравным количеством букв, но с примерно равной суммарной вероятностью. В первую группу поместим буквы из верхней части списка от «пробела» до буквы Т с суммарной вероятностью 0,498, во вторую – все остальные буквы с суммарной вероятностью 0,502. Каждой букве из первой группы в качестве первой цифры кода присвоим 0, а из второй группы – 1.

Каждая из полученных групп букв аналогичным образом вновь делится на две части с добавлением еще одной цифры кода. Так, первая группа будет разделена на две подгруппы: от «пробела» до буквы О и от Е до Т. Для всех букв первой подгруппы на втором месте кода поставим 0, второй – 1. Аналогичным образом разделим вторую группу букв. Процесс такого деления с присвоением новой цифры кода будем продолжать до тех пор, пока в каждом из разрядов не останется одна буква, которая будет закодирована двоичным числом наибольшей длительности. Полученный в результате описанного алгоритма неравномерный код представлен в табл. 1.3. В нем часто встречающиеся буквы в тексте закодированы всего тремя битами, а редко – девятью. В результате общее число бит

Таблица 1.3

Буква	Частота	Двоичное число
Пробел	0,145	000
О	0,095	001
Е	0,074	0100
А	0,064	0101
И	0,064	0110
Т	0.056	0111
Н	0,056	1000
С	0,047	1001
Р	0,041	10100
В	0,039	10101
Л	0,036	10110
К	0,029	10111
М	0,026	11000
Д	0,026	110010
П	0,024	110011
У	0,021	110100
Я	0,019	110110
Ы	0,016	110111
З	0,015	111000
Ь,Ъ	0,015	111001
Б	0,015	111010
Г	0,014	111011
Ч	0,013	111100
Й	0,010	1111010
Х	0,009	1111011
Ж	0,008	1111100
Ю	0,007	1111101
Ш	0,006	11111100
Ц	0,004	11111101
Щ	0,003	11111110
Э	0,003	111111110
Ф	0,002	111111111

в передаваемом тексте будет уменьшено, что сократит объем передаваемой информации.

Проверим последнее утверждение на примере передачи слова «Дополнительное». Закодированное согласно табл. 1.3 это слово примет вид: 110010 001 110011 001 10110 1000 0110 0111 0100 10110 111001 1000 001 0100.

Общее число бит составит 61 вместо 84 при передаче того же слова равномерным шестизначным кодом согласно табл. 1.1. Таким образом, в рассмотренном примере применение неравномерного кода взамен равномерного позволяет сжать объем передаваемой информации на 38% .

Другой метод сжатия информации, называемый RLE, основан на учете часто повторяющихся и следующих друг за другом одинаковых символов (RLE есть аббревиатура слов Run-Lengh Encoding, что в переводе на русский язык означает кодирование длины последовательности). Например, при методе RLE последовательность символов в виде AAAAAABBBCCCC будет передана как 6A3B4C, что при 8-разрядном коде сократит число передаваемых бит со 104 до 48. Этот метод дает, в частности, ощутимый выигрыш при передаче изображений с одинаковыми цветовыми участками.

Более эффективные методы, позволяющие многократно сжимать дискретную информацию, подразделяются на три основные группы: статистические, словарные и контекстные [32, 33].

При первом методе производится статистическая обработка передаваемой информации с целью определения вероятности появления в текущем контексте того или иного символа или определенной последовательности символов, что определяет длину кода.

Рассмотрим статистический метод на примере сжатия речевого сигнала с помощью устройства, называемого кодером, работа которого основывается на учете статистических характеристик речевого сигнала согласно методу линейного предсказания [21].

Сущность последнего заключается в том, что по каналу связи передаются не сами параметры речевого сигнала, а параметры специального фильтра линейного предсказания, являющегося моделью голосового тракта человека, и параметры сигнала возбуждения этого фильтра. Относительно самого речевого сигнала следует иметь в виду, что он состоит из гласных звуков со средней длительностью 210 мс и согласных – 95 мс с мгновенным уровнем изменения амплитуды 35...40 дБ. Постоянная времени слуха человека составляет 20...30 мс при нарастании звука и 100...200 мс при его спаде.

В целом один из типов кодера работает следующим образом. Сначала речь человека – аналоговый сигнал, занимающий полосу частот 300...3400 Гц, с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) преобразуется в цифровой сигнал с частотой дискретизации 8000 Гц и скоростью следования бит V = 64 кбит/с (см. пример в конце § 1.3). Далее оцифрованный сигнал разбивается на сегменты длительностью 20 мс с учетом постоянной времени слуха человека. При данном интервале времени речевой сигнал можно рассматривать как квазистационарный гауссовский процесс. Для каждого сегмента согласно методу линейного предсказания производится определение параметров специального фильтра и сигнала возбуждения. Сущность такого предсказания заключается в том, что каждая очередная выборка речевого сигнала определяется как линейная комбинация нескольких предшествующих выборок, поскольку каждый звук статистически зависит от предшествующих звуков:

$$S_{n+1} = \sum_{i=1}^{n} a_i S_i ,$$

где a_i – коэффициент линейного предсказания.

Исходя из полученного значения выборки определяются параметры специального фильтра – своеобразной модели голосового тракта человека на интервале времени в 20 мс. Параметры этого фильтра и сигнала возбуждения поступают в канал связи. На приемном конце согласно полученным данным осуществляется синтез фильтра, моделирующего голосовой тракт на время одной 20-миллисекундной выборки речи. Далее цифровой сигнал с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) переводится в аналоговую форму. Устройство восстановления сигнала называется декодером. Структурная схема описанного метода передачи речи приведена на рис. 1.6.

В результате описанной процедуры удается передать речевой сигнал при 8 кратном уменьшении числа бит со скоростью 8 кбит/с вместо 64 кбит/с и, следовательно, осуществить сжатие передаваемой информации в 8 раз.

При словарном методе сжатия информации на основе части обработанной информации составляется специальный словарь, с помощью которого осуществляется кодирование.

В словарь-таблицу записываются часто повторяющиеся последовательности бит. При новом появлении аналогичных кодовых ком-

Рис. 1.6

бинаций производится обращение к соответствующей ячейке таблицы и передача не ее содержимого, а только номера, что значительно сокращает объем передаваемой информации. Структурная схема одного из алгоритмов такой группы, называемого LZW, приведена на рис. 1.7.

Алгоритм LZW, названный по первым буквам фамилий его авторов – Lempel, Ziv, Welch, позволяет автоматически адаптироваться к качественному составу входного битового потока, использовать плавающую длину байта от 9 до *N* бит, экономно использовать динамическую память.

Рис. 1.7

В результате кодовый поток бит на выходе, передаваемый по каналу связи, оказывается в несколько раз меньшим по объему, чем входной поток бит.

Данный алгоритм по сжатию информации особенно эффективен при передаче по цифровому каналу связи цветных фотографий и телевизионных изображений. Он использовался, в частности, при передаче по узкополосному радиоканалу фотографий с поверхности Марса, позволяя получить на Земле снимки высокого качества.

Различные алгоритмы кодирования второй группы различаются между собой методом составления кодового словаря, способом поиска совпадений входных кодовых комбинаций с содержанием словаря и видом ссылок на найденные совпадения.

К словарным способам сжатия дискретной информации близко примыкает контекстный, при котором поступающая информация разбивается на блоки, после чего производится обработка битовых потоков.

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 означают слова «бит» и «байт»?
7. Чему равны один килобит, килобайт, мегабайт, гигабайт?
8. В каких единицах измеряется объем информации на магнитных носителях?
9. Как осуществляется преобразование аналогового сигнала в дискретный?
10. В чем заключается кодирование сообщения?
11. Какими основными параметрами характеризуется код?
12. Как определяется количество составных сигналов при кодировании?
13. Какие коды называются корректирующими?
14. Как определяется скорость передаваемого сообщения в цифровой форме?
15. Что называется пропускной способностью цифрового канала радиосвязи, в каких единицах она измеряется?
16. Назовите примеры источников помех.
17. Определите пропускную способность при полосе пропускания канала радиосвязи в 100кГц и отношении мощностей полезного сигнала и помехи в 20 дБ.

18. Определите пропускную способность при полосе пропускания канала радиосвязи в 10 МГц и отношении мощностей полезного сигнала и помехи в 30 дБ.

19. В чем состоит смысл сжатия информации?

20. Раскройте содержание известных вам методов сжатия информации.

Глава 2. Основы построения систем радиосвязи

2.1. 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, двухпроводных линий и так называемых «витых пар» 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 – относительно низкая скорость и ограниченный объем передаваемых сообщений, т.е. низкая пропускная способность системы в целом. При передаче цифровой кодированной информации структурная схема канала связи имеет вид, представленный на рис. 2.1,*а*.

В состав аппаратуры на передающем конце линии связи входят источник сообщения (например, факсимильный аппарат), кодер, производящий кодирование и сжатие цифрового сигнала, и модулятор, формирующий сигналы, поступающие в линию связи. Например, при двоичном сигнале модулятор формирует колебание с частотой F_1 при передаче 1 и 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 электромагнитная волна, распространяющаяся по специальному стекловолоконному кабелю с малым затуханием. Разрез одного из типов таких кабелей изображен на рис. 2.2, на котором *1* – оптическое волокно, *2* – броня из проволок, *3* – трубчатый сердечник, *4* – наружная оболочка, *5* – компаунд.

3 — 7025

Рис. 2.1

Скорость и объем передаваемых сообщений по оптическому кабелю на несколько порядков превышают те же параметры в телефонной сети, использующей коаксиальные кабели. Структурная схема ВОЛС приведена на рис. 2.1,*б*. В ней модулятор воздействует на когерентный источник света – светоизлучающий диод или ла-

зер. Световая волна, распространяющаяся по оптическому стекловолокну, на приемном конце детектируется с помощью фотодиода и после декодера, как и в первой системе, поступает на преобразователь.

Рис. 2.2

С помощью ВОЛС можно осуществлять обмен информацией с высокой скоростью до 1000 Мбит/с 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 частоты, распространяющихся в свободном пространстве. Здесь по сравнению с проводной системой связи добавляются радиопередатчик, радиоприемник и антенны (рис. 2.1,*в*). Для увеличения протяженности линии радиосвязи используются ретрансляторы, которые принимают, усиливают и переизлучают сигнал в требуемом направлении (рис. 2.1,*г*).

Системы радиосвязи можно разбить на две большие группы: наземные и спутнико-космические (см. гл.19 – 21). 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 иметь в виду: при более высокой частоте излучаемого сигнала можно передать 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: геостационарные и негеостационарные (эллиптические, средневысотные и круговые). При геостационарной орбите спутник, располагаясь в плоскости экватора на высоте, примерно, в 36000 км и двигаясь со скоростью вращения Земли вокруг ее оси, зависает над определенной точкой земной поверхности. Антенна такого неподвижного по отношению к наземному наблюдателю спутника постоянно в течение всех 24 часов 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.

2.2. Распространение радиоволн

Характер распространения радиоволн в значительной степени зависит от частоты излучаемых сигналов, подразделяемых на диапазоны согласно табл. 2.1.

Частота радиосигнала f и длина волны λ связаны соотношением

$$f = c/\lambda, \qquad (2.1)$$

где с = 300000 км/с – скорость света.

Из (2.1) имеем

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

Таблица 2.1

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

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 разряженном 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. 2.3).

Рис. 2.3

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

Для радиоволн с ориентировочными границами 3...30 МГц (диапазон коротких волн согласно табл. 2.1) ионосфера является своеобразным экраном, отражающим радиоизлучения. Причем, уровень этого отражения носит неустойчивый, переменчивый характер, меняющийся с течением года двенадцатилетнего цикла солнечной активности, сезона года, времени суток и зависящий от частоты и угла прихода радиоволн. Для количественной оценки этого явления вводится понятие предельной, критической частоты $f_{кр}$ радиосигнала, излученного вертикально вверх (α = 90°), отраженного ионосферой и возвращающегося на Землю (рис. 2.4). При частоте сигнала $f \le f_{кр}$ радиоволна отражается от ионосферы, при $f > f_{кр}$ – пронизывает ее.

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

С уменьшением по отношению к поверхности Земли угла излученного сигнала α (рис. 2.4) максимальная частота отраженного сигнала увеличивается согласно следующему примерному соотношению:

$$f_{max} = f_{кр}\sqrt{\frac{1,1}{0,1+\sin^2\alpha}} \quad . \qquad (2.2)$$

Рис. 2.4

Согласно (2.2) чем меньше угол α, тем выше частота f_{max} (рис.2.4). Так, при α = 10° значение $f_{max} = 3f_{кр}$ и, следовательно, в зависимости от года солнечной активности максимально применяемая частота (МПЧ) в диапазоне коротких волн составит: в дневное время f_{max} = 21...39 МГц , в ночное время f_{max} = 9...18 МГц.

Радиоволны 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 также такими факторами как состояние тропосферы Земли (в дождь и снег затухание увеличивается), дифракция, обуславливающая огибание препятствий, рефракция, приводящая к искривлению луча, и тропосферное рассеяние.

В результате перечисленных явлений имеет место следующий характер распространения радиоволн в зависимости от их частоты.

Диапазон сверхдлинных волн или очень низкие частоты (ОНЧ) – мириаметровые волны (см. табл. 2.1). Волны в этом диапазоне распространяются в пространстве между поверхностью Земли и ионосферой, внутри которого радиоволна может даже обогнуть Землю (рис. 2.5,*а*). Кроме того, волны ОНЧ проникают в толщу воды и могут использоваться для радиосвязи с погруженными в океан объектами.

Рис. 2.5

Диапазон длинных волн – километровые волны. Затухание поверхностной волны в этом диапазоне с повышением частоты увеличивается из-за влияния поверхности Земли, в связи с чем дальность распространения ее по сравнению с ОНЧ уменьшается, достигая все же в зависимости от мощности радиопередатчика 3000...5000 км (рис. 2.5,*б*).

Диапазон средних волн – гектаметровые волны. 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:

$$E = \frac{150\sqrt{P}}{R}\left[\frac{\text{мВ}}{\text{м}}\right], \qquad (2.3)$$

где P – мощность радиопередатчика, кВт; R – расстояние, км.

Например, при P = 1 кВт и R = 50 км согласно (2.3) получим E = 3 мВ/м. Эта величина является нижним пределом для радио-

вещательных приемников. Поэтому даже при повышенной мощности радиопередатчика дальность радиоприема в диапазоне средних волн обычно не превышает 200 км, за исключением особых случаев распространения поверхностной волны.

Диапазон коротких волн – декаметровые волны. В этом диапазоне определяющее влияние на дальность радиоприема оказывает ионосфера. Причем, за счет двукратного отражения радиоволны даже при мощности радиопередатчика в пределах 1 кВт дальность радиоприема может достигать 10000 км и более (рис. 2.5,*в*).

Диапазон метровых волн – ультракороткие волны. В этом диапазоне возможна только радиосвязь прямым лучом, т.е. когда между приемной и передающей антеннами можно провести прямую линию (рис. 2.5,*г*). Для идеальной модели Земли – шара радиусом 6370 км – протяженность линии радиосвязи

$$R = 3{,}57\left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right)[\text{км}], \qquad (2.4)$$

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 (2.4) получим R = 47 км.

Однако в нижней части метрового диапазона (частота 30 МГц) за счет 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 удается даже удлинить трассу радиоприема до 3000...4000 км. Такая радиосвязь называется загоризонтной.

Диапазон сверхвысоких частот (СВЧ), объединяющий все диапазоны выше 300 МГц (см. табл. 2.1). Здесь радиосвязь возможна только прямым лучом (рис. 2.5,*г*). Как было сказано выше, ионосфера практически не оказывает заметного влияния на радиоволны в этом диапазоне. Все космические линии радиосвязи за пределами атмосферы Земли (см. рис. 2.5,*г*) используют только диапазон СВЧ.

2.3. Состав систем радиосвязи

Современная система радиосвязи представляет собой сложную многоуровневую кибернетическую структуру, предоставляющую

информационные услуги миллионам пользователей. Такая система содержит центральный узел управления, узловые или базовые радиостанции-ретрансляторы и абонентские терминалы коллективного или индивидуального пользования со своими радиостанциями. Назначение, структура, параметры и принципы устройства и работы таких систем радиосвязи рассматриваются ниже в гл. 16-18. А пока сделаем как бы «вертикальный срез» такой системы, представив ее в виде своеобразной пирамиды (рис. 2.6).

Рис. 2.6

Нижний уровень «пирамиды» составляет элементная база, включающая транзисторы, диоды, конденсаторы, микросхемы и десятки иных наименований. Из них составляются звенья, объединяемые в функционально законченные цепи – каскады, такие как автогенератор, преобразователь частоты, модулятор, усилитель мощности колебаний, демодулятор, усилители сверхвысокой, высокой, промежуточной и низкой частоты и т. д.

Следующий уровень – блоки, такие, например, как малошумящий СВЧ усилитель, модем – модулятор и демодулятор сигнала, блок обработки сигнала, блок усиления мощности ВЧ или СВЧ колебаний, линейный тракт радиоприемника, антенно-фидерный тракт и т. д.

Еще более высокий этаж «пирамиды» включает функционально законченные устройства – радиоприемники, радиопередатчики, радиостанции, радиолокаторы и т. д., которые работают самостоятельно в составе различных радиотехнических систем. В случае применения в устройствах только интегральных микросхем три нижние уровня объединяются в один.

Каскады и звенья, применяемые в радиотехнических устройствах, вне зависимости от их назначения можно классифицировать по четырем основным признакам:

– влияние амплитуды сигнала на их параметры и характеристики, что приводит к делению всех объектов на линейные и нелинейные;

– отсутствие или наличие в них электронных приборов, что делит их на пассивные и активные;

– взаимодействие с внешними сигналами – автономного или неавтономного типа;

– диапазон частот и используемые в этой связи элементы – с сосредоточенными или распределенными постоянными.

Остановимся более подробно на отличительных признаках устройств различного типа согласно приведенной классификации.

Линейные и нелинейные устройства. Определяющим признаком при делении устройств на линейные и нелинейные является зависимость их параметров и характеристик от амплитуды сигнала. В линейных устройствах такая зависимость отсутствует, в нелинейных – имеет место. Практически всегда, в линейных устройствах амплитуда сигнала относительно невелика, что позволяет режим их работы называть режимом «малого» сигнала. Напротив, в нелинейных устройствах, как правило, амплитуда сигнала сравнительно велика и здесь имеет место так называемый режим «большого» сигнала. Нелинейным звеном в большинстве случаев является электронный прибор.

В радиоприемниках до демодулятора сигнала каскады работают обычно в режиме «малого» сигнала, что позволяет относить их к числу линейных устройств и объединить в общий линейный тракт. Мощные каскады в радиопередатчиках, работающие в режиме «большого» сигнала, относятся к числу нелинейных.

В математическом плане деление устройств на линейные и нелинейные прослеживается достаточно четко: работа первых описывается одним или системой линейных дифференциальных уравнений, вторых – нелинейными дифференциальными уравнениями.

Устройства пассивного и активного типа. В состав пассивных устройств входят такие элементы как конденсаторы, индуктивности, резисторы, микрополосковые линии передачи, резонаторы и т. д. В состав активных линейных устройств помимо перечисленных обязательно входят и электронные приборы. Таким образом, отличительным признаком активного устройства является преобразование в нем энергии из одного вида в другой, например, энергии ис-

точника постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний. В устройствах пассивного типа такого преобразования энергии не происходит, с чем и связано их название.

С помощью пассивных устройств осуществляется фильтрация сигналов, суммирование и деление их мощности, согласование и связь между собой различных каскадов и звеньев. Большинство устройств пассивного типа, за исключением тех, в которых применяются ферромагнетики, относятся к числу линейных.

С помощью активных устройств с электронными приборами осуществляется генерация колебаний, их усиление по мощности в различных диапазонах частот – от низких до сверхвысоких (СВЧ), преобразование частоты, модуляция и демодуляция, обработка сигнала и другие функции.

Устройства автономного или неавтономного типа. Два признака отличают устройства неавтономного типа: зависимость выходного сигнала от входного и изменение параметров входного сигнала при его прохождении через устройство. Так, в усилителях увеличивается мощность сигнала, в преобразователях – изменяется частота.

Признаком устройств автономного типа является отсутствие внешнего воздействия, в них выходной сигнал определяется исключительно свойствами самого устройства. Так, в автогенераторе – типичном устройстве автономного типа – частота автоколебаний зависит от параметров колебательной системы, а мощность сигнала – от электронного прибора и режима его работы.

Устройства с элементами сосредоточенного и распределенного типа. К элементам сосредоточенного типа относятся конденсаторы, резисторы и индуктивности. Элементы с распределенными постоянными представляют собой сборки из отрезков фидерных линий – коаксиальных, полосковых, микрополосковых. К ним также относятся волноводы и объемные резонаторы.

Из-за физического различия элементов с сосредоточенными и распределенными постоянными радикально меняется аппарат исследования устройств, реализованных на их основе. При использовании элементов сосредоточенного типа составляются уравнения, в которые входят полные значения тока и напряжения в различных участках схемы. При применении элементов распределенного типа уравнения, описывающие работу устройств, составляются относительно токов и напряжений падающих и отраженных волн, распространяющихся в линиях передачи.

Анализ устройств с элементами сосредоточенного типа базиру-

ется на обыкновенных дифференциальных уравнениях, с распределенными постоянными – на дифференциальных уравнениях с частными производными. Комплексное сопротивление является важным параметром устройств первого типа, комплексный коэффициент отраженной волны – второго типа. Эти существенные различия приводят даже к делению радиотехники на два больших класса: высокочастотную (ВЧ) и сверхвысокочастотную (СВЧ).

Контрольные вопросы

1. Перечислите основные способы передачи сообщения на большие расстояния. В чем состоит различие между ними?
2. Что означает слово «ВОЛС»?
3. В каких диапазонах частот работают космические системы радиосвязи?
4. Что такое ионосфера и как она влияет на распространение радиоволн?
5. Как распространяются длинные волны?
6. Как распространяются короткие волны?
7. Как распространяются метровые и сантиметровые волны?
8. В каких диапазонах волн осуществляется связь с космическими объектами?
9. Какие устройства входят в состав систем радиосвязи?
10. Что понимается по термином «элементная база»?

ЧАСТЬ 2. СИГНАЛЫ

Глава 3. Основы спектральной теории сигналов

3.1. Виды сигналов

В радиотехнике различают:

– электрические и электромагнитные колебания, не несущие информацию;

– электрические и электромагнитные колебания, несущие информацию и называемые сигналом;

– излученный сигнал, распространяющийся в свободном пространстве, называемый радиосигналом.

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

Различают следующие виды сигналов:

– детерминированные и случайные;

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

– с амплитудной, частотной, фазовой и импульсной модуляцией (см. гл.4);

– узкополосные и широкополосные (см. гл.4).

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 времени (рис. 3.1).

Детерминированные сигналы могут носить периодический характер с периодом повторения T (рис. 3.1,*а,б,в*) или быть представлены в форме одиночного непериодического колебания (3.1,*г*). Среди детерминированных выделяют ортогональные и тестовые сигналы (см. § 3.6). Ортогональными называются, в частности, сигналы, разнесенные во времени или имеющие неперекрывающиеся частотные спектры. Тестовые сигналы, подразделяемые на общие и специализированные, предназначены для анализа и проверки радиотехнических устройств. К числу общих тестовых сигналов относятся: синусоидальный, двухчастотный, в форме прямоугольных импульсов одинаковой длительности (меандров), единичного скачка и единичного импульса (рис. 3.2).

Рис. 3.1

Специализированные тестовые сигналы предназначены для оценки свойств только устройств определенного типа, например, качества изображения в телевизионных приемниках.

Случайный сигнал относится к числу случайных процессов, его параметры в любой момент времени можно определить только с определенной степенью вероятности (рис. 3.3).

К числу случайных относятся и групповые сигналы, образуемые в результате одновременного прохождения через радиоэлектронные цепи множества сигналов от разных источников (см.гл.5).

Сигналы, мешающие нормальному приему полезных сигналов, называются помехами.

Рис. 3.2

Рис. 3.3

Модулированные сигналы формируются при наложении сообщения на несущие колебания. Пример сигнала при амплитудной модуляции приведен на рис. 3.1,*в*. При модуляции спектр сигнала расширяется. При этом в зависимости от ширины спектра различают узкополосные и широкополосные сигналы (см. гл.4).

В радиоэлектронных устройствах сигналы претерпевают различные преобразования. 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 спектральный. Равноправны оба метода, характеризующие сигнал с разных позиций. В первом случае сигнал описывается функцией времени (рис. 1.3, 3.1 – 3.3), во втором – представляется в форме частотного спектра. Для изучения процессов, протекающих в радиоэлектронных устройствах и цепях, будем использовать оба метода.

3.2. Спектральный анализ периодических сигналов

Детерминированный сигнал описывается функцией времени $\Phi(t)$. Зависимость $\Phi(t)$ может быть выражена в виде полинома на основе тригонометрических, экспоненциальной и иных функций (рис. 3.1, 3.2). Оперировать с такими разнообразными по виду функциями при прохождении сигнала через радиоэлектронные цепи весьма затруднительно. Поэтому естественно желание привести разнообразные по виду функции $\Phi(t)$ к какому-либо единому виду или, как принято говорить, единому базису. Такую возможность предоставляет теория функционального анализа [37], позволяющая выразить широкий класс разнообразных функций в виде суммы оп-

ределенных элементарных, базисных функций

$$\Phi(t) = \sum_{k=0}^{\infty} C_k \Psi_k(t) \ , \tag{3.1}$$

где $\Psi_0(t)$, $\Psi_1(t)$, $\Psi_2(t)$... – система базисных функций; $C_k[\Psi_k, \Phi(t)]$ – k-я спектральная составляющая.

Сама функция $\Phi(t)$, разлагаемая в ряд по системе базисных функций, должна быть интегрируема, отвечая условию ограничения энергии сигнала

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\Phi(t)|^2 dt < \infty \ .$$

Ряд C_0, C_1, C_2 ,... образует спектр сигнала. Таким образом вместо описания процесса с помощью функции $\Phi(t)$, зависящей от времени t, сигнал можно определить с помощью спектра как комбинацию из спектральных составляющих C_k в выбранной системе базисных функций.

Последние должны отвечать определенным требованиям, в частности, быть ортогональными, что обсуждается ниже. К числу возможных базисных функций относятся функции Бесселя, Матье, Радимахера, Уолша и другие [37]. Однако, наибольшее практическое использование в радиотехнике, как и во многих других технических дисциплинах, получило разложение функции $\Phi(t)$ в ряд Фурье на основе последовательности ортогональных тригонометрических базисных функций – синусов и косинусов: 1, $\cos(\omega_1 t)$, $\sin(\omega_1 t)$, $\cos(2\omega_1 t)$, $\sin(2\omega_1 t)$, $\cos(3\omega_1 t)$, $\sin(3\omega_1 t)$ ...

Для периодических сигналов в интервале времени $-\infty \le t \le \infty$

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

где $T = 2\pi/\omega_1$ – период колебаний, ω_1 – круговая частота, n – любое положительное или отрицательное целое число.

Ряд Фурье имеет следующий вид в вещественной форме:

$$\Phi(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{n} \left(a_k \cos(k\omega_1 t) + b_k \sin(k\omega_1 t)\right), \tag{3.2}$$

где

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Phi(\omega_1 t) d(\omega_1 t),$$

$$a_k = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} \Phi(\omega_1 t)\cos(k\omega_1 t)d(\omega_1 t),$$

$$b_k = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} \Phi(\omega_1 t)\sin(k\omega_1 t)d(\omega_1 t).$$

Функция $\Phi(t)$, разлагаемая в ряд Фурье, должна быть ограниченной, кусочно-непрерывной и имеющей на протяжении периода конечное число экстремумов. Практически эти условия всегда выполняются.

Ряд (3.2) можно представить в более компактной форме:

$$\Phi(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{n} C_k \cos(k\omega_1 t - \varphi_k), \qquad (3.3)$$

где $C_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ – амплитуда; $\varphi_k = \mathrm{arctg}(b_k/a_k)$ – фаза; $\overset{*}{C}_k = C_k e^{-j\varphi_k}$ – комплексная амплитуда.

Для четной функции $\Phi(t)$, т.е. при $\Phi(t) = \Phi(-t)$, коэффициенты

$$a_k = C_k = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} \Phi(\omega_1 t)\cos(k\omega_1 t)\, d(\omega_1 t),\ b_k = 0,\ \varphi_k = 0.$$

Назовем три причины повсеместного использования в качестве базисных функций синуса и косинуса: удобство математических преобразований; возможность экспериментальной проверки результатов теории с помощью простых генераторов синусоидальных колебаний и приборов, называемых спектр-анализаторами; сохранение формы синусоидальных колебаний при их прохождении через линейные электрические цепи.

Совокупность модулей C_k образуют амплитудно-частотный спектр периодической функции $\Phi(t)$, а фаз φ_k – фазо-частотный. Амплитудный спектр является дискретным или линейчатым, в котором отдельные спектральные составляющие, определяемые значениям $\omega_k = k\omega_1$, следуют с интервалом, равным $\omega_1 = 2\pi/T$. При замене тригонометрических функций гиперболическими ряд Фурье (3.2) представляется в комплексной форме [37]:

$$\cos\omega t = \left(e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}\right)/2 \quad \text{и} \quad \sin\omega t = -j\left(e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}\right)/2,$$

$$\Phi(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \exp(jk\,\omega_1 t), \tag{3.4}$$

где

$$c_k = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} \Phi(t)\exp(-jk\,\omega_1 t)\,dt = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} \Phi(\omega_1 t)\exp(-jk\,\omega_1 t)\,d\,\omega_1 t,$$

$$c_k = 0{,}5\left(a_k - jb_k\right) \text{ при } k > 0 \text{ и } c_k = 0{,}5\left(a_k + jb_k\right) \text{ при } k < 0 .$$

Рассмотрим четыре примера по разложению периодической функции $\Phi(t)$ в ряд Фурье: косинусоидальной (рис. 3.4,*а*), прямоугольной (рис. 3.4,*б*), треугольной (рис. 3.4,*в*) и произвольной формы (рис. 3.4,*г*).

Во всех приводимых ниже программах приняты следующие обозначения: T и ω_1 – период и круговая частота повторения импульсов; τ – их длительность; $\alpha = \tau / T < 1$ – относительная длительность импульса; АМ – амплитуда импульса; $x = \omega_1 t$ –текущая фаза; N – число рассчитываемых гармоник; A_0 – постоянная составляющая; A_k, B_k, C_k – амплитуды гармоник, соответствующие обозначениям в (3.3) и (3.4); $AD_k = 20\lg(A_k/A_1)$ – амплитуда гармоники, выраженная

Рис. 3.4

в децибелах относительно 1-й гармоники сигнала; φ_k – фазовый угол гармоники в градусах; Θ – нижний угол отсечки косинусоидального импульса при размерности в радианах и ΘG – в градусах (рис. 3.4,*а*). Величина $\Theta = \Theta_0/2$, где Θ_0 – длительность косинусоидального импульса по его основанию. При четной функции $\Phi(t)$ (рис. 3.4,*а,б*), т.е. при $\Phi(t) = \Phi(-t)$, рассчитываются только косинусные составляющие с амплитудой A_k.

Программа по расчету гармоник ряда косинусоидальных импульсов при угле отсечки $\Theta G = 60°$ представлена на рис. 3.5; прямоугольных при $\alpha = 0{,}1$ – на рис. 3.6; треугольных при $\alpha = 0{,}5$ – на рис. 3.7; произвольной формы – на рис. 3.8. По этим программам, изменив начальные условия, можно рассчитать гармоники при разложении периодической функции (3.2) в ряд Фурье и при любых других исходных данных.

При разложении в ряд Фурье функции, представленной в виде периодической последовательности импульсов произвольной формы (рис. 3.4,*г*), программа по расчету гармоник (рис. 3.8) распадается на две части. В первой – производится аппроксимация функции, представленной в табличной форме.

Программа Mathcad представляет два вида интерполяции функции, заданной по точкам: кусочно-линейную и более точную, называемую сплайновой (функции ***cspline*** и ***interp***). График одного импульса, построенного на основании введенных данных, до и после интерполяции приведен в самой программе (рис. 3.8) . После произведенной интерполяции во второй части программы производится разложение периодической функции в ряд Фурье с определением синусной и косинусной составляющих, модуля амплитуды и фазы комплексного спектра. По программе (рис. 3.8), введя с помощью матрицы исходные данные, можно разложить в ряд Фурье периодическую функцию с импульсами любой другой сложной формы и определить амплитуду и фазу требуемого числа гармоник N. В программе (рис. 3.8) в 1-й столбец матрицы исходных данных записывается значение аргумента $x = \omega_1 t$ в градусах, а во 2-й – соответствующее ему значение ординаты, т.е. мгновенное значение импульса. В результате по программе рассчитываются амплитуды косинусной A_k, синусной B_k и комплексной C_k составляющих и фазовый угол φ_k при разложении в ряд Фурье периодической последовательности импульсов согласно (3.3).

При вычислении фазового спектра последовательности несимметричных импульсов следует учитывать знаки амплитуд косинусной A_k и синусной B_k составляющих для правильного определения четверти тригонометрического круга, в котором располагается фаза.

Периодическая последовательность косинусоидальных импульсов

$\Theta G := 60 \qquad \Theta := \Theta G \cdot \frac{\pi}{180} \qquad \Theta = 1.047 \qquad AM := 1 \qquad N := 10$

$$F(x) := AM \cdot \left[\frac{(\cos(x) - \cos(\Theta))}{1 - \cos(\Theta)}\right]$$

$$\Phi(x) := \begin{cases} AM \cdot \left[\frac{(\cos(x) - \cos(\Theta))}{1 - \cos(\Theta)}\right] & \text{if } |x| \le \Theta \\ 0 & \text{if } \Theta < |x| \le \pi \end{cases}$$

$$k := 0..N$$

$$A_k := \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \Phi(x) \cdot \cos(k \cdot x)\, dx \qquad A_0 := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \Phi(x)\, dx$$

$$AD_k := 20 \cdot \log\left(\frac{|A_k|}{A_1}\right)$$

A =

k	A_k
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	$5.012 \cdot 10^{-3}$

AD =

k	AD_k
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

Рис. 3.5

Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

$\alpha := 0.1 \qquad N := 20 \qquad AM := 1 \qquad b := 0.5 \cdot \pi \cdot \alpha \qquad b = 0.157$

$$F(x) := AM \cdot \mathrm{sign}\left(\cos\left(\frac{x}{\alpha}\right)\right) \qquad \Phi(x) := \begin{cases} AM & \text{if } |x| \le \alpha \cdot \pi \\ 0 & \text{if } \alpha \cdot \pi < |x| \le \pi \end{cases}$$

$$k := 0..N$$

$$A_k := \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \Phi(x) \cdot \cos(k \cdot x)\, dx \qquad A_0 := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \Phi(x)\, dx$$

$$AD_k := 20 \cdot \log\left(\frac{|A_k|}{A_1}\right)$$

A =

0.1
0.197
0.187
0.172
0.151
0.127
0.101
0.074
0.047
0.022
$1.768 \cdot 10^{-8}$
-0.018

AD =

-5.877
0
-0.435
-1.182
-2.278
-3.779
-5.798
-8.54
-12.475
-19.084
-140.926
-20.83

Рис. 3.6

Периодическая последовательность треугольных импульсов

$\alpha := 0.5 \qquad N := 15 \qquad AM := 1$

$$F(x) := \begin{cases} 0 \text{ if } x < 0 \\ \left(\dfrac{AM}{2\cdot\pi\cdot\alpha}\right)\cdot x \text{ if } 0 \le x \le 2\cdot\pi\cdot\alpha \\ 0 \text{ if } x > 2\cdot\pi\cdot\alpha \end{cases}$$

$$\Phi(x) := \begin{cases} \left(\dfrac{AM}{2\cdot\pi\cdot\alpha}\right)\cdot x \text{ if } |x| \le 2\cdot\pi\cdot\alpha \\ 0 \text{ if } x > 2\cdot\pi\cdot\alpha \end{cases}$$

$k := 0..N$

$$A_k := \frac{1}{\pi}\cdot\int_0^{2\cdot\pi}\Phi(x)\cdot\cos(k\cdot x)\,dx \qquad A_0 := \frac{1}{2\cdot\pi}\cdot\int_0^{2\cdot\pi}\Phi(x)\,dx$$

$$B_k := \frac{1}{\pi}\cdot\int_0^{2\cdot\pi}\Phi(x)\cdot\sin(k\cdot x)\,dx \qquad C_k := \sqrt{(A_k)^2 + (B_k)^2} \qquad \Psi_k := \left(\frac{180}{\pi}\right)\cdot \operatorname{atan}\left(\frac{B_k}{A_k}\right)$$

A=

	0
0	0.25
1	-0.203
2	0
3	0.023
4	0
5	$-8.106\cdot10^{-3}$
6	0
7	$-4.136\cdot10^{-3}$
8	0
9	$-2.502\cdot10^{-3}$
10	0
11	$-1.675\cdot10^{-3}$
12	0

B =

	0
0	0
1	0.318
2	-0.159
3	0.106
4	-0.08
5	0.064
6	-0.053
7	0.045
8	-0.04
9	0.035
10	-0.032
11	0.029
12	-0.027

C =

	0
0	0.25
1	0.377
2	0.159
3	0.108
4	0.08
5	0.064
6	0.053
7	0.046
8	0.04
9	0.035
10	0.032
11	0.029
12	0.027

Ψ =

	0
0	0
1	-57.518
2	-90
3	-78.019
4	90
5	-82.744
6	-90
7	-84.803
8	90
9	-85.954
10	90
11	-86.688
12	-90

Рис. 3.7

Периодическая последовательность импульсов произвольной формы

$$IMP := \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 30 & 0.25 \\ 60 & 0.7 \\ 90 & 0.78 \\ 120 & 0.2 \\ 150 & 0.05 \\ 180 & 0 \\ 225 & 0 \\ 270 & 0 \\ 315 & 0 \\ 360 & 0 \end{pmatrix}$$

$$N := 5$$

$$X := IMP^{\langle 0 \rangle} \qquad Y := IMP^{\langle 1 \rangle}$$

$$W := cspline(X, Y) \qquad Z(x) := interp(W, X, Y, x)$$

$$k := 0..N$$

$$A_k := \frac{1}{180} \cdot \int_0^{360} Z(x) \cdot \cos\left(k \cdot x \cdot \frac{\pi}{180}\right) dx \qquad A_0 := \frac{1}{360} \cdot \int_0^{360} Z(x)\, dx$$

$$B_k := \frac{1}{180} \cdot \int_0^{360} Z(x) \cdot \sin\left(k \cdot x \cdot \frac{\pi}{180}\right) dx \qquad \psi_k := \frac{180}{\pi} \cdot atan\left(\frac{B_k}{A_k}\right)$$

$$C_k := \sqrt{\left[(A_k)^2 + (B_k)^2\right]}$$

$$A = \begin{pmatrix} 0.165 \\ 0.071 \\ -0.181 \\ -0.082 \\ 0.028 \\ 8.888 \times 10^{-3} \end{pmatrix} \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0.285 \\ 0.1 \\ -0.079 \\ -0.044 \\ 0.017 \end{pmatrix} \quad C = \begin{pmatrix} 0.165 \\ 0.293 \\ 0.206 \\ 0.114 \\ 0.052 \\ 0.019 \end{pmatrix} \quad \psi = \begin{pmatrix} 0 \\ 75.996 \\ -28.858 \\ 44.111 \\ -57.654 \\ 62.508 \end{pmatrix}$$

Рис. 3.8

Рис. 3.9

Спектры, рассчитанные по программам (рис. 3.5 – 3.8), являются линейчатыми: спектральные составляющие в них следуют с интервалом $\omega_1 = 2\pi/T$ или $F = 1/T$. Такой спектр для прямоугольных импульсов (рис. 3.4,*б*), рассчитанный по программе (рис. 3.6) при $\alpha = 0{,}1$, построен на рис. 3.9.

При прямоугольных импульсах спектральные составляющие можно вычислить также по формуле, взяв интеграл для коэффициента a_k в (3.3):

$$A_k = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} \Phi(\omega_1 t)\cos(k\omega_1 t)d\omega_1 t = \frac{2}{\pi}\int_0^{\alpha\pi} AM\cos(k\omega_1 t)d\omega_1 t = \\ = \frac{2AM}{\pi k}\sin(k\omega_1 t)\Big|_0^{\alpha\pi} = \frac{2AM}{\pi k}\sin(\pi k\tau/T). \qquad (3.5)$$

Согласно (3.5) при $k = n/\alpha$, где n – целое число, гармоники с круговой частотой

$$\omega_k = k\omega_1 = k\frac{2\pi}{T} = \frac{n}{\alpha}\frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi n}{\tau}$$

или частотой

$$f_k = \frac{n}{\tau}\ .$$

имеют значение амплитуды $A_k = 0$.

При $k = 1$ и $\alpha = \tau/T \ll 1$ амплитуда первой гармоники $A_1 = 2AM\alpha$.

По аналогии с представленными программами (рис. 3.5 – 3.8) можно составить программы по расчету гармоник и при любых дру-

гих формах импульса. В программе следует изменить только запись исходной функции $\Phi(\omega_1 t)$, определяющей импульс.

Таким образом, детерминированный, периодический сигнал (рис. 3.3) может быть описан функцией (3.2) (временной подход) или представлен в виде линейчатого спектра (рис. 3.9) (спектральный подход).

На примере ряда Фурье обсудим проблему ортогональности базисных функций, исходя из понятий энергии сигнала и его мгновенной и средней мощности. Пусть $\Phi(t) = u(t)$ есть функция, описывающая напряжение сигнала за время $t_0 \le t \le t_k$. Тогда мгновенная мощность при активной нагрузке в 1 Ом

$$p(t) = u^2(t). \tag{3.6}$$

Энергия, выделяемая за интервал времени $T = t_k - t_0$, с учетом (3.6)

$$W = \int_{t_0}^{t_k} p(t)dt = \int_{t_0}^{t_k} u^2(t)dt, \tag{3.7}$$

средняя мощность

$$P_{cp} = \frac{W}{T} = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_k} u^2(t)dt. \tag{3.8}$$

Приложим к нагрузке 1 Ом два сигнала с напряжениями $u_1(t)$ и $u_2(t)$. Тогда для энергии согласно (3.7) получим

$$W = \int_{t_0}^{t_k} [u_1(t) + u_2(t)]^2 dt = W_1 + W_2 + W_{12}, \tag{3.9}$$

где

$$W_1 = \int_{t_0}^{t_k} [u_1(t)]^2 dt, \quad W_2 = \int_{t_0}^{t_k} [u_2(t)]^2 dt \ -$$

энергия сигналов, определяемая согласно (3.7),

$$W_{12} = 2\int_{t_0}^{t_k} u_1(t)u_2(t)dt \ - \tag{3.10}$$

дополнительная энергия от одновременного действия двух сигналов, которую назовем взаимной.

Для средней мощности при двух сигналах согласно (3.8) имеем

$$P_{ср} = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_k}[u_1(t)+u_2(t)]^2 dt = P_{1ср} + P_{2ср} + P_{12ср}, \qquad (3.11)$$

где

$$P_{1ср} = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_k}[u_1(t)]^2 dt, \quad P_{2ср} = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_k}[u_2(t)]^2 dt \; -$$

средняя мощность сигналов, определяемая согласно (3.8),

$$P_{12ср} = \frac{2}{T}\int_{t_0}^{t_k} u_1(t)u_2(t)dt \; - \qquad (3.12)$$

есть дополнительная средняя мощность от одновременного действия двух сигналов, которую назовем взаимной средней мощностью.

Два сигнала являются ортогональными, если их взаимная энергия $W_{12} = 0$ и взаимная средняя мощность $P_{12ср} = 0$. С учетом (3.10) и (3.12) при конечном значении интервала T условие ортогональности для двух сигналов примет вид

$$\int_{t_0}^{t_k} u_1(t)u_2(t)dt = 0. \qquad (3.13)$$

Рассмотрим несколько типовых случаев, связанных с ортогональностью сигналов.

Первый случай. Два сигнала разнесены во времени (рис. 3.10). Такие сигналы согласно (3.13) всегда ортогональны вне зависимос-

Рис. 3.10

ти от их вида.

Второй случай. Два синусоидальных сигнала с равными частотами и амплитудами, но с разными начальными фазами:

$$u_1(t) = U_0\sin(\omega t + \varphi_1) \quad \text{и} \quad u_2(t) = U_0\sin(\omega t + \varphi_2).$$

Средние мощности в интервале времени в один период T согласно (3.11) и (3.12) получим:

$$P_{1ср} = \frac{1}{T}\int_0^T U_0^2\sin^2(\omega t + \varphi_1)dt = \frac{U_0^2}{2} \quad ,$$

$$P_{2ср} = \frac{1}{T}\int_0^T U_0^2\sin^2(\omega t + \varphi_2)dt = \frac{U_0^2}{2} \quad ,$$

$$P_{12ср} = \frac{1}{T}\int_0^T U_0^2\sin(\omega t + \varphi_1)\sin(\omega t + \varphi_2)dt = \frac{U_0^2}{2}\cos(\Delta\varphi) \quad ,$$

где $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ – разность начальных фаз.

Условие ортогональности $P_{12ср} = 0$ двух синусоидальных сигналов равной частоты выполняется только при разности их начальных фаз $\Delta\varphi = 90^\circ$. Следовательно, сигналы $u_1 = U_0\sin\omega t$ и $u_2 = U_0\cos\omega t$ ортогональны.

Третий случай. Два синусоидальных сигнала с разными частотами

$$u_1(t) = U_0\sin(k\omega t) \quad \text{и} \quad u_2(t) = U_0\sin(n\omega t),$$

где k, n – целые числа, $k \neq n$, $\omega = 2\pi / T$.

Для взаимной средней мощности согласно (3.12) получим

$$P_{12ср} = \frac{1}{T}\int_0^T U_1U_2\sin(k\omega t)\sin(n\omega t)dt = 0 \ .$$

Точно такой же результат получается при замене синусных функций на косинусные при $k \neq n$.

Определим среднюю мощность сигнала (3.8), представленного в виде ряда Фурье (3.3), за период колебаний T:

$$\frac{1}{T}\int_0^T [u(t)]^2 dt = \frac{1}{T}\int_0^T \left[a_0 + \sum_{k=1}^{\infty}\left(a_k\cos k\omega t + b_k\sin k\omega t\right)\right]^2 dt \ .$$

После интегрирования правой части этого равенства с учетом рассмотренных выше частных случаев придем к записи, называемой равенством Парсеваля [37]:

$$\frac{1}{T}\int_0^T [u(t)]^2 dt = a_0^2 + \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{\infty}\left(a_k^2 + b_k^2\right).$$

С учетом выражения для квадрата амплитуд в (3.4) $(C_k)^2 = (a_k)^2 + (b_k)^2$ и (3.8) вместо последнего равенства запишем

$$P_{\text{ср}} = P_0 + \sum_{k=1}^{\infty} P_{k\text{ср}}, \qquad (3.14)$$

где $P_0 = a_0^2$ – мощность, определяемая постоянной составляющей; $P_{k\text{ср}} = 0{,}5\ C_k^2$ – мощность k-ой гармоники.

Согласно (3.14) получен очень важный результат: средняя мощность периодического сигнала $P_{\text{ср}}$ за период T равна мощности, определяемой постоянной составляющей, и сумме средних мощностей всех спектральных составляющих $P_{k\text{ср}}$. Выражение (3.14) можно назвать условием баланса мощностей сигнала при его определении с помощью двух методов – временного и спектрального. Этот результат является следствием ортогональности базисных функций. Как показано выше, лежащие в основе ряда Фурье синусные и косинусные базисные функции

$$1, \cos(\omega t), \sin(\omega t), \cos(2\omega t), \sin(2\omega t), \cos(3\omega t), \sin(3\omega t) \ldots,$$

являясь ортогональными, отвечают требованию баланса мощностей.

В общем случае условие ортогональности (3.13) для последовательности базисных функций $\psi_0(t)$, $\psi_1(t)$, $\psi_2(t)$, $\psi_3(t)$... записывается в виде

$$\int_{t_0}^{t_k} \Psi_k(t)\Psi_m(t)dt = \begin{cases} 0 & \text{при } k \neq m, \\ A_k & \text{при } k = m. \end{cases} \qquad (3.15)$$

При нормировании ортогональные функции называются ортонормированными, для них $A_k = 1$.

3.3. Одиночный импульс и интеграл Фурье

Анализ одиночного импульса позволяет определить спектр разнообразных сигналов, что имеет исключительно важное значение

в радиотехнике. Перейти от периодической функции к одиночному импульсу можно путем увеличения периода T. При этом промежутки между отдельными спектральными составляющими $\Delta f = 1/T$ будут уменьшаться, что позволяет определять спектральные составляющие с помощью выражения

$$C_k = S(\omega_k)\Delta f = S(\omega_k)\Delta\omega/2\pi,$$

где $S(\omega_k)$ называется спектральной плотностью, размерность которой есть В/Гц.

Подставив последнее выражение в (3.4), преобразуем ряд Фурье в комплексной форме к виду

$$\Phi(t) = \frac{1}{2\pi}\sum_{k=-\infty}^{\infty} S(\omega_k)\exp(jk\,\omega_1 t)\,\Delta\omega \ .$$

В пределе при периоде $T \to \infty$ и частоте $\omega_1 = 2\pi/T \to 0$ дискретные значения частоты $\omega_k = k\omega_1$ заменяются на непрерывную величину ω, а сумма ряда Фурье, записанного в комплексной форме, – на интеграл

$$\Phi(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{-j\omega t}d\omega. \qquad (3.16)$$

Входящая в (3.16) функция есть спектральная плотность

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty}\Phi(t)e^{-j\omega t}dt. \qquad (3.17)$$

Интегралы (3.16) и (3.17) называются соответственно обратным и прямым преобразованием Фурье. Одним из условий их применимости является абсолютная интегрируемость модуля функции $\Phi(t)$ в интервале $-\infty < t < \infty$, т.е. выполнение неравенства

$$\int_{-\infty}^{\infty}|\Phi(t)|dt < \infty .$$

Поясним физический смысл приведенных выражений прямого и обратного преобразований Фурье. Согласно (3.16) одиночный импульс произвольной формы, описываемый вещественной функцией $\Phi(t)$, 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 df, а амплитуда составляющей $S(\omega)df$, где $S(\omega)$ есть спектральная плотность размерностью В/Гц. Поскольку $S(\omega)$ есть непрерывная функция, то спектр одиночного импульса является сплошным.

Представив подынтегральную функцию в (3.17) в виде

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

запишем комплексное выражение (3.17) для спектральной плотности в форме

$$S(\omega) = A(\omega) - jB(\omega) = |S(\omega)|e^{j\varphi(\omega)}, \tag{3.18}$$

где

$$A(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t)\cos(\omega t)dt, \tag{3.19}$$

$$B(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t)\sin(\omega t)dt. \tag{3.20}$$

Модуль и фаза спектральной плотности

$$|S(\omega)| = \sqrt{A(\omega)^2 + B(\omega)^2}, \tag{3.21}$$

$$\varphi(\omega) = -\mathrm{arctg}[B(\omega)/A\omega] \tag{3.22}$$

Выражение (3.21), являющееся четной функцией ω, определяет сплошной амплитудный спектр одиночного импульса, выражение (3.22), являющееся нечетной функцией ω – фазовый спектр того же импульса.

С учетом (3.18) преобразуем комплексную функцию (3.16) к виду

$$\begin{aligned}\Phi(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}|S(\omega)|\cos(\omega t + \varphi(\omega))d\omega + \\ + j\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}|S(\omega)|\sin(\omega t + \varphi(\omega))d\omega.\end{aligned} \tag{3.23}$$

Из четности модуля (3.21) и нечетности фазы (3.22) следует, что подынтегральная функция в 1-м интеграле выражения (3.23) – четная, во 2-м – нечетная. Следовательно, 2-й интеграл с учетом пре-

делов интегрирования равен 0 и поэтому (3.23) приводится к более удобному для расчетов виду:

$$\Phi(t) = 2\int_0^{\infty} |S(f)| \cos(2\pi f t + \varphi(f)) df. \qquad (3.24)$$

При четной функции $\Phi(t)$ (рис. 3.11,*а,г,д*), т.е. при $\Phi(t) = \Phi(-t)$, мнимая составляющая спектральной функции (3.20) $B(\omega) = 0$ и поэтому $S(\omega) = A(\omega)$, а выражение (3.24) принимает вид

$$\Phi(t) = 2\int_0^{\infty} S(f) \cos(2\pi f t) d f , \qquad (3.25)$$

где

$$S(f) = A(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t) \cos(2\pi f t) d t \qquad (3.26)$$

действительная часть (3.19) спектральной функции.

Таким образом, обратное (3.16) и прямое (3.17) преобразования Фурье заменяются на два последних выражения, более удобных для вычислений.

При частоте $f = 0$ из (3.17) и (3.26) получим

$$S(0) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t) dt ,$$

позволяющее по «площади импульса» быстро определить центральное значение амплитуды спектральной плотности.

Определим энергию одиночного импульса, исходя из спектрального и временного представлений сигнала. При нагрузке 1 Ом соответственно запишем

$$W_1 = \int_{-\infty}^{\infty} [S(f)]^2 df = 2\int_0^{\infty} [S(f)]^2 df \quad \text{и} \quad W_2 = \int_0^{\tau} [\Phi(t)]^2 dt .$$

Значения энергии, полученные по обоим методам – спектральному и временному – должны быть равны: $W_1 = W_2$. Однако, поскольку полоса пропускания цепи всегда ограничена, то в первом случае следует записать

$$W_1 = \int_{-f_V}^{f_V} [S(f)]^2 df = 2\int_{0}^{f_V} [S(f)]^2 df,$$

где f_V – верхняя частота полосы пропускания, и соответственно получить $W_1 < W_2$.

Введем параметр $K_W = W_1 / W_2 < 1$, который назовем коэффициентом уменьшения энергии импульса по причине ограниченной полосы пропускания цепи. При этом можно решить и обратную задачу: исходя из допустимой величины коэффициента K_W, следует определить минимально возможное значение частоты f_V. В приводимых ниже программах принято значение $K_W = 0{,}95$, для которого определено значение f_V. Очевидно, что в зависимости от формы импульса при одном и том же значении K_W могут быть получены различные величины f_V.

Обратим внимание, что спектральная функция одиночного импульса, являясь «математическим» спектром, согласно (3.17) и (3.26) рассчитывается в пределах $-\infty < f < \infty$, т.е. в области как положительных, так и отрицательных значений частоты. При переходе к «физическому» спектру, используя свойство четности спектральной функции, пределы интегрирования следует заменить на 0 и ∞, а сам интеграл удвоить. Такой операции перехода от двустороннего «математического» к одностороннему «физическому» спектру соответствуют интегралы (3.24), (3.25), а также выражение по определению параметра W_1.

Рассмотрим пять примеров по определению спектральной плотности одиночного импульса: прямоугольной, треугольной, трапецеидальной, косинусоидальной и на основе экспоненциальной функции (рис. 3.11).

Все приводимые ниже программы (рис. 3.12 – 3.17) по определению спектральной плотности одиночных импульсов, составленные с помощью пакета программ Mathcad, имеют следующие общие черты:

– в их основе лежат выражения (3.19)–(3.26);

– длительность одиночного импульса $\Phi(t)$ равна τ, вне импульса функция $\Phi(t) = 0$. Поэтому бесконечные пределы интегрирования в (3.19)–(3.26) заменяются на конечные величины;

– размерность величин при расчете следующая: при значении τ и временного интервала T в секундах частота f в герцах, при τ в миллисекундах f в килогерцах, при τ в микросекундах f в мегагерцах;

Рис. 3.11

– значения спектральной плотности вычисляются 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 $N = 200...500$;

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

– коэффициент уменьшения энергии импульса по причине ограниченной полосы пропускания K_W обозначается как K_W, верхняя частота полосы пропускания f_v – как fv;

Одиночный импульс прямоугольной формы (рис. 3.12)

$fh := -50 \qquad \tau := 0.1 \qquad AM := 1$

$DF := 0.5 \qquad N := 200$

$$\Phi(t) := \begin{cases} AM & \text{if } 0 \le |t| \le 0.5 \cdot \tau \\ 0 & \text{if } |t| > 0.5 \cdot \tau \end{cases}$$

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

$$A_n := \int_{-0.5\cdot\tau}^{0.5\cdot\tau} \Phi(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t)\, dt \qquad C_n := (|A_n|)$$

$fv := 20 \qquad V := cspline(f, C) \qquad S(x) := interp(V, f, C, x)$

$$W1 := \int_{-fv}^{fv} (S(x))^2\, dx \qquad W2 := \int_{-0.5\cdot\tau}^{0.5\cdot\tau} (\Phi(t))^2\, dt$$

$$W1 = 0.095 \qquad W2 = 0.1 \qquad KW := \frac{W1}{W2} \qquad KW = 0.95$$

Рис. 3.12

Результаты расчета по программе (рис. 3.13)
***а*) при $\tau = 0{,}05$; *б*) при $\tau = 0{,}1$; *в*) при $\tau = 0{,}5$**

Рис. 3.13

Одиночный импульс треугольной формы (рис. 3.14)

$fh := -50 \quad \tau := 0.1 \quad H := 100 \quad y(t) := H \cdot t$

$DF := 0.2 \quad N := 500$

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

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

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

$$B_n := \int_0^{\tau} \Phi(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t)\, dt \qquad C_n := \sqrt{(A_n)^2 + (B_n)^2}$$

$fv := 30 \qquad V := \text{cspline}(f, C) \qquad S(x) := \text{interp}(V, f, C, x)$

$$W1 := \int_{-fv}^{fv} (S(x))^2\, dx \qquad W2 := \int_0^{\tau} (\Phi(t))^2\, dt$$

$$W1 = 3.165 \qquad W2 = 3.333 \qquad KW := \frac{W1}{W2} \qquad KW = 0.95$$

Рис. 3.14

Одиночный импульс трапецеидальной формы (рис. 3.15)

$fh := -50 \qquad \tau := 0.1 \qquad a := 0.02 \qquad b := 0.08$

$AM := 1 \qquad DF := 0.5 \qquad N := 200$

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

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

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

$$B_n := \int_0^{\tau} \Phi(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t)\, dt \qquad C_n := \sqrt{(A_n)^2 + (B_n)^2}$$

$fv := 10 \qquad V := cspline(f, C) \qquad S(x) := interp(V, f, C, x)$

$$W1 := \int_{-fv}^{fv} (S(x))^2\, dx \qquad W2 := \int_0^{\tau} (\Phi(t))^2\, dt$$

$W1 = 0.07 \qquad W2 = 0.073 \qquad KW := \frac{W1}{W2} \qquad KW = 0.956$

Рис. 3.15

Одиночный импульс косинусоидальной формы (рис. 3.16)

$fh := -50 \qquad T := 0.2 \qquad \tau := 0.1$

$AM := 1 \qquad DF := 0.2 \qquad N := 500 \qquad \omega := 2 \cdot \frac{\pi}{T}$

$$\Phi(t) := \begin{cases} \left[\left[AM \cdot \frac{(\cos(\omega \cdot t) - \cos(\omega \cdot \tau))}{1 - \cos(\omega \cdot \tau)}\right]\right] & \text{if } -0.5 \cdot \tau \le t \le 0.5 \cdot \tau \\ 0 \ \text{ if } |t| > 0.5 \cdot \tau \end{cases}$$

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

$$A_n := \int_{-0.5\cdot\tau}^{0.5\cdot\tau} \Phi(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t)\, dt \qquad C_n := |A_n|$$

$fv := 9 \qquad V := cspline(f, C) \qquad S(x) := interp(V, f, C, x)$

$$W1 := \int_{-fv}^{fv} (S(x))^2\, dx \qquad W2 := \int_{-0.5\cdot\tau}^{0.5\cdot\tau} (\Phi(t))^2\, dt$$

$W1 = 0.066 \qquad W2 = 0.069 \qquad KW := \frac{W1}{W2} \qquad KW = 0.959$

Рис. 3.16

Одиночный гауссовский импульс (рис. 3.17)

$fh := -25 \qquad T := 1 \qquad \beta := 200 \qquad M := 2$

$AM := 1 \qquad DF := 0.25 \qquad N := 200$

$$\Phi(t) := \begin{cases} AM \cdot e^{-\beta \cdot (|t|)^M} & \text{if } -T \le t \le T \\ 0 & \text{if } |t| > T \end{cases}$$

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

$$A_n := \int_{-T}^{T} \Phi(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t)\, dt \qquad C_n := |A_n|$$

$fv := 4.5 \qquad V := cspline(f, C) \qquad S(x) := interp(V, f, C, x)$

$$W1 := \int_{-fv}^{fv} (S(x))^2\, dx \qquad W2 := \int_{-T}^{T} (\Phi(t))^2\, dt$$

$W1 = 0.085 \qquad W2 = 0.089 \qquad KW := \frac{W1}{W2} \qquad KW = 0.954$

Рис. 3.17

– во всех программах сначала представлены исходные параметры и функция $\Phi(t)$. Затем согласно (3.19)–(3.21) рассчитываются зависимости $A(\omega)$, $B(\omega)$ и $S(\omega)$. Далее строится график спектральной плотности $S(\omega)$ по N точкам и при необходимости заполняется таблица с рассчитанными значениями. В случае симметричного импульса относительно оси абсцисс (рис. 3.11*а,г,д*) функция $B(\omega) = 0$ не рассчитывается. Исходя из выбранного значения fv , рассчитывается коэффициент KW. Различие в приводимых программах состоит только в разной записи исходной функции $\Phi(t)$, описывающей одиночный импульс.

В случае прямоугольного симметричного импульса (рис. 3.11,*а*) выражение для спектральной плотности (3.26) легко найти аналитическим путем:

$$S(f) = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A_m \cos(2\pi f t) = A_m \frac{\sin(2\pi f t)}{2\pi f}\Bigg|_{-\tau/2}^{\tau/2} = A_m \frac{\sin(\pi f \tau)}{\pi f}, \qquad (3.27)$$

где A_m – амплитуда, τ – длительность импульса (рис. 3.11,*а*).

При частоте $f = 0$ из (3.27) имеем $S(0) = \tau \cdot A_m$.

Установим связь между сплошным спектром одиночного импульса и линейчатым спектром периодического сигнала, составленного из таких одиночных импульсов. Для упрощения анализа выберем импульс симметричной формы, описываемый четной функцией $\Phi(t)$ (рис. 3.18).

Рис. 3.18

Согласно (3.3) при четной функции Ф(t) для спектральной составляющей с частотой $k\omega_1$ периодической последовательности импульсов, представляемой в виде ряда Фурье, запишем

$$A_k = \frac{4}{T}\int_0^{0,5\tau} \Phi(t)\cos(k\omega_1 t)\,dt.$$

Согласно интегралу Фурье (3.26) для спектральной плотности одиночного импульса на той же частоте $\omega = k\omega_1$ имеем

$$S_k = 2\int_0^{0,5\tau} \Phi(t)\cos(k\omega_1 t)\,dt.$$

Из сравнения полученных выражений следует:

$$A_k = \frac{2}{T}S_k = 2f_1 S_k.$$

Последнее выражение позволяет сделать такой вывод: по форме оба спектра совпадают, причем огибающая линейчатого спектра с точностью до постоянного множителя, равного $2/T$, повторяет сплошной спектр. Этот вывод справедлив и для импульсов несимметричной формы, что подтверждают результаты проведенных расчетов и построенных на их основании графиков (рис. 3.12–3.17) .

В зависимости от формы импульса его энергия сосредоточена в более узкой или более широкой полосе частот. При этом ширину математического спектра $\Delta f_{сп}$ можно количественно определять с помощью введенного выше коэффициента уменьшения энергии импульса $K_W = W_1/W_2<1$ по причине ограниченной полосы пропускания цепи. Связь между длительностью одиночного импульса τ и шириной его физического спектра Δf определяет равенство $\Delta f\tau$ = const, где $\Delta f = 0{,}5\Delta f_{сп}$. Из последнего равенства следует известный вывод о том, что чем короче по времени импульс (отдельный или периодически повторяющийся), тем больше ширина спектра. При $\tau \to 0$ ширина спектра $\Delta f \to \infty$.

Произведение $\Delta f\tau$ зависит от выбранного значения K_W и вида импульса. Так, для прямоугольного импульса при $K_W = 0{,}9$ имеем $\Delta f\tau = 1$.

Из (3.17) следует, что амплитуда основного лепестка спектра одиночного импульса равна так называемой площади импульса:

$$S_0 = S(0) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t)dt .$$

Для прямоугольного одиночного импульса $S_0 = AM\tau$, где AM – амплитуда импульса (рис. 3.11). Размытость спектра, характеризуемая количеством «лепестков» и их амплитудой (см. рис. 3.12–3.17), зависит от формы импульса.

При крутых фронтах импульса (прямоугольный импульс) эти «лепестки» значительны, при пологих фронтах (трапецеидальный и косинусоидалный импульсы) они уменьшаются, при гладких фронтах (гауссов импульс) – сходят на нет.

Все сказанное следует учитывать при построении радиотехнической 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 такие формы сигнала, у которых спектр излучения по возможности сжат. Сужение ширины спектра излучения сигнала необходимо также в рамках проблемы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств.

В другом случае, например, в широкополосных системах радиосвязи, спектр сигнала должен быть, наоборот, по возможности «размыт» в широкой полосе частот и поэтому следует выбирать сигнал, имеющий расширенный спектр излучения (ниже эта проблема будет рассмотрена подробнее).

С помощью компьютерной программы можно определить спектральную плотность импульса любой сложной формы, что недоступно аналитическим методам анализа.

3.4. Спектры радиоимпульсов

Радиоимпульсом называется высокочастотный сигнал, промодулированный одиночным импульсом. Согласно этому определению радиоимпульс $\Phi(t)$ формируется путем перемножения одиночного импульса $\Psi(t)$, называемого видеоимпульсом, и гармонического колебания $\cos(\omega_0 t)$: $\Phi(t) = \Psi(t)\cos(\omega_0 t)$.

Графики прямоугольного и гауссова видеоимпульсов и образованных на их основе радиоимпульсов приведены на рис. 3.19.

Рис. 3.19

Согласно (3.26) для спектральной функции прямоугольного радиоимпульса получим

$$S_P(f) = AM \int_{-0,5\tau}^{0,5\tau} \cos(2\pi f_0 t)\cos(2\pi f t)dt =$$

$$= AM\left(\frac{\sin(\pi(f_0 - f)\tau)}{2\pi(f_0 - f)} + \frac{\sin(\pi(f_0 + f)\tau)}{2\pi(f_0 + f)}\right) \quad при\ f \neq |f_0|, \qquad (3.28)$$

$$S_P(f) = 0{,}5\,AM\tau \quad при \quad f = f_0 \ и \ f = -f_0 \ ,$$

где AM, τ – амплитуда и длительность импульса, f_0–частота несущих колебаний.

Пример графика спектральной функции прямоугольного радиоимпульса (3.28) при $AM = 1$, $\tau = 0{,}1$ и $f_0 = 100$ построен на рис. 3.20. Там же для сравнения построен график спектральной функции (3.27) соответствующего ему видеоимпульса (на обоих графиках x есть частота f) .Сравнительный анализ функций (3.27) и (3.28) и построенных на их основании графиков приводит к заключению: при одинаковой амплитуде и длительности импульса и выполнении условия $f_0\tau >> 1$ спектр радиоимпульса идентичен спектру видеоимпульса, но меньше по амплитуде в 2 раза и смещен вправо и влево от оси ординат на величину f_0. Следовательно, спектры радиоимпульса и видеоимпульса при $f_0\tau >> 1$ связаны соотношением:

Рис. 3.20

$$S_P(f) = \frac{1}{2} S(|f| - f_0).$$

Таким образом, из спектра видеоимпульса образуются две копии, смещенные на $\pm f_0$, представляющие собой спектр радиоимпульса.

При увеличении длительности импульса τ спектральная функция в окрестности частот f_0 и $-f_0$ сжимается, а амплитуда спектра на этих частотах возрастает согласно (3.20) (третья спектрограмма).

$fh := 50 \qquad \tau := 0.1 \qquad AM := 1 \qquad c := 0.03$

$f := 100 \qquad DF := 0.5 \qquad N := 200 \qquad S := \dfrac{AM}{0.5\cdot\tau - c}$

$$\Phi(t) := \begin{cases} (t + 0.5\cdot\tau)\cdot S\cdot\cos(2\cdot\pi\cdot f\cdot t) & \text{if } -(0.5\cdot\tau) \le t \le -c \\ AM\cdot\cos(2\cdot\pi\cdot f\cdot t) & \text{if } -c < t < c \\ (-t + 0.5\cdot\tau)\cdot S\cdot\cos(2\cdot\pi\cdot f\cdot t) & \text{if } c \le t \le 0.5\cdot\tau \\ 0 & \text{if } |t| > 0.5\cdot\tau \end{cases}$$

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

$$A_n := \int_{-0.5\cdot\tau}^{0.5\cdot\tau} \Phi(t)\cdot\cos(2\cdot\pi\cdot f_n\cdot t)\,dt \qquad C_n := |A_n|$$

а)

$fh := 50 \qquad T := 0.1 \qquad AM := 1 \qquad \beta := 800$

$f0 := 100 \qquad DF := 0.5 \qquad N := 200$

$$\Phi(t) := \begin{cases} \left(AM\cdot\exp(-\beta\cdot t^2)\cdot\cos(2\cdot\pi\cdot f0\cdot t)\right) & \text{if } |t| \le T \\ 0 & \text{if } |t| > T \end{cases}$$

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

$$A_n := \int_{-T}^{T} \Phi(t)\cdot\cos(2\cdot\pi\cdot f_n\cdot t)\,dt \qquad C_n := |A_n|$$

б)

Рис. 3.21

При $\tau \to \infty$ ширина спектра на частотах f_0 и $-f_0$ стремится к 0 и в пределе спектр вырождается в два единичных или дельта-импульса (см. § 3.6). При уменьшении частоты заполнения импульса и нарушении условия $f_0\tau >> 1$ каждая из половин спектра радиоимпульса становится асимметричной, что следует из рассмотрения рис. 3.20, на котором построен модуль спектра при АМ = 1, $\tau = 0{,}1$ и $f_0 = 20$ (нижняя спектрограмма).

В случае видеоимпульса $\Psi(t)$ не прямоугольной, а более сложной формы и невозможности найти интеграл (3.26) в виде функции спектр радиоимпульса рассчитывают путем численного интегрирования по программе. Для трапецеидального и гауссова импульсов такие программы по расчету спектральной функции при $f > 0$ представлены на рис. 3.21. По аналогичным программам можно рассчитать спектральную функцию радиоимпульса при любой сложной форме образующего его видеоимпульса.

3.5. Синтез сигналов

С помощью ряда (3.3) и интегралов Фурье (3.16), (3.17) можно осуществлять не только анализ спектрального состава сигнала, заданного функцией времени $\Phi(t)$, но и решать обратную задачу , связанную с синтезом сигнала при известном его спектральном составе $S(f)$. Пример такой программы по синтезу импульса пилообразной формы, заданного в виде укороченного ряда Фурье (3.3) при числе гармоник $N = 6$, приведен на рис. 3.22.

В программе (рис. 3.22) в 1-й столбец матрицы исходных данных записываются значения амплитуды косинусной A_k, а во 2-й – синусной B_k составляющей синтезируемого импульса. Результат синтеза в виде графика функции $\Phi(t)$ приведен на том же рис. 3.22. Для сравнения там же построен график исходного пилообразного импульса $F(x)$. Чем больше членов ряда удерживается при синтезе, тем ближе график полученной функции $\Phi(t)$ приближается к своему прообразу.

Обратимся теперь к синтезу сигнала с помощью обратного интегрального преобразования Фурье (3.25). Спектр сигнала любого импульса теоретически бесконечен, а полоса пропускания любой электрической цепи ограничена в частотном диапазоне. Поэтому большой практический интерес представляет задача по синтезу сигнала, спектр которого ограничен по частоте.

Такая программа по синтезу прямоугольного импульса с помощью интеграла (3.25) представлена на рис. 3.23,*а*.

$$U := \begin{pmatrix} 0.25 & 0 \\ -0.203 & 0.318 \\ 0 & -0.159 \\ -0.023 & 0.106 \\ 0 & -0.08 \\ -0.008 & 0.064 \\ 0 & -0.053 \end{pmatrix} \qquad \alpha := 0.5 \qquad AM := 1$$

$$F(x) := \begin{cases} 0 \text{ if } x < 0 \\ \left(\dfrac{AM}{2 \cdot \pi \cdot \alpha}\right) \cdot x \text{ if } 0 \le x \le 2 \cdot \pi \cdot \alpha \\ 0 \text{ if } x > 2 \cdot \pi \cdot \alpha \end{cases}$$

$$A := U^{\langle 0 \rangle} \qquad B := U^{\langle 1 \rangle}$$

$$\Phi(t) := \sum_{k=0}^{6} \left(A_k \cdot \cos(k \cdot t) + B_k \cdot \sin(k \cdot t)\right)$$

Рис. 3.22

Сначала рассчитывается теоретический спектр сигнала $S(f)$ согласно (3.27), а затем сам сигнал $\Phi(t)$ при укороченном спектре. Результаты расчета по данной программе при длительности импульса $\tau = 1$ мс и разных значениях верхней частоты укороченного спектра $fv = 2$, 5, 10 и 20 кГц приведены на рис. 3.23,*б*.

Из графиков на рис. 3.23 видно, что чем шире частотный спектр, тем ближе синтезированный импульс приближается к своему прообразу.

По аналогии с программами, представленными на рис. 3.22 и 3.23, можно синтезировать сигналы и при других видах укороченного спектра.

3.6. Тестовые сигналы

Для определения временных и частотных характеристик разнообразных радиоэлектронных цепей и устройств используются определенные тестовые сигналы. Разный отклик цепи на одни и те же тестовые сигналы позволяет провести их анализ и сравнение.

$AM := 1 \quad \tau := 1 \quad N := 200 \quad fv := 10$

$$S(f) := AM \cdot \left(\frac{\sin(\pi \cdot f \cdot \tau)}{\pi \cdot f} \right)$$

$k := 0..N \qquad t_k := -1 + 0.01 \cdot k$

$$\Phi_k := 2 \cdot \int_0^{fv} S(f) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_k)\, df$$

а)

б)

Рис. 3.23

Как указывалось выше, к числу общих тестовых сигналов относятся синусоидальный, двухчастотный, единичной функции (скачка), единичного импульса и в форме прямоугольных импульсов одинаковой длительности (меандров) (см. рис. 3.2). Рассмотрим более подробно перечисленные тестовые сигналы общего применения.

Синусоидальный сигнал $u(t) = U\sin(\omega t)$ применяется для определения амплитудно- и фазо-частотных характеристик устройств.

При анализе линейных цепей операционным методом используется преобразование Лапласа-Карсона, согласно которому изображение оригинала $\Phi(t)$ (функция $\Phi(t) = 0$ при $t < 0$) имеет вид [37]

$$\Psi(p) = p\int_0^\infty e^{-pt}\Phi(t)dt \ . \qquad (3.29)$$

Согласно (3.29) для изображения синусоидального сигнала получим

$$\Psi(p) = U\frac{\omega p}{p^2+\omega^2} \ . \qquad (3.30)$$

Двухчастотный синусоидальный сигнал, используемый при спектральном анализе нелинейных цепей.

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 (см. § 9.3). Тестовым сигналом при таком методе может являться двухчастотный сигнал, позволяющий получить комбинационный спектр выходного сигнала и дать количественную оценку нелинейным свойствам анализируемого устройства. Этот метод анализа находит широкое применение в современной радиотехнике и поэтому подробно рассмотрим структуру самого тестового двухчастотного сигнала, который представим в виде суммы двух синусоидальных сигналов:

$$u(t) = U_1\sin(2\pi f_1 t) + U_2\sin(2\pi(f_1+F)t) = A(t)\sin(2\pi f_1 t + \theta(t)) \ , \qquad (3.31)$$

где $A(t)$ – амплитуда; F – разность между частотами; $\Theta(t)$ – фаза суммарного сигнала.

Из (3.31) получим для амплитуды и фазы двухчастотного сигнала

$$A(t) = U_1\sqrt{1+q^2+2q\cos(2\pi F t)}; \tag{3.32}$$

$$\Theta(t) = \operatorname{arctg}\frac{q\sin(2\pi Ft)}{1+q\cos(2\pi Ft)} \tag{3.33}$$

где $q = U_2/U_1$ – отношение амплитуд сигналов.

Мгновенная частота сигнала $\omega(t) = \omega_1 + \Delta\omega(t)$, где $\Delta\omega(t)$ – девиация частоты, определяемая как отклонение мгновенной частоты суммарного сигнала от частоты несущих колебаний ω_1.

Путем дифференцирования фазы по времени для девиации мгновенной частоты сигнала имеем

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\Theta(t)}{dt} = 2\pi F\frac{q^2+q\cos(2\pi Ft)}{1+q^2+2q\cos(2\pi Ft)}. \tag{3.34}$$

При $q = 1$ выражение (3.31) принимает вид

$$u_{вх}(t) = 2U_1\cos(\pi F t)\sin(2\pi(f_1+0{,}5F)t). \tag{3.35}$$

Согласно (3.33)–(3.34) двухчастотный сигнал есть сигнал с амплитудной и фазовой модуляциями. Программа по расчету амплитуды $A(t)$, фазы $\Theta(t)$ и девиации мгновенной частоты $\Phi(t) = \Delta f(t)/F$ двухчастотного сигнала приведена на рис. 3.24.

Результаты расчета по программе в виде графиков для двух случаев – при $q = 0{,}8$ и $0{,}99$ – приведены на рис. 3.25, 3.26. Из них

$$U1 := 1 \qquad f1 := 5 \qquad q := 0.99 \qquad F := 0.2$$

$$u(t) := U1\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f1\cdot t) + q\cdot U1\cdot\sin[2\cdot\pi\cdot(f1+F)\cdot t]$$

$$s(t) := \sin(2\cdot\pi\cdot F\cdot t) \qquad c(t) := \cos(2\cdot\pi\cdot F\cdot t)$$

$$A(t) := U1\cdot\sqrt{1+q^2+2\cdot q\cdot c(t)}$$

$$\Theta(t) := \operatorname{atan}\left(q\cdot\frac{s(t)}{1+q\cdot c(t)}\right)$$

$$\Phi(t) := \frac{q^2+q\cdot c(t)}{1+q^2+2\cdot q\cdot c(t)}$$

Рис. 3.24

Рис. 3.25

Рис. 3.26

следует, что фаза суммарного колебания $\Theta(t)$ в течение одного периода колебаний с разностной частотой F меняет знак. При $q = 1$ фаза меняется по пилообразному закону со скачком, равным π, а глубина амплитудной модуляции составляет 100%.

Рассмотрим изменение девиации мгновенной частоты сигнала (3.34). Графики нормированной функции $\Phi(t) = \Delta f(t)/F$ построены на рис. 3.27,*а* (сплошная линия при $q = 0{,}9$, пунктирная при $q = 0{,}8$). Из графиков следует, что функция $|\Delta f(t)|$ имеет максимум посредине периода колебаний с разностной частотой F при скачке фазы. Величина этого максимума, как следует из (3.34)

$$|\Delta f| = Fq/(1-q)\,. \qquad (3.36)$$

График нормированной функции (3.36) построен на рис. 3.27,*б*. До значения $q = 0{,}5$ мгновенная частота сигнала меняется сравнительно плавно. При $q = 0{,}5$ значение максимума девиации частоты

Рис. 3.27

$|\Delta f| = F$, при $q > 0{,}5$ значение $|\Delta f| > F$. При $q \to 1$ значение $|\Delta f| \to \infty$ (рис. 3.27,*б*). При значении q, близким к 1, т.е. при равных амплитудах сигналов, ввиду резкого изменения закона изменения фазы сигнала в зависимости для мгновенной частоты, являющейся производной от фазы, появляются острые импульсы.

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 рассматривается в § 4.3.

Единичная функция – скачок напряжения (рис. 3.28).

$$\left.\begin{aligned} 1(t) &= 1 \quad \text{при} \quad t \geq 0 \\ 1(t) &= 0 \quad \text{при} \quad t \leq 0 \end{aligned}\right\} \qquad (3.37)$$

Изображение единичной функции согласно (3.29) $\psi(p) = 1$. Спектральная функция для всех частот ω кроме $\omega = 0$, $S(\omega) = 1/j\omega$. При $\omega = 0$ функция $S(0)$ равняется $\delta(t)$ – дельте-функции.

Единичный импульс, или дельта-функция. Амплитуда единичного импульса $A = \infty$, длительность $\tau \to 0$, площадь импульса $S = A\tau = 1$. Единичный импульс представляет собой производную от единичной функции:

$$\delta(t) = \frac{d1(t)}{dt}. \qquad (3.38)$$

Изображение единичного импульса согласно (3.29) $\psi(p) = p$.

Изображения единичного импульса и единичной функции связаны соотношением $\delta(p) = p1(p)$. Как следует из анализа спектральной функции прямоугольного импульса, при длительности $\tau \to 0$ ширина спектра $\Delta f \to \infty$. Поэтому спектральная функция единичного импульса $S(\omega) = 1$ на всех частотах.

Рис. 3.28

Последовательность импульсов прямоугольной формы одинаковой длительности – меандр. Такая последовательность может быть описана с помощью функций Радемахера [37]:

$$R_n(x) = \text{sign}\,[\sin(2^n \pi x)],\ -1/2 \le x \le 1/2, \qquad (3.39)$$

где $x = t/T$ – нормированное время, T – интервал определения функции, $n = 1, 2, 3 \ldots$ – целое число, определяющее порядок функции;

$$\text{sign}(x) = \frac{|x|}{x} = \begin{cases} -1 \text{ при } x < 0 \\ 1 \text{ при } x > 0 \end{cases} \text{ – сигнум-функция}.$$

У функций Радемахера интервал определения $[-1/2 \le x \le 1/2]$ распадается на 2^n равных участков, в каждом из которых функция принимает попеременно значения –1 и +1, а на концах участков равна 0. Любые две функции Радемахера ортогональны между собой (см. § 3.2). Графики функций Радемахера четырех первых порядков приведены на рис. 3.29.

Рис. 3.29

3.7. Дискретизация сигнала и интерполяция функций

Практически любое сообщение является в определенной степени избыточным. Поэтому стремление передать по каналу связи возможно больший объем информации приводит к необходимости избавления от этой избыточности с дальнейшим возможно полным восстановлением сигнала на приемном конце.

Рассмотрим следующий пример. Пусть по каналу связи следует передать аналоговое сообщение $y(x)$, график которого изображен на рис. 3.30,*а*. Если этот сигнал передавать непрерывно, то канал

связи будет занят все время и другие сообщения по нему передавать нельзя. Поэтому для экономии объема передаваемого сообщения целесообразно придерживаться такой стратегии: выберем на графике (рис. 3.30,*а*) некоторое число так называемых узловых точек, определим для них значения функции y_0, y_1, y_2, y_3,..., y_n , и только их передадим по каналу связи (рис. 3.30,*б*). На приемном конце, пользуясь известными в математике правилами интерполяции функции по ее значениям в узловых точках [37], по ряду принятых дискретных значений функции y_k восстановим с определенной точностью исходное аналоговое сообщение. Восстановленное сообщение $Z(x)$ в точности совпадает с исходным $y(x)$ в узловых точках и несколько отличается при промежуточных значениях x (рис. 3.30,*в*). Таким образом, дискретизация сигнала при передаче с дальнейшим восстановлением при приеме позволяет разгрузить канал связи и повысить его пропускную способность.

В этой связи остановимся более подробно на проблеме интерполяции, позволяющей по дискретным значениям функции в узловых точках с высокой точностью восстанавливать в целом исходный сигнал.

Обозначим исходную функцию как $y(x)$, а функцию, полученную в результате интерполяции, называемую интерполяционным многочленом, как Z(x), для которого запишем:

$$Z(x) = y_0 L_0(x) + y_1 L_1(x) + y_2 L_2(x) + \ldots + y_n L_n(x) \ , \qquad (3.40)$$

где функции $L_0(x)$, $L_1(x)$, $L_2(x)$,...,$L_n(x)$ обладают таким свойством:

$$L_i(x_i) = 1 \quad \text{и} \quad L_i(x_k) = 0 \quad \text{при} \quad i \neq k \ , \qquad (3.41)$$

в результате чего в узловых точках значения интерполяционного многочлена в точности совпадают с исходной функцией

$$Z(x_i) = y(x_i), \qquad (3.42)$$

где $i = 0,1,2,3,\ldots,n$, а в промежутках могут несколько отличаться друг от друга.

Пример таких функций $y(x)$ и $Z(x)$, удовлетворяющих условию (3.42), представлен в рассмотренном примере на рис. 3.30,*в*, где графики функций совпадают в узловых точках с координатами $x = 0, 1, 2,\ldots,7$.

Интерполяция характеризуется интервалом $w = (x_n - x_0)$, числом узловых точек N на этом интервале, шагом между соседними узловыми точками $\Delta = w/N$, временем счета и точностью интерполяции,

Рис. 3.30

т.е. максимальным расхождением между исходной $y(x)$ и восстановленной $Z(x)$ функциями. Интерполяция на значительных интервалах при большом количестве узловых точек приводит к существенному увеличению времени счета. Вместе с тем уменьшение числа узловых точек и связанное с этим увеличение шага между ними снижает точность восстановления исходной функции. Для преодоления этого противоречия между временем счета и точностью расчетов применяют сплайн-интерполяцию. Сущность по-

следней состоит в делении общего интервала на участки, внутри которых интерполяция проводится по относительно небольшому числу точек с малым шагом, после чего производится «сшивание» результатов расчета на месте стыка участков.

Известно несколько форм интерполяционных многочленов. Наиболее известным среди них является формула Лагранжа:

$$Z(x)=\frac{(x-x_1)(x-x_2).....(x-x_n)}{(x_0-x_1)(x_0-x_2).....(x_0-x_n)}y_0+$$
$$+\frac{(x-x_0)(x-x_2).....(x-x_n)}{(x_1-x_0)(x_1-x_2).....(x_1-x_n)}y_1+...$$
$$....+\frac{(x-x_0)(x-x_1).....(x-x_{n-1})}{(x_n-x_0)(x_n-x_1).....(x_n-x_{n-1})}y_n\,. \qquad (3.43)$$

Из (3.43) получим $Z(x_0) = y_0$, $Z(x_1) = y_1$, $Z(x_2) = y_2,\ldots,Z(x_n) = y_n$, т.е. в узловых точках исходная функция $y(x)$ и восстановленная функция $Z(x)$ имеют одинаковые значения, а между узловыми точками несколько расходятся. Таким образом, формула Лагранжа удовлетворяет условиям (3.41) и (3.42) по интерполяции функций.

В основе другой интерполяционной формулы лежит функция типа $\sin x/x$, а сам интерполяционный многочлен имеет вид

$$Z(x)=\sum_{i=0}^{n} y_i L_i(x)\,, \qquad (3.44)$$

где

$$L_i(x)=\frac{\sin\left(\pi(\frac{x}{\Delta}-i)\right)}{\pi(\frac{x}{\Delta}-i)}=\frac{\sin(\omega(x-i\Delta))}{\omega(x-i\Delta)}\,, \qquad (3.45)$$

Δ – шаг дискретизации (рис. 3.30), $\omega = \pi/\Delta$, i – порядковый номер шага.

Графики функции (3.45) при $i = 0, 1, 2, 3$ построены на рис. 3.31. Из этих графиков следует, что интерполяционный многочлен (3.45) отвечает условиям интерполяции (3.41) и (3.42).

Составим программу по интерполяции непрерывной функции любого вида, заданной графически или в табличной форме (рис. 3.32). Используем в этой программе два способа интерполяции функции. В основу первого способа положим сплайновую интерпо-

Рис. 3.31

ляцию, предоставляемую математическим пакетом программ Mathcad (функции ***cspline*** и ***interp***), в основу второго – интерполяционный многочлен (3.44).

$$U := \begin{pmatrix} 0 & 5 \\ 1 & 10 \\ 2 & 22 \\ 3 & 8 \\ 4 & -10 \\ .... & .... \\ 35 & 7 \end{pmatrix} \qquad N := 35 \qquad \Delta := 1 \qquad \omega := \frac{\pi}{\Delta}$$

$$X := U^{\langle 0 \rangle} \qquad Y := U^{\langle 1 \rangle}$$

1 method

$$Q := \mathrm{cspline}(X, Y) \qquad Z1(x) := \mathrm{interp}(Q, X, Y, x)$$

2 method

$$Z2(x) := \sum_{k=0}^{N} Y_k \cdot \frac{\sin[\omega \cdot (x - k \cdot \Delta)]}{[\omega \cdot (x - k \cdot \Delta)]}$$

Рис. 3.32

В примере расчета, показанном на рис. 3.32, за узловые выбраны точки, в которых функция резко меняет свой характер. К таким точкам относятся все локальные экстремумы, в которых производная функции $dy/dt = 0$. Значения функции в этих узловых точках y_0, y_1, y_2, y_3,..., y_n сведем в матрицу исходных данных U. В программе Δ – шаг дискретизации, $\omega = \pi/\Delta$, N – число шагов.

Другой пример расчета по этой программе приведен на рис. 3.33.Здесь в качестве исходной принята функция $y(t) = \cos(\omega t)$ с шагом дискретизации $\Delta = 1$ или $\omega = \pi$, т.е. передаются только значения функции, равные +1 и –1 .

Два примера расчета, приведенные на рис. 3.32 и 3.33, свидетельствуют о том, что оба выбранные метода интерполяции (с помощью функций ***cspline – interp*** и **sinx/x**) позволяют восстановить исходную функцию по ряду ее дискретных значений. Точность совпадения результатов интерполяции по обоим методам, как следует из сравнения графиков, приведенных на рис. 3.32 и 3.33, вполне удовлетворительная.

3.8. Сигналы с ограниченным спектром и теорема Котельникова

Все реальные сигналы, пропущенные через электрические цепи с максимальной частотой полосы пропускания $F_в$, имеют ограниченный спектр с верхней частотой, не превышающей это значение. По отношению к таким сигналам с ограниченным спектром справедлива следующая теорема В.А. Котельникова, называемая также теоремой отсчетов.

Функцию $y(t)$, описывающую непрерывный сигнал и состоящую из колебаний с частотами от 0 до $F_в$, можно передавать с любой точностью при помощи чисел, следующих друг за другом через $(1/2F_в)$с [9]. В этой формулировке предполагается односторонний спектр сигнала. Согласно теореме отсчетов сигнал можно представить в виде ряда

$$y(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} y_i \frac{\sin(\omega_в (t - iT))}{\omega_в (t - iT)} , \qquad (3.46)$$

где $\omega_в = 2\pi F_в = \pi/T$ – высшая круговая частота в спектре сигнала; $T = 1/2F_в$ – шаг дискретизации Δ по времени; i – порядковый номер шага; y_0, y_1, y_2, y_3,..., y_n – значения функции в точках дискретизации (рис. 3.30).

$$U := \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -1 \\ 2 & 1 \\ 3 & -1 \\ 4 & 1 \\ \ldots & \ldots \\ 15 & -1 \end{pmatrix} \qquad N := 15 \qquad \Delta := 1 \qquad \omega := \frac{\pi}{\Delta}$$

$$X := U^{\langle 0 \rangle} \qquad Y := U^{\langle 1 \rangle}$$

$Q := \mathrm{cspline}(X, Y) \qquad Z1(x) := \mathrm{interp}(Q, X, Y, x)$

$$Z2(x) := \sum_{k=0}^{N} Y_k \cdot \frac{\sin[\omega \cdot (x - k \cdot \Delta)]}{[\omega \cdot (x - k \cdot \Delta)]}$$

Рис. 3.33

Согласно (3.46) сигнал $y(t)$ для всех t однозначно определяется своими выборочными значениями $y(t_i)$ в точках, разделенных промежутками $T = 1/2F_в$.

Ряд (3.46) отличается от ранее рассмотренного ряда (3.44) числом членов: в одном случае их число ограничено, в другом – бесконечно.

При ограниченном числе членов ряда восстановленная функция $Z(t)$ будет несколько отличаться от исходной $y(t)$. Однако, как показано выше (рис. 3.32, 3.33), даже при ограниченном числе членов ряда с помощью (3.44) можно с удовлетворительной степенью точности проводить интерполяцию функций. Это утверждение относится и к выражению (3.46).

Второй пример по дискретизации и дальнейшему восстановлению синусоидального сигнала (рис. 3.33) подтверждает справедливость теоремы отсчетов о выборе шага дискретизации, равным $T = 1/2F_в$.

Теорема В.А. Котельникова имеет исключительно важное прикладное значение для цифровых систем радиосвязи при передаче телеметрических, речевых, факсимильных, телевизионных и иных сообщений, преобразуемых из аналоговой в цифровую форму. Структура устройства по дискретизации аналогового сигнала имеет вид, показанный на рис. 3.34.

Рис. 3.34

На приемном конце линии радиосвязи из принятого высокочастотного сигнала извлекается сообщение в дискретной форме, преобразуемое затем при необходимости в аналоговую форму. В простейшем случае такое преобразование может осуществляться с помощью фильтра нижних частот с полосой пропускания $F_в$, в более сложном – с помощью микропроцессора в соответствии с алгоритмом, составленным на основании теоремы отсчетов (3.46).

3.9. Корреляционная функция детерминированного сигнала

Одним из часто применяемых способов оптимальной линейной обработки сигнала является корреляционный метод, анализируемый ниже в § 18.4. При этом методе сравниваются два сигнала, один из которых смещен по отношению ко второму на время τ. Общая структурная схема такого взаимодействия двух сигналов приведена на рис. 3.35.

Рис. 3.35

Схема рис. 3.35 содержит перемножитель двух колебаний, линию задержки *ЛЗ* с регулируемым временем задержки сигнала τ и интегратор. В случае сравнения двух одинаковых периодических сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t) = u_1(t - \tau)$ время сравнения устанавливается равным периоду колебаний T, а сигнал на выходе схемы определяется выражением

$$U_{\text{вых}}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T u_1(t)u_2(t-\tau)dt \ . \qquad (3.47)$$

Функция (3.47) называется автокорреляционной (АКФ) периодического сигнала или просто корреляционной. Рассмотрим несколько типовых примеров определения корреляционной функции одиночного импульса и периодического сигнала с периодом T.

Пример 3.1. Найдем корреляционную функцию синусоидального сигнала с периодом $T = 2\pi/\omega$. Согласно (3.47) запишем

$$R(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T U\sin(\omega t+\varphi)\times U\sin[\omega(t-\tau)+\varphi]dt =$$

$$= \frac{U^2}{2T}\int_0^T [\cos\omega\tau - \cos(2\omega t - \omega\tau + 2\varphi)]dt.$$

После взятия интеграла получим

$$R(\tau) = 0{,}5U^2 \cos(\omega\tau) \qquad (3.48)$$

Корреляционная функция синусоидального сигнала согласно (3.48) не зависит от начальной фазы; при $\tau = 0$ функция $R(0) = 0{,}5U^2$, т. е. равна средней мощности гармонического колебания амплитудой U при нагрузке 1 Ом.

Пример 3.2. Рассчитаем корреляционную функцию прямоугольного импульса $u(t)$ длительностью T, называемого видеоимпульсом. Программа и пример расчета по ней корреляционной функции $R(\tau)$, представленной в виде численного ряда S_k, приведены на рис. 3.36. В итоге вычислений получим такой результат: корреляционная функция $R(\tau)$ имеет вид треугольника с основанием $2T$.

Пример 3.3. Рассчитаем корреляционную функцию треугольного импульса $u(t)$ длительностью T. Программа и пример расчета по ней корреляционной функции $R(\tau)$, представленной в виде численного ряда S_k, приведены на рис. 3.37. В итоге вычислений получим такой результат: корреляционная функция $R(\tau)$ имеет вид, близкий к треугольнику с основанием $2T$.

Пример 3.4. Рассчитаем корреляционную функцию радиоимпульса $u(t)$. Программа и пример расчета по ней корреляционной функции $R(\tau)$, представленной в виде численного ряда S_k, приведены на рис. 3.38. В итоге вычислений получим такой результат: корреляционная функция $R(\tau)$ с основанием $2T$ имеет вид треугольника, заполненного высокочастотным сигналом.

Анализ формулы (3.47) и рассмотренных примеров позволяет сделать следующие выводы относительно корреляционной функции $R(\tau)$ периодического сигнала:

– функция симметрична относительно оси ординат, т.е. $R(\tau) = R(-\tau)$,

– функция имеет максимум при $\tau = 0$,

– основание функции равно $2T$,

– при $\tau = 0$ значение корреляционной функции $R(0)$ равно средней мощности периодического колебания $u(t)$ при нагрузке 1 Ом,

– корреляционную функцию можно рассматривать как зависимость средней мощности двух периодических сигналов от времени сдвига τ между оригиналом $u(t)$ и его копией $u(t - \tau)$. Последнее свойство корреляционной функции используется при анализе сигнала на фоне помех (см. § 15.5).

$U := 1 \qquad T := 10 \qquad \Delta T := 0.1$

$$u(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } t < 0 \\ U & \text{if } 0 \le t \le T \\ 0 & \text{if } t > T \end{cases}$$

$k := 0..200 \qquad \tau_k := -T + \Delta T \cdot k$

$$S_k := \left(\frac{1}{T}\right) \cdot \int_0^T u(t) \cdot u(t + \tau_k)\, dt$$

Рис. 3.36

$U := 0.1 \qquad T := 10 \qquad \Delta T := 0.1$

$$u(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } t < 0 \\ U \cdot t & \text{if } 0 \le t \le T \\ 0 & \text{if } t > T \end{cases}$$

$k := 0..200 \qquad \tau_k := -T + \Delta T \cdot k$

$$S_k := \left(\frac{1}{T}\right) \cdot \int_0^T u(t) \cdot u(t + \tau_k)\, dt$$

Рис. 3.37

$U := 1 \quad T := 10 \quad F := 1 \quad T1 := 11 \quad \Delta T := 0.1$

$$u(t) := \begin{cases} 0 \text{ if } t < 0 \\ U \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F \cdot t) \text{ if } 0 \le t \le T \\ 0 \text{ if } t > T \end{cases}$$

$k := 0..220 \qquad \tau_k := -T1 + \Delta T \cdot k$

$$S_k := \left(\frac{1}{T}\right) \cdot \int_0^T u(t) \cdot u(t + \tau_k)\, dt$$

Рис. 3.38

3.10. Преобразования сигналов

Разнообразные процессы, протекающие в цепях и радиоэлектронных устройствах, непосредственно связаны с преобразованием сигналов. Эти преобразования можно разделить на шесть основных групп. К 1-й группе отнесем преобразования, приводящие к изменению частоты и фазы сигнала, ко 2-й – его мощности, к 3-й – связанные с модуляцией, к 4-й – с фильтрацией, к 5-й – с демодуляцией. Особую, 6-ю группу составляют преобразования, связанные с обработкой сигнала и носящие комплексный характер. Часть из названных преобразований связана с прохождением сигнала

через линейные цепи, другие – осуществляются с помощью нелинейных цепей.

Кратко рассмотрим содержание перечисленных групп преобразований сигналов, а более подробный анализ проведем в последующих разделах.

Изменение частоты сигнала: ее 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

$$u_3 = U_0 \sin(\omega t / n);$$

где n – целое число.

Пусть имеется два исходных синусоидальных сигнала:

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

При их преобразовании получим сумму или разность частот:

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

Изменение мощности сигнала: увеличение, суммирование и деление. В усилителях осуществляется увеличение мощности сигнала. При входной мощности сигнала $P_{вх}$ его выходная мощность становится равной $P_{вых} > P_{вх}$. Такое увеличение мощности достигается за счет преобразования мощности источника постоянного тока P_0 в мощность высокочастотных колебаний (рис. 3.39,*а*). Кроме того, возможно суммирование мощностей N одинаковых сигналов или деление мощности сигнала в N раз (рис. 3.39,*б,в*).

Модуляция состоит в управлении одним или несколькими параметрами колебания высокой частоты в соответствии с законом передаваемого сообщения. В цифровых системах перед модуляцией сообщение кодируют (см. рис. 1.3).Сигналы и их спектры при разных видах модуляции рассматриваются в гл.4.

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

Рис. 3.39

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. 8).

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

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

На выходе цепи необходимо получить только полезный сигнал с амплитудной модуляцией $u_{вых}(t) = U_0\ (1 + m\sin\Omega t)\ \sin\omega t$, «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. 3.40.

Демодуляция сигнала. Демодуляция сигнала есть процесс, в определенном смысле противоположный модуляции и состоящий в выделении принятого сообщения из модулированных колебаний. Для решения этой задачи сначала модулированный сигнал детектируют, а затем фильтруют и при необходимости декодируют.

Обработка сигнала. Из-за помех, действующих на радиоприемное устройство, невозможно получить абсолютно точное соответствие между переданным и принятым сообщением. Поэтому при приеме радиосигналов необходимо принимать во внимание одновременное воздействие на радиоприемное устройство полезного сигнала и помехи и создавать условия по возможному уменьшению действия последней, снижающей получение достоверной информации.

Рис. 3.40

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 ста тысяч переданных бит один может быть ошибочным. При передаче речевой информации качество принятого сообщения оценивается по его разборчивости, т. е. по количеству 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 – $(P_с/P_п)_{кон}$.

С учетом сказанного сущность обработки аналогового сигнала состоит в получении требуемого отношения мощностей сигнала и помехи на выходе радиоприемного устройства $(P_с/P_п)_{кон}$ или необходимого значения иного критерия при заданном отношении мощностей тех же сигналов на входе. $(P_с/P_п)_{вх}$. При одинаковых условиях работы метод обработки аналогового сигнала, дающий максимальное значение $(P_с/P_п)_{кон}$, называется оптимальным.

При обработке цифровых сигналов необходимо стремиться к снижению вероятности ложного приема битовой информации. В этом случае оптимальным является метод обработки, дающий при одинаковых условиях минимальное значение вероятности ошибки принятого символа.

Обработка сигнала может производиться как в цепях линейного,

так и нелинейного типа, носить комплексный характер и объединяться с такими операциями как демодуляция, фильтрация, ограничение амплитуды, задержка по времени, интегрирование и другими преобразованиями сигнала. Проблема обработки сигналов обсуждается в гл. 18.

Рассмотренные преобразования сопровождаются разнообразными математическими операциями с сигналами: их суммированием, вычитанием, умножением, делением, возведением в степень, дифференцированием и интегрированием, и соответствующим изменением спектров вновь образованных сигналов. Так, при дифференцировании или интегрировании сигнала $u_1(t)$ происходит трансформация его спектра $S_1(\omega)$ в спектр $S_2(\omega)$ вновь полученного сигнала $u_2(t)$. При взаимодействии сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ образуется сигнал $u(t)$, спектр которого $S(\omega)$ в некоторых случаях можно определить через спектры $S_1(\omega)$ и $S_2(\omega)$ исходных сигналов. В этой связи приведем теоремы, позволяющие определить спектр результирующего сигнала через спектры исходных сигналов [7]. Все приводимые ниже выражения можно получить согласно следующим теоремам операционного исчисления на основе преобразования Лапласа, устанавливающим соответствие между операциями над оригиналами $\Phi(t)$ и операциями над их изображениями $\Psi(p)$: запаздывания, дифференцирования оригинала, интегрирования оригинала, линейности, преобразования произведения и свертывания [37]. При переходе от теорем операционного исчисления к теоремам спектров следует комплексную переменную $p = \sigma + j\omega$ заменить на $j\omega$.

При сдвиге сигнала $u_1(t)$ на время τ образуется сигнал $u_2(t) = u_1(t-\tau)$, спектр которого $S_2(\omega) = S_1(\omega)\exp(-j\omega\tau)$.

При дифференцировании сигнала $u_1(t)$ спектр сигнала

$$u_2(t) = \frac{du_1}{dt}$$

есть

$$S_2(\omega) = j\omega S_1(\omega).$$

При интегрировании сигнала $u_1(t)$ спектр сигнала

$$u_2(t) = \int_{-\infty}^{t} u_1(t)\,dt$$

есть

$$S_2(\omega) = \frac{1}{j\omega} S_1(\omega) .$$

Последнее выражение имеет физический смысл только при $\omega > 0$. При $\omega = 0$ оно справедливо только для сигналов, имеющих значение функции

$$S_1(0) = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(t)\,dt = 0 .$$

Спектр суммы двух сигналов $u(t) = u_1(t) + u_2(t)$

$$S(\omega) = S_1(\omega) + S_2(\omega).$$

Спектр произведения двух сигналов $u(t) = u_1(t) \cdot u_2(t)$ определяется с помощью интеграла, называемого сверткой двух функций

$$S(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(v) S_2(\omega - v)\,dv .$$

Спектр свертки двух сигналов

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(t) u_2(t - \tau)\,d\tau$$

есть произведение спектров этих сигналов

$$S(\omega) = S_1(\omega) \times S_2(\omega).$$

Контрольные вопросы

1. Дайте определение радиосигналу.
2. Чем отличается детерминированный сигнал от случайного? С помощью каких функций определяются эти сигналы?
3. Чем отличается непрерывный сигнал от дискретного? С помощью каких функций определяются эти сигналы?
4. В чем состоит сущность спектрального представления сигналов?
5. Как происходит разложение функции в ряд Фурье?
6. В каком случае в ряде Фурье отсутствуют синусные составляющие?
7. Что такое амплитудный и что такое фазовый спектр периодической последовательности импульсов?
8. Составьте программу по разложению в ряд Фурье периодической последовательности импульсов экспоненциальной формы.
9. Рассчитайте и постройте амплитудные спектры периодической по-

следовательности прямоугольных импульсов: а) при длительности импульса 1 мкс и периоде повторения 1с; б) при длительности импульса 1 мс и частоте повторения 1 Гц.

10. Какие сигналы называются ортогональными? Приведите примеры таких сигналов.

11. Как определяется средняя мощность сигнала при временном и спектральном методах их описания?

12. Что означает понятие «базисная функция»? Какие функции могут являться базисными?

13. Напишите выражения для прямого и обратного преобразования Фурье.

14. Составьте программу по определению спектральной плотности для двух импульсов прямоугольной формы.

15. Как связаны спектры периодического сигнала и одиночного импульса?

16. Составьте программу по синтезу импульса треугольной формы при учете пяти гармоник.

17. В чем состоит сущность интерполяции функций?

18. Проведите интерполяцию функции с использованием формулы, содержащей члены типа $\sin(x)/x$.

19. В чем состоит сущность теоремы Котельникова? Как эта теорема связана с интерполяцией функции?

20. Перечислите и приведите графики основных типов тестовых сигналов.

Глава 4. Сигналы при модуляции

4.1. 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 выше частоты модулирующего сигнала.

Классификация методов модуляции возможна по трем признакам:

– в зависимости от управляемого параметра высокочастотного сигнала: амплитудная (АМ), частотная(ЧМ) и фазовая (ФМ);

– в зависимости от числа ступеней модуляции: одно-, двух-, трехступенчатая;

– в зависимости от 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.

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 следующими основными параметрами: фактором модуляции, шириной спектра, базой сигнала, уровнем вносимых искажений.

При АМ фактором модуляции является коэффициент амплитудной модуляции $m = U_м/U$, где $U_м$ – амплитуда модулирующего сигнала, U – амплитуда несущих колебаний.

При ЧМ фактором модуляции является максимальное отклонение мгновенной частоты сигнала от частоты несущих колебаний, называемое девиацией частоты $\Delta\omega_д$.

При ФМ фактором модуляции является максимальное отклонение фазы сигнала от фазы несущих колебаний, называемое девиацией фазы $\Delta\varphi_д$.

Ширина спектра модулированного высокочастотного сигнала $\Delta f_{сп}$ 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

$$B = T\,\Delta f_{сп}, \qquad (4.1)$$

где T – длительность элемента сигнала.

При передаче аналоговых сообщений верхняя частота его спектра F связана с параметром T, трактуемым как время интервала отсчета, соотношением $T = 1/2F$ и поэтому (4.1) принимает вид:

$$B = \Delta f_{сп}/2F. \qquad (4.2)$$

При передаче цифровой информации двоичным кодом, состоящим из логических 1 и 0, со скоростью V, равной количеству передаваемых элементарных посылок (бит) в секунду (бит/с = бод), величина T трактуется как длительность элементарной посылки $T = 1/V$ и поэтому (4.1) принимает вид:

$$B = \Delta f_{сп}/V. \qquad (4.3)$$

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

При амплитудной модуляции сигнал всегда является узкополосным, при частотной – в зависимости от характеризующего ее параметра девиации частоты – узко- или широкополосным. Вид модуляции и значение параметра B оказывают существенное влияние на помехоустойчивость радиотехнической системы и получение требуемого соотношения сигнал/шум в радиоприемном устройстве (см. гл. 15). Пример модулированных сигналов одинаковой мощности, но с разной шириной спектра приведен на рис. 4.1.

Рассмотрим, чем вызвана необходимость применения двухступенчатой, а в некоторых случаях даже трехступенчатой модуляции. Пусть при одной частоте несущих колебаний $f_{нес}$ требуется передавать сообщения от нескольких источников. Для возможности разделения принятых сообщений в радиоприемном устройстве поступают следующим образом. Каждое из сообщений модулирует сначала свою индивидуальную несущую, называемую в этом случае поднесущей (рис. 4.2). Далее все поднесущие с разными частотами объединяются в общий, групповой сигнал, модулирующий несущую.

Рис. 4.1

В схеме рис. 4.2 возможны разные комбинации видов модуляции, например, в 1-й ступени АМ, во 2-й – ЧМ. Модуляция при этом называется АМ–ЧМ. Возможны и такие варианты: ЧМ–ЧМ, ЧМ–ФМ и др.

При передаче дискретных сообщений применение двухступенчатой модуляции также имеет ряд достоинств (см. § 14.2).

4.2. 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

$$U_м(t) = U_м \cos \Omega t. \qquad (4.4)$$

Несущие, т.е. модулируемые колебания

Рис. 4.2

$$u(t) = U_0 \cos\omega_0 t\,, \qquad (4.5)$$

где частота несущих колебаний $\omega_0 > \Omega$ – частоты модулирующего колебания.

В результате воздействия колебания (4.4) на амплитуду несущих колебаний (4.5) получим сигнал с амплитудной модуляцией

$$u(t) = U_0(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega_0 t\,, \qquad (4.6)$$

где $m = U_м/U_0 \le 1$ – коэффициент амплитудной модуляции.

Графики трех названных колебаний приведены на рис. 4.3,*а,б,в*. Из (4.6) получим выражение

$$u(t) = U_0 \cos\omega_0 t + U_0 m \cos\Omega t \cos\omega_0 t\,,$$

которое в соответствии с формулой для произведения тригонометрических функций приведем к виду

$$u(t) = U_0\cos\omega_0 t + 0{,}5mU_0\cos(\omega_0 - \Omega)t + 0{,}5mU_0\cos(\omega_0 + \Omega)t, \qquad (4.7)$$

из которого следует, что спектр колебания при амплитудной модуляции тональным сигналом состоит из трех составляющих с частотами: ω_0 (совпадает с частотой несущей), $(\omega_0 - \Omega)$ (нижняя боковая), $(\omega_0 + \Omega)$ (верхняя боковая) (рис. 4.3,г). Амплитуда боковой составляющей $U_{бс} = 0{,}5mU_0$.

Из рис. 4.3,*г* следует, что ширина спектра АМ колебания $\Delta f_{сп} = 2F$. Следовательно, имея согласно (4.2) базу $B = 1$, сигнал при амплитудной модуляции относится к классу узкополосных.

При модуляции более сложным сообщением, занимающим спектр от $\Omega_{мин}$ до $\Omega_{макс}$ (рис. 4.4,*а*), соответственно изменится и спектр АМ колебания, представленный на рис. 4.4,*б*.

Амплитудная модуляция цифровых сообщений. Примем в качестве тестового сообщения меандровый сигнал – последовательность битов с чередующимися 1 и 0 равной длительности (рис. 4.5,*а*). В результате наложения такого меандрового сигнала на несущие колебания (4.5), получим модулированный сигнал (рис. 4.5,*б*).

Рассчитаем спектр меандра по программе, приведенной на рис. 3.6, приняв $\alpha = \tau/T = 0{,}5$. Результаты расчета представлены на рис. 4.6,*а*.

Спектральные составляющие можно также рассчитать по формуле

$$A_k = \frac{2AM}{\pi k}\left|\sin(0{,}5\pi k)\right|\,, \qquad (4.8)$$

где k – номер гармоники.

1
um(t)
0
-1
t
а)
1
un(t)
0
-1
t
а)
2
u(t)
0
-2
t
в)
U_0
0,5 mU_0
0,5 mU_0
$\omega_0 - \Omega$
ω_0
$\omega_0 + \Omega$
г)

Рис. 4.3

Рис. 4.4

Из (4.8) и результатов расчета по программе (рис. 3.6) следует, что в спектре меандра содержатся только нечетные гармоники, т.е. частотой F, $3F$, $5F$ и т.д., где $F = 1/T$.

В результате амплитудной модуляции меандром несущие колебания приобретают вид, показанный на рис. 4.5,*б*.

При частоте несущих колебаний $f_0 > 20F$ спектр модулированного сигнала подобен спектру меандра (рис. 4.6,*б*), но является почти симметричным и смещенным относительно начала координат на частоту f_0 (рис. 4.6,*в*). Амплитуда центральной спектральной составляющей в этом спектре частотой f_0 равной $0{,}5AM$, а остальные спектральные составляющие уменьшены примерно в два раза по

Рис. 4.5

Рис. 4.6

сравнению со спектром меандра (рис. 4.6,*б*) (расчет такого спектра приводится в § 4.5).

4.3. Сигнал при частотной и фазовой модуляциях аналоговых сообщений

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

$$\Theta(t) = \int_0^t \omega(t)dt \ , \tag{4.9}$$

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

При частотной модуляции (ЧМ) по закону модулирующего сигнала изменяется мгновенная частота сигнала, при фазовой (ФМ) – фаза. Поэтому при модуляции тестовым синусоидальным сигналом (4.4) при ЧМ и ФМ соответственно имеем

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_д \cos \Omega\, t \ , \tag{4.10}$$

где $\Delta\omega_д = kU_м$ – девиация частоты,

$$\Theta(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi_д \cos \Omega\, t + \Theta_0 \ , \tag{4.11}$$

где $\Delta\varphi_д = kU_м$ – девиация фазы.

Высокочастотное несущее колебание

$$u(t) = U_0\cos\Theta(t) = U_0\cos\int_0^t \omega(t)dt\ . \qquad (4.12)$$

При частотной модуляции тональным сигналом (4.4) с учетом (4.10) несущее колебание (4.5) примет вид

$$u(t) = U_0\cos(\omega_0 t + k\int_0^t U_m\cos\Omega t)dt = U_0\cos(\omega_0 t + m_ч\sin\Omega t)\ , \qquad (4.13)$$

где $m_ч = \Delta\omega_д/\Omega$ – индекс частотной модуляции.

Графики трех функций: модулирующего тонального сигнала (4.4), несущих колебаний (4.5) и сигнала при частотной модуляции (4.13) приведены на рис. 4.7,*а,б,в*.

При фазовой модуляции тональным сигналом (4.4) с учетом (4.11) несущее колебание (4.5) примет вид:

$$u(t) = U_0\cos(\omega_0 t + \Delta\varphi_д\cos\Omega\ t + \theta_0)\ , \qquad (4.14)$$

где $\Delta\varphi_д$ – девиация фазы или индекс фазовой модуляции.

Из (4.13) и (4.14) следует, что при частоте модулирующего сигнала $\Omega = const$ отличить частотную модуляцию от фазовой не представляется возможным. Это различие можно обнаружить только при изменении частоты Ω. При ЧМ согласно (4.13) девиация частоты $\Delta\omega_д = const$ при изменении частоты Ω, а девиация фазы сигнала меняется по закону $\Delta\varphi_д = \Delta\omega_д/\Omega$.

При ФМ согласно (4.14) амплитуда колебания фазы сигнала $\Delta\varphi_д = const$, а мгновенная частота сигнала меняется по закону

$$\omega(t) = \frac{d\theta}{dt} = \omega_0 - \Delta\varphi_д\Omega\sin\Omega t \qquad (4.15)$$

и, следовательно, девиация частоты пропорциональна частоте модулирующего сигнала $\Delta\omega_д = \Delta\varphi_д\ \Omega$. Это различие между ЧМ и ФМ иллюстрируется с помощью графиков рис. 4.8.

Таким образом, при обеих 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 $\Delta\omega_д$ и девиация фазы $\Delta\varphi_д$ – по-разному зависят от частоты модулирующего сигнала Ω.

Рис. 4.7

Рис. 4.8

Преобразуем выражение для ЧМ сигнала (4.13), представив его в виде суммы двух слагаемых

$$u(t) = U_0\cos(m_ч \sin\Omega t)\times\cos\omega_0 t - U_0\sin(m_ч \sin\Omega t)\times\sin\omega_0 t. \qquad (4.16)$$

Разложив периодические функции в (4.16) в ряд Фурье, получим:

$$\begin{aligned} u(t) = {} & U_0 J_0(m_ч)\cos\omega_0 t + \\ & + U_0 J_1(m_ч)[\cos(\omega_0+\Omega)t - \cos(\omega_0-\Omega)t] + \\ & + U_0 J_2(m_ч)[\cos(\omega_0+2\Omega)t + \cos(\omega_0-2\Omega)t] + \\ & + U_0 J_3(m_ч)[\cos(\omega_0+3\Omega)t - \cos(\omega_0-3\Omega)t] + \\ & + U_0 J_4(m_ч)[\cos(\omega_0+4\Omega)t + \cos(\omega_0-4\Omega)t] + \ldots, \end{aligned} \qquad (4.17)$$

где $J_n(m_ч)$ – бесселева функция 1-го рода n-го порядка от аргумента $m_ч$, n – целое число.

Пакет программ Mathcad представляет возможность путем обращения к функции J_0, J_1, J_n вычислить значения бесселевой функции 1-го рода n-го порядка при любом значении аргумента $m_ч$. Такая программа и графики бесселевой функции при n = 0...5 и $m_ч$ = = 0...20 приведены на рис. 4.9. В программе параметр $m_ч$ обозначен как x.

Согласно (4.17) спектр высокочастотного ЧМ сигнала при тональном модулирующем сигнале частотой Ω имеет бесконечное число спектральных составляющих, расположенных симметрично относительно частоты несущей через интервалы, равные Ω. Частоты этих спектральных составляющих равны $\omega_0 \pm n\Omega$, а амплитуды $U_0 \left| J_n(m_ч) \right|$. Аналогичный результат получается и при фазовой модуляции с заменой параметра $m_ч$ на $\Delta\varphi_д$.

С помощью графиков рис. 4.9 можно построить спектр ЧМ и ФМ сигнала при заданном значении $m_ч$ = x или $\Delta\varphi_д = x$. В качестве примера такие спектрограммы при $m_ч = 5$ и $m_ч = 2{,}4$ приведены на рис. 4.7,*г,д*.

$U0 := 1 \qquad m := 5 \qquad n := 6$

$$P := 0.5 \cdot U0^2 \cdot \left[(J0(m))^2 + 2 \cdot \sum_{i=1}^{n} \cdot (Jn(i,m))^2 \right] \qquad P = 0.497$$

Рис. 4.9

Следует заметить, что спектральная составляющая частотой ω_0 и несущая частотой ω_0 суть разные понятия. Так, например, при $m_ч = 2{,}4$ спектральная составляющая частотой ω_0 равна 0, но это не означает отсутствие несущей в сигнале.

Среднюю мощность ЧМ сигнала по аналогии с (3.14) с учетом (4.17) можно определить как сумму мощностей его спектральных составляющих:

$$P_{ЧМ} = 0{,}5U_0^2\left[J_0(m_ч)^2 + 2\sum_{i=1}^{n} J_i(m_ч)^2\right] . \qquad (4.18)$$

Расчеты, выполненные по программе рис. 4.9 согласно (4.18) , показывают, что не менее 99% энергии ЧМ сигнала при модуляции тональным сигналом частотой F сосредоточено в полосе $\Delta f_{СП}$ = =$2(1+m_ч)F$ и не менее 99,8% в полосе $\Delta f_{СП} = 2(2 + m_ч)F$. С помощью этих выражений и формулы (4.18) можно установить полосу пропускания высокочастотных трактов, исходя из допустимой величины потери энергии ЧМ сигнала при полной мощности, равной $0{,}5(U_0)^2$. Преимущества частотной модуляции в полной мере реализуются при $m_ч > 1$, т.е. при базе сигнала $B > 1$ (см. § 18.3).

Мгновенная частота сигнала и частотный спектр. Рассмотрим, в чем состоит различие между частотой несущих колебаний (4.5), мгновенной частотой сигнала (4.15) и частотным спектром (рис. 4.3, 4.6, 4.7). Во все эти термины входит слово «частота», за которым, однако, скрывается разное физическое содержание [10].

Особенно наглядно различие между этими понятиями проявляется при анализе частотно-модулированного сигнала. Во-первых, мгновенная частота такого сигнала согласно (4.10) меняется в пределах девиации $\pm\Delta\omega_д$, а частотный спектр, определяемый (4.17), теоретически занимает бесконечно большую полосу (рис. 4.7). Даже большая часть энергии этого спектра сосредоточена в полосе $\Delta\omega_{СП} = 2(\Delta\omega_д + \Omega)$, превышающей пределы изменения мгновенной частоты в $2\Delta\omega_д$. Во-вторых, в спектре сигнала амплитуда составляющей частотой несущих колебаний ω_0 зависит от значения индекса частотной модуляции $m_ч$ и, в частности, при $m_ч = 2{,}4$ эта амплитуда равна нулю (рис. 4.7,*д*).

Итак, при записи ЧМ сигнала в виде функции времени (4.13) $u(t) = U_0\cos(\omega_0 t + m_ч \sin\Omega t)$ и спектральном представлении того же сигнала в виде суммы гармонических колебаний (4.17) наблюдаются существенные различия. Их причина кроется в том, что при временном описании сигнала время может быть ограничено определенным конечным интервалом от 0 до t_0 . Спектральное представление сигнала, базирующееся на разложении функции в ряд Фурье (3.2), предполагает существование сигнала при бесконечных пре-

делах во времени: $-\infty < t < +\infty$. Поэтому запись сигнала в виде функции времени и спектральное представление того же сигнала являются разными описаниями одного и того же явления. Объединяет данные величины их размерность в герцах.

Характерными особенностями мгновенной частоты сигнала (4.15) являются ее зависимость от времени, единственность в данный момент времени, изменение при прохождении сигнала через линейную цепь. Характерными особенностями частотного спектра (см. рис. 4.3, 4.7) 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 ω_0.

4.4. Сигнал при частотной и фазовой модуляциях цифровых сообщений

Модуляция при передаче цифровых сообщений. При передаче цифровой кодированной информации сообщение состоит из комбинации двоичных сигналов – логических 1 и 0 (рис. 1.3,*д*, 4.10,*а*). Модуляцию несущих колебаний при цифровом сообщении называют также манипуляцией сигнала, а устройство, реализующее этот процесс, как модулятором, так и манипулятором. Кроме того, процесс манипуляции называют также телеграфным режимом работы, соответственно заменяя аббревиатуру ЧМ на ЧТ (рис. 4.10,*б*), ФМ на ФТ (рис. 4.10,*в*), АМ на АТ (рис. 4.10,*г*). Три названных метода манипуляции высокочастотного сигнала имеют разный уровень помехоустойчивости, что обсуждается в § 18.4.

Поскольку метод амплитудной манипуляции (АМ) по помехоустойчивости существенно уступает двум другим, то в современных системах радиосвязи используют, в основном, только два метода манипуляции: частотный (ЧМ) и фазовый (ФМ). Причем в качестве ФМ обычно используют ее разновидность – относительную фазовую модуляцию (ОФМ), называемую также фазоразностной. При ОФМ при передаче логической 1 фаза несущего колебания скачком изменяется на $\Delta\varphi$, например, на π, по отношению к фазе предыдущего бита, а при передаче логического 0 – фаза остается той же, что и у предыдущего бита.

Частотную манипуляцию характеризует дискрет частоты $\Delta F = F_1 - F_2$, а фазовую–девиация или дискрет фазы $\Delta\varphi$, позволяющие различать логические 1 и 0 (рис. 4,10,*б*,*в*).

Рис. 4.10

Фазовая манипуляция (ФМ). В зависимости от дискрета фазы $\Delta\varphi$ наиболее часто используются следующие разновидности ФМ, приведенные в табл. 4.1.

При бинарной ФМ возможно два значения начальной фазы сигнала: 0 или π, что позволяет различить единичный бит информации: 1 или 0.

При квадратурной модуляции возможно четыре значения начальной фазы сигнала: 0, $\pi/2$, π, $3\pi/2$ или при смещении первого значения фазы на $\pi/4$ другая комбинация: $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$. Фор-

мирование ФМ сигнала как бинарного, так квадратурного вида возможно с помощью процессора по специальной программе.

Таблица 4.1

Значение $\Delta\varphi$	Русское название	Международное название	Сокращенное название
π	Бинарная ФМ	Binary Phase Shift Keying	BP*SK*
$\pi/2$	Квадратурная ФМ	Quadrature Phase Shift Keying	QP*SK*
$\pi/2$	Квадратурная ФМ со смещенем	Offset Quadrature Phase Shift Keying	OQP*SK*

Рассчитаем спектр фазомодулированного сигнала при передаче цифрового сообщения в форме меандра, симметричного относительно оси ординат (рис. 4.11,*а*), и дискрете фазы $\Delta\varphi = \pi$.

Для фазомодулированного сигнала (рис. 4.11,*б*) имеем

$u(t) = U_m \cos(\omega t)$ при передаче логической 1 и

$u(t) = -U_m \cos(\omega t)$ при передаче логического 0,

где $\omega = 2\pi f_0 = 2\pi m F$ – частота несущих колебаний; $F = 1/T = 1/2\tau$ – частота следования импульсов; τ – длительность одного импульса; $\Omega = 2\pi F$; m – целое число.

Рис. 4.11

Разложив четную периодическую функцию $u(t)$ в ряд Фурье согласно (3.4), получим для k-й спектральной составляющей при $k \neq m$

$$A_k = U_m \frac{2}{\pi}\left(\int_0^{\pi/2} \cos(m\Omega t)\cos(k\Omega t)\, d\Omega t - \right.$$

$$\left. - \int_{\pi/2}^{\pi} \cos(m\Omega t)\cos(k\Omega t)\, d\Omega t \right) = \qquad (4.19)$$

$$= U_m \frac{2}{\pi}\left(\frac{\sin((m-k)(0{,}5\pi))}{m-k} + \frac{\sin((m+k)(0{,}5\pi))}{m+k} \right).$$

Для центральной спектральной составляющей при $k = m$ частотой $f_k = f_m = f_0 = mF$, равной частоте несущих колебаний, получим $A_m = 0$.

Программа расчета спектра высокочастотного сигнала при фазовой модуляции согласно (4.19) приведена на рис. 4.12,*а*, а спектрограмма, рассчитанная по этой программе при $m = 10$, – на рис. 4.12,*б*.

Из проведенного и других примеров расчета по программе рис. 4.12,*а* можно сделать следующие выводы:

– в спектре фазомодулированного сигнала при дискрете фазы $\Delta\varphi = \pi$ спектральная составляющая частотой несущих колебаний f_0 отсутствует;

– большая часть мощности сигнала сосредоточена в боковых спектральных составляющих частотой $(f_0 - F)$ и $(f_0 + F)$, что, в частности, предопределяет повышенную помехозащищенность сигнала при фазовой модуляции;

– при небольших значениях m спектр асимметричен, при m>100 спектр становится практически симметричным.

Частотная манипуляция (ЧМ). Применение одноступенчатой модуляции не позволяет во многих случаях реализовать преимущества ЧМ и ФМ. Это связано с тем, что в идеальном случае полоса пропускания радиоприемника должна быть равна спектру принятого сигнала. Практически это требование из-за нестабильности частоты несущей радиопередатчика и частоты гетеродина радиоприемника реализовать не удается: полосу пропускания с учетом названных нестабильностей частоты приходится расширять, что снижает помехоустойчивость. Поэтому более продуктивным оказывается двухступенчатая модуляция, при которой логические 1 и 0 модулируют сначала поднесущую сравнительно низкой частоты, а затем этой поднесущей модулируют частоту несущей радиопередатчика.

A =

1	0.013
2	0
3	-0.042
4	0
5	0.085
6	0
7	-0.175
8	0
9	0.603
10	0
11	0.667
12	0

ORIGIN := 1 U := 1 m := 10 N := 20

$$k := 1..N$$

$$A_k := U \cdot \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot \left[\frac{\sin[(m-k)\cdot 0.5\cdot\pi]}{m-k} + \frac{\sin[(m+k)\cdot 0.5\cdot\pi]}{(m+k)}\right]$$

$$A_m = 0$$

а)

б)

Рис. 4.12

Рассмотрим более подробно такой метод двухступенчатой модуляции на примере ЧМ–ЧМ, осуществляемой согласно структурной схеме, приведенной на рис. 4.13.

Рис. 4.13

В 1-й ступени модуляции логической 1 присваивается частота F_1, а логическому 0 – F_2.

Данный сигнал во 2-й ступени модулирует с девиацией $\Delta f_д$ частоту несущей радиопередатчика. В радиоприемнике такой сигнал дважды проходит процедуру демодуляции: сначала выделяется частота поднесущей, а затем – исходное цифровое сообщение – битовая последовательность (рис. 4.10,*а*). При такой двухступенчатой модуляции полосы пропускания фильтров, устанавливаемых в канале поднесущей частоты, удается сузить до ширины спектра передаваемого сообщения и тем самым повысить помехоустойчивость.

Рассмотрим, как следует выбирать частоты F_1 и F_2. Во-первых, следует обеспечить «плавный» переход, т. е. без скачка фазы, от сигнала с частотой F_1 к сигналу с частотой F_2 так, как показано на рис. 4,10,*б*. Это вызвано тем, что при скачке фазы происходит «размытие» мгновенного спектра сигнала, что снижает помехоустойчивость радиоприема и создает помехи другим системам радиосвязи. Во-вторых, значения этих частот, а точнее соотношение между ними, должно быть таково, чтобы энергетический спектр промодулированного сигнала был сконцентрирован в возможно узкой полосе или, иначе говоря, не был «размыт».

Для частот, определяющих соответственно логические 1 и 0, запишем:

для 1: $F_1 = MF_T$;

для 0: $F_2 = NF_T$,

где $F_T = 1/\tau$; τ – длительность одного бита; M, N (причем $M > N$) – числа, показывающие сколько периодов частоты поднесущей укладывается внутри элементарной посылки, т. е. внутри одного бита (рис. 4.10,*б*).

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

Можно, например, выбрать следующие значения параметров при $M = 4$ и $N = 3$:

$\tau = 1{,}28$ мс или $F_T = 781{,}25$ Гц, $F_1 = 3125$ Гц, $F_2 = 2343{,}75$ Гц.

Рассчитаем спектр частотномодулированного сигнала с плавным изменением фазы (рис. 4.10,*б*) при передаче цифрового сообщения в форме меандра (рис. 4.10,*а*), для которого запишем

$u(t) = U_m \cos(\omega_1 t)$ при передаче логической 1,

ORIGIN := 1 U := 1 M := 2 N := 1 K := 20

$$u(x) := \begin{cases} U & \text{if } x \le \pi \\ 0 & \text{if } x > \pi \end{cases} \qquad z(x) := \begin{cases} (U \cdot \sin(2 \cdot M \cdot x)) & \text{if } x \le \pi \\ (U \cdot \sin(2 \cdot N \cdot x)) & \text{if } x > \pi \end{cases}$$

$$k := 1..K$$

$$A_k := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\cdot\pi} z(x) \cdot \cos(k \cdot x)\, dx \qquad B_k := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\cdot\pi} z(x) \cdot \sin(k \cdot x)\, dx$$

$$C_k := \sqrt{(A_k)^2 + (B_k)^2} \qquad \Psi_k := \left(\frac{180}{\pi}\right) \cdot \operatorname{atan}\left(\frac{B_k}{A_k}\right)$$

C =

	1
1	0.255
2	0.5
3	0.618
4	0.5
5	0.222
6	0
7	0.049
8	0
9	0.023
10	0
11	0.013
12	0
13	$8.927 \cdot 10^{-3}$
14	0
15	$6.423 \cdot 10^{-3}$

а)

б)

Продолжение рисунка на стр. 126

в)

Рис. 4.14

$u(t) = U_m \cos(\omega_2 t)$ при передаче логического 0,

где $\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi M F_T$, $\omega_2 = 2\pi f_2 = 2\pi N F_T$ – частоты несущих колебаний, частота $F_T = 1/\tau$, частота модулирующего сигнала (меандра) $F = 0{,}5F_T = 1/2\tau$.

Для определения спектральных составляющих частотно-модулированного сигнала с плавным изменением фазы разложим периодическую функцию $u(t)$ с периодом $T = 2\tau = 1/F = 2/F_T$ в ряд Фурье согласно выражению (3.4).

Программа, выполняющая данный расчет, приведена на рис. 4.14,*а*, а сигналы и соответствующие им спектрограммы, рассчитанные по ней при $M = 2$, $N = 1$ и $M = 5$, $N = 4$, – соответственно на рис. 4.14,*б,в*.

Из проведенных и других примеров расчета по программе рис. 4.14,*а* следует, что основная энергия частотно-модулированного сигнала без разрыва фазы сосредоточена в полосе $\Delta F_п = 4F = 2F_T$. С повышением значений коэффициентов M и N спектр становится все более симметричным.

4.5. Сигнал при импульсной модуляции

При импульсной модуляции модулирующий сигнал представляет собой последовательность импульсов прямоугольной формы длительностью τ и периодом повторения $T = 1/F$, где F – частота следования импульсов (рис. 4.15,*а*).

В результате модуляции этими импульсами высокочастотных колебаний частотой f_0 сигнал преобразуется в периодическую пос-

Рис. 4.15

ледовательность радиоимпульсов определенной амплитуды и длительности, представленных на рис. 4.15,*б*.

При частоте несущих колебаний $f_0 > 100\ F$ спектр такой периодической последовательности радиоимпульсов (рис. 4.15,*б*) подобен спектру на рис. 4.15,*в*, но является симметричным и смещенным относительно начала координат на частоту несущей f_0 (рис. 4.15,*г*).

Рассчитаем спектр высокочастотного сигнала при импульсной модуляции. Для спектральных составляющих при частоте несущих колебаний $f_0 = mF$, где m – целое число, $F = 1/T$ – частота следования импульсов, $\Omega = 2\pi F$, согласно (3.4) при $k \neq m$ получим

$$A_k = U_m \frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha\pi} \cos(m\Omega t)\cos(k\Omega t)\, d\Omega t = \\ = U_m \frac{1}{\pi}\left(\frac{\sin[(m-k)(\alpha\pi)]}{m-k} + \frac{\sin[(m+k)(\alpha\pi)]}{m+k}\right), \tag{4.20}$$

где $\alpha = \tau/T$, U_m – амплитуда модулирующего импульса (рис. 3.16,*а*).

Для центральной спектральной составляющей частотой $f_k = f_m = f_0 = mF$, равной частоте несущих колебаний, из (4.20) при $k = m$ имеем

$$A_m = U_m \frac{1}{\pi}\left(\alpha\pi + \frac{\sin(2m\alpha\pi)}{2m}\right). \tag{4.21}$$

Программа расчета спектра высокочастотного сигнала (A_k) при импульсной модуляции на основании формул (4.20) и (4.21) приведена на рис. 4.16. Там же для сравнения приведен расчет спектра периодической последовательности модулирующих импульсов AB_k согласно (3.4).

В программе AB_k – амплитуда спектральной составляющей модулирующего импульса, A_k – высокочастотного.

Остальные обозначения в программе соответствуют обозначениям в формулах. Результат примера расчета спектров представлен на рис. 4.15,*в*,*г* и на рис. 4.17 при $m = 10$ в виде таблицы. На рис. 4.16 построен также график функции $C(n)$ – зависимости амплитуды центральной спектральной составляющей $f_k = f_m = f_0$ от значения $n = m$.

Из приведенного и других примеров расчета по программе рис. 4.16 можно сделать следующие выводы относительно спектра высокочастотного сигнала при импульсной модуляции.

$$ORIGIN := 1 \qquad U := 1 \qquad m := 10 \qquad N := 20 \qquad \alpha := 0.1 \qquad \Delta := \alpha \cdot \pi$$

$$k := 1..N$$

$$A_k := U \cdot \left(\frac{1}{\pi}\right) \cdot \left[\frac{\sin[(m-k)\cdot\Delta]}{m-k} + \frac{\sin[(m+k)\cdot\Delta]}{(m+k)}\right]$$

$$A_m := U \cdot \left(\frac{1}{\pi}\right) \cdot \left(\Delta + 0.5 \cdot \frac{\sin(2\cdot m\cdot\Delta)}{m}\right) \qquad \Phi(x) := \begin{cases} U & \text{if } |x| \le \alpha\cdot\pi \\ 0 & \text{if } \alpha\cdot\pi < |x| \le \pi \end{cases}$$

$$C(n) := U \cdot \left(\frac{1}{\pi}\right) \cdot \left(\Delta + 0.5 \cdot \frac{\sin(2\cdot n\cdot\Delta)}{n}\right) \qquad AB_k := \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \Phi(x)\cdot\cos(k\cdot x)\,dx$$

Рис. 4.16

1. Спектр высокочастотного импульса располагается относительно центральной спектральной составляющей, равной частоте несущих колебаний $f_k = f_m = f_0$ (рис. 4.15,*г*).

2. В спектрах сигналов (рис. 4.15,*в,г*) спектральные составляющие следуют через интервалы $F = 1/T$; через интервалы $1/\tau$ спектральные составляющие равны 0.

3. При значении $m = (f_0 / F) > (1/\alpha)$ или $m\alpha > 1$ амплитуда центральной спектральной составляющей высокочастотного импульса $S_0 \approx (\tau / T)\ U_m = \alpha\ U_m$, что следует из формулы (4.21) и графика $C(n)$ на рис. 4.16.

4. При значении $m = (f_0 / F) > 100$ боковые спектральные составляющие высокочастотного импульса, располагаемые вправо и влево от центральной спектральной составляющей частотой $f_k = f_m = f_0$ (рис. 4.15,*г*), связаны с соответствующими спектральными составляющими модулирующего импульса соотношением

9 — 7025

AB =

	1
1	0.19673
2	0.18712
3	0.17171
4	0.15135
5	0.12733
6	0.10869
7	0.0736
8	0.04678
9	0.02186
10	$1.76846 \cdot 10^{-3}$

A =

	1
1	0.00199
2	0.00780
3	0.01698
4	0.02883
5	0.04244
6	0.05676
7	0.07069
8	0.08315
9	0.09319
10	0.10000
11	0.10305
12	0.10205
13	0.09704
14	0.08830
15	0.07639
16	0.06210
17	0.04633
18	0.03007
19	0.01432
20	0.00000

Рис. 4.17

$$S_P(f) = \frac{1}{2} S(|f| - f_0), \tag{4.22}$$

что совпадает с формулой (3.28) для радиоимпульса.

5. При $m = (f_0 / F) < 100$ начинается постепенная асимметрия в спектре высокочастотного импульса, что видно, например, из данных рис. 4.17 при $m = 10$.

6. Теоретически ширина спектра сигнала при импульсной модуляции бесконечна. Однако большая часть энергии сигнала сосредоточена в полосе $\Delta f_{сп} = 6/\tau$, т.е. в основном и четырех (по два с каждой стороны) боковых «лепестках» спектра (рис. 4.15,*г*). Это обстоятельство следует принимать во внимание при проектировании радиоэлектронных цепей, полоса пропускания которых должна быть больше $\Delta f_{сп}$. В противном случае импульсный сигнал будет искажен.

Внутриимпульсная линейная частотная модуляция. Импульсы, модулирующие несущую частотой f_0 , могут быть, в свою оче-

редь, сами промодулированы. При этом различают: амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ), широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), временно-импульсную модуляцию (ВИМ), кодово-импульсную модуляцию (КИМ), внутриимпульсную модуляцию – частотную или фазовую.

Рассмотрим сигнал с линейной частотной внутриимпульсной модуляцией (сокращенно – ЛЧМ сигнал), широко применяемой в радиолокации.

Для круговой частоты сигнала, изменяющейся по линейному закону (рис. 4.18), запишем

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_д t/T\ , \qquad (4.23)$$

где $\Delta\omega_д$ – девиация частоты, T – длительность ЛЧМ сигнала.

Рис. 4.18

Параметр $m = \Delta f_д T$, 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 (4.23) при $0 < t < T$ имеем:

Рис. 4.19

$f0 := 100 \qquad m := 100 \qquad T := 1 \qquad AM := 1 \qquad DF := 0.5 \qquad N := 400$

$$fd := \frac{m}{T} \qquad fd = 100$$

$$\Phi(t) := \begin{cases} \left(AM \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f0 \cdot t + \pi \cdot m \cdot \frac{t^2}{T^2}\right)\right) & \text{if } 0 \le t \le T \\ 0 & \text{if } t > T \end{cases}$$

$$n := 0..N \qquad f_n := f0 - 50 + (n \cdot DF)$$

$$A_n := \int_0^T \Phi(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t)\, dt \qquad B_n := \int_0^T \Phi(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t)\, dt$$

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

	f
0	50
1	50.5
2	51
3	51.5
4	52
5	52.5
6	53

	C
0	$1.273 \cdot 10^{-3}$
1	$2.986 \cdot 10^{-3}$
2	$1.3 \cdot 10^{-3}$
3	$3.018 \cdot 10^{-3}$
4	$1.328 \cdot 10^{-3}$
5	$3.052 \cdot 10^{-3}$
6	$1.357 \cdot 10^{-3}$

Рис. 4.20

$$u(t) = U_0 \sin(\int \omega(t)dt) = U_0 \sin(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega_д t^2}{2T}) =$$
$$= U_0 \sin\left(\omega_0 t + \pi m \frac{t^2}{T^2}\right). \quad (4.24)$$

Импульсный сигнал с ЛЧМ показан на рис. 4.19. Расчет спектральной плотности такого сигнала согласно (3.21) – (3.24) можно произвести по программе, приведенной на рис. 4.20.

В программе (рис. 4.20) приняты следующие обозначения: AM, T, f0, fd – амплитуда, длительность, начальная частота и девиация ЛЧМ сигнала; m – база сигнала; C – амплитуда спектральной плотности сигнала; DF, N – шаг и число рассчитываемых значений спектра. При значении T в микросекундах, все значения частоты в мегагерцах.

Из результатов расчета по программе (рис. 4.20) следует, что ширина спектра ЛЧМ сигнала ориентировочно равна девиации частоты $\Delta f_д$, а форма близка к трапецеидальной.

Выше было отмечено, что одним из важных параметров сигнала является база B, определяемая согласно (4.1) – (4.3). При $B = 1$ сигнал называется простым, при $B >> 1$ – сложным. ЛЧМ сигнал, относящийся к числу сложных, широко используется в радиолокации, позволяя улучшить разрешающую способность и точность измерения координат объекта. С помощью ЛЧМ сигнала благодаря значению $B >> 1$ удается частично разрешить противоречие, связанное с определением точности и разрешающей способности по дальности и тех же параметров по скорости движения объекта и составляющее содержание принципа неопределенности.

Сжимая ЛЧМ сигнал в процессе его обработки в приемном устройстве по длительности, удается улучшить точность в определении дальности объекта без ухудшения точности в определении скорости. С помощью простых сигналов устранить названное противоречие невозможно.

Помимо внутриимпульсной линейной частотной модуляции осуществляется также внутриимпульсная фазовая манипуляция сигнала, приводящая к тому же основному конечному результату – сжатию импульса в результате его обработки в радиоприемном устройстве.

Контрольные вопросы

1. *Дайте определение основным видам модуляции высокочастотного сигнала.*

2. Дайте определение базы сигнала и его связь с шириной спектра сигнала.

3. Какие параметры характеризуют модулированный сигнал?

4. Как определяется ширина спектра сигнала при разных видах модуляции?

5. Как девиация частоты изменяется с частотой модулирующего сигнала?

6. В чем состоит различие между частотой несущих колебаний, мгновенной частотой сигнала и спектральными частотами?

7. Может ли при частотной модуляции амплитуда спектральной составляющей с частотой несущих колебаний быть равной нулю?

8. Постройте спектр сигнала для случая частотной модуляции при $m_ч = 5$.

9. Как осуществляются частотная и фазовая модуляции при передаче цифровых сообщений?

10. Как определяется спектр сигнала при импульсной модуляции ?

11. Рассчитайте по программе (рис. 3.17) спектр сигнала при импульсной модуляции, если $\alpha = 0{,}05$ и $m = 50$. Сравните полученный спектр со спектром модулирующего сигнала.

12. Как меняются частота и фаза сигнала при внутриимпульсной линейной частотной модуляции? Чему равна ширина спектра ЛЧМ сигнала?

Глава 5. Основы теории случайных сигналов

5.1. Стационарный (гауссовский) случайный процесс

В радиотехнике помимо детерминированных сигналов большую роль играют случайные сигналы, один или несколько параметров которого случайно зависят от времени, и потому относящиеся к классу случайных процессов. Последний описывается случайной функцией $y(t)$, которая при измерении дает каждый раз новый конкретный вид $y_j(t)$, неизвестный однако заранее. Так, включив на выходе радиоприемника осциллограф, можно, например, при отсутствии полезного сигнала получить осциллограммы, т.е. зависимости мгновенного напряжения от времени, представленные на рис. 5.1.

Каждая из зависимостей $y_j(t)$, полученная опытным путем, называется реализацией процесса или выборочной функцией. В целом случайный процесс $y(t)$ можно рассматривать как совокупность реализаций $y_j(t)$ (рис. 5.1).

Приведем некоторые, наиболее важные характеристики случайного процесса, которые потребуются для дальнейшего описания случайных сигналов.

Рис. 5.1

Среднее значение по множеству, определяемое по серии реализаций:

$$\overline{\overline{y(t)}} = \int_{-\infty}^{\infty} y\rho(y,t)dy \quad , \tag{5.1}$$

где $\rho(y,t)$ – функция плотности распределения вероятности 1-го порядка, в общем случае зависящая от времени t.

Среднее значение по времени, определяемое по одной реализации:

$$\overline{y(t)} = \frac{1}{2T} \lim_{T\to\infty} \int_{-T}^{T} y(t)dt \quad . \tag{5.2}$$

В общем случае значение (5.2) различно для всех функций множества, определяющих случайный процесс.

Особое место среди случайных процессов занимает стационарный случайный процесс, с которым наиболее часто приходится сталкиваться при решении разнообразных практических задач. Одним из свойств стационарного случайного процесса является отсутствие в нем тенденции к возрастанию или убыванию со временем, его однородность, совпадение характеристик различных реализаций. Значительная часть стационарных случайных процессов обладает свойством эргодичности. Смысл эргодической гипотезы состоит в следующем: большое число наблюдений над множеством произвольно выбранных однотипных источников случайного процесса в один и тот же момент времени t_k имеют те же статистические свойства, что и большое число наблюдений за единственным источником в течение произвольно выбранного длительного интервала времени $t_1 - t_n$ (см. рис. 5.1). В дальнейшем изучение стационарного случайного процесса будет проводиться с учетом свойства эргодичности, одним из признаков которого является равенство среднего значения по множеству (5.1) среднему значению по времени (5.2)

$$\overline{\overline{y(t)}} = \overline{y(t)} .$$

Поскольку при стационарном, эргодическом процессе выбранный для измерения момент времени не играет значения, то вместо плотности распределения вероятности $\rho(y,t)$ будем использовать выражение $\rho(y)$.

Определив значения функции стационарного случайного процесса $y(t)$ в разные моменты времени, получим ряд $y_1, y_2, y_3, \ldots, y_n$ Вероятность того, что величина y_k этого ряда находится внутри определенного интервала $[b, a]$, есть

$$P[b \le y \le a] = \int_b^a \rho(y)dy, \qquad (5.3)$$

где $\rho(y)$ – плотность распределения вероятности стационарного процесса.

Сказанное поясняется с помощью рис. 5.2, на котором построен график случайного процесса $y(t)$, совмещенный с графиком функции $\rho(y)$. Вероятность $P[b < y < a]$ численно равна заштрихованной площади S.

При более «тонком» анализе свойств случайного процесса помимо плотности распределения вероятности 1-го порядка необходимо знать данную функцию более высокого порядка. Так, например, с помощью плотности распределения вероятности 2-го порядка $\rho_2(y_1, t_1, y_2, t_2)$ можно определить вероятность того, что функция $y(t)$ имеет значения, лежащие в интервале $(y_1, y_1 + dy)$ в момент t_1 и в интервале $(y_2, y_2 + dy)$ в момент t_2:

$$P = \rho_2(y_1, t_1, y_2, t_2)\, dy_1 dy_2.$$

В случае стационарного случайного процесса для данной функции важен не выбор момента времени, а разность $\tau = t_2 - t_1$. Поэтому последняя запись примет вид:

Рис. 5.2

$P = \rho_2(y_1, y_2, \tau)\, dy_1, dy_2.$

Функция плотности распределения вероятности отличает один стационарный случайный процесс от другого. Наиболее распространенным среди них, описывающим многие процессы в технике связи, является нормальный закон распределения вероятности, называемый также законом Гаусса. Главная особенность нормального, или гауссовского, закона состоит в том, что он является предельным: к нему приближаются другие законы распределения при достаточно часто встречающихся типичных условиях. В теории вероятностей доказывается, что сумма достаточно большого слабо зависимых случайных величин с учетом некоторых ограничений приближенно подчиняется нормальному закону [36]. Плотность распределения вероятности нормального закона определяется выражением

$$\rho(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right), \qquad (5.4)$$

где μ – среднее значение случайной величины, σ – ее среднеквадратическое значение.

На рис. 5.3 приведена программа по расчету функции (5.4) для любых значений параметров при μ, σ и в качестве примера построены графики при $\mu = 0$, $\sigma = 1$ и при $\mu = 1$, $\sigma = 1$.

Функция распределения вероятности (5.3) есть определенный интеграл от плотности вероятности. При $b = -\infty$ этот интеграл

$$P(a) = \int_{-\infty}^{a} \rho(x)dx, \qquad (5.5)$$

где a – возможное значение x.

Вычисленное значение $P(a)$ есть вероятность того, что случайная величина x находится в пределах $-\infty \le x \le a$. При $a = \infty$ интеграл $P(a) = 1$.

На рис. 5.3 приведена программа по расчету интеграла (5.5) и в качестве примера построены графики при $\mu = 0$, $\sigma = 1$ и при $\mu = 1$, $\sigma = 1$. В программе вместо $b = -\infty$ принято $b = -20$, что практически не снижает точности расчетов.

В тех случаях, когда значение x может принимать только положительные значения, интеграл (5.5) в случае нормального закона (5.4) при $\mu = 0$ принимает вид

$\mu := 0 \qquad \sigma := 1$

$$W(x) := \left(\frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}}\right) \exp\left[\frac{-(x-\mu)^2}{2 \cdot \sigma^2}\right] \qquad P(a) := \int_{-20}^{a} W(x)\,dx$$

$\mu := 1 \qquad \sigma := 1$

$$W(x) := \left(\frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}}\right) \exp\left[\frac{-(x-\mu)^2}{2 \cdot \sigma^2}\right] \qquad P(a) := \int_{-20}^{a} W(x)\,dx$$

Рис. 5.3

$$PL(a) = 2\int_0^a \rho(x)dx\,, \tag{5.5a}$$

где $a \geq 0$ – верхний предел интегрирования.

Вычисленное значение $PL(a)$ есть вероятность того, что случайная величина $0 \leq x \leq a$. При $a = \infty$ интеграл $PL(a) = 1$. При $\mu = 0$ интегралы связаны соотношением:

$PL(a) = 2 \cdot P(a) - 1 = 1 - 2 \cdot P(-a)$.

При $\mu = 0$ и нормированном значении верхнего предела выражение (5.5а) называется интегралом вероятности или функцией Лапласа. С учетом (5.4) для этого интеграла получим

$$IL(t) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad , \tag{5.6}$$

где $t = a / \sigma \geq 0$ – нормированное значение верхнего предела.

Заметим, что в других случаях при $-\infty \leq x \leq a$ интегралом вероятности называют

$$IB(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^t exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \ . \tag{5.6а}$$

В справочниках по теории вероятностей приводится таблица значений этих интегралов вероятности, связанных соотношениями

$IB(t) = 1 - IB(-t)$, $IL(t) = 2 \cdot IB(t) - 1 = 1 - 2 \cdot IB(-t)$.

На рис. 5.4 приведена программа по расчету интегралов вероятности и построены соответствующие графики.

Функции плотности распределения вероятности (5.4), распределения вероятности (5.5) и интеграла вероятности (5.6) можно также вычислить с помощью математического пакета программ Mathcad, обратившись к подменю «Встроенные функции» [38, 39].

$0 \leq |x| \leq t$ $\qquad$ $t = a/\sigma$ $\qquad$ $-\infty \leq |x| \leq t$

$$IL(t) := \left(\frac{2}{\sqrt{2 \cdot \pi}}\right) \cdot \int_0^t \exp\left(\frac{-x^2}{2}\right) dx \qquad IB(t) := \left(\frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}}\right) \cdot \int_{-20}^t \exp\left(\frac{-x^2}{2}\right) dx$$

Рис. 5.4

Чем выше порядок плотности распределения вероятности, тем более сложной является описывающая ее функция и тем более громоздкими становятся вычисления. Так, например, функция плотности распределения вероятности 2-го порядка для нормального закона при среднем значении $\mu = 0$ имеет вид [2]:

$$\rho_2(y_1, y_2, \tau) = \frac{1}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-r^2(\tau)}} \exp\left(-\frac{y_1^2 + y_2^2 - 2y_1y_2r(\tau)}{2\,\sigma^2\left(1-r^2(\tau)\right)}\right), \qquad (5.7)$$

где $r(\tau)$ – коэффициент корреляции.

5.2. Функция корреляции и энергетический спектр

Наряду со спектральной теорией периодических сигналов (см. § 3.2) хорошо разработана и спектральная теория стационарных случайных процессов [36]. С ее помощью можно подвергнуть спектральному анализу по определенным базисным функциям случайный сигнал, относящийся к классу стационарных случайных процессов. В частности, при конечном временном интервале можно представить случайный сигнал в виде ряда Фурье (3.2):

$$\Phi(t) = \sum_{k=0}^{\infty}\left(A_k\cos(\omega_k t) + B_k\sin(\omega_k t)\right). \qquad (5.8)$$

Это выражение отображает случайный сигнал, разложенный на гармонические колебания различных частот $\omega_1, \omega_2, \omega_3 \ldots\ldots \omega_n$. Но в отличие от разложения детерминированного сигнала (3.2) здесь амплитуды A_k и B_k являются случайными величинами.

Для описания свойств случайного сигнала – стационарного случайного процесса – вводятся два фундаментальных понятия: корреляционная функция (ее называют также автокорреляционной) и энергетический спектр. Поэтому остановимся более подробно на этих понятиях, приняв во внимание также свойство эргодичности.

Для стационарного эргодического процесса корреляционная функция есть среднее значение во времени произведения $y(t)\cdot y(t+\tau)$, где τ сдвиг во времени:

$$R(\tau) = \overline{y(t)\times y(t+\tau)} = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int_{-T}^{T} y(t)\,y(t+\tau)\,dt. \qquad (5.9)$$

Корреляционную функцию можно так же определить как среднее значение по множеству:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} y_1 y_2 \rho_2(y_1, y_2, \tau)\, dy_1 dy_2, \qquad (5.10)$$

где ρ_2 (y_1, y_2, τ) – плотность распределения вероятности 2-го порядка (5.7).

Функция $R(\tau)$ дает меру зависимости значений случайной функции в моменты времени, отстоящие на τ. Вычислить функцию $R(\tau)$ согласно (5.9) при среднем значении функции $[y(t)]_{ср} = 0$ можно следующим образом. Необходимо построить два графика – заданный $y(t)$ и сдвинутый на τ – $y(t + \tau)$ (рис. 5.5,*а*). Далее следует перемножить ординаты этих двух кривых, соответствующих одним и тем же значениям времени t. В результате получим график, зависящий от t. Площадь, ограниченная этим графиком и осью абсцисс в пределах от $-T$ до $+T$, разделенная на длину интервала $2T$, определит одну точку корреляционной функции при выбранном значении τ. Причем точность результата улучшается с увеличением T. Произведя аналогичные построения и вычисления при других значениях τ, можно по точкам построить корреляционную функцию $R(\tau)$ (рис. 5.5,*б*). Именно описанный алгоритм положен в основу приводимых ниже программ по расчету корреляционной функции.

К основным свойствам корреляционной функции относятся:

– четность относительно τ: $R(\tau) = R(-\tau)$;

– равенство функции $R(0) = [y^2(t)]_{ср}$ при $\tau = 0$, т.е. среднему значению квадрата случайной функции $y(t)$;

– максимум функции при $\tau = 0$ и справедливость неравенства $R(\tau)<R(0)$.

Рис. 5.5

При сравнении двух различных функций $y_1(t)$ и $y_2(t)$ случайного стационарного процесса вводится понятие взаимной корреляционной функции. Для ее определения в (5.10) следует подставить функции $y_1(t)$ и $y_2(t+\tau)$.

Другой важной характеристикой стационарного случайного процесса является энергетический спектр, определяемый выражением

$$W(f) = \lim_{T\to\infty} \frac{\overline{|S_T(jf)|^2}}{T},$$

где $S_T(jf)$ – комплексный спектр отрезка длительностью T некоторой реализации случайной функции $y(t)$.

Дисперсия случайного процесса

$$\sigma^2 = \int_0^\infty W(f)df \qquad (5.11)$$

Размерность корреляционной функции – $В^2$; энергетического спектра – $В^2$/Гц при τ в секундах; $В^2$/кГц – при τ в миллисекундах; $В^2$/МГц – при τ в микросекундах.

С учетом размерности энергетического спектра $В^2$/Гц выражение (5.11) можно трактовать как среднюю мощность, выделяемую сигналом на сопротивлении 1 Ом. Выбрав пределы интегрирования от f_1 до f_2, получим мощность, выделяемую сигналом за счет спектральных составляющих, лежащих в данном диапазоне.

Нормальные стационарные процессы отличаются друг от друга видом корреляционной функции и энергетического спектра. Это утверждение вытекает, в частности, из рассмотрения выражения (5.4) по определению плотности распределения вероятности нормального закона, не зависящего от вида корреляционной функции. Поэтому нормальные стационарные случайные процессы имеют множество видов корреляционной функции и энергетического спектра. Знание этих двух характеристик случайного процесса необходимо для определения параметров радиоэлектронных цепей и устройств, находящихся под воздействием полезного сигнала и помехи – случайного сигнала.

При анализе стационарного случайного процесса интегралы прямого и обратного преобразования Фурье (3.17), (3.16) можно рассматривать как их обобщение на непериодическую функцию, разлагаемую на сумму элементарных гармонических колебаний с

непрерывным спектром. При переходе от детерминированного сигнала к случайному в интегралах Фурье сигнал $\Phi(t)$ заменяется на корреляционную функцию $R(\tau)$, а спектральная плотность $S(\omega)$ – на энергетический спектр $W(\omega)$. В результате интегралы Фурье , называемые формулами Винера – Хинчина, для случайного сигнала принимают вид

$$W(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau,$$

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega.$$

Используя свойства четности корреляционной функции и заменяя двусторонний «математический» спектр на односторонний «физический» ($f \geq 0$), преобразуем эти выражения к следующему виду, используемому при конкретных расчетах [37]:

$$W(f) = 4\int_{0}^{\infty} R(\tau)\cos(2\pi f \tau) d\tau, \tag{5.12}$$

$$R(\tau) = \int_{0}^{\infty} W(f)\cos(2\pi f \tau) df. \tag{5.13}$$

Рассмотрим примеры решения трех задач корреляционного анализа сигналов:

– определение корреляционной функции при известном энергетическом спектре;

– определение энергетического спектра при известной корреляционной функции;

– определение энергетического спектра и корреляционной функции при известном сигнале, т.е. зависимости мгновенного значения напряжения или тока от времени .

Расчет корреляционной функции при известном энергетическом спектре

Пример 5.1. Стационарный случайный процесс имеет постоянную плотность энергетического спектра $W(f) = W_0$ в пределах от f_1 до f_2 с центральной частотой f_0 и полосой пропускания $2\Delta f = (f_2 - f_1)$ (см. рис. 5.6,*а*). Согласно (5.13) для корреляционной функции получим

а)

$\Delta f := 1 \qquad f_0 := 8 \qquad W0 := 1$

$$R1(\tau) := W0 \cdot \left[\frac{\sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f \cdot \tau)}{(\pi \cdot \tau)}\right] \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \tau)$$

$\Delta f := 2 \qquad f_0 := 2 \qquad W0 := 1$

$$R2(\tau) := W0 \cdot \left[\frac{\sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f \cdot \tau)}{(\pi \cdot \tau)}\right] \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \tau)$$

б)

Рис. 5.6

$$R(\tau)=\int_{f_1}^{f_2} W_0\cos(2\pi f\tau)df = W_0\frac{1}{2\pi\tau}[\sin(2\pi f_2\tau)-\sin(2\pi f_1\tau)]=$$
$$=W_0\frac{1}{2\pi\tau}2\cos(2\pi f_0\tau)\sin(2\pi\Delta f\tau)= \qquad (5.14)$$
$$=W_0\frac{\sin(2\pi\Delta f\tau)}{\pi\tau}\cos(2\pi f_0\tau),$$

где $f_0 = 0{,}5(f_2 - f_1)$ – центральная частота полосы пропускания; $f_2 = f_0 + \Delta f$ – верхняя частота, $f_1 = f_0 - \Delta f$ – нижняя частота (см. рис. 5.6,*а*).

Программа расчета $R(\tau)$ согласно (5.14) для двух случаев представлена на рис. 5.6,*б*. Из анализа (5.14) и построенных графиков следует, что ширина основного «лепестка» корреляционной функции $\Delta\tau_0$ определяется из равенства $\Delta f\,\Delta\tau_0 = 1$, амплитуда «лепестка» $A_0 = 2\,\Delta f\,W_0$. Внутреннее заполнение корреляционной функции определяется колебанием частотой f_0 , при этом внутри главного «лепестка» укладывается $N = 0{,}5 + (f_0/\Delta f)$ периодов колебаний данной частоты. Мощность шума $\sigma^2 = 2\Delta f\,W_0$.

Пример 5.2. Стационарный случайный процесс имеет постоянную плотность энергетического спектра $W(f) = W_0$ в пределах от 0 до f_2 и полосой пропускания $\Delta F = f_2$ (рис. 5.7,*а*).

Согласно (5.13) для корреляционной функции получим

$$R(\tau)=\int_{0}^{f_2} W_0\cos(2\pi f\tau)df = W_0\frac{1}{2\pi\tau}\sin(2\pi f_2\tau)=$$
$$=W_0\frac{\sin(2\pi\Delta F\tau)}{2\pi\tau}. \qquad (5.15)$$

Программа расчета $R(\tau)$ согласно (5.15) для двух случаев представлена на рис. 5.7,*б*. Из анализа (5.15) и построенных графиков следует, что ширина основного «лепестка» корреляционной функции $\Delta\tau_0$ определяется из равенства $\Delta F\Delta\tau_0 = 2$, амплитуда «лепестка» $A_0 = W_0\,\Delta F$. Мощность шума $\sigma^2 = \Delta F\,W_0$. С увеличением ΔF корреляционная функция сужается. В пределе при $\Delta F = \infty$ корреляционная функция вырождается в дельта-функцию $R(\tau) = \delta(t)$ (3.45). Такой случай называется «белым шумом». Это название связано с некоторой аналогией данного вида случайного сигнала с белым

$\Delta F := 1$ $\qquad$ $W0 := 1$

$$R1(\tau) := W0 \cdot \frac{\sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta F \cdot \tau)}{(2 \cdot \pi \cdot \tau)}$$

$\Delta F := 4$ $\qquad$ $W0 := 1$

$$R2(\tau) := W0 \cdot \frac{\sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta F \cdot \tau)}{(2 \cdot \pi \cdot \tau)}$$

б)

Рис. 5.7

светом, представляющим собой сумму множества спектральных составляющих равной интенсивности. Теоретически белый шум есть сумма гармонических колебаний всех частот с равной дисперсией амплитуды. Фактически он имеет ограниченную полосу, иначе мощность белого шума была бы бесконечно большой.

Пример 5.3. Энергетические спектры многих случайных процессов, например, дробовый эффект электронных приборов, описываются функцией вида

$$W(f) = \frac{a^2}{b^2 + c^2 f^2}, \qquad (5.16)$$

где a, b, c – постоянные коэффициенты.

Программа численного расчета корреляционной функции $R(\tau)$ согласно (5.13) при энергетическом спектре $W(f)$ (5.16) представлена на рис. 5.8. Функция $R(\tau)$ рассчитывается в N точках с шагом $D\tau$ в пределах от $-\tau h$ до $+\tau h$.

График функции энергетического спектра $W(f)$ (5.16) и двух графиков корреляционной функции $R(\tau)$, вычисленных по программе рис. 5.8, приведены на рис. 5.9.

Функция $R(\tau)$ вычислялась для полосы частот $0 \ldots f2$. Такое ограничение по полосе всегда имеет место при прохождении сигнала через фильтр нижних частот. Как следует из графиков (рис. 5.9), значение частоты $f2$ существенно влияет на вид корреляционной функции.

$$a := 1 \qquad b := 2 \qquad c := 1$$

$$\tau h := 2.5 \qquad D\tau := 0.025 \qquad f2 := 1 \qquad N := 200$$

$$W(f) := \frac{a^2}{b^2 + c^2 \cdot f^2}$$

$$n := 0..N \qquad \tau_n := -\tau h + n \cdot D\tau$$

$$R_n := \int_0^{f2} W(f) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau_n\right) df$$

Рис. 5.8

С расширением полосы пропускания, т.е. значения частоты *f2*, корреляционная функция сужается и в ней появляются дополнительные всплески.

При узкой полосе корреляционная функция по виду совпадает со случаем, рассмотренным в примере 5.2. Как и ранее, ширина основного «лепестка» корреляционной функции $\Delta\tau_0$ определяется в этом случае из примерного равенства: $\Delta F \Delta\tau_0 \approx 2$.

По программе (рис. 5.8) можно рассчитать корреляционную функцию $R(\tau)$ при любом виде энергетического спектра $W(f)$ путем новой записи этой функции.

Рис. 5.9

Расчет энергетического спектра при известной корреляционной функции

Пример 5.4. Корреляционная функция $R(\tau)$ имеет вид треугольника с основанием 2T. Программа численного расчета энергетического спектра $W(f)$ с шагом Df в N точках согласно (5.8) и графики $R(\tau)$ и $W(f)$ при $T = 1$ построены на рис. 5.10.

Пример 5.5. Корреляционная функция $R(\tau)$ имеет вид гауссова импульса. Программа численного расчета энергетического спектра $W(f)$ с шагом Df в N точках согласно (5.12) и графики $R(\tau)$ и $W(f)$ при $b = 0{,}2$; $M = 2$ построена на рис. 5.11.

В двух последних случаях – при треугольной (рис. 5.10) и экспоненциальной (рис. 5.11) формах корреляционной характеристики – произведение ширины «лепестка» корреляционной функции $\Delta\tau_0$ на

$$A := 1 \qquad Df := 0.2 \qquad T := 1 \qquad N := 200$$

$$R(\tau)_T := \begin{cases} \left[A\cdot\left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right)\right] & \text{if } |\tau| \le T \\ 0 & \text{if } |\tau| > T \end{cases}$$

$$n := 0..N \qquad f_n := Df\cdot n$$

$$W_n := 4\cdot\int_0^{2\cdot T} R(\tau)\cdot\cos(2\cdot\pi\cdot f_n\cdot\tau)\,d\tau$$

Рис. 5.10

$$A := 1 \quad Df := 0.02 \quad b := 0.2 \quad M := 2 \quad T := 5 \quad N := 100$$

$$R(\tau) := A \cdot e^{-b \cdot (|\tau|)^M}$$

$$n := 0..N \qquad f_n := Df \cdot n$$

$$W_n := 4 \cdot \int_0^{2 \cdot T} R(\tau) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot \tau)\, d\tau$$

Рис. 5.11

ширину энергетического спектра ΔF определяется следующим примерным равенством: $\Delta F \Delta\tau_0 \approx 2$. По программам (рис. 5.10, 5.11) можно рассчитать энергетический спектр $W(f)$ при любом виде корреляционной функции $R(\tau)$ путем ее новой записи.

Расчет корреляционной функции и энергетического спектра при известном случайном сигнале

Пример 5.6. Рассмотрим наиболее общий случай по определению корреляционной функции $R(\tau)$ и энергетического спектра $W(f)$ случайного сигнала при его задании в табличной форме или в виде графика. Пусть в результате измерения случайного процесса получена осциллограмма $y(t)$ вида рис. 5.5,*а*. С помощью N отсчетов заменим непрерывную функцию $y(t)$ на дискретную так, как это показано на рис. 1.3,*б*. Для правильного определения функций $R(\tau)$ и $W(f)$ должна быть взята достаточно длинная реализация случайного процесса $y(t)$. Соответственно и значение N должно быть достаточно большим, обычно не менее 100, в зависимости от характера протекающего случайного процесса.

Для определения $R(\tau)$ и $W(f)$ составим программу (рис. 5.12), которая включает три пункта:

– аппроксимацию исходной функции $y(t)$, заданной по точкам в табличной форме, с помощью сплайн-интерполяции [38, 39];

– численный расчет корреляционной функции согласно (5.13), аппроксимацию полученной функции S_k с помощью сплайн-интерполяции и формирование функции $R(\tau)$;

– численный расчет энергетического спектра $W(f)$ согласно (5.12).

В программе рис. 5.12 используются применявшиеся ранее обозначения в рассмотренных выше программах. Исходная функция задается в виде матрицы **U**. Семь ее строк, количество которых может быть сколь угодно большим в зависимости от вида функции $y(t)$, показаны на рис. 5.12. Графики функций (до аппроксимации – $y(t)$, после – $Z(t)$) приведены на рис. 5.13.

$$U := \begin{pmatrix} -12 & -13 \\ -11 & 12 \\ \ldots\ldots & \ldots\ldots \\ 0 & 7 \\ \ldots\ldots & \ldots\ldots \\ 11 & 12 \\ 12 & -4 \end{pmatrix}$$

$$X := U^{\langle 0 \rangle} \qquad Y := U^{\langle 1 \rangle}$$

$$Q := \mathrm{cspline}(X, Y) \qquad Z(t) := \mathrm{interp}(Q, X, Y, t)$$

$$K := 100 \qquad k := 0..100 \qquad \tau_k := -1.5 + 0.03 \cdot k \qquad T := 10$$

$$S_k := \left(\frac{1}{2 \cdot T}\right) \cdot \int_{-T}^{T} Z(t) \cdot Z(t + \tau_k)\, dt$$

$$A := \mathrm{cspline}(\tau, S) \qquad R(x) := \mathrm{interp}(A, \tau, S, x)$$

$$Df := 0.01 \qquad N := 200 \qquad n := 0..N \qquad f_n := Df \cdot n$$

$$W_n := 4 \cdot \int_{0}^{1.5} R(x) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot x)\, dx$$

Рис. 5.12

Там же построены графики вычисленных функций: корреляционной $R(x)$ (x есть время задержки τ) и энергетического спектра $W(f)$.

Рис. 5.13

Сравнение детерминированного и случайного сигналов

На основании проведенного в рамках спектральной теории корреляционно-компьютерного анализа двух видов сигналов – детерми-

нированного и стационарного случайного (см. § 3.2 и 5.2) – можно провести их сравнение.

Во-первых, к обоим видам сигналов приложим временной и спектральный подходы. Детерминированный сигнал во временной области характеризуется напряжением (или током) – функция $y(t)$, размерность В, в частотной – спектральной плотностью $S(f)$, размерность В/Гц.

Случайный сигнал во временной области характеризуется корреляционной функцией $R(\tau)$, размерность $В^2$, в частотной – энергетическим спектром $W(f)$, размерность $В^2$/Гц.

Следовательно, если детерминированный сигнал описывается в координатах «напряжение-время» и «спектральная плотность – частота», то случайный сигнал – «мощность – время» и «энергетический спектр – частота». В этом заключается различие при описании двух видов сигналов.

Во-вторых, базовым соотношением для детерминированного сигнала, устанавливающим связь между временной и спектральной характеристиками, являются прямое и обратное преобразования Фурье, определяемые интегралами (3.16), (3.17). Для случайного сигнала, относящегося к классу стационарных случайных процессов, таким базовым соотношением, устанавливающим связь между корреляционной функцией и энергетическим спектром, являются интегралы Винера-Хинчина (5.12), (5.13).

В-третьих, для обоих видов сигналов справедливо равенство:

$$\Delta f \tau = M = \text{const}, \qquad (5.17)$$

где Δf – ширина физического спектра, в котором сосредоточена большая часть энергии сигнала; τ – длительность импульса при детерминированном сигнале или половины основного «лепестка» корреляционной функции $R(\tau)$ при случайном сигнале. Для детерминированного сигнала в зависимости от вида импульса и значения критерия, определяющего ширину спектра, имеем: $1 < M < 2$ (см. § 3.3). Данное неравенство справедливо большого числа случайных стационарных сигналов.

Из равенства (5.17) следует вывод о том, что чем меньше длительность одиночного импульса или уже корреляционная функция, тем шире спектр сигнала. Сказанное наглядно показано в примерах, приведенных в § 3.3, 5.2, путем расчета разных видов сигнала. При расширении спектра его амплитуда пропорционально уменьшается. В пределе – при значении функции $R(\tau) = 0$, кроме $R(0) = \infty$ –

энергетический спектр становится равномерным во всей полосе частот $0 < f < \infty$. Колебание с такими параметрами относится к классу стационарных случайных процессов и называется, как указывалось выше, белым шумом, являющимся одним из основных видов помех в радиотехнике. При вырезании из белого шума с помощью фильтра относительно узкой полосы частот случайный процесс называется узкополосным.

5.3. Узкополосный случайный сигнал

Детерминированные и случайные сигналы, проходя через электрические цепи, претерпевают определенные изменения. Эта проблема подробно рассматривается в гл.7 и 9. А пока остановимся на одной частной, но достаточно важной проблеме – прохождение белого шума, т.е. широкополосного случайного сигнала с равномерным энергетическим спектром (см. рис. 5.7,*а*) через узкополосную электрическую цепь – фильтр с малым затуханием b_3 в полосе пропускания и большим вне этой полосы. Возможные осциллограммы и энергетические спектры такого случайного сигнала на входе и выходе узкополосного фильтра с центральной частотой f_0 показаны на рис. 5.14.

Нормальный случайный процесс после прохождения через любую линейную электрическую цепь не изменяет свой закон распределения, т.е. остается нормальным. При этом, как показывает анализ, шум на выходе узкополосной электрической цепи, вырезающей узкий спектр частот, становится квазигармоническим с амплитудной и фазовой модуляциями. Такой сигнал можно представить в виде

$$u(t) = U(t)\sin[2\pi f_0 t + \varphi(t)] \ , \qquad (5.18)$$

где $U(t)$, $\varphi(t)$ – случайные, медленно меняющиеся функции времени амплитуды (огибающей) и фазы сигнала, f_0 – центральная частота полосы пропускания полосового фильтра (см. рис. 5.14).

Функции $U(t)$, $\varphi(t)$ являются медленными по сравнению с сигналом $\sin(2\pi f_0 t)$. Можно показать [1, 2], что при сигнале $u(t)$, являющемся нормальным стационарным процессом с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ^2, амплитуда сигнала $U(t)$ подчиняется закону Релея, а фаза $\varphi(t)$ – равномерному.

Одномерная плотность вероятности огибающей при законе Релея

$$W(U) = \begin{cases} \left(U/\sigma^2\right) e^{-\left(U^2/2\sigma^2\right)} & \text{при} \quad U > 0, \\ 0 & \text{при} \quad U \le 0. \end{cases} \qquad (5.19)$$

Рис. 5.14

Вероятность превышения амплитудой сигнала U некоторого порога U_0 согласно (5.3) с учетом (5.19) составит

$$P(U \geq U_0) = \int_{U_0}^{\infty} W(U)dU = \int_{U_0}^{\infty} \left(U/\sigma^2\right) e^{-\left(U^2/2\sigma^2\right)} dU = e^{-\left(U_0^2/2\sigma^2\right)}. \qquad (5.20)$$

Фаза сигнала $\varphi(t)$ с равной степенью вероятности в любой из моментов времени может находиться в пределах от 0 до 2π . Поэтому плотность вероятности фазы в этом интервале соответствует равномерному закону

$$W(\varphi) = 1/2\pi. \qquad (5.21)$$

Программа расчета функций согласно (5.19) – (5.21) представлена на рис. 5.15, а графики, вычисленные по ней при $\sigma = 0{,}5$; 0,7 и 1, построены на рис. 5.16 (соответственно графики 1, 2, 3).

$$\sigma := 0.5$$

$$W(U) := \left(\frac{U}{\sigma^2}\right) \cdot e^{-\left(\frac{U^2}{2\cdot\sigma^2}\right)} \qquad P(U0) := e^{-\left(\frac{U0^2}{2\cdot\sigma^2}\right)}$$

$$WF(\Theta) := \begin{cases} \left(\left(\frac{1}{2\cdot\pi}\right)\right) & \text{if } 0 \leq \Theta \leq 2\cdot\pi \\ 0 & \text{if } \Theta > 2\cdot\pi \end{cases}$$

Рис. 5.15

Легко показать, что максимум функции $W(U)$, равный $W(U_м) = 0{,}607/\sigma$, соответствует значению $U_м = \sigma$.

Средняя мощность узкополосного сигнала $P_{ср} = \sigma^2$, среднее значение (математическое ожидание) амплитуды

$$M(U) = \int_{U_0}^{\infty} UW(U)dU = \int_{U_0}^{\infty}\left(U^2/\sigma^2\right) e^{-\left(U^2/2\sigma^2\right)}dU = \sqrt{0{,}5\pi}\,\sigma = 1{,}25\sigma\,. \quad (5.22)$$

Рис. 5.16

Итак, мгновенное значение узкополосного случайного сигнала $u(t)$ подчиняется нормальному закону, его амплитуда – закону Релея, фаза – равномерному. Такой сигнал, образованный из белого шума, является одним из основных видов помех при анализе работы радиоэлектронных цепей.

Контрольные вопросы

1. Какой случайный процесс называется стационарным?
2. В чем состоит сущность эргодической гипотезы?
3. Как вычислить корреляционную функцию?
4. Как энергетический спектр случайного стационарного процесса связан с корреляционной функцией?
5. Вычислите корреляционную функцию для сигнала $u(t) = 5\cos(30t)$.
6. Нарисуйте график случайного процесса и покажите, как для него вычислить корреляционную функцию.
7. Сравните детерминированный сигнал со случайным стационарным сигналом.
8. Дайте определение белому шуму. Прочему он так называется?
9. Дайте определение узкополосному случайному процессу.
10. По какому закону изменяются амплитуда и фаза узкополосного случайного процесса?

Часть 3. Цепи непрерывного типа

Глава 6. Анализ линейных цепей

6.1. Назначение и классификация линейных цепей

Классификация цепей возможна по двум основным признакам: виду сигнала, для преобразования которого она предназначена, и типу используемых элементов. Согласно первому признаку различают цепи непрерывного и дискретного типа. Последние, в свою очередь, в зависимости от вида дискретного сигнала (см. рис. 1.3) делятся на цепи релейного, импульсного и цифрового типа.

Согласно второму признаку цепи делятся на линейные и нелинейные. Определяющим свойством линейных устройств 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. Поэтому при относительно малом сигнале нелинейные устройства исследуются во многих случаях с помощью линейных методов. В частности, с помощью линейной 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 Фурье (спектральный анализ).

Линейные устройства по составу входящих в них элементов делятся на две группы: пассивные и активные. В состав пассивных устройств входят такие элементы как 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 высокочастотных колебаний. В устройствах пассивного типа без потерь происходят

только преобразование реактивной энергии электрического поля в магнитное и обратно.

С помощью **пассивных линейных устройств** осуществляется фильтрация сигналов, суммирование и деление их мощности, согласование и связь между собой различных каскадов, звеньев и цепей. Объединяя несколько функций, коротко можно сказать так: назначение пассивных линейных цепей состоит в фильтрации и согласовании.

Сущность фильтрации сигнала состоит в преобразовании его частотного спектра: в выделении полезных спектральных составляющих и подавлении всех остальных (см. гл. 7). Смысл согласования заключается в возможно большей передаче мощности сигнала от генератора в нагрузку (см. гл. 8).

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 малошумящий усилитель ВЧ или СВЧ сигнала.

6.2. 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.

Основой временного исследования является прямое и обратное преобразование Лапласа, спектрального – прямое и обратное преобразование Фурье.

Согласно преобразованию Лапласа определяется передаточная функция (оператор) устройства $K(p)$, позволяющая найти временные характеристики. Согласно преобразованию Фурье находится коэффициент передачи $K(j\omega)$, определяющий частотные свойства объекта. Поскольку интегралы Фурье (3.16), (3.17) являются частным случаем преобразования Лапласа (см. приложение 1), то между $K(p)$ и $K(j\omega)$ существует прямая связь, позволяющая от временных характеристик перейти к частотным и обратно. Обратимся к рассмотрению элементарного звена линейной системы – четырехполюсника (рис. 6.1) – и определим для него названные характеристики.

Передаточная функция $K(p)$. Свойства линейного четырехполюсника можно описать с помощью линейного дифференциального уравнения n-й степени:

Рис. 6.1

$$b_0 y(t) + b_1 \frac{dy(t)}{dt} + b_2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + \ldots + b_m \frac{d^m y(t)}{dt^m} = \\ = a_0 x(t) + a_1 \frac{dx(t)}{dt} + a_2 \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + \ldots + a_n \frac{d^n x(t)}{dt^n}, \qquad (6.1)$$

где $y(t)$ – выходной сигнал; $x(t)$ – входной.

При анализе линейных цепей операционным методом используется преобразование Лапласа-Карсона (3.29), согласно которому уравнение (6.1) в операционной форме примет вид:

$$(b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \ldots + b_m p^m) y(p) = (a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \ldots + a_n p^n) x(p).$$

Из этого уравнения получим для передаточной функции устройства, равной отношению изображения выходного сигнала к изображению входного, получим

$$K(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \ldots + a_n p^n}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \ldots + b_m p^m} \qquad (6.2)$$

или при разложении числителя и знаменателя на множители ($n \le m$)

$$K(p) = \frac{a_n}{b_m} \frac{(p - p_{a1})(p - p_{a2})\ldots(p - p_{an})}{(p - p_{b1})(p - p_{b2})\ldots(p - p_{bm})}, \qquad (6.3)$$

где $p_{a1}, p_{a2}, \ldots, p_{an}$ – корни уравнения $A(p) = a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \ldots + a_n p^n = 0$, называемые нулями передаточной функции (оператора) $K(p)$; $p_{b1}, p_{b2}, \ldots, p_{bm}$ – корни уравнения $B(p) = b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \ldots + b_m p^m = 0$, называемые полюсами передаточной функции $K(p)$.

В устойчивой системе, т.е. не переходящей в режим автоколебаний, все полюсы оператора $K(p)$ располагаются в левой полуплоскости комплексного переменного $p = \sigma + j\omega$, т. е. действительные части всех полюсов $\mathrm{Re}(p_{bk}) < 0$, где $k = 0, 1, 2, \ldots, m$.

Коэффициент передачи $K(j\omega)$. Определим согласно прямому преобразованию Фурье (3.17) спектральную плотность входного

сигнала $x(t) \to S_{вх}(j\omega)$ и выходного $y(t) \to S_{вых}(j\omega)$.

Отношение этих спектральных плотностей и есть коэффициент передачи объекта

$$K(j\omega) = S_{вых}(j\omega)/S_{вх}(j\omega). \qquad (6.4)$$

Определить $K(j\omega)$ можно и более простым путем, основываясь на положении о том, что интеграл Фурье есть частный случай преобразования Лапласа при $p = j\omega$ (см. приложение 1). Поэтому путем подстановки $p = j\omega$ из передаточной функции (6.3) получим для комплексного коэффициента передачи устройства

$$K(j\omega) = \frac{y(j\omega)}{x(j\omega)} = \frac{a_0 + ja_1\omega - a_2\omega^2 - ja_3\omega^3 + \ldots + a_n(j\omega)^n}{b_0 + jb_1\omega - b_2\omega^2 - jb_3\omega^3 + \ldots + b_m(j\omega)^m}. \qquad (6.5)$$

Выражение (6.5) представим в виде

$$\overset{*}{K}(j\omega) = |K(\omega)|e^{j\varphi(\omega)} = D(\omega) + jM(\omega), \qquad (6.6)$$

где

$$|K(\omega)| = \sqrt{D^2(\omega) + M^2(\omega)} \qquad (6.7)$$

модуль коэффициента передачи;

$$\varphi(\omega) = \varphi_{вых}(\omega) - \varphi_{вх}(\omega) = \mathrm{arctg}[M(\omega)/D(\omega)] \qquad (6.8)$$

фаза коэффициента передачи; $D(\omega)$, $M(\omega)$ – действительная и мнимая части коэффицента 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 есть модуль комплексного коэффициента передачи, определяемый согласно (6.5):

$$|K(\omega)| = U_{вых}(\omega)/U_{вх}(\omega).$$

Фазо-частотная характеристика (ФЧХ) есть зависимость фазы выходного сигнала от частоты входного сигнала при его постоянной амплитуде. ФЧХ есть аргумент комплексного коэффициента передачи, определяемый согласно (6.8):

$$\varphi(\omega) = \varphi_{вых}(\omega) - \varphi_{вх}(\omega) .$$

Экспериментальное определение АЧХ и ФЧХ производится при гармоническом входном сигнале.

Переходная характеристика Ф(*t*) есть зависимость выходного сигнала *y*(*t*) при входном сигнале в виде единичной функции (3.37) (рис. 3.28). Найти зависимость для временной характеристики можно по изображению выходного сигнала: *y*(*p*) = *x*(*p*)*K*(*p*). Поскольку согласно преобразованию Лапласа-Карсона (3.29) изображение единичной функции x(p)=1 , то переходная характеристика есть оригинал передаточной функции: Ф(*t*)→*K*(*p*). Найти оригинал функции по ее изображению можно согласно правилам операционного исчисления по формуле разложения. Для этого необходимо определить полюсы передаточной функции, т. е. согласно (6.3) найти действительные и комплексные корни уравнения

$$B(p) = \sum_{k=1}^{m} b_k p^k . \qquad (6.9)$$

Известно несколько численных методов определения действительных и комплексных корней полинома с действительными коэффициентами (6.9), в частности, способ Ньютона-Рафсона [37]. Подобные вычисления можно выполнить и с помощью математического пакета программ Mathcad [38, 39].

Другой способ расчета переходной характеристики исходит из выражения для передаточной функции (6.2) и не требует предварительного определения корней полинома (6.9). Вновь основываясь на связи интеграла Фурье с преобразованием Лапласа, при выполнении условия устойчивости цепи $Re[B(p_{bk})] < 0$, при $K(0) \neq \infty$ и условии интегрируемости подынтегральных функций можно получить следующую формулу для переходной характеристики цепи, выраженную через действительную *Д*(ω) часть коэффициента передачи *K*(*j*ω) (6.6) того же объекта (см. приложение 2)

$$\Phi(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} \frac{D(f)}{f} \sin(2\pi f t)\, df . \qquad (6.10)$$

Импульсная характеристика *h*(*t*) есть отклик объекта на входное воздействие в виде единичного импульса δ(*t*) (3.38) – производной от единичной функции (3.37). Амплитуда единичного импульса $A = \infty$, длительность $\Delta t \to 0$, площадь импульса $S = A\Delta t = 1$. Посколь-

ку спектральная плотность единичного импульса $S_{вх}(j\omega) = 1$, то согласно (6.4) $S_{вых}(j\omega) = K(j\omega)$. При этом импульсная характеристика согласно обратному преобразованию Фурье (3.16) и (3.24) при условии интегрируемости подынтегральной функции:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega)\, e^{j\omega t} d\omega = 2\int_{0}^{\infty} |K(f)| \cos(2\pi f t + \varphi(f)) df\ , \qquad (6.11)$$

где интеграл

$$\int_{0}^{\infty} |K(j\omega)|\, d\omega < \infty .$$

Импульсную характеристики для цепей интегрирующего типа можно рассчитать также при известной действительной части коэффициента передачи $K(j\omega)$ (см. приложение 2). Последними называются цепи, у которых степень полинома в знаменателе передаточной функции (6.2) хотя бы на единицу больше степени полинома в числителе, а амплитудно-частотная характеристика спадает к нулю в области верхних частот. Для таких цепей

$$h(t) = 4\int_{0}^{\infty} D(f) \cos(2\pi f t) df\ . \qquad (6.12)$$

Согласно (3.37) импульсная характеристика $h(t)$ есть производная от переходной характеристики $\Phi(t)$.

Рассмотрим два примера определения амплитудно- и фазочастотной, переходной и импульсной характеристик в среде Mathcad. В приводимых ниже примерах приняты следующие обозначения:

t – время, f – частота (при размерности времени в секундах, миллисекундах или микросекундах частота соответственно в герцах, килогерцах или мегагерцах);

$K(f)$ – комплексный коэффициент передачи $K(j\omega)$ (6.6);

$A(f)$ – модуль комплексного коэффициента передачи – амплитудно-частотная характеристика (6.7);

$\Theta(f)$ – фаза комплексного коэффициента передачи – фазочастотная характеристика (6.8);

$D(f)$ – действительная часть комплексного коэффициента передачи (6.6);

$M(f)$ – мнимая часть комплексного коэффициента передачи (6.6);

NT – число точек отсчета по оси времени; TH – шаг этого отсчета;

Vb, *Vn* – верхний и нижний пределы интегрирования в (6.10) и (6.12);

Φ_k – переходная характеристика $\Phi(t)$ (6.10);

H_k – импульсная характеристика $h(t)$ (6.11) или (6.12).

Заметим, что в (6.10) и (6.12) нижний предел интегрирования взят равным не 0, а очень малому значению, равному 0,0001, чтобы избежать деления на 0 в (6.10). Значение верхнего предела интегрирования выбирается из условия спада к нулю амплитудной характеристики цепи. Такая замена пределов интегрирования практически не влияет на точность вычисления временных характеристик.

Цепь 4-го порядка. Программа по расчету временных и частотных характеристик цепи с коэффициентом передачи, содержащим частоту ($j\omega$) 1–4-й степени, приведена на рис. 6.2. Там же построены четыре частотные и две временные характеристики.

В качестве исходных параметров подставляются значения коэффициентов a_0–a_3, b_0–b_4 в выражении (6.5), собранные соответственно в вектор **a** и вектор **b**.

Программу рис. 6.2 легко развить на анализ цепи, описываемой коэффициентом передачи и более высокого порядка. Для этого необходимо увеличить число строк в векторах **a** и **b** и ввести дополнительные члены в выражение для коэффициента передачи $K(f)$.

Цепь, частотные характеристики которой заданы в табличной форме. Параметры цепи, составленной из большого числа элементов или включающей кабели, могут быть заданы в виде амплитудно-частотной $U = \Phi_1(F)$ и фазо-частотной характеристик цепи $\varphi = \Phi_2(F)$.

Пример таких характеристик в табличной форме представлен в табл.6.1.

Таблица 6.1

F, кГц	*U*, В	Фаза, рад.
0,5	0,75	–0,2
1,0	1,12	–1,2
1,5	1,20	–2,6
2,0	1,10	–1,2
2,5	0,85	–3,1
3,0	0,55	–5
3,5	0,25	–10,5

$$a := \begin{pmatrix} 60 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \qquad b := \begin{pmatrix} 25 \\ 1 \\ 0.22 \\ 4.2 \cdot 10^{-3} \\ 4 \cdot 10^{-6} \end{pmatrix} \qquad j := \sqrt{-1} \qquad p(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$$

$$K(f) := \frac{\left(a_0 + a_1 \cdot p(f) + a_2 \cdot p(f)^2 + a_3 \cdot p(f)^3\right)}{\left(b_0 + b_1 \cdot p(f) + b_2 \cdot p(f)^2 + b_3 \cdot p(f)^3 + b_4 \cdot p(f)^4\right)}$$

$$A(f) := |K(f)| \qquad D(f) := \mathrm{Re}(K(f)) \qquad M(f) := \mathrm{Im}(K(f))$$

$$\Theta(f) := \arg(K(f)) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$$

$NT := 100 \qquad TH := 0.04 \qquad k := 0..NT \qquad t_k := k \cdot TH \qquad Vb := 10 \qquad Vn := 0.0001$

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

Рис. 6.2

Таблицу 6.1 можно трактовать как модель цепи, описываемой с помощью двух характеристик $\Phi_1(F)$ и $\Phi_2(F)$. Программа по расчету импульсной характеристики цепи согласно (6.12), определяемой с помощью двух данных характеристик, приведена на рис. 6.3.

$$XAP := \begin{pmatrix} 0.5 & 0.75 & -0.2 \\ 1 & 1.12 & -1.2 \\ 1.5 & 1.2 & -2.6 \\ 2 & 1.1 & -1.2 \\ 2.5 & 0.85 & -3.1 \\ 3 & 0.55 & -5 \\ 3.5 & 0.25 & -10.5 \end{pmatrix} \qquad NT := 400 \qquad TH := 0.01 \qquad Vb := 4 \qquad Vn := 0$$

$$X := XAP^{\langle 0 \rangle} \qquad U := XAP^{\langle 1 \rangle} \qquad Z := XAP^{\langle 2 \rangle}$$

$$R := cspline(X, U) \qquad Y(f) := interp(R, X, U, f)$$

$$W := cspline(X, Z) \qquad \Theta(f) := interp(W, X, Z, f)$$

$$k := 0..NT \qquad t_k := k \cdot TH$$

$$H_k := 2 \cdot \int_{Vn}^{Vb} Y(f) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_k + \Theta(f)\right) df$$

Рис. 6.3

Сначала в программе заполняется матрица исходных данных согласно табл. 6.1. Затем с помощью функций ***cspline* и *interp*** производятся интерполяция исходных зависимостей, представленных в табличной форме, и строятся графики амплитудно-частотной $Y(f)$ и фазо-частотной $\Theta(f)$ характеристик цепи. Далее рассчитывается и строится импульсная характеристики цепи $H(t)$.

6.3. Частотные и временные характеристики двух типовых звеньев

Определим частотные и временные характеристики дифференцирующей и интегрирующей цепей, называемых типовыми звеньями.

Интегрирующая цепь 1-го порядка (рис. 6.4,*а*,*б*).

Рис. 6.4

Коэффициент передачи цепи, приведенной на рис. 6.4,*а*,*б*

$$K(j\omega)=\frac{1}{1+j\omega T}\quad, \tag{6.13}$$

где $T = RC$ – постоянная времени цепи (рис. 6.4,*а*) или $T = L/R$ (рис. 6.4,б), $\omega = 2\pi f$ – круговая частота.

Из (6.13) согласно (6.6) – (6.8) для модуля, фазы, действительной и мнимой частей коэффициента передачи получим

$$|K(\omega)|=\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}\,,\qquad \varphi(\omega)=-\mathrm{arctg}(\omega T)\,,$$

$$D(\omega)=\frac{1}{1+\omega^2T^2}\quad,\qquad M(\omega)=-\frac{\omega T}{1+\omega^2T^2}\,.$$

Программа по расчету частотных и временных характеристик цепи с коэффициентом передачи (6.13) приведена на рис. 6.5. Там же построены четыре частотные и две временные характеристики.

Все обозначения в программе описаны выше (см. § 6.2). При размерности времени [с, мс или мкс] частота соответственно [Гц, кГц или МГц].

$T := 0.2 \qquad j := \sqrt{-1} \qquad p(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$

$K(f) := \dfrac{1}{1 + T \cdot p(f)} \qquad A(f) := |K(f)| \qquad D(f) := \mathrm{Re}(K(f))$

$M(f) := \mathrm{Im}(K(f)) \qquad \Theta(f) := \arg(K(f)) \cdot \left(\dfrac{180}{\pi}\right)$

$NT := 200 \qquad TH := 0.01 \qquad k := 0..NT$

$t_k := k \cdot TH \qquad Vb := 20 \qquad Vn := 0.0001$

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

$$H_k := 4 \cdot \int_{Vn}^{Vb} D(f) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_k\right) df$$

Рис. 6.5

$fp := 10 \qquad Q := 5 \qquad j := \sqrt{-1} \qquad p(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$

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

$$K(f) := \frac{a_0}{\left(b_0 + b_1 \cdot p(f) + b_2 \cdot p(f)^2\right)}$$

$A(f) := |K(f)| \qquad D(f) := Re(K(f)) \qquad M(f) := Im(K(f))$

$\Phi(f) := arg(K(f)) \qquad \Theta(f) := \left(\frac{180}{\pi}\right) \cdot \Phi(f)$

$NT := 100 \qquad TH := 0.008 \qquad k := 0..NT \qquad t_k := k \cdot TH$

$Vb := 50 \qquad Vn := 0.0001$

$$\Phi_k := \frac{2}{\pi} \cdot \int_{Vn}^{Vb} \frac{D(f)}{f} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_k)\, df \qquad H_k := 4 \cdot \int_{Vn}^{Vb} D(f) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_k)\, df$$

Рис. 6.6

Из (6.13) при $T \to \infty$ получим для идеального интегрирующего звена

$$K(j\omega) = 1/j\omega T. \qquad (6.14)$$

Интегрирующая цепь 2-го порядка (рис. 6.4,*в*)

Коэффициент передачи цепи, приведенной на рис. 6.4,*в*

$$K(j\omega) = \frac{(1/j\omega C)}{(1/j\omega C) + j\omega L + R} = \frac{a_0}{b_0 + j\omega b_1 + (j\omega)^2 b_2}, \qquad (6.15)$$

где $a_0 = b_0 = \omega_p^2 = (2\pi)^2 f_p^2$; $b_1 = 2\pi f_p/Q$; $b_2 = 1$; $\omega_p = 1/\sqrt{LC}$ – резонансная частота; $Q = L\omega_p/R$ – добротность.

Программа по расчету частотных и временных характеристик цепи (рис. 6.4,*в*) приведена на рис. 6.6. Там же построены четыре частотные и две временные характеристики.

Дифференцирующая цепь (рис. 6.7,*а,б*).

Коэффициент передачи дифференцирующей цепи (рис. 6.7)

$$K(j\omega) = \frac{j\omega T}{1 + j\omega T}, \qquad (6.16)$$

где $T = RC$ – постоянная времени цепи (рис. 6.6,*а*) или $T = L/R$ (рис. 6.6,*б*), $\omega = 2\pi f$ – круговая частота.

Из (6.16) согласно (6.6) – (6.8) для модуля, фазы, действительной и мнимой частей коэффициента передачи получим

$$|K(\omega)| = \frac{\omega T}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}, \qquad \varphi(\omega) = \mathrm{arctg}(1/\omega T),$$

$$Д(\omega) = \frac{\omega^2 T^2}{1 + \omega^2 T^2}, \qquad M(\omega) = \frac{\omega T}{1 + \omega^2 T^2}.$$

Рис. 6.7

$T := 0.2 \qquad j := \sqrt{-1} \qquad p(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$

$$K(f) := \frac{T \cdot p(f)}{1 + T \cdot p(f)} \qquad A(f) := |K(f)|$$

$$D(f) := \mathrm{Re}(K(f)) \quad M(f) := \mathrm{Im}(K(f)) \quad \Theta(f) := \arg(K(f)) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$$

Рис. 6.8

Программа по расчету частотных характеристик цепи с коэффициентом передачи (6.16) приведена на рис. 6.8.

Все обозначения в программе описаны выше (см. § 6.2). При размерности времени [с, мс или мкс] частота соответственно [Гц, кГц или МГц].

Из (6.16) при $T \to 0$ получим для идеального дифференцирующего звена

$$K(j\omega) = j\omega T\,. \tag{6.17}$$

6.4. Анализ многокаскадных линейных цепей

Перейдем от анализа четырехполюсника к более сложным линейным цепям, которые можно представить или в виде многополюсника, или соединения каскадов – четырехполюсников.

Работа линейного многополюсника (рис. 6.9) при анализе во временной области может быть описана с помощью системы из n

линейных дифференциальных уравнений, имеющих следующий вид при их записи в матрично-векторной форме

$$\frac{dY(t)}{dt} = \mathbf{A}Y(t) + \mathbf{B}X(t)\,, \tag{6.18}$$

где **A**, **B** – матрицы,

$$X(t) = \begin{vmatrix} X_1(t) \\ \dots\dots \\ X_n(t) \end{vmatrix}, \quad Y(t) = \begin{vmatrix} Y_1(t) \\ \dots\dots \\ Y_m(t) \end{vmatrix} \quad -$$

вектор-столбцы, описывающие совокупность входных (вектор входа) и выходных (вектор выхода) сигналов (рис. 6.9).

Четыре наиболее распространенных вида соединения каскадов – четырехполюсников – последовательное (каскадное), параллельное, с двумя входами и с отрицательной обратной связью – представлены на рис. 6.10. Такие устройства в целом можно характеризовать с помощью общего оператора.

Общий оператор устройства из последовательно соединенных каскадов (рис. 6.10,*а*) при отсутствии взаимного влияния есть произведение отдельных операторов:

$$K(p) = \prod_{i=1}^{n} K_i(p)\,. \tag{6.19}$$

Общий оператор устройства из параллельно соединенных каскадов (рис. 6.10,*б*) при отсутствии взаимного влияния есть сумма отдельных операторов:

$$K(p) = \sum_{i=1}^{n} K_i(p). \tag{6.20}$$

Рис. 6.9

Рис. 6.10

Общий оператор устройства с двумя входами (рис. 6.10,в)

$$K(p) = K_1(p)K_2(p) + K_2(p)K_U(p), \qquad (6.21)$$

где $K_U(p) = u_2(p)/u_{вх}(p)$.

Для схемы с обратной связью (рис. 6.10,г) имеем

$$u_{вых}(p) = K_1(p)\left[u_{вх}(p) - K_2(p)\, u_{вых}(p)\right],$$

откуда для общего оператора устройства с отрицательной обратной связью получим

$$K(p) = \frac{K_1(p)}{1 + K_1(p)K_2(p)}. \qquad (6.22)$$

При известном общем операторе устройства по методике и программам, рассмотренным в § 6.2, можно рассчитать частотные и временные характеристики объекта в целом.

6.5. Матричный анализ линейных цепей

Анализ линейных цепей, рассмотренный в § 6.2–6.3, исходит из известной схемы и параметров объекта, что наглядно прослеживается на приведенных примерах. Однако в некоторых практических

случаях, особенно в схемах с электронными приборами, более удобным оказывается матричный метод анализа, при котором свойства объекта описываются через его внешние параметры, собранные в матрицу. Возможно несколько систем параметров при таком подходе к описанию свойств устройства.

Сначала вновь рассмотрим элементарную ячейку устройства–четырехполюсник (рис. 6.11), на котором показаны положительные направления токов и напряжений.

Соотношения между комплексными амплитудами токов и напряжений на входе и выходе четырехполюсника в системе Y-параметров определяются следующими двумя уравнениями:

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2; \\ I_2 &= Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2, \end{aligned} \qquad (6.23)$$

где Y_{11} и Y_{21} – соответственно входная и взаимная проводимости, определяемые при коротком замыкании выходной цепи ($U_2 = 0$); Y_{22} и Y_{12} – соответственно выходная и взаимная проводимости, определяемые при коротком замыкании входной цепи (U_1=0).

При матричной записи уравнения (6.23) примут вид

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}. \qquad (6.24)$$

При подключении к четырехполюснику нагрузки проводимостью $Y_Н$ с учетом выбранных положительных направлений токов и напряжений запишем

$$I_2 = -Y_Н U_2. \qquad (6.25)$$

Совместное решение уравнений (6.23) и (6.25) позволяет найти выражения для входной проводимости четырехполюсника и коэффициентов усиления.

Входная проводимость четырехполюсника

Рис. 6.11

$$Y_{вх} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_н}. \qquad (6.26)$$

Коэффициент усиления по напряжению при подключенной нагрузке

$$K_U = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_н}. \qquad (6.27)$$

При $|Y_{22}| << |Y_н| = 1/R_н$ и $|Y_{21}| = S$ – крутизне электронного прибора коэффициент $K_U = SR_н$.

Коэффициент усиления по току при подключенной нагрузке

$$K_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{Y_{21}Y_н}{Y_{11}(Y_{22} + Y_н)}. \qquad (6.28)$$

При $|Y_{22}| << |Y_н|$ коэффициент $K_i = Y_{21}/Y_{11}$.

Коэффициент усиления по мощности как отношение активной мощности в нагрузке ко входной активной мощности

$$K_P = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{|Y_{21}|^2 g_н}{Re\,Y_{вх}|g_н + Y_{22}|^2}, \qquad (6.29)$$

где $P_{вых} = 0{,}5I_2^2/g_н$; $P_{вх} = 0{,}5U_1^2\,Re\,Y_{вх}$ – соответственно выходная и входная мощности четырехполюсника, $g_н$ – активная проводимость нагрузки.

Программа и пример расчета параметров четырехполюсника согласно (6.26) – (6.29) при заданных Y-параметрах приведены на рис. 6.12. В программе приняты следующие обозначения:

GH – активная проводимость нагрузки;

KU – комплексный коэффициент усиления по напряжению;

KUM – модуль KU;

KI – комплексный коэффициент усиления по току;

KIM – модуль KI;

KP – коэффициент усиления по мощности.

Матричный анализ применим и к исследованию объектов, являющихся соединением группы четырехполюсников. Так, при параллельном соединении четырехполюсников (рис. 6.10,б) их матрицы суммируются:

$j := \sqrt{-1}$

$Y11 := 0.5 + j \cdot 0.7 \quad Y12 := 0.1 + j \cdot 0.2 \quad Y21 := 2.5 + j \cdot 0.6 \quad Y22 := 0.2 - j \cdot 0.7$

$GH := 0.8$

$$YBX := Y11 - \frac{(Y12 \cdot Y21)}{Y22 + GH} \qquad YBX = 0.676 + 0.263i$$

$$KU := \frac{-Y21}{(Y22 + GH)} \qquad KU = -1.396 - 1.577i$$

$$KUM := |KU| \qquad KUM = 2.106$$

$$KI := \frac{(Y21 \cdot GH)}{Y11 \cdot (GH + Y22)} \qquad KI = 1.948 - 0.204i$$

$$KIM := |KI| \qquad KIM = 1.959$$

$$KP := \frac{\left[(|Y21|)^2 \cdot GH\right]}{\left[Re(YBX) \cdot (|GH + Y22|)^2\right]} \qquad KP = 5.251$$

Рис. 6.12

$$[Y_{общ}] = \sum_{i=1}^{n} [Y_i]. \tag{6.30}$$

При каскадном соединении четырехполюсников (рис. 6.10 ,а) анализ носит более сложный характер. Сначала следует от *Y*-параметров перейти к А-параметрам, новые матрицы перемножить, а затем вернуться к *Y*-параметрам. Приведем необходимые выражения, позволяющие реализовать данный алгоритм расчета каскадного соединения четырехполюсников.

Соотношения между комплексными амплитудами токов и напряжений на входе и выходе четырехполюсника в системе А-параметров определяются двумя уравнениями

$$\begin{aligned} U_1 &= A_{11}U_2 + A_{12}I_2; \\ I_1 &= A_{21}U_2 + A_{22}I_2, \end{aligned} \tag{6.31}$$

или в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}. \tag{6.32}$$

Путем алгебраических преобразований (6.23) и (6.31) получим следующие выражения, позволяющие от Y-параметров перейти к А-параметрам и обратно:

$$[Y] \Rightarrow [A], \tag{6.33}$$

$$A_{11} = -\frac{Y_{22}}{Y_{21}}, \quad A_{12} = \frac{1}{Y_{21}}, \quad A_{21} = \frac{Y_0}{Y_{21}}, \quad A_{22} = \frac{Y_{11}}{Y_{21}}, \tag{6.34}$$

где $Y_0 = Y_{12}Y_{21} - Y_{11}Y_{22}$.

$$[A] \Rightarrow [Y],$$

$$Y_{11} = \frac{A_{22}}{A_{12}}, \quad Y_{12} = \frac{A_0}{A_{12}}, \quad Y_{21} = \frac{1}{A_{12}}, \quad Y_{22} = \frac{A_{11}}{A_{12}},$$

где $A_0 = A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21}$.

Определив согласно (6.33) А-параметры отдельных четырехполюсников, найдем согласно правилу перемножения матриц общую матрицу всего объекта:

$$[A_{\text{общ}}] = \prod_{i=1}^{n} [A_i]. \tag{6.35}$$

Далее согласно (6.34) можно перейти к Y-параметрам, а по ним согласно (6.26)–(6.29) и по программе рис. 6.12 рассчитать характеристики всего объекта.

В том случае, когда для анализа свойств объекта достаточно ограничиться только его входной проводимостью $Y_{\text{вх}}$, например, при расчете устойчивости (см. § 6.6), можно воспользоваться более простым алгоритмом, состоящим в использовании формулы (6.26) в качестве рекуррентной.

Последовательно переходя от одного четырехполюсника, начиная с последнего, к другому и каждый раз определяя $Y_{\text{вх}}$, находится значение данного параметра на входе всего каскадного соединения. Такая методика будет рассмотрена ниже в гл. 8 при параметрическом синтезе многозвенных фильтров.

Пакет программ Mathcad позволяет производить всевозможные операции с матрицами. Сведения по матричной алгебре приведены, например, в [37].

6.6. Устойчивость линейных цепей

Устойчивость динамической системы есть ее способность возвращаться к исходному состоянию после прекращения действия внешних сил. Строгое математическое определение устойчивости системы, впервые сформулированное А.М. Ляпуновым, связано с определением устойчивости решения дифференциального уравнения и сводится к следующему.

Пусть начальные возмущения, прикладываемые к системе в момент $t = t_0$, ограничиваются достаточно малой областью $\delta(\varepsilon)$. Тогда система называется устойчивой в малом, если при $t \geq t_0$ отклонение возмущенного движения от невозмущенного так же сколь угодно мало и ограничивается областью ε, т.е. близкие по начальным условиям решения остаются близкими и при $t \geq t_0$. Система называется асимптотически устойчивой, если величина $\varepsilon \to 0$ при $t \to \infty$.

Линейная система, находящаяся под воздействием внешней силы $x(t)$, описывается неоднородным дифференциальным уравнением (6.1), общее решение которого

$$y(t) = c_0(t) + \sum_{i=1}^{m} c_i \exp(p_{b\,i} t), \qquad (6.36)$$

где $c_0(t)$ – частное решение неоднородного уравнения (6.1), зависящее от $x(t)$; c_i – постоянные коэффициенты, определяемые начальными условиями; p_{bi} – действительные и комплексные корни характеристического уравнения (6.9), называемые полюсами.

Первый член в (6.36) определяет вынужденные колебания в системе, второй – свободные. Если все действительные корни и действительные части комплексных корней p_{bi} отрицательны ($Re(p_{bi}) < 0$), то при $t \to \infty$ второй член в (6.36) стремится к 0 при любых начальных возмущениях. Такая система является асимптотически устойчивой. Если хотя бы один из корней имеет положительную действительную часть, то система неустойчива – в ней амплитуда колебаний со временем неограниченно возрастает. Таким образом, в устойчивой системе все полюсы располагаются в левой полуплоскости комплексного переменного $p = \sigma + j\omega$.

Другой метод определения устойчивости линейного устройства, называемый иммитансным критерием, основывается на анализе входной проводимости в системе Y-параметров. Согласно иммитансному критерию условием, гарантирующим устойчивость, является выполнение неравенств

$$Re\,Y_{вх}(\omega) \geq 0 \quad и \quad Re\,Y_{вых}(\omega) \geq 0\,,$$

при (6.37)

$$Re\,Y_{11}(\omega) \geq 0 \quad и \quad Re\,Y_{22}(\omega) \geq 0\,,$$

где $Y_{вх}$ – входная проводимость, определяемая согласно (6.26); $Y_{вых}$ – выходная проводимость.

Последние два неравенства в (6.37) означают необходимость устойчивости усилителя при коротком замыкании со стороны его входа и выхода.

Перейдем к анализу устойчивости линейного устройства с цепью отрицательной обратной связи (рис. 6.10,*г*). Согласно (6.22) при $K_2(p) = 1$ оператор такого объекта

$$K(p) = \frac{K_P(p)}{1 + K_P(p)} = \frac{A(p)}{A(p) + B(p)}, \tag{6.38}$$

где $K_P(p) = A(p)/B(p)$ – оператор разомкнутого объекта (рис. 6.13,*а*).

Согласно (6.38) характеристическое уравнение замкнутой системы, корни которого определяют устойчивость системы:

$$A(p) + B(p) = 0. \tag{6.39}$$

Рис. 6.13

Из (6.39) следует, что сумма числителя и знаменателя оператора $K_P(p)$ разомкнутой системы, приравненная 0, является характеристическим уравнением соответствующей замкнутой системы, а нули и полюсы оператора $K_P(p)$ (6.3) являются корнями этого уравнения. Следовательно, согласно введенному выше критерию устойчивости в форме $Re(p_i) < 0$ для устойчивости замкнутой системы необходимо, чтобы все нули и полюсы соответствующей разомкнутой системы находились в левой полуплоскости комплексного переменного (рис. 6.14). Корни характеристического уравнения (6.39) или нули и полюсы оператора $K_P(p)$ легко найти для уравнений 1-го и 2-го порядка. Для систем более высокого порядка можно пользоваться правилами по определению устойчивости без непосредственного вычисления корней уравнения (6.39).

Одним из таких способов является аналитический критерий устойчивости Рауса-Гурвица. Сущность способа состоит в составлении матрицы из коэффициентов характеристического уравнения $B(p)=0$ – знаменателя (6.2), позволяющей по определенным правилам составить неравенства, соблюдение которых является необходимым и достаточным условием устойчивости системы.

Так, для системы 2-го порядка следует выполнить условия

$$b_0 > 0,\ b_1 > 0,\ b_2 > 0,$$

для системы 3-го порядка

$$b_0 > 0,\ b_1 > 0,\ b_2 > 0,\ b_3 > 0,\ b_1 b_2 - b_0 b_3 > 0.$$

Другой способ определения устойчивости называется частотным критерием Найквиста. Метод основан на наличии согласно (6.38)

Рис. 6.14

жесткой связи между коэффициентами передачи разомкнутой $K_P(j\omega)$ и замкнутой $K(j\omega)$ систем. Пусть разомкнутая система устойчива (рис. 6.13,*а*). Тогда согласно критерию Найквиста для устойчивости замкнутой системы необходимо и достаточно, чтобы годограф амплитудно-фазовой характеристики разомкнутой системы не охватывал точки с координатами $(-1, j0)$ (рис. 6.13,*б*). В противном случае, т.е. при охвате этой точки, система неустойчива (рис. 6.13,*в*). Физическое объяснение критерия Найквиста можно дать, исходя из теории возникновения автоколебаний (см. гл. 14).

Контрольные вопросы

1. Перечислите основные свойства линейных цепей.
2. В чем состоит различие между цепями линейного и нелинейного типа?
3. Какие функции выполняют линейные цепи пассивного типа?
4. Какие функции выполняют линейные цепи активного типа?
5. Как связаны между собой преобразования Лапласа и Фурье?
6. Какие характеристики определяют работу линейных устройств?
7. Дайте определение передаточной функции линейной цепи.
8. Дайте определение коэффициенту передачи линейной цепи.
9. Как передаточная функция цепи связана с коэффициентом передачи?
10. Дайте определение амплитудно-частотной характеристике цепи.
11. Дайте определение фазо-частотной характеристике цепи.
12. Дайте определение переходной временной характеристике цепи.
13. Дайте определение импульсной временной характеристике цепи.
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. Задавшись исходными данными, рассчитайте по программе рис. 6.2 характеристики линейной цепи 3-го порядка.
18. Рассчитайте по программе рис. 6.5 характеристики интегрирующей цепи 1-го порядка при $T = 0{,}01$ мс.
19. Задавшись исходными данными, рассчитайте по программе рис. 6.6 характеристики интегрирующей цепи 2-го порядка: а) при апериодическом переходном процессе; б) при колебательном затухающем процессе.
20. Рассчитайте по программе рис. 6.8 характеристики дифференцирующей цепи при $T = 0{,}1$ мкс.
21. Получите выражение для передаточной функции цепи с обратной связью. Рассмотрите с его помощью два случая – с положительной и отрицательной обратной связью.
22. В чем заключается матричный анализ линейных цепей?
23. Как по входной проводимости определить устойчивость линейной цепи?

Глава 7. Прохождение сигналов через линейные цепи

7.1. Методы анализа линейных цепей

Назначение линейной цепи состоит в воздействии на параметры входного сигнала. В усилителях это воздействие связано с увеличением мощности входного сигнала, в фильтрах – в изменении его спектрального состава, в делителях мощности – в разветвлении сигнала по нескольким каналам и т. д. Общим во всех случаях является определение выходного сигнала $y(t)$ при заданных параметрах входного сигнала $x(t)$ и характеристик или схемы самого линейного объекта (рис. 6.1).

Помимо полезного сигнала $x(t)$ на цепь может воздействовать и помеха – случайный сигнал. В таком случае следует определить, как помеха влияет на выходной сигнал $y(t)$. Например, при известном отношении мощности полезного сигнала к мощности помехи на входе цепи следует найти то же отношение на ее выходе. Следовательно, необходимо исследовать прохождение через линейную цепь как полезного, в большинстве случаев детерминированного сигнала, так и случайного – помехи.

Поскольку свойства линейной цепи могут быть описаны различным образом – в одних случаях известна его электрическая схема, в других – коэффициент передачи или передаточная функция, в третьих – частотные или временные характеристики, в четвертых – его Y-параметры, то и анализ ее работы можно проводить разными методами. Рассмотрим в этой связи четыре метода анализа линейной цепи.

Спектральный анализ. Основой этого метода является обратное преобразование Фурье (3.16). При известной спектральной плотности входного сигнала $S_{вх}(j\omega)$ и коэффициенте передачи линейного устройства $K(j\omega)$ согласно (6.4) определяется спектральная плотность выходного сигнала:

$$S_{вых}(j\omega) = K(j\omega)^* S_{вх}(j\omega). \qquad (7.1)$$

Далее в соответствии с обратным преобразованием Фурье (3.16)

или (3.24) рассчитывается выходной сигнал $y(t)$. Следует помнить, что одним из условий применимости преобразования Фурье является абсолютная интегрируемость подынтегральной функции в интеграле Фурье (3.17), что ограничивает класс используемых сигналов при данном методе. В частности, в ограничительный список сигналов попадает и гармоническое колебание при $-\infty < t < \infty$.

Ниже рассмотрен пример расчета выходного сигнала $y(t)$ при воздействии на интегрирующую цепь 2-го порядка радиоимпульса.

Операционный метод. В основе данного метода лежит преобразование Лапласа-Карсона (3.29) и операционный метод решения линейного дифференциального уравнения [37]. При заданном входном сигнале $x(t)$ находится его изображение X(p). Далее при известной передаточной функции устройства $K(p)$ (6.2) определяется изображение выходного сигнала $Y(p) = K(p)*X(p)$, а затем в соответствии с правилами операционного исчисления оригинал $y(t)$ – выходной сигнал.

Метод на основе интеграла наложения – интеграла Дюамеля. В основе этого метода лежит представление входного сигнала в виде суммы тонких импульсов бесконечно малой длительности (рис. 7.1) и определение свойств объекта с помощью импульсной характеристики. Воздействие на линейный объект одного такого импульса позволяет определить импульсную характеристику, рассчитываемую согласно (6.12) или по программе, приведенной на рис. 6.2. При сигнале, представляемом суммой импульсов (рис. 7.1), следует определить отклик системы не на один, а на сумму таких импульсов.

Причем, в каждый момент t следует просуммировать действие всех импульсов, действующих на объект до данного момента, т. е. в промежутке от 0 до t, и учитывая, что каждый последующий импульс сдвинут относительно предыдущего на бесконечно малое время $\Delta\tau$. Заменив операцию суммирования бесконечно малых величин интегрированием, получим выражение, позволяющее рассчитать отклик системы на сумму импульсов и называемое интегралом Дюамеля, являющегося сверткой входного сигнала и импульсной характеристики [37]:

$$y(t) = \int_0^t x(\tau)\, h(t-\tau)\, d\tau\,, \qquad (7.2)$$

где $h(t-\tau)$ – импульсная характеристика, определяемая согласно (6.12), $x(\tau)$ – входной сигнал (рис. 7.1).

Рис. 7.1

Метод, основанный на решении неоднородного линейного дифференциального уравнения. Линейная система описывается дифференциальным уравнением (6.1). Пакет программ Mathcad позволяет непосредственно решить это уравнение одним из численных методов при любом сложном входном сигнале и известной схеме линейной цепи. Далее рассматривается несколько примеров практического использования этого метода, в том числе и при сложном входном сигнале с внутриимпульсной модуляцией.

7.2. Воздействие синусоидального сигнала на 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.

Два типа колебательных систем являются базовыми цепями в разнообразных высокочастотных каскадах радиоэлектронных устройств – последовательный и параллельный контура. Поэтому сначала изучим их свойства, а затем исследуем прохождение через них разных сигналов.

Последовательный колебательный контур (рис. 7.2).

Рис. 7.2

Для сопротивления контура (рис. 7.2) имеем:

$$Z = r + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = r + j\omega L\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right) = r(1 + jQ\Delta) = R_Э + jX_Э\,, \quad (7.3)$$

где $\Delta = \dfrac{\omega}{\omega_р} - \dfrac{\omega_р}{\omega} = \dfrac{\omega^2 - \omega_р^2}{\omega\omega_р}$, $Q = \dfrac{\omega_р L}{r} = \dfrac{1}{r\omega_р C}$ – добротность,

$\omega_р = 1/\sqrt{LC}$ – резонансная частота . (7.4)

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

$$\Delta = \frac{\omega}{\omega_р} - \frac{\omega_р}{\omega} = \frac{\omega^2 - \omega_р^2}{\omega\omega_р} = \frac{(\omega - \omega_р)(\omega + \omega_р)}{\omega\omega_р} \approx 2\frac{\Delta\omega}{\omega_р}\,. \quad (7.5)$$

Из (7.3) получим для модуля, фазы, действительной и мнимой частей комплексного сопротивления:

$$|Z| = r\sqrt{1 + Q^2\Delta^2} \quad \text{или} \quad |Z|/r = \sqrt{1 + Q^2\Delta^2}\,, \quad (7.6)$$

$$\mathrm{tg}\varphi = Q\Delta \quad \text{или} \quad \varphi = \mathrm{arctg}(\Delta Q)\,, \quad (7.7)$$

$$R_Э = r\,, \qquad X_Э = rQ\Delta \quad (7.8)$$

На рис. 7.3 приведена программа по расчету графиков функций (7.6) – (7.8).

В программе приняты следующие обозначения:

Q1, Q2 – любые значения добротности, при которых проводится расчет;

M1 и M2 – модули (7.6) комплексного сопротивления, нормированные относительно сопротивления *r*;

Θ1, Θ2 – фазы (7.7) комплексного сопротивления, град.;

$$Q1 := 100 \qquad Q2 := 20 \qquad \Delta(x) := x - \frac{1}{x}$$

$$M1(x) := \sqrt{1 + Q1^2 \cdot (\Delta(x))^2} \qquad \Theta1(x) := \left(\frac{180}{\pi}\right) \cdot \mathrm{atan}(Q1 \cdot \Delta(x))$$

$$M2(x) := \sqrt{1 + Q2^2 \cdot (\Delta(x))^2} \qquad \Theta2(x) := \left(\frac{180}{\pi}\right) \cdot \mathrm{atan}(Q2 \cdot \Delta(x))$$

$$RE1(x) := 1 \quad RE2(x) := 1 \quad XE1(x) := Q1 \cdot \Delta(x) \quad XE2(x) := Q2 \cdot \Delta(x)$$

Рис. 7.3

RE1, RE2, XE1, XE2 – действительные и мнимые части (7.8) комплексного сопротивления, нормированные относительно сопротивления *r*;

$x = f/f_p$ – относительное значение частоты сигнала;

f_p – резонансная частота контура.

На рис. 7.4 по программе (рис. 7.3) построены графики функций при двух значениях добротности: $Q = 100$ (графики 1) и 20 (графики 2). 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 ($f = f_p$) эквивалентное сопротивление контура содержит только активную составляющую $R_Э$, а реактивная $X_Э = 0$. При частоте сигнала $f > f_p$ или $x > 1$ значение $X_Э > 0$ и поэтому к активному сопротивлению добавляется индуктивность; при $f < f_p$ или $x < 1$ значение $X_Э < 0$ и поэтому $X_Э$ соответствует емкость.

Составим дифференциальное уравнение для схемы рис. 7.2. Напряжение, приложенное к контуру, при $R_i << r$ есть сумма трех напряжений:

$$e(t) = u_C + u_R + u_L, \tag{7.9}$$

где u_C – напряжение на конденсаторе, u_L – на индуктивности, u_R – на резисторе.

Воспользуемся 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:

100
10
1
0.1
(1) M1(x)
(2) M1(x)
1
2
0.8
0.9
1
1.1
1.2
x
100
50
0
-50
-100
(1) Θ1(x)
(2) Θ1(x)
1
2
0.8
0.9
1
1.1
1.2
x
2
1.5
1
0.5
0
(1) RE1(x)
(2) RE1(x)
1
2
0.8
0.9
1
1.1
1.2
x
50
25
0
-25
-50
(1) XE1(x)
(2) XE1(x)
1
2
0.8
0.9
1
1.1
1.2
x

Рис. 7.4

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

С учетом этих выражений преобразуем уравнение (7.9) к виду

$$e(t) = u_C + rC\frac{du_C}{dt} + LC\frac{d^2u_C}{dt^2}; \tag{7.10}$$

или

$$\frac{d^2y}{dt^2} + 2\alpha\frac{dy}{dt} + \omega_p^2 y = \omega_p^2\, e(t),$$

где $\omega_p = 1/\sqrt{LC}$ – резонансная частота; $y = u_C$ напряжение; $\alpha = r/2L = \omega_p/2Q$ – постоянная затухания.

Преобразуем уравнение (7.10) к виду с нормированным значением частоты

$$\frac{d^2y}{d\tau^2} + \frac{1}{Q}\frac{f_P}{f_0}\frac{dy}{d\tau} + \left(\frac{f_P}{f_0}\right)^2 y - \left(\frac{f_P}{f_0}\right)^2 e(\tau) = 0\ , \tag{7.11}$$

где f_0 – частота внешнего сигнала $e(\tau)$, $\tau = \omega_0 t$ – нормированное время.

Для коэффициента передачи схемы (рис. 7.2) по аналогии с (6.15) запишем:

$$K(j\omega) = \frac{u_c(j\omega)}{e(j\omega)} = \frac{(1/j\omega C)}{(1/j\omega C) + j\omega L + R} = \frac{a_0}{b_0 + j\omega b_1 + (j\omega)^2 b_2}\ , \tag{7.12}$$

где $a_0 = b_0 = \omega_p^2 = (2\pi)^2 f_p^2$; $b_1 = 2\pi f_p/Q$; $b_2 = 1$; $Q = L\omega_p/R$ – добротность.

Параллельный колебательный контур (рис. 7.5).

Потери в контуре учитываются с помощью активного сопротивления R, включенного параллельно реактивным элементам.

Комплексные проводимость и сопротивление контура:

$$Y = (1/R) + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = (1/R) + j\omega C\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right) = \frac{1 + jQ\Delta}{R}\ ,$$
$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{R}{(1 + jQ\Delta)} = R_Э + j\,X_Э, \tag{7.13}$$

Рис. 7.5

где $\Delta = \frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega} = \frac{\omega^2 - \omega_p^2}{\omega\omega_p} \approx 2\frac{\Delta\omega}{\omega_p}$; $\omega_p = 1/\sqrt{LC}$ – резонансная частота; $Q = R\omega_p C = R/\omega_p L$ – добротность.

Из (7.13) получим для модуля, фазы, действительной и мнимой частей комплексного сопротивления:

$$|Z| = \frac{R}{\sqrt{1+Q^2\Delta^2}} \quad \text{или} \quad \frac{|Z|}{R} = \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\Delta^2}}, \tag{7.14}$$

$$\mathrm{tg}\varphi = -Q\Delta \quad \text{или} \quad \varphi = -\mathrm{arctg}(Q\Delta); \tag{7.15}$$

$$R_Э = \mathrm{Re}Z = \frac{R}{1+Q^2\Delta^2}, \quad X_Э = \mathrm{Im}Z = -\frac{RQ\Delta}{1+Q^2\Delta^2}. \tag{7.16}$$

На рис. 7.6 приведена программа по расчету графиков функций (7.14) – (7.16). В программе приняты те же обозначения, что и для программы на рис. 7.3.

На рис. 7.7 по программе (рис. 7.6) построены графики функций при двух значениях добротности: $Q = 100$ (графики 1) и 20 (графики 2). Все графики нормированы относительно значения активного сопротивления R.

Из графиков следует, что при большей добротности сужается амплитудная характеристика и круче становится фазовая характеристика. Согласно (7.14) и графикам при $Q >> 1$ полоса пропускания контура, измеренная по уровню 0,707 от максимума амплитудной характеристики, составляет $\Delta f_{пр} = f_р/Q$. При резонансе ($f = f_р$) эквивалентное сопротивление контура содержит только активную составляющую $R_Э$, а реактивная $X_Э = 0$.При частоте сигнала $f > f_р$ или $x>1$ значение $X_Э < 0$ и поэтому к активному сопротивлению добавля-

$$Q1 := 100 \qquad Q2 := 20 \qquad \Delta(x) := x - \frac{1}{x}$$

$$M1(x) := \frac{1}{\sqrt{1 + Q1^2 \cdot (\Delta(x))^2}} \qquad M2(x) := \frac{1}{\sqrt{1 + Q2^2 \cdot (\Delta(x))^2}}$$

$$\Theta1(x) := -\left[\left(\frac{180}{\pi}\right) \cdot \operatorname{atan}(Q1 \cdot \Delta(x))\right] \qquad \Theta2(x) := -\left[\left(\frac{180}{\pi}\right) \cdot \operatorname{atan}(Q2 \cdot \Delta(x))\right]$$

$$RE1(x) := \frac{1}{\left[1 + Q1^2 \cdot (\Delta(x))^2\right]} \qquad RE2(x) := \frac{1}{\left[1 + Q2^2 \cdot (\Delta(x))^2\right]}$$

$$XE1(x) := \frac{-(Q1 \cdot \Delta(x))}{\left[1 + Q1^2 \cdot (\Delta(x))^2\right]} \qquad XE2(x) := \frac{-(Q2 \cdot \Delta(x))}{\left[1 + Q2^2 \cdot (\Delta(x))^2\right]}$$

Рис. 7.6

ется емкость; при $f<f_p$ или $x<1$ значение $X_Э > 0$ и поэтому $X_Э$ соответствует индуктивность.

Составим дифференциальное уравнение для схемы рис. 7.5. Для тока в общей цепи запишем

$$i(t) = i_C + i_R + i_L, \tag{7.17}$$

где i_C – ток, протекающий через конденсатор, i_R – через резистор, i_L – через индуктивность.

В соответствии с законами электротехники для 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. 7.5).

Подставив эти выражения в (7.17), 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

(1) M1(x)
(2) M1(x)
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
0.8
0.9
1
1.1
1.2
x
(1) Θ1(x)
(2) Θ1(x)
100
50
0
50
100
(1) RE1(x)
(2) RE1(x)
(1) XE1(x)
(2) XE1(x)
0.6
0.3
0
0.3
0.6

Рис. 7.7

$$C\frac{d^2u}{dt^2}+\frac{1}{R}\frac{du}{dt}+\frac{1}{L}u=\frac{di(t)}{dt} \qquad (7.18)$$

или

$$\frac{d^2y}{dt^2}+2\alpha\frac{dy}{dt}+\omega_p^2y=\frac{1}{C}\frac{di(t)}{dt},$$

где все величины совпадают с величинами, относящимися к уравнению (7.10).

Уравнения (7.10) и (7.18) отличаются только правой частью. При входном гармоническом сигнале это различие сводится только к разным значениям постоянного коэффициента в правой части уравнения при $\sin(\omega t)$, которые соответственно равны

$$U_m\omega_p^2 \quad \text{и} \quad I_m\omega_p/C.$$

Ввиду идентичности уравнений (7.10) и (7.18) результаты анализа для последовательного и параллельного контуров качественно совпадают, различие сводится только к численным значениям величин. Поэтому все дальнейшие исследования связаны только с одним из уравнений – (7.10) или его аналогом (7.11).

Рассмотрим воздействие напряжения $e(t) = E_m\sin(\omega_0 t)$ на последовательный колебательный контур, при котором уравнение (7.10) примет вид

$$\frac{d^2y}{dt^2}+2\alpha\frac{dy}{dt}+\omega_p^2y=\omega_p^2E_m\sin(\omega_0t)\ . \qquad (7.19)$$

Решение уравнения (7.19) находится в виде суммы двух составляющих – свободной $u_1(t)$, связанной с собственными автоколебаниями в цепи, и вынужденной $u_2(t)$, определяемой внешним воздействием:

$$y(t)=u_1(t)+u_2(t)=U_1e^{-\alpha t}\sin(\omega_1t+\varphi_1)+U_2\sin(\omega_0t+\varphi_2). \qquad (7.20)$$

Согласно (7.20) амплитуда свободной составляющей со временем затухает, вынужденной – имеет постоянное значение. Решение уравнения (7.10) найдем по программе, представленной на рис. 7.8. Кроме того, рассчитаем по программе амплитудно- и фазочастотную характеристики.

В программе, приведенной на рис. 7.8, приняты следующие обозначения:

$U0 := 1 \qquad fp := 150 \qquad Q := 30 \qquad y := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$

$f0 := 130 \qquad T := 0.2$

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

$j := \sqrt{-1} \qquad p(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$

$$K(f) := \frac{a_0}{\left(b_0 + b_1 \cdot p(f) + b_2 \cdot p(f)^2\right)}$$

$A(f) := |K(f)| \qquad \Theta(f) := \arg(K(f)) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$

$\tau k := 2 \cdot \pi \cdot f0 \cdot T \qquad \tau k = 163.363 \qquad \gamma := \frac{fp}{f0}$

$$\Phi(\tau) := \begin{cases} (U0 \cdot \sin(\tau)) & \text{if } 0 \le \tau \le \tau k \\ 0 & \text{if } \tau > \tau k \end{cases}$$

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

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

Y =

	0	1	2
0	0	0	0
1	0.1	$1.665 \cdot 10^{-3}$	$4.986 \cdot 10^{-3}$
2	0.2	$1.326 \cdot 10^{-3}$	0.02
3	0.3	$4.449 \cdot 10^{-3}$	0.044
4	0.4	0.01	0.078
5	0.5	0.02	0.119
6	0.6	0.035	0.168
7	0.7	0.054	0.224
8	0.8	0.079	0.284
9	0.9	0.111	0.349
10	1	0.149	0.416

Рис. 7.8

U0, f0, T – амплитуда, частота и длительность внешнего сигнала в (7.19);

fp – резонансная частота f_p (при размерности частоты герцах, килогерцах или мегагерцах время соответственно в секундах, миллисекундах или микросекундах);

Q – добротность электрической цепи Q;

τk – значение текущей фазы, соответствующее длительности T;

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

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

Θ(f) – фаза комплексного коэффициента передачи (в градусах) – фазо-частотная характеристика;

τ, $Y^{<0>}$ – текущая фаза $\varphi = \omega t$;

y_0, $Y^{<1>}$ – напряжение на емкости $y(t) = u_C(t)$;

y_1, $Y^{<2>}$ – производная от $y(t)$.

Сначала рассчитываются и строятся амплитудно- и фазочастотная характеристики согласно (7.12), что позволяет определить их влияние на временные характеристики. Затем проводится решение линейного дифференциального уравнения (7.11) с помощью метода Рунге-Кутта 4-го порядка путем обращения к функции rkfixed в пакете программ Mathcad [38, 39].

Результаты решения по программе (рис. 7.8) для трех случаев приведены на рис. 7.9: *а* – при f_p = 150; f_0 = 130; Q = 30; *б* – при f_p = 150; f_0 = 150; Q = 30; *в* – при f_p=150; f_0=150; Q = 10.

В первом примере (рис. 7.9,*а*) резонансная частота (f_p = 150) и частота внешнего воздействия (f_0 = 130) различны, в результате чего во время переходного процесса в колебаниях возникают биения с разностной частотой ($f_p - f_0$).

Во втором и третьим примерах (рис. 7.9,*б*,*в*) частоты f_p и f_0 равны и поэтому в цепи возникает резонанс, сопровождающийся резким увеличением амплитуды колебаний. Второй пример от тетьего отличается разной величиной добротности цепи Q.

Согласно рис. 7.9,*б*,*в* при резонансе амплитуда напряжения на конденсаторе: $U_{Cm} = Q\ E_m$, где E_m – амплитуда внешнего сигнала в (7.10), т.е. имеет место резонанс напряжений.

Для реактивной и активной мощностей при резонансе в цепи получим

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

что дает для их отношения $P_P / P_A = Q$.

A(f)
30
15
0
100
150
200
f
θ(f)
50
0
-50
-100
-150
-200
100
150
200
f
Y(t)
10
5
0
5
10
0
30
60
90
120
150
180
210
240
270
300
Y(t)
а)
Y(t)
40
20
0
-20
-40
0
50
100
150
200
250
300
Y(t)
б)
Y(t)
10
5
0
-5
-10
0
50
100
150
200
250
300
Y(t)
в)

Рис. 7.9

Резкое – в Q раз – возрастание амплитуды напряжения на реактивном элементе и реактивной мощности при резонансе является характерной особенностью последовательной колебательной электрической цепи. Это обстоятельство необходимо учитывать при выборе реактивных элементов, входящих в колебательные контура.

Определим время переходного процесса в цепи при резонансе. Согласно (7.20) переходный процесс можно считать законченным при $\alpha t_{пер} = 3$. С учетом выражения для α (см.(7.10)) длительность переходного процесса

$$\varphi_{пер} = 2\pi f_р t_{пер} = 2\pi f_р \frac{3}{\alpha} = 2\pi f_р \frac{3 \cdot 2Q}{2\pi f_р} = 6Q \quad \text{или} \quad t_{пер} = Q/f_р. \quad (7.21)$$

Согласно (7.21) имеем: при $Q = 30$ значение $\varphi_{пер}$=180 рад., при $Q = 10$ значение $\varphi_{пер}$= 60 рад. Справедливость этого результата подтверждают графики на рис. 7.9,*б,в*. Таким образом, чем больше добротность цепи , тем дольше длится переходный процесс.

Полученный результат можно рассматривать и как искажение прямоугольного высокочастотного импульса при прохождении им колебательной цепи. Чем больше добротность Q цепи, т.е. чем уже его полоса пропускания, тем больше растягиваются передний и задний фронты импульса. Такой случай для цепи рис. 7.2 рассчитан по программе (рис. 7.8) и представлен на рис. 7.10 для следущих случаев: *а* – входной импульс; *б* – выходной импульс при $Q = 5$; *в* – выходной импульс при $Q = 50$.

7.3. Прохождение сигнала с фазовой модуляцией через линейную цепь

При прохождении модулированных колебаний через линейные электрические цепи возможны существенные искажения сигнала. Общее правило по снижению таких искажений, называемых линейными, состоит в выполнении условия: ширина полосы пропускания цепи $\Delta f_ц$ должна быть по меньшей мере на порядок больше ширины спектра сигнала $\Delta f_{сп}$. В противном случае амплитуда и фаза спектральных составляющих претерпевают изменения и сигнал на выходе цепи становится отличным от входного. Подобный случай, при котором неизбежны линейные искажения сигнала, представлен на рис. 7.11. Особенно существенными могут быть искажения при прохождении через линейную цепь фазоманипулированных сигналов (рис. 4.10,*в*).

Рис. 7.10

Поскольку такие сигналы часто применяются в современных системах радиосвязи, то вопрос искажения фазоманипулированных сигналов рассмотрим более подробно. Исследуем случай дискрета фазы $\Delta\varphi = \pi$. Тогда в момент скачка фазы колебание можно представить в виде суммы двух колебаний, сдвинутых по фазе на π:

Рис. 7.11

$$u_1(t) = U_m \sin(\omega t) \quad \text{при} \quad t \le t_0,$$
$$u_2(t) = -U_m \sin(\omega t) \quad \text{при} \quad t \ge t_0.$$

Первое из этих колебаний на выходе цепи с момента t_0 начинает затухать, а второе – возрастать так, как показано на рис. 7.10 при прохождении через цепь радиоимпульса. Сумма двух этих колебаний – возрастающего и убывающего по амплитуде – может привести к провалу в фазоманипулированном колебании в момент скачка фазы. Исследуем данный вопрос с помощью программы, приведенной на рис. 7.12.

Программа, приведенная на рис. 7.12, идентична программе на рис. 7.8, за исключением другой записи функции $\Phi(t)$, описывающей входной сигнал. С помощью программы рассчитывается колебание на выходе резонансной цепи при прохождении через нее фазоманипулированного сигнала. Результаты расчета в виде графиков входного и выходного сигналов при заданных параметрах колебательного контура представлены на рис. 7.13.

Из построенных графиков видно, как искажается в виде провала в колебаниях фазоманипулированный сигнал при прохождении через резонансную цепь. Для исключения такого недопустимого явления, вносящего искажения в передаваемое сообщение, следует расширять полосу пропускания электрических цепей, через которые проходят фазоманипулированные сигналы.

$$T := 20 \qquad U := 1 \qquad \Delta := 3 \cdot \pi$$

$$u(\tau) := \begin{cases} 0 \text{ if } \tau < 0 \\ U \cdot \sin(\tau) \text{ if } 0 \le \tau \le 4 \cdot \Delta \\ -U \cdot \sin(\tau) \text{ if } 4 \cdot \Delta < \tau \le 8 \cdot \Delta \\ U \cdot \sin(\tau) \text{ if } 8 \cdot \Delta < \tau \le 12 \cdot \Delta \\ -U \cdot \sin(\tau) \text{ if } 12 \cdot \Delta < \tau \le 16 \cdot \Delta \\ U \cdot \sin(\tau) \text{ if } 16 \cdot \Delta < \tau \le 20 \cdot \Delta \\ 0 \text{ if } \tau > 20 \cdot \Delta \end{cases}$$

$$f0 := 100 \qquad fp := 100 \qquad Q := 20 \qquad y := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

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

$$j := \sqrt{-1} \qquad p(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \qquad \gamma := \frac{fp}{f0}$$

$$K(f) := \frac{a_0}{\left(b_0 + b_1 \cdot p(f) + b_2 \cdot p(f)^2\right)}$$

$$A(f) := |K(f)| \qquad \Theta(f) := \arg(K(f)) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$$

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

$$Y := \mathrm{rkfixed}(y, 0, 200, 2000, \Psi)$$

Рис. 7.12

Аналогичная рекомендация относится и к случаю прохождения через резонансную электрическую цепь частотно-манипулированного сигнала.

7.4. Спектральный метод анализа линейной цепи

В основе этого метода лежат два соотношения. С помощью первого – выражения (7.1) – определяется спектр выходного сигнала $S_{вых}(j\omega)$ при известном спектре входного сигнала $S_{вх}(j\omega)$ и комплекс-

Рис. 7.13

ном коэффициенте передачи цепи $K(j\omega)$, с помощью второго – интеграла (3.24) – рассчитывается выходной сигнал $y(t)$, исходя из спектра $S_{вых}(j\omega)$. *Выпишем эти выражения:*

$$S_{вых}(j\omega) = K(j\omega) * S_{вх}(j\omega) = \left| S_{вых}(\omega) \right| * \exp(\varphi(\omega)) , \qquad (7.22)$$

$$y(t) = 2\int_0^{\infty} \left| S_{вых}(f) \right| \cos(2\pi f t + \varphi(f)) df. \qquad (7.23)$$

Покажем на конкретном примере расчет выходного сигнала $y(t)$ при воздействии на интегрирующую цепь 2-го порядка (рис. 7.2) радиоимпульса, спектр которого определяется (3.28). Составленная программа приведена на рис. 7.14.

$fp := 10 \qquad Q := 5 \qquad j := \sqrt{-1} \qquad p(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$

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

$$K(f) := \frac{a_0}{\left(b_0 + b_1 \cdot p(f) + b_2 \cdot p(f)^2\right)}$$

$A(f) := |K(f)| \qquad \Theta(f) := \left(\frac{180}{\pi}\right) \cdot \arg(K(f))$

$AM := 1 \qquad f0 := 10 \qquad \tau := 1$

$$X(tx) := \begin{cases} (AM \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f0 \cdot tx)) & \text{if } 0 \le |tx| \le 0.5 \cdot \tau \\ 0 & \text{if } |tx| > 0.5 \cdot \tau \end{cases}$$

$$SX(f) := 0.5 \cdot AM \cdot \frac{\sin[\pi \cdot (f - f0) \cdot \tau]}{\pi \cdot (f - f0)}$$

$AX(f) := |SX(f)| \qquad \Theta X(f) := \left(\frac{180}{\pi}\right) \cdot \arg(SX(f))$

$SY(f) := K(f) \cdot SX(f) \qquad AY(f) := |SY(f)| \qquad \Phi Y(f) := \arg(SY(f))$

$\Theta Y(f) := \left(\frac{180}{\pi}\right) \cdot \Phi Y(f)$

$t0 := -0.5 \cdot \tau \qquad NT := 200 \qquad TH := 0.01 \qquad k := 0..NT$

$t_k := t0 + k \cdot TH \qquad Vb := 20 \qquad Vn := 0$

$$Y_k := 2 \cdot \int_{Vn}^{Vb} AY(f) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_k + \Phi Y(f)\right) df$$

Рис. 7.14

В программе приняты следующие обозначения:

AX(f), ΘX(f) – амплитудный и фазовый (в градусах) спектры входного сигнала – радиоимпульса длительностью τ, амплитудой AM, частотой заполнения f0;

A(f), Θ(f) – модуль и фаза (в градусах) комплексного коэффициента передачи цепи 2-го порядка с резонансной частотой *f*p и добротностью *Q*;

AY(f), ΘY(f) – амплитудный и фазовый (в градусах) спектры выходного сигнала, определяемые согласно (7.1);

X(tx), Y_k – входной (радиоимпульс) и выходной сигналы.

Результаты расчета по программе приведены на рис. 7.15, на котором построены рассчитанные амплитудный и фазовый (в градусах) спектры выходного сигнала и входной и выходной сигналы.

Рис. 7.15

Как и ранее (см. рис. 7.10), с помощью графиков, построенных на рис. 7.15, ясно прослеживается искажение радиоимпульса при прохождении через резонансную цепь.

По аналогии с программой рис. 7.14 можно рассчитать выходной сигнал при других видах электрической цепи и иных формах входного сигнала.

7.5. Прохождение случайного сигнала через линейную цепь

Помимо детерминированных сигналов через линейные электрические цепи проходят и случайные сигналы. Вновь обратимся к схеме четырехполюсника (рис. 6.1), на которой $x(t)$ – входной сигнал, $y(t)$ – выходной. Согласно теории случайных процессов при входном случайном стационарном сигнале $x(t)$ и линейной цепи с постоянными параметрами выходной сигнал $y(t)$ также является стационарным [36] . Изменяются только энергетический спектр $W(f)$ и корреляционная функция $R(\tau)$ выходного сигнала по отношению к входному, которые по-прежнему связаны между собой согласно (5.12) – (5.13).

Основой проводимого анализа является спектральный метод, приложимый не только к детерминированному (см. § 7.4), но и к случайному сигналу. Только здесь задача сводится к определению иных функций – $W_{вых}(f)$ и $R_{вых}(\tau)$ при известных функциях случайного сигнала на входе цепи $W_{вх}(f)$ и $R_{вх}(\tau)$ и ее коэффициента передачи $K(j\omega)$. Согласно спектральной теории стационарных случайных процессов случайный сигнал может быть представлен рядом Фурье, т.е. в форме суммы гармонических колебаний со случайными амплитудами. Следовательно, с определенным допущением выражение (7.1), связывающее спектр выходного сигнала $S_{вых}(j\omega)$ с входным $S_{вх}(j\omega)$ при известном коэффициенте передачи цепи $K(j\omega)$, можно распространить и на случайный стационарный сигнал. Возведя в квадрат левую и правую части выражения (7.1), перейдем от спектральной плотности сигнала к энергетическому спектру:

$$W_{вых}(\omega) = |K(j\omega)|^2 W_{вх}(\omega) . \qquad (7.24)$$

Выражение (5.13) для корреляционной функции выходного сигнала с учетом (7.24) примет вид

$$R_{вых}(\tau) = \int_0^\infty W_{вых}(f)\cos(2\pi f\tau)df = \int_0^\infty W_{вх}(f)|K(j2\pi f)|^2\cos(2\pi f\tau)df . \qquad (7.25)$$

Согласно (5.11) и (5.13) средняя мощность выходного случайного сигнала на нагрузке в 1 Ом равна его дисперсии:

$$\sigma^2_{\text{вых}} = R_{\text{вых}}(0) = \int_0^{\infty} W_{\text{вых}}(f)\,df. \qquad (7.26)$$

Мощность случайного сигнала на участке $f_1 - f_2$ частотного спектра

$$p_{\text{вых}} = \int_{f_1}^{f_2} W_{\text{вых}}(f)\,df = \int_{f_1}^{f_2} W_{\text{вх}}(f)\left|K(j2\pi f)\right|^2 df. \qquad (7.27)$$

На основании (7.24) – (7.27) составим программы по определению энергетического спектра и корреляционной функции случайного сигнала на выходе линейной цепи при входном случайном сигнале в виде помехи , имеющей в широкой полосе частот постоянное значение плотности энергетического спектра W_0 (рис. 5.7). Рассматриваются три вида цепи: дифференцирующая, интегрирующая и параллельный колебательный контур.

В приводимых ниже программах (рис. 7.16 – 7.18) приняты следующие обозначения:

f – частота, τ – время корреляции (при значении времени [с, мс, мкс] частота соответственно [Гц, кГц , МГц]).

W_0 – плотность энергетического спектра на входе линейной цепи, Вт^2 / Гц или Вт^2 / кГц , Вт^2 / МГц;

W(f) – плотность энергетического спектра на выходе линейной цепи той же размерности, что и W_0;

f1, f2 – крайние значения частоты энергетического спектра;

τh – предельное значение времени корреляции при расчете;

Dτ – шаг при расчете времени корреляции;

N – число рассчитываемых точек;

R, R1, R2 – значения функции корреляции;

P, P1, P2 – мощность шума (Вт) на выходе линейной цепи в полосе частот 0 – f1 или 0 – f2 при нагрузке 1 Ом;

T – постоянная времени дифференцирующей или интегрирующей цепи;

fp, Q – резонансная частота и добротность колебательного контура.

В программах сначала рассчитывается энергетический спектр W(*f*) на выходе линейной цепи (7.24) с учетом ее амплитудно-частотной характеристики K(*j* ω), а затем корреляционная функция *R*(τ) выходного случайного сигнала (7.25). В программах рис. 7.16,

7.17 рассчитываются по два случая – при верхнем значении частоты $f1$ и $f2$, что позволяет учесть влияние полосы пропускания цепи на параметры выходного случайного сигнала. В третьем случае (рис. 7.18) – при параллельном колебательном контуре – те же параметры рассчитываются в полосе $f1 - f2$.

При $\omega T << 1$ коэффициент передачи дифференцирующей цепи определяется согласно (6.17). Поэтому результат, полученный для такого случая, можно трактовать как определение характеристик случайного стационарного процесса в результате его дифференцирования.

При $\omega T >> 1$ коэффициент передачи интегрирующей цепи определяется согласно (6.14). Поэтому результат, полученный для такого случая, можно трактовать как определение характеристик случайного стационарного процесса в результате его интегрирования.

Прохождение случайного сигнала через дифференцирующую цепь.

Коэффициент передачи такой цепи определяется (6.16) и поэтому имеем

$$|K(j\omega)|^2 = \left|\frac{j\omega T}{1+j\omega T}\right|^2 . \qquad (7.28)$$

Программа для этого случая при двух значениях верхней частоты $f = 1$ и 10 приведена на рис. 7.16.

Прохождение случайного сигнала через интегрирующую цепь.

Коэффициент передачи такой цепи определяется (6.13) и поэтому имеем

$$|K(j\omega)|^2 = \frac{1}{|1+j\omega T|^2} . \qquad (7.29)$$

Программа для данного случая при двух значениях верхней частоты $f = 0{,}2$ и 2 приведена на рис. 7.17

Прохождение случайного сигнала через параллельный колебательный контур. Модуль коэффициента передачи такой цепи при внешнем источнике в виде генератора тока определяется (7.14) и поэтому имеем

$$|K(f)|^2 = \frac{1}{1+Q^2\Delta^2} . \qquad (7.30)$$

$th := 5 \qquad D\tau := 0.01 \qquad f1 := 1 \qquad f2 := 10 \qquad W0 := 1 \qquad T := 0.1$

$$j := \sqrt{-1} \qquad W(f) := W0 \cdot \left(\left| \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot T}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot T} \right| \right)^2$$

$N := 1000 \qquad n := 0..N \qquad \tau_n := -th + n \cdot D\tau$

$$R1_n := \int_0^{f1} W(f) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau_n)\, df \qquad R2_n := \int_0^{f2} W(f) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau_n)\, df$$

$$P1 := \int_0^{f1} W(f)\, df \qquad P1 = 0.107 \qquad P2 := \int_0^{f2} W(f)\, df \qquad P2 = 7.751$$

Рис. 7.16

$\tau h := 10 \qquad D\tau := 0.1 \qquad f1 := 0.2 \qquad f2 := 2 \qquad W0 := 1 \qquad T := 1$

$j := \sqrt{-1} \qquad W(f) := W0 \cdot \left(\left| \frac{1}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot T} \right| \right)^2$

$N := 200 \qquad n := 0..N \qquad \tau_n := -\tau h + n \cdot D\tau$

$R1_n := \int_0^{f1} W(f) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau_n)\, df \qquad R2_n := \int_0^{f2} W(f) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau_n)\, df$

$P1 := \int_0^{f1} W(f)\, df \qquad P1 = 0.143 \qquad P2 := \int_0^{f2} W(f)\, df \qquad P2 = 0.237$

Рис. 7.17

Программа для этого случая с результатами расчета приведена на рис. 7.18.

$\tau h := 1 \qquad D\tau := 0.002 \qquad W0 := 1$

$fp := 50 \qquad Q := 20 \qquad f1 := fp - 30 \qquad f2 := fp + 30$

$$V(f) := \left(\frac{f}{fp}\right) - \left(\frac{fp}{f}\right) \qquad K(f) := \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \cdot V(f)^2}} \qquad W(f) := W0 \cdot \left(|K(f)|\right)^2$$

$N := 1000 \qquad n := 0..N \qquad \tau_n := -\tau h + n \cdot D\tau$

$$R_n := \int_{f1}^{f2} W(f) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau_n\right) df \qquad P := \int_{f1}^{f2} W(f)\, df \qquad P = 3.814$$

Рис. 7.18

С помощью составленных программ легко проследить, как параметры трех видов линейных цепей – дифференцирующей, интегрирующей и параллельного колебательного контура – влияют на энергетический спектр и корреляционную функцию выходного стационарного случайного сигнала. Общий вывод: чем уже полоса

пропускания цепи, тем шире корреляционная функция; сигнал на выходе колебательной цепи представляет собой квазигармоническое колебание.

По аналогии с рис. 7.16 – 7.18 можно составить программы и для других видов линейных цепей.

Контрольные вопросы

1. Проведите сравнение методов анализа линейных цепей.
2. Рассчитайте по программе рис. 7.3 частотные характеристики последовательного колебательного контура при добротности $Q = 10$ и 100.
3. Рассчитайте по программе рис. 7.6 частотные характеристики параллельного колебательного контура при добротности $Q = 10$ и 100.
4. При каких условиях наступает резонанс в колебательной цепи? Как добротность цепи влияет на резонанс и полосу пропускания цепи?
5. Что такое вынужденная и свободная составляющие колебаний в переходном процессе?
6. Задав исходные данные, рассчитайте по программе рис. 7.8 переходный процесс в цепи с последовательным колебательным контуром в случае резонанса и при отличии частоты входного сигнала от резонансной частоты на 10%. Для обоих случаев определите время переходного процесса.
7. Задав исходные данные, рассчитайте по программе рис. 7.12 переходный процесс в цепи с последовательном колебательным контуром при ЛЧМ сигнале в случае резонанса и при отличии частоты входного сигнала от резонансной частоты на 10%. Для обоих случаев определите время переходного процесса.
8. В чем состоят особенности прохождения сигнала с фазовой модуляцией через колебательный контур?
9. Задав исходные данные, рассчитайте по программе рис. 7.14 прохождение через колебательную цепь сигнала с фазовой модуляцией
10. Как определяется энергетический спектр на выходе линейной цепи?
11. Как определяется мощность случайного сигнала на выходе линейной цепи?
12. Задав исходные данные, рассчитайте по программе рис. 7.16 энергетический спектр на выходе дифференцирующей цепи при воздействии на нее белого шума. Рассчитайте также корреляционную характеристику и мощность выходного сигнала.
13. Задав исходные данные, рассчитайте по программе рис. 7.17 энергетический спектр на выходе интегрирующей цепи при воздействии на нее белого шума. Рассчитайте также корреляционную характеристику и мощность выходного сигнала.
14. Задав исходные данные, рассчитайте по программе рис. 7.18 энергетический спектр на выходе колебательной цепи при воздействии на нее белого шума. Рассчитайте также корреляционную характеристику и мощность выходного сигнала.

Глава 8. Фильтры и согласующие цепи

8.1. Назначение и классификация фильтров и согласующих цепей

Фильтром называется цепь, пропускающая сигналы в определенной полосе частот и задерживающая в других. С помощью фильтров осуществляется настройка на выбранный канал приема и передачи, обработка сигналов, выделение полезных спектральных составляющих и подавление вредных.

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);

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

– активные, выполненные на основе операционных усилителей (ОУ) с обратной связью;

– цифровые на основе элементов цифровой техники и микропроцессора.

Основными характеристиками фильтра являются:

– зависимость вносимого им затухания от частоты сигнала $b_з = \Phi(f)$;

– амплитудно-частотная характеристика (АЧХ);

– фазо-частотная характеристика (ФЧХ), т.е. зависимость сдвига сигнала по фазе от частоты.

В зависимости от характеристики затухания и выполняемой функции различают следующие типы фильтров: нижних и верхних частот, полосовой (полосно-пропускающий), режекторный (полосно-заграждающий). Типовые схемы этих фильтров и их характеристики затухания $b_з = \Phi(f)$ приведены соответственно на рис. 8.1 *а б,в,г*.

Согласно характеристикам, приведенным на рис. 8.1, фильтры имеют полосу прозрачности или пропускания ($\Delta f_{пр}$) и полосу заграждения ($\Delta f_{згр}$).

Рис. 8.1

Практически в состав всех радиотехнических устройств в качестве непременного 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;

– фильтры полосового типа в усилителе промежуточной частоты с полосой пропускания, равной ширине спектра усиливаемого сигнала;

– фильтры нижних частот в демодуляторе сигнала, включаемые после детектора;

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

– фильтры полосового типа на выходе радиопередатчика, подав-

ляющие побочные излучения;

– цифровые фильтры в блоках обработки сигналов.

В одних случаях, например, в усилителях промежуточной частоты радиоприемника, важно получить близкую к прямоугольной амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) фильтра. В других случаях, например, в телевизионных радиоприемниках, помимо АЧХ важное значение имеет также фазо-частотная характеристика фильтра. В третьих случаях, например, в радиопередатчиках, основной является характеристика затухания $b_3 = \Phi(f)$, поскольку здесь важно свести к минимуму потери в полосе пропускания, ибо иначе в антенну поступит полезный сигнал меньшей мощности.

Помимо четырех основных типов фильтров, характеристики затухания которых приведены на рис. 8.1, существуют и более сложные варианты их построения, например, фильтры-мультиплексеры, 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. 8.2).

Рис. 8.2

С помощью таких фильтров-мультиплексеров (рис. 8.2) происходит разделение сигналов по различным каналам в системах радиосвязи множественного доступа с частотным уплотнением.

Фильтры выпускаются в виде отдельных радиоэлементов для использования в разных видах аппаратуры. При этом конструкция и габаритные размеры фильтров в значительной степени зависят от максимально допустимой мощности проходящего через них сигнала. Чем больше мощность сигнала, тем более массивным является фильтр. Для радиоприемников фильтры выпускаются в виде малогабаритных радиоэлементов.

Согласующим устройством называется цепь, служащая для согласования нагрузки с источником возбуждения с целью отбора от

него максимально возможной мощности. Функция согласования, свойственная самым различным цепям, сводится к трансформации одного сопротивления в другое, при котором выполняется условие отбора от источника максимума мощности сигнала в определенной полосе частот. Перечисленные выше характеристики фильтра в полной мере относятся и к цепям согласования, для которых основным является получение минимума затухания в полосе согласования (у фильтров она называется полосой пропускания). Близость по назначению и схеме фильтров и согласующих цепей позволяет в некоторых случаях объединять их в одном устройстве.

Обратимся к схеме, которую в равной степени можно отнести как фильтру, так и согласующей цепи (рис. 8.3). Схема представлена в виде четырехполюсника, включенного между генератором и нагрузкой.

Рис. 8.3

При использовании в качестве фильтра или согласующей цепи реактивного четырехполюсника активными потерями в нем можно пренебречь, что позволяет записать следующее равенство для баланса мощностей сигналов:

$$P_{г\,ном} = P_н + P_{отр},$$

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

Преобразуем последнее равенство к виду

$$|\Gamma_{вх}|^2 + K_P = 1\,, \qquad (8.1)$$

где $|\Gamma_{вх}|^2 = P_{отр}/P_{пад}$, $\Gamma_{вх}$ – коэффициент отражения; $P_{пад} = P_{г\,ном}$, $K_P = P_н/P_{г\,ном} \le 1$ – коэффициент передачи номинальной мощности от генератора в нагрузку

Введем также коэффициент затухания $B_з = P_{г\,ном}/P_н$. Тот же коэффициент, выраженный в децибелах:

$$b_з = 10\lg(P_{г\,ном}/P_н) = -10\lg(K_P). \qquad (8.2)$$

Таким образом, качество согласования, определяемое мерой передачи номинальной мощности генератора в нагрузку, можно определить с помощью или коэффициента K_P, или модуля коэффициента отражения $|\Gamma_{вх}|$, или затухания $b_з$. Пределы изменения этих величин: $K_P = 0..1$, $|\Gamma_{вх}| = 0..1$, $b_з = 0...\infty$.

При идеальном согласовании $|\Gamma_{вх}| = 0$, $b_з = 0$, $K_P = 1$.

От схемы рис. 8.3,*а* перейдем к эквивалентной схеме рис. 8.3,*б*, на которой четырехполюсник с нагрузкой заменен входным сопротивлением $Z_{ВХ}(f) = R_{ВХ}(f) + jX_{ВХ}(f)$, зависящим от частоты. Поскольку активными потерями в самом реактивном четырехполюснике пренебрегаем, то мощность $P_Н$ есть мощность, рассеиваемая в сопротивлении $R_{вх}$. Для коэффициента передачи по мощности сигнала $K_P(f)$ в схеме рис. 8.3,*б* получим

$$K_P = \frac{P_н}{P_{г\,ном}} = \frac{4\,Re(Z_i)\,Re(Z_{вх})}{|Z_i + Z_{вх}|^2}. \qquad (8.3)$$

При выполнении условия

$$\overset{*}{Z}_{вх} = \overset{\bullet}{Z}_i$$

(комплексно-сопряженные величины) величина $K_P = 1$ или согласно (8.2) затухание $b_з = 0$. Именно это условие следует стремиться выполнить в полосе пропускания или согласования при проектировании фильтра и согласующей цепи.

8.2. Алгоритм синтеза фильтров и согласующих цепей

Проектирование фильтров предусматривает их синтез, т.е. определение структуры и параметров элементов исходя из заданных полос пропускания и заграждения и потерь в них (см. рис. 8.1). При этом возможны два подхода при решении этой задачи: путем выбора функции затухания $b_з = \Phi(f)$ с дальнейшей процедурой реализа-

ции и на основе метода параметрической оптимизации, являющейся важным разделом в теории нелинейного программирования. Рассмотрим основы обоих методов.

Метод, связанный с аппроксимацией и реализацией. На первом этапе осуществляется аппроксимация, состоящая в замене требуемой характеристики затухания фильтра зависимостью, отвечающей условиям физической реализуемости. Такими базовыми функциями, используемыми при аппроксимации, являются полиномы Чебышева и Баттерворта [37] . При полиноме Чебышева характеристика затухания фильтра описывается функцией

$$b_з = 10\lg[1 + a^2 T_n^2(x)] \quad [\text{дБ}] \ , \tag{8.4}$$

где $T_n(x)$ – полином Чебышева 1-го рода n-го порядка; $x = 2(f - f_0)/\Delta f_{пр}$ – относительное изменение частоты в случае полосового фильтра; $\Delta f_{пр}$ – полоса пропускания; f_0 – центральная частота фильтра; $a < 1$ – амплитудный множитель;

$$T_n(x) = \cos(n \arccos(x)) \quad \text{при} \quad -1 \le x \le 1.$$

При полиноме Баттерворта характеристика затухания фильтра описывается функцией

$$b_з = 10\lg[1 + a^2 L_n^2(x)] \quad [\text{дБ}] \ , \tag{8.5}$$

где $L_n(x) = x^n$ – полином Баттерворта n-го порядка; остальные обозначения совпадают с (8.4) .

Программа расчета характеристик затухания полосового фильтра согласно (8.4) и (8.5) с графиками примера при $n = 8$ и $a = 0{,}2$ приведена на рис. 8.4. Графики построены в двух масштабах: с захватом полос пропускания и заграждения и только в полосе пропускания. Функция Чебышева вычисляется путем обращения к функции Tcheb(n,x) в разделе «Особые» подменю «Встроенные функции» математического пакета программ Mathcad [38, 39].

Как следует из графиков (рис. 8.4), фильтр Чебышева обеспечивает преимущества по полосе заграждения, имея большее значение затухания, а фильтр Баттерворта – по полосе пропускания, имея в ней меньшее затухание.

На втором этапе, называемым реализацией, осуществляется поиск корней полинома, находится структура синтезируемой цепи и вычисляются значения элементов – емкостей и индуктивностей, из которых составляется фильтр. На практике расчет фильтров обычно осуществляется с помощью специальных программ.

$f0 := 100 \qquad \Delta f := 10 \qquad a := 0.2 \qquad n := 8 \qquad x(f) := 2 \cdot \frac{(f - f0)}{\Delta f}$

$b1(f) := 10 \cdot \log\left[1 + a^2 \cdot \left(Tcheb(n, x(f))^2\right)\right] \qquad b2(f) := 10 \cdot \log\left(1 + a^2 \cdot x(f)^{2 \cdot n}\right)$

Рис. 8.4

Как видно из графиков, приведенных на рис. 8.4, внутри полосы пропускания затухание фильтра Чебышева весьма мало, не превышая 0,17 дБ. За пределами этой полосы затухание фильтра резко возрастает. 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.

Метод параметрической оптимизации. Оптимизация есть процедура поиска и нахождения такой комбинации значений параметров устройства определенной структуры, при которой его характеристики имеют наилучшие значения согласно выбранному критерию. Оптимизация в сочетании с перебором определенного числа структур проектируемого объекта перерастает в процедуру синтеза. Несмотря на все разнообразие критериев, их можно свести к единой математической записи – функции цели, которая в концентрированной форме отражает смысл решаемой задачи по оптимизации устройства – в наилучшем приближении его характеристик к требуемым согласно определенным признакам. Функция цели является центральным звеном процедуры оптимизации, а, следова-

тельно, и соответствующей программы, реализующей вычислительным путем выбранный алгоритм решения задачи. Все действия в такой программе оптимизации в конечном итоге направлены на получение экстремального значения функции цели – максимального или минимального, в зависимости от поставленной задачи. Поскольку качество устройства определяют, как правило, несколько критериев, то целевая функция является суммой определенного числа членов и по своему виду является взвешенно–аддитивно цифровой, отражающей требование минимального отличия желаемых (иногда идеальных) характеристик от реально получаемых.

Применительно к фильтру функция цели имеет вид

$$F_ц = V_1 \sum_{f_k=f_{N1}}^{f_{N2}} \left[\Psi_{тр1}(f_k) - \Psi_1(f_k)\right]^2 + V_2 \sum_{f_k=f_{M1}}^{f_{M2}} \left[\Psi_{тр2}(f_k) - \Psi_2(f_k)\right]^2 + \ldots, \quad (8.6)$$

где $\Psi_{тр1}(f_k)$, $\Psi_{тр2}(f_k)$... – требуемые характеристики фильтра; $\Psi_1(f_k)$, $\Psi_2(f_k)$... – реально полученные характеристики фильтра; V_1, V_2 .... – коэффициенты веса.

В (8.6) расхождение между требуемой и реальной характеристиками оценивается с помощью квадрата уклонений между ними. Возможен также другой критерий этого расхождения – минимаксный, связанный с минимизацией максимального уклонения.

Для нахождения экстремального значения функции цели разделим все параметры устройства, определяющие его характеристики Ψ_1, Ψ_2 ..., на две группы: варьируемые (x_1, x_2, ..., x_n) и неизменные (y_1, y_2, ..., y_m). Соберем варьируемые параметры (их еще называют переменными) в вектор-столбец, который затем преобразуем в транспонированную матрицу (индекс T):

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \ldots x_n]^T.$$

Аналогичным образом поступим с постоянными, или неизменными, параметрами устройства:

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \ldots y_m]^T.$$

Будем рассматривать вектор $\boldsymbol{x}$ как точку, или элемент n-мерного действительного пространства $\mathbf{R}^n$. Совокупность объектов $\boldsymbol{x}$ произвольного содержания (точки, векторы, функции и т. д.) составляют множество $\mathbf{X}$, а сами объекты есть элементы этого множества. Совместив понятия точечного множества, составленного из точек $\mathbf{x}$, и

n-мерного пространства $\mathbf{R}^n$, можно утверждать, что множество **X** представляет собой совокупность точек **x** в многомерном пространстве $\mathbf{R}^n$. В процессе поиска среди множества векторов ***x*** следует найти такой вектор $\mathbf{x}_{опт}$ в пространстве $\mathbf{R}^n$, при котором функция цели минимальна (или максимальна).

Точка $\mathbf{x}_{опт}$ соответствует наилучшему в соответствии с выбранными критериями варианту проектируемого устройства. Поиск $\mathbf{x}_{опт}$ относится к классу задач, объединяемых теорией нелинейного программирования. При этом вектор **x** ограничен определенным пространством $\mathbf{R}^n$, что можно представить в развернутом виде следующим образом:

$$x_{1мин} \le x_1 \le x_{1\,макс}, \ldots x_{nмин} \le x_n \le x_{nмакс}.$$

Скалярное значение функция цели (8.6) в пределах возможного изменения вектора **x** может иметь несколько или множество локальных минимумов и один глобальный $\mathbf{x}_{опт}$. Выражение (8.6) для глобального минимума справедливо для всех **x**, принадлежащих пространству $\mathbf{R}^n$, а для локального – только в части этого пространства.

Сами методы поиска целевой функции, т. е. определение $\mathbf{x}_{опт}$, классифицируется по нескольким признакам:

– по виду искомого минимума–локальные и глобальные;

– по характерной черте метода – с использованием только значений, принимаемых целевой функцией $F_ц(\mathbf{x})$ (методы прямого поиска), или как значений $F_ц(\mathbf{x})$, так и ее первых и вторых производных (градиентные методы);

– по способу перехода от одной точки к другой на каждом шаге поиска – детерминированные и случайные;

– в зависимости от характерного признака целевой функции, в связи с чем различают выпуклое, вогнутое, квадратичное программирование.

Математический пакет программ Mathcad предлагает две функции – **Maximize** и **Minimize** (обе расположены в категории функций «Решение») – для реализации процедуры оптимизации, связанной с поиском вектора $\mathbf{x}_{опт}$ без вычисления производных функции цели.

С помощью функции **Minimize (F, x1, x2,..., xn)**, где **F** – функция цели, **x1, x2,..., xn** – варьируемые параметры объекта оптимизации, осуществляется поиск параметров, соответствующих минимуму функции **F**, с помощью функции **Maximize (F, x1, x2,..., xn)** – максимуму функции **F**.

К преимуществам рассматриваемого поискового метода проектирования фильтра относятся: прямой расчет проектируемой цепи без эквивалентных преобразований, что повышает точность конечного результата; возможность учета ограничений конструктивно-технологического свойства, предъявляемых к отдельным элементам цепи и связанных, например, с точностью их изготовления; возможность учета неоднородностей в составе отдельных элементов или в месте их соединения; возможность ввода в фильтр дополнительных элементов конструктивного типа и их учета при синтезе; расчет при любом типе нагрузке, в том числе комплексной, частотнозависимой; оценка свойств фильтра не только по характеристике затухания, но и по другим параметрам, например, фазочастотной характеристике.

8.3. Параметрический синтез фильтра

В качестве примера рассмотрим расчет фильтра нижних частот, имеющего минимум потерь в полосе прозрачности и максимум – в полосе заграждения. Идеальная и реальная характеристики такого фильтра $b_3 = \Phi(f)$ показаны на рис. 8.5,*а*. Перейдя согласно (8.2) от затухания фильтра b_3 к коэффициенту передачи цепи по мощности K_P, получим характеристики $K_P = \Phi(f)$ (рис. 8.5,*б*).

Примем в качестве меры отклонения реальной характеристики от идеальной минимум суммы квадратов уклонений. Тогда функция цели (8.6) в рассматриваемом случае примет вид

$$F_ц = V_1 \sum_{f_k=f_{N1}}^{f_{N2}} [1 - K_P(f_k)]^2 + V_2 \sum_{f_k=f_{M1}}^{f_{M2}} [K_P(f_k)]^2, \qquad (8.7)$$

где $f_{N1} \ldots f_{N2}$ – полоса пропускания; $f_{M1} \ldots f_{M2}$ – полоса заграждения;

Рис. 8.5

$K_P(f)$ – полученное значение коэффициента передачи цепи по мощности; V_1, V_2 – коэффициенты веса, определяющие соотношение требований по затуханию, предъявляемых к полосам пропускания и заграждения.

Первый член в (8.7) относится к полосе пропускания, в которой затухание должно быть минимально или коэффициент K_P близок к 1. Второй член в (8.7) относится к полосе заграждения, в которой затухание должно быть по возможности максимально или коэффициент K_P близок к 0. Путем определенной процедуры следует найти минимальное значение функции цели (8.7).

Составим программу по параметрическому синтезу двухзвенного фильтра нижних частот, схема которого представлена на рис. 8.6,*а*, характеристики – на рис. 8.5.

Рис. 8.6

Выделим 1-е звено фильтра (рис. 8.6,*б*) и для его входного сопротивления запишем:

$$Z_A = \frac{R_н Z_1}{R_н + Z_1} + Z_2 \ .$$

Используя данную формулу в качестве рекуррентной, определим сопротивление со входа 2-го звена. При большем числе звеньев следует продолжить данную процедуру до крайнего, левого звена фильтра. Далее согласно (8.3) определим коэффициент передачи цепи по мощности и функцию цели (8.7).

Осуществив поиск оптимальной комбинации варьируемых параметров C_1, L_2, C_3, L_4, C_5, найдем минимальное значение функции цели (8.6).

В составленной программе (рис. 8.7) приняты следующие обозначения:

C1, C3, C5 – емкости фильтра, мкФ; L2, L4 – индуктивности фильтра, мкГн ;

f – частота, МГц;

$V1 := 1 \quad V2 := 1 \quad N := 40 \quad M1 := 20 \quad M2 := 21 \quad j := \sqrt{-1}$

$RH := 50 \quad RI := 50 \quad f0 := 10 \quad Df := 1 \quad \omega(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$

$$X1(f, C1) := \frac{1}{\omega(f) \cdot C1} \qquad X3(f, C3) := \frac{1}{\omega(f) \cdot C3}$$

$$X2(f, L2) := \omega(f) \cdot L2 \qquad X4(f, L4) := \omega(f) \cdot L4 \qquad X5(f, C5) := \frac{1}{\omega(f) \cdot C5}$$

$$ZA(f, C1, L2) := \left(\frac{RH \cdot X1(f, C1)}{RH + X1(f, C1)}\right) + X2(f, L2)$$

$$ZB(f, C1, L2, C3, L4) := \left(\frac{ZA(f, C1, L2) \cdot X3(f, C3)}{ZA(f, C1, L2) + X3(f, C3)}\right) + X4(f, L4)$$

$$ZC(f, C1, L2, C3, L4, C5) := \frac{ZB(f, C1, L2, C3, L4) \cdot X5(f, C5)}{ZB(f, C1, L2, C3, L4) + X5(f, C5)}$$

$$C1 := \frac{1}{\pi \cdot f0 \cdot RH} \quad C3 := 5 \cdot C1 \quad L2 := \frac{RH}{2 \cdot \pi \cdot f0} \quad L4 := 5 \cdot L2 \quad C5 := 2 \cdot \left(10^{-4}\right)$$

$C1 = 6.366 \times 10^{-4} \quad C3 = 3.183 \times 10^{-3} \quad L2 = 0.796 \quad L4 = 3.979 \quad C5 = 2 \times 10^{-4}$

$ORIGIN := 1 \qquad n := 1..N \qquad f_n := n \cdot Df$

$$KP_n := \frac{\left(4 \cdot RI \cdot Re\left(ZC\left(f_n, C1, L2, C3, L4, C5\right)\right)\right)}{\left(\left|RI + ZC\left(f_n, C1, L2, C3, L4, C5\right)\right|\right)^2}$$

$$W(C1, L2, C3, L4, C5) := V1 \cdot \left[\sum_{n=1}^{M1} \left(KP_n\right)^2\right] + V2 \cdot \left[\sum_{n=M2}^{N} \left(1 - KP_n\right)^2\right]$$

$CH := 0.5 \cdot C1 \qquad CB := 1.5 \cdot C1 \qquad LH := 0.5 \cdot L2 \qquad LB := 1.5 \cdot L2$

Given

$CH \le C1 \le CB \qquad LH \le L2 \le LB \qquad CH \le C3 \le CB \qquad LH \le L4 \le LB$

$10^{-5} \le C5 \le 10^{-3} \qquad H := Minimize(W, C1, L2, C3, L4, C5)$

$$H = \begin{pmatrix} 6.366 \times 10^{-4} \\ 0.796 \\ 6.366 \times 10^{-4} \\ 0.796 \\ 2 \times 10^{-4} \end{pmatrix}$$

$C1 := H_1 \qquad C3 := H_3 \qquad C5 := H_5$

$L2 := H_2 \qquad L4 := H_4$

$m := 1..N \qquad f_m := m \cdot Df$

$$KB_m := \frac{\left(4 \cdot RI \cdot Re\left(ZC\left(f_m, C1, L2, C3, L4, C5\right)\right)\right)}{\left(\left|RI + ZC\left(f_m, C1, L2, C3, L4, C5\right)\right|\right)^2} \qquad BD_m := -10 \cdot \log\left(KB_m\right)$$

Рис. 8.7

f0 – частота среза фильтра f_0, МГц;

RH, RI – сопротивление нагрузки и внутреннее сопротивление генератора, Ом;

KP(f) – коэффициент передачи фильтра по мощности сигнала (8.3);

b(f) – характеристика затухания фильтра, дБ (8.2).

Сначала по программе рассчитывается входное сопротивление фильтра *ZC* согласно описанной процедуре по рекуррентной формуле, затем коэффициент передачи фильтра по мощности сигнала (8.3), а далее функция цели (8.7).

Поиск оптимальных значений варьируемых параметров C_1, L_2, C_3, L_4, C_5 осуществляется с помощью функции **Minimize** математического пакета программ Mathcad. Рекомендуется сделать несколько циклов поиска оптимальных значений параметров путем разного задания исходных точек поиска. Минимальное значение функции цели и соответствующие ей оптимальные значения C_1, L_2, C_3, L_4, C_5 являются конечным результатом поиска. В заключение строятся частотные характеристики: для коэффициента передачи фильтра по мощности сигнала $K_P(f)$ и две для затухания b_3 (f) в разных масштабах (рис. 8.8).

Как следует из рис. 8.8, нам удалось справиться с поставленной задачей: фильтр нижних частот, рассчитанный по программе (рис. 8.7), в заданной полосе 1...10 МГц имеет небольшое затухание – не более 0,8 дБ – в полосе пропускания и большое – в полосе заграждения (30 дБ на частоте 20 МГц , 50 дБ на частоте 30 МГц). При необходимости получения характеристики затухания с лучшими показателями, более близкой к идеальной (рис. 8.5), следует увеличить число звеньев фильтра и повторить процедуру поиска наилучшей комбинации параметров элементов.

Проектирование фильтров других типов, в том числе и для СВЧ диапазона на основе отрезков фидерных линий, может производиться по аналогичным программам. Общий алгоритм расчета при этом не меняется, изменения вносятся только в операторы, по которым рассчитываются отдельные звенья [16].

8.4. Активные фильтры

Активными называются фильтры, в состав которых входят цепи с электронными приборами, в том числе операционные усилители (ОУ), а требуемая амплитудно-частотная характеристика формируется за счет цепи отрицательной обратной связи. При замыкании

Рис. 8.8

на землю неинвертирующего входа и включении в цепь отрицательной обратной связи по инвертирующему входу сопротивлений согласно схеме рис. 8.9,*а* ОУ является активным фильтром 1-го порядка, а при схеме рис 8.9,*б* – активным фильтром 2-го порядка. Комбинируя включение различных элементов в цепи обратной связи ОУ, можно формировать разнообразные амплитудно-частотные характеристики активного фильтра.

Активный фильтр нижних частот. Комплексный коэффициент активного фильтра 1-го порядка (рис. 8.9,*а*) определяется выражением

Рис. 8.9

$$K(j\omega) = -Z_2/Z_1 \ . \qquad (8.8)$$

При цепи отрицательной обратной связи, показанной на рис. 8.9,в, согласно (8.8) для комплексного коэффициента передачи получим

$$K(j\omega) = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{X_C R_2/(X_C + R_2)}{R_1} = -\frac{R_2/R_1}{1 + j\omega R_2 C_2} \ . \qquad (8.9)$$

Из (8.9) для модуля коэффициента передачи имеем

$$|K(j\omega)| = \frac{R_2/R_1}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} \ , \qquad (8.10)$$

где $T = R_2C_2$ – постоянная времени фильтра.

Согласно (8.10) схема, приведенная на рис. 8.9,*в*, есть фильтр нижних частот. Частота среза АЧХ такого фильтра, определяемая из равенства $\omega T = 1$, есть $f_{ср} = 1/2\pi T$.

Активный фильтр верхних частот. При цепи отрицательной обратной связи, показанной на рис. 8.9,*г*, согласно (8.8) для комплексного коэффициента передачи получим

$$|K(j\omega)| = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_2}{X_C + R_1} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_1 C_1} \ , \qquad (8.11)$$

Из (8.11) для модуля коэффициента передачи имеем

$$|K(j\omega)| = \frac{R_2}{R_1}\frac{\omega T}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}}\ , \qquad (8.12)$$

где $T = R_1C_1$ – постоянная времени фильтра.

Согласно (8.12) схема, приведенная на рис. 8.9,*г* есть фильтр верхних частот. Частота среза АЧХ такого фильтра, определяемая из равенства $\omega T = 1$, есть $f_{ср} = 1/2\pi T$.

Полосовой фильтр активного типа. Комплексный коэффициент активного фильтра 2-го порядка (рис. 8.9,*б*) определяется выражением

$$K(j\omega) = -\frac{Y_1Y_3}{(Y_1+Y_2+Y_3+Y_4)Y_5+Y_3Y_4}\ . \qquad (8.13)$$

При цепи отрицательной обратной связи, показанной на рис. 8.9,*б*, проводимости равны:

$$Y_1 = g_1 = 1/R_1\ ,\ \ Y_2 = g_2 = 1/R_2\ ,\ \ Y_3 = j\omega C_3\ ,$$
$$Y_4 = j\omega C_4\ ,\qquad Y_5 = g_5 = 1/R_5\ .$$

При данных величинах для модуля комплексного коэффициента передачи из (8.13) получим

$$|K(j\omega)| = \frac{\omega\, C_3\, g_1}{\sqrt{[(g_1+g_2)g_5-\omega^2 C_3C_4]^2+[\omega(C_3+C_4)g_5]^2}}\ . \qquad (8.14)$$

Согласно (8.14) схема, приведенная на рис. 8.9,*б*, при определенных значениях входящих в нее элементов является полосовым фильтром. Частота, при которой знаменатель выражения (8.14) принимает минимальное значение, соответствует центральной частоте полосового фильтра активного типа.

8.5. Согласующие цепи

Назначение. Цепи согласования служат для трансформации одного сопротивления в другое с целью передачи максимально возможной мощности от одного каскада к другому. Необходимость такого согласования повсеместно возникает в схемах радиопередатчиков и радиоприемников. Например, необходимо согласовывать входное сопротивление антенны с выходным каскадом радио-

передатчика или входным каскадом радиоприемника, выходное сопротивление транзистора высокочастотного усилительного каскада с входным сопротивлением транзистора следующего каскада и т.д.

Параметры, характеризующие цепи согласования, те же что и у фильтров (см. § 8.1), за исключением отсутствия требования к полосе заграждения. Здесь все внимание сосредотачивается только на полосе согласования, заменяющей полосу пропускания. Поэтому формулы (8.1) – (8.2) и общая схема передачи сигнала от генератора в нагрузку, приведенная на рис. 8.3, в полной мере относится и к цепи согласования (необходимо только слово фильтр заменить на согласующая цепь).

О предельной возможности согласования генератора с нагрузкой в полосе частот. На одной частоте можно произвести идеальное согласование генератора с нагрузкой при любых параметрах последней, выполнив условие, относящееся к (8.3). При таком идеальном согласовании отсутствует отражение ($Г$ = 0) во входной цепи (рис. 8.3) и происходит полная передача номинальной мощности генератора в нагрузку (K_p = 1). Однако задача существенно усложняется при необходимости согласования с комплексной нагрузкой в полосе частот без перестройки элементов электрической цепи. Остановимся на данной проблеме более подробно, обратившись к схеме, представленной на рис. 8.10.

Рис. 8.10

В качестве согласующего устройства в схеме используется реактивный четырехполюсник взаимного типа, т.е. цепь, состоящая из реактивных элементов, активными потерями в которых можно пренебречь. Для схемы рис. 8.10 , как и ранее (рис. 8.3), справедливы выражения (8.1) – (8.2).

При комплексной нагрузке в полосе частот Δf обеспечить иде-

альное согласование ($\Gamma = 0$, $K_p = 1$) невозможно. Так, например, при нагрузке, составленной из параллельно включенных сопротивления R и емкости C или последовательно включенных сопротивления R и индуктивности L (рис. 8.10), предельные возможности такого согласования оцениваются интегральным неравенством [23]:

$$\int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|\Gamma|} d\omega \le \frac{\pi}{T}, \tag{8.15}$$

где $T = RC$ или $T = L / R$ – постоянная времени цепи нагрузки.

Приняв внутри полосы согласования Δf значение коэффициента отражения $\Gamma = \Gamma_в$ и вне ее $\Gamma = 1$, из (8.15) получим

$$|\Gamma_в| \ge \exp\left(-\pi \Big/ \left(Q \frac{\Delta f}{f_0}\right)\right), \tag{8.16}$$

где $Q = 2\pi f_0 L/R$ или $Q = 2\pi f_0 CR$ – добротность нагрузки .

Из (8.1), (8.2) и (8.16) получим для коэффициента затухания согласующей цепи в децибелах:

$$\begin{aligned} b_3 &\ge 10\lg \frac{P_{г.ном}}{P_н} = 10\, lg \frac{1}{K_P} = 10\, lg \frac{1}{1-|\Gamma_в|^2} = \\ &= -10\lg\left[1 - exp\left(-2\pi \Big/ Q \frac{\Delta f}{f_0}\right)\right]. \end{aligned} \tag{8.17}$$

Графики функции (8.17) при $Q = 2, 5, 10$ приведены на рис. 8.11.

Рис. 8.11

Рис. 8.12

Из (8.17) следует, что три параметра – полоса пропускания согласующей цепи Δf; нагрузка, характеризуемая добротностью Q, и потери, определяемые одним из трех параметров K_p, b_3 или Γ – жестко связаны между собой. Эта связь наглядно прослеживается с помощью графиков (рис. 8.11): чем больше добротность нагрузки Q и шире полоса пропускания Δf, тем больше затухание в согласующем устройстве за счет отражения. Практически реализовать предельно возможный случай согласования, вытекающий из (8.17), не удается, так как для этого требуется электрическая цепь с бесконечно большим количеством элементов. При конечном числе элементов можно только приблизиться к теоретическому пределу. Поэтому практически затухание в согласующем устройстве любой конфигурации больше, чем это следует из графиков на рис. 8.11.

Два примера. Рассмотрим две согласующие цепи, применяемые в ВЧ транзисторных генераторах (рис. 8.12).

Параметры схемы на рис. 8.12,*а* при известном входном активном сопротивлении транзистора R_2 и требуемом сопротивлении на входе согласующей цепи $R_1 > R_2$ можно рассчитать по следующим формулам:

$$X_L = \sqrt{R_1 R_2}\ ,\ X_1 = \sqrt{R_1 R_2}\ ,\ X_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_1 - R_2}\sqrt{R_1 R_2}\ . \qquad (8.18)$$

Программа на языке Mathcad, позволяющая быстро выполнить расчеты согласно (8.18), приведена на рис. 8.13 (размерность всех величин указана в программе).

В качестве выходной согласующей цепи в ВЧ транзисторных генераторах наиболее часто используется П-образный фильтр, схема которого приведена на рис. 8.12,*б*. Сопротивления реактивных элементов в схеме:

$$X_1 = X_2 = X_L = \sqrt{R_1 R_2}\ .$$

$R1 := 50\ \Omega \qquad R2 := 2\ \Omega \qquad F := 300\ \text{MHz}$

$XL := \sqrt{R1 \cdot R2} \qquad XL = 10.0\ \Omega \qquad L := \dfrac{XL \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot F} \qquad L = 5.3\ \text{nGn}$

$X1 := \sqrt{R1 \cdot R2} \qquad X1 = 10.0\ \Omega \qquad C1 := \dfrac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot F \cdot X1} \qquad C1 = 53.1\ \text{pF}$

$X2 := \dfrac{(R1 + R2) \cdot \sqrt{R1 \cdot R2}}{(R1 - R2)} \qquad X2 = 10.8\ \Omega$

$C2 := \dfrac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot F \cdot X2} \qquad C2 = 49.0\ \text{pF}$

Рис. 8.13

Определим амплитудно-частотную характеристику П-образной согласующей цепи (рис. 8.12,*б*).

При напряжении U_1 = const зависимость напряжения U_2 на нагрузке R_2 от частоты f имеет вид

$$\frac{U_2}{U_{20}} = \frac{1}{\sqrt{x^2 + K_U^2\left(x^2 - 1\right)^2}}, \tag{8.19}$$

где $x = \omega / \omega_1$ – относительная расстройка по частоте;

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{0{,}5LC}}; \quad K_U = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = \frac{\rho}{R_1} = \frac{R_2}{\rho}; \quad \rho = \sqrt{\frac{2L}{C}};$$

U_{20} – напряжение U_2 при частоте $\omega = \omega_1$ или $x = 1$.

Рис. 8.14

Отметим, что коэффициент трансформации схемы по сопротивлению $K_R = (K_U)^2$, где K_U – коэффициент трансформации по напряжению. Графики функции (8.19), обозначенные как $Y(x)$, при значении коэффициента трансформации $K_U = 1$, 2 и 4 или $K_R = 1$, 4 и 16 построены на рис. 8.14 (соответственно графики 1, 2, 3). С их помощью можно определить полосу пропускания согласующей схемы и ее фильтрующие свойства.

Из графиков (рис. 8.14) следует, что чем больше значение K_R, тем уже полоса пропускания. Помимо двух рассмотренных (рис. 8.14) возможны и другие варианты согласующих цепей [20].

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 по мощности?
5. Приведите примеры применения фильтров.
6. Нарисуйте схему и характеристику затухания фильтра нижних частот.
7. Нарисуйте схему и характеристику затухания фильтра верхних частот.
8. Нарисуйте схему и характеристику затухания полосового фильтра.
9. Нарисуйте схему и характеристику затухания режекторного фильтра.
10. Как выглядит характеристика затухания, описываемая полиномами Чебышева и Баттерворта?
11. В чем состоит сущность параметрического синтеза фильтра с помощью методов нелинейного программирования?
12. Напишите функцию цели для фильтра нижних частот.
13. Напишите функцию цели для фильтра верхних частот.
14. Напишите функцию цели для полосового фильтра.
15. Какие фильтры называются активными?
16. В чем состоит отличие активного фильтра нижних частот от активного фильтра верхних частот?
17. В чем состоит назначение цепей согласования?
18. Как определяются предельные возможности согласующей цепи при комплексной нагрузке?.
19. Определите свойства П-образной цепи согласования.
20. Приведите примеры согласующих цепей, применяемых в транзисторных высокочастотных усилителях.

Глава 9. Нелинейные цепи

9.1. Особенности нелинейных цепей

Нелинейными звеньями в радиотехнических устройствах являются электронные приборы – полупроводниковые и электровакуумные – и элементы с ферромагнитными материалами. В сочетании с инерционными электрическими цепями они образуют нелинейные динамические цепи и устройства. К их числу относятся: низкочастотные и высокочастотные 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. 9.1).

Признаками устройств неавтономного типа (рис. 9.1,*а*) являются:

– зависимость выходного сигнала $y(t)$ от входного $x(t)$, причем при $x(t)=0$, как правило, $y(t) = 0$;

– воздействие 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 (рис. 9.1,*б*) является отсутствие внешнего воздействия, в них выходной сигнал $y(t)$ определяется исключительно свойствами самого устройства. Так, например, 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. Устройства автономного типа всегда являются нелинейными, поскольку в них возрастание амплитуды колебаний ограничивается нелинейным участком характеристики нелинейного элемента.

Рис. 9.1

Покажем на простом примере, чем отличается линейная цепь от нелинейной. Пусть линейная неавтономная 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

$$y_1(t) = k\,x_1(t); \quad y_2(t) = k\,x_2(t);$$
$$y(t) = k\,x(t) = k\left[x_1(t) + x_2(t)\right] = k\,x_1(t) + k\,x_2(t) = y_1(t) + y_2(t)\,. \qquad (9.1)$$

Согласно (9.1) 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

$$y_1(t) = \left[x_1(t)\right]^2; \quad y_2(t) = \left[x_2(t)\right]^2;$$
$$y(t) = \left[x(t)\right]^2 = \left[x_1(t) + x_2(t)\right]^2 = \left[x_1(t)\right]^2 + \left[x_2(t)\right]^2 + 2x_1(t)x_2(t) = \qquad (9.2)$$
$$= y_1(t) + y_2(t) + 2\sqrt{y_1(t)y_2(t)}\,.$$

Согласно (9.2) 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. Особенно сложен анализ нелинейных цепей при воздействии на нее случайного сигнала.

Нелинейную цепь можно определить не только по входящим в нее элементам, но и по внешним признакам, к числу которых при входном синусоидальном сигнале $x(t)$ относятся:

– отличие от синусоидальной формы выходного сигнала $y(t)$;
– появление в спектре выходного сигнала гармоник (рис. 9.2);
– нелинейность амплитудной характеристики;
– зависимость фазы усиливаемого сигнала от амплитуды.

Остановимся подробнее на двух последних признаках. Подадим на вход цепи (рис. 9.1,*а*) сигнал

$$x(t) = U_{вх}\sin\left(\omega t + \varphi_{вх}\right).$$

Рис. 9.2

На выходе цепи получим:

$$y(t) = U_{вых}\sin(\omega t + \varphi_{вых}).$$

Плавно меняя амплитуду входного сигнала, снимем амплитудную и фазо-амплитудную характеристики цепи:

$$U_{вых} = \Phi_1(U_{вх}) \text{ и } \Delta\varphi = \varphi_{вых} - \varphi_{вх} = \Phi_2(U_{вх}).$$

При линейной амплитудной характеристике $\Phi_1(U_{вх})$ и независимости разности фаз от амплитуды входного сигнала $\Phi_2(U_{вх}) = const$ цепь является линейной (рис. 9.3,*а*). При нарушении любого из двух данных условий цепь становится нелинейной (рис. 9.3,*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. 9.3

– графические, при пренебрежении инерционностью нелинейного элемента;

– гармонической линеаризации при фильтрации высших гармоник сигнала на выходе устройства;

– спектральный, оценивающий нелинейные свойства цепи по спектру выходного сигнала;

– с помощью фазовой плоскости.

Рассмотрим два из перечисленных методов – гармонической линеаризации и спектральный, наиболее часто применяемые при инженерных расчетах нелинейных цепей.

9.2. Нелинейная цепь с фильтром и метод гармонической линеаризации

Узкополосные фильтры являются непременной частью многих высокочастотных устройств – усилителей, умножителей, преобразователей, устанавливаемых на их выходе. Поэтому хотя сама цепь и содержит нелинейные элементы, искажающие входной синусоидальный сигнал, выходной сигнал вновь приобретает синусоидальную форму. Такую цепь с фильтром, пропускающим только одну гармонику сигнала (рис. 9.4), можно анализировать с помощью метода гармонической линеаризации.

Рассмотрим два типовых примера по применению метода гармонической линеаризации для анализа нелинейной цепи с фильтром.

Пример 1. На рис. 9.5,*а* изображена схема высокочастотного усилителя с полевым транзистором, вольт-амперная характеристика которого – зависимость тока стока i_C от напряжения затвор-исток $u_{зи}$ – приведена на рис. 9.5,*б*. В результате воздействия входного синусоидального напряжения выходной ток согласно выполненных

Рис. 9.4

Рис. 9.5

построений (рис. 9.5,б) примет форму косинусоидальных импульсов с амплитудой $I_m = S\,U_{вхm}$, где S – крутизна характеристики $i_C = \Phi(u_{зи})$.

Согласно программе (рис. 3.5) для периодической последовательности косинусоидальных импульсов с нижним углом отсечки $\Theta = 90°$ при разложении в ряд Фурье (3.3) получим

$$i(t) = I_m(0{,}318 + 0{,}5\cos\omega t + 0{,}212\cos 2\omega t - 0{,}042\cos 4\omega t ...). \qquad (9.3)$$

На выходе усилителя включен параллельный колебательный контур, настроенный на 1-ю гармонику сигнала. Поэтому сигнал на выходе усилителя вновь, как и на входе, приобретает синусоидальную форму (рис. 9.4). Такая цепь в целом называется квазилинейной, т.е. похожей на линейную. Ее характеризует коэффициент передачи по 1-й гармонике сигнала или крутизна нелинейного эле-

мента по 1-й гармонике как отношение амплитуды этой гармоники к амплитуде входного напряжения: $S_{1CP} = I_1 / U_{вхm}$.

Согласно (9.3) в случае косинусоидального импульса $S_{1CP} = 0{,}5\ I_m / U_{вхm}$, где I_m – амплитуда импульса тока на выходе нелинейного элемента.

В целом работа высокочастотного усилителя – генератора с внешним возбуждением – характеризуется мощностью выходного ВЧ сигнала $P_1 = 0{,}5\ I_1 U_1$ и КПД $\eta = P_1 / P_0 = 0{,}5\ g_1 \xi$, где $P_0 = I_0 E$ – мощность источника постоянного тока, $g_1 = I_1 / I_0$ – коэффициент формы тока, $\xi = U_1 / E$ – коэффициент использования напряжения.

Для коэффициента формы тока согласно (9.3) получим $g_1 = 0{,}5/0{,}318 = 1{,}57$. При коэффициенте использования напряжения $\xi = 0{,}8$ в рассматриваемом нелинейном режиме работы КПД генератора $\eta = 0{,}5 \cdot 1{,}57 \cdot 0{,}8 = 0{,}63$.

Подробный анализ работы ВЧ генератора с помощью метода гармонической линеаризации рассматривается в [20].

Пример 2. Статическая вольт-амперная характеристика нелинейного звена состоит из трех отрезков прямой линии: первый проходит по оси абсцисс, второй по оси ординат, третий – параллелен оси абсцисс (рис. 9.6). Такая зависимость, отражающая скачкообразное изменение амплитуды входного сигнала при прохождении входным сигналом некоторого фиксированного значения (в рассматриваемом случае равным 0), называется характеристикой релейного типа.

С помощью программы (рис. 3.6) для периодической последовательности прямоугольных импульсов – меандра – при разложении в ряд Фурье (3.3) получим

Рис. 9.6

$$i(t) = I_m(0{,}5 + 0{,}637\cos\omega t - 0{,}212\cos 3\omega t + 0{,}127\cos 5\omega t...). \qquad (9.4)$$

Согласно (9.4) для прямоугольного импульса имеем $S_{1CP} = 0{,}637\ I_m / U_{вхm}$, где I_m – амплитуда импульса тока на выходе нелинейного элемента.

Благодаря синусоидальной форме сигнала на входе и выходе нелинейной цепи с фильтром, описывающие ее работу уравнения можно составлять относительно 1-й гармоники сигнала, что значительно упрощает анализ.

9.3. Спектральный метод анализа нелинейных динамических цепей при многочастотных сигналах

При частотном и кодовом методах множественного доступа к каналу радиосвязи (см. гл.19) следует обеспечить линейные свойства всех трактов прохождения группового, многочастотного сигнала. В противном случае по причине нелинейности цепи отдельные сигналы начинают взаимодействовать между собой, создавая взаимные помехи, приводящие к искажению передаваемой информации. Такие нелинейные искажения сигнала называются интермодуляционными, уровень которых должен быть очень мал.

Оценить комплексное влияние множества нелинейных эффектов, свойственных радиоэлектронным цепям, путем составления и решения системы нелинейных дифференциальных уравнений во многих случаях весьма затруднительно. Поэтому на практике широко используется спектральный метод количественной оценки нелинейных свойств сложных радиоэлектронных цепей, сущность которого состоит в следующем. На вход цепи подается двухчастотный тестовый сигнал (3.31). По спектру выходного сигнала, называемому комбинационным и определяющим интермодуляционные искажения (сокращенно ИМИ), судят о нелинейных свойствах всей измеряемой цепи в целом. Пример такого комбинационного спектра приведен на рис. 9.7,*а*, на котором показаны спектральные составляющие, следующие с интервалом $F = f_2 - f_1$.

Наибольшими по амплитуде комбинационными составляющим в этом спектре обычно являются составляющие с частотами $f_{k3} = 2f_2 - f_1$ и $f_{k3} = 2f_1 - f_2$, наиболее близко расположенные к основным составляющим и называемые ИМИ 3-го порядка. Их уровень в многочастотных системах должен быть, как правило, ниже уровня основных составляющих не менее чем на 25...30 дБ. Для выполнения этого требования цепи должны быть близки к линейным, вно-

Рис. 9.7

сящими очень малые нелинейные искажения в усиливаемый многочастотный сигнал. Пример зависимости ИМИ, определяемых уровнем комбинационных составляющих 3-го порядка в двухчастотном режиме работы, от мощности выходного сигнала приведен на рис. 9.7,*б*. За максимальный уровень (0 дБ) на графике принята мощность выходного сигнала в режиме насыщения.

Выходной комбинационный спектр при двухчастотном входном сигнале можно определить не только экспериментальным, но и расчетным путем. Для этого необходимо знать амплитудную и фазоамплитудную характеристики цепи в одночастотном режиме работы:

$$U_{вых} = \psi(U_{вх});\ \Delta\varphi_{вых} = \varphi_{вых} - \varphi_{вх} = \Phi(U_{вх}). \qquad (9.5)$$

Примеры характеристик (9.5) приведены на рис. 9.3 и 9.8.

Цель дальнейшего анализа состоит в том, чтобы при известных характеристиках одночастотного режима (9.5) нелинейной динами-

Рис. 9.8

ческой цепи определить выходной комбинационный спектр при заданном входном двухчастотном сигнале (3.31).

С учетом зависимостей (3.31) и (9.5) выходной сигнал

$$u_{вых}(t) = U_{вых}(t)\sin[2\pi f t + \theta(t) + \Delta\varphi_{вых}(t)] = \\ = \Psi[A(t)]\sin[2\pi t + \theta(t) + \Phi(A(t))]. \quad (9.6)$$

Преобразуем (9.6) к виду

$$u_{вых}(t) = C(y)\sin\omega t + D(y)\cos\omega t, \quad (9.7)$$

где $y = 2\pi Ft$; $\omega = 2\pi f$;

$$C(y) = \Psi\,[A(y)]\cos[\theta(y) + \Psi\,(A(y))]\,;$$
$$D(y) = \Psi\,[A(y)]\sin\,[\theta(y) + \Psi(A(y))]\,.$$

Разложив периодические функции $C(y)$ и $D(y)$ по разностной частоте $\Omega = 2\pi F$, представим выходной сигнал в виде двух сумм бесконечного ряда:

$$u_{вых}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \sin[(\omega - n\,\Omega)\,t + \varphi_{An}] + \\ + \sum_{n=0}^{\infty} B_n \sin[(\omega + n\,\Omega)\,t + \varphi_{Bn}]. \quad (9.8)$$

Выходной комбинационный спектр нелинейной цепи при известных амплитудной и фазо-амплитудной характеристиках (рис. 9.3) можно рассчитать по программе [16] , в основе которой лежит выражение (9.8), или снять экспериментальным путем, подав на вход цепи или устройства двухчастотный сигнал (3.31). Два примера таких комбинационных спектров приведены на рис. 9.9. 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.

Рассмотрим пример, связанный с идеальным амплитудным ограничителем с характеристикой $U_{вых} = U_{max}$ (рис. 9.10,*а*), при отсутствии амплитудно-фазовой конверсии. При двух равных по амплитуде входных сигналах результаты расчета в виде спектрограммы выходного сигнала приведены на рис. 9.10,*б*, а при различии на 12 дБ – на рис. 9.10,*в*. За нулевой уровень отсчета в децибелах принята амплитуда сигнала U_{max}.

Рис. 9.9

Согласно спектрограмме на рис. 9.10,*б* ближайшие к основным частотам спектральные составляющие подавлены на 9,6 дБ, а спек-

1 – 20,8 дБ; *2* –17,9 дБ; *3* –13,5 дБ; *4* –3,9 дБ; *5* –46 дБ; *6* –33 дБ; *7* –18 дБ; *8* –0,2 дБ;

Рис. 9.10

трограмме на рис. 9.10,*в* сильный сигнал дополнительно подавляет слабый на 6 дБ.

Анализ нелинейной цепи на основе спектрального метода позволяют сделать следующие выводы:

– при равных амплитудах входного сигнала спектр выходного сигнала симметричен (рис. 9.9);

– при неравных входных сигналах в цепи происходит дополнительное подавление слабого сигнала сильным (рис. 9.10,*в*);

– чем меньше размах фазо-амплитудной характеристики, т.е. чем меньше амплитудно-фазовая конверсия, тем меньшие изменения претерпевает фазовый спектр;

– для уменьшения взаимных помех сигналов, проходящих в общем высокочастотном тракте, следует добиваться не только улучшения линейности его амплитудной характеристики, но и возможного снижения амплитудно-фазовой конверсии.

Следует отметить, что многочастотные сигналы могут претерпевать значительные искажения при их прохождении через нелинейные динамические цепи. Для устранения или сведения к минимуму этого нежелательного явления необходимо иметь линейную амплитудную характеристику в большом динамическом диапазоне изменения амплитуды входного сигнала и отсутствие амплитудно-фазой конверсии, т.е. постоянство фазо-амплитудной характеристики. Для решения данной задачи применяют специальные амплитудный и фазовый корректоры сигнала и устройства автоматического регулирования.

9.4. 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 осуществляется здесь с помощью смесителя, на вход которого подаются принятый сигнал частотой f_c и сигнал гетеродина частотой $f_г$, а с выхода снимается сигнал разностной частоты $f_п = f_c - f_г$ (рис. 9.11).

В других случаях требуется получить сигнал не разностной, а суммарной частоты

$$f_3 = f_1 + f_2.$$

Рис. 9.11

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 частотами f_1 и f_2 и включив на выходе контур, настроенный на требуемую частоту f_3 (рис. 9.12).

Рассмотрим сначала простой случай преобразования частоты с помощью нелинейного элемента с квадратичной характеристикой: $i = au^2$. Подав на вход такого элемента два сигнала с частотами f_1 и f_2 и постоянное смещение U_0, получим для тока

$$i = au^2 = a(U_0 + U_1\sin\omega_1 t + U_2\sin\omega_2 t)^2 =$$
$$= a\,(U_0^2 + U_1^2\sin^2\omega_1 t + U_2^2\sin^2\omega_2 t + 2U_0U_1\sin\omega_1 t +$$
$$+ 2U_0U_2\sin\omega_2 t + 2U_1U_2\sin\omega_1 t\sin\omega_2 t\,).$$

Произведя тригонометрические преобразования, имеем

Рис. 9.12

$$i = A_0 + A_1\sin\omega_1 t + A_2\sin\omega_2 t + A_3\cos 2\omega_1 t + A_4\cos 2\omega_2 t + \\ + A_5\cos(\omega_1 - \omega_2)t + A_6\cos(\omega_1 + \omega_2)t. \qquad (9.9)$$

Из полученного выражения (9.9) 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 $i = a_0 + a_1u + a_2u^2 + a_3u^3 + a_4u^4 + \ldots$, 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.16 и 18.

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. Как по форме сигнала определить нелинейную цепь?
6. Как по спектру сигнала определить нелинейную цепь?
7. Перечислите методы анализа нелинейных цепей.
8. В чем состоит сущность графического метода анализа нелинейной цепи?
9. В чем состоит 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 выходном комбинационном спектре?
13. Как выглядят амплитудная и фазо-амплитудная 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?

16. Почему высокочастотный усилитель мощности работает в нелинейном режиме?

19. Как определить КПД высокочастотного усилителя мощности?

20. Может ли КПД высокочастотного усилителя мощности быть близким к 100%?

21. Как осуществляется преобразование частоты колебаний?

Глава 10. Цепи распределенного типа

10.1. Назначение цепей распределенного типа

Элементы – резисторы, индуктивности, конденсаторы – в электрических цепях соединяются с помощью проводников, длина которых L должна быть значительно меньше длины волны сигнала λ.

В противном случае, т.е. при несоблюдении неравенства $L << \lambda$, сам проводник становится реактивным элементом, существенно влияющим на параметры цепи. Поэтому чем выше частота сигнала f, связанная согласно (2.1) с длиной волны λ соотношением λ [см] = 30/f [ГГц], тем короче должны быть все соединительные проводники. При частоте 300 МГц и выше требуется иметь такие малые значения длины проводников L, что практически собрать электрическую цепь не представляется возможным. Кроме того и сами величины 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. Два варианта фидерной линии – в виде двух параллельно идущих длинных проводников и коаксиального типа – и два типа волноводов – прямоугольного и круглого сечения – показаны на рис. 10.1.

Рис. 10.1

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 (колебатель-

ных систем), направленных ответвителей, мостовых устройств, сумматоров-делителей мощностей сигналов, согласующих цепей (переходов) и т.д. В большинстве случаев до частоты 6...10 ГГц применяются фидерные линии, выше – волноводы.

10.2. Распространение волн в длинной линии

В независимости 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. Сначала предположим, что в начале линии включен генератор с частотой сигнала ω, а сама линия с волновым сопротивлением ρ бесконечна (рис. 10.2,*а*).

Рис. 10.2

Волновое сопротивление линии

$$\rho = \sqrt{L_л / C_л}\ , \qquad (10.1)$$

где $L_л$, $C_л$ – индуктивность и емкость линии на малую единицу длины.

Определение величины ρ для разных типов фидерных линий рассматривается в § 10.3.

Руководствуясь физическими представлениями – по аналогии со

звуковыми и световыми волнами – можно обоснованно предположить, что вдоль линии от генератора будет двигаться падающая волна напряжением

$$u(t,x) = U_1 e^{-\alpha x}\cos(\omega t - \beta x)\,, \qquad (10.2)$$

где U_1 – напряжение в начале линии, t – время, x – пространственная координата (рис. 10.2,*б*), ω – частота генератора, α – постоянная затухания, $\beta = 2\pi/\lambda$ – фазовая постоянная, λ – длина волны, распространяющейся в линии.

Выражение (10.2) в иной записи примет вид

$$u(t,x) = U_1 e^{j\omega t} e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} = U(x) e^{j\omega t}\,, \qquad (10.3)$$

где $U(x) = U_1 e^{-\gamma x}$ – комплексная амплитуда; $\gamma = \alpha + j\beta$ – постоянная распространения.

Согласно (10.2) и (10.3) 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 строить при $\omega t = \mathrm{cons}t$ картину распределение напряжения вдоль линии, т.е. как бы делать один за другим моментальные снимки. Программа для такого исследования процесса согласно (10.3), выполненная с шагом $\omega t = 0{,}5\pi$, представлена на рис. 10.3, а построенные с ее помощью графики на рис. 10.4.

$$U := 1 \qquad \lambda := 2 \qquad \beta := \frac{(2\cdot\pi)}{\lambda} \qquad \alpha := 0.1$$

$$u1(x) := U\cdot\left(e^{-\alpha\cdot x}\right)\cdot\sin(-\beta\cdot x)$$

$$u2(x) := U\cdot\left(e^{-\alpha\cdot x}\right)\cdot\sin(0.5\cdot\pi - \beta\cdot x)$$

$$u3(x) := U\cdot\left(e^{-\alpha\cdot x}\right)\cdot\sin(1.001\cdot\pi - \beta\cdot x)$$

$$u4(x) := U\cdot\left(e^{-\alpha\cdot x}\right)\cdot\sin(1.5\cdot\pi - \beta\cdot x)$$

Рис. 10.3

u1(x)
1
0.5
0
0.5
1
x
ωt = 0
u2(x)
1
0.5
0
0.5
1
x
ωt = 0.5π
u3(x)
1
0.5
0
0.5
1
x
ωt = π
u4(x)
1
0.5
0
−0.5
−1
0
2
4
6
8
10
x
ωt = 1.5π

Рис. 10.4

Из (10.3) и графиков на рис. 10.4 следует, что коэффициент α указывает на затухание амплитуды напряжения в линии по мере продвижения волны. При малой величине активных потерь в линии можно принять $\alpha = 0$ и тогда амплитуда волны вдоль линии будет постоянна. Из (10.3) также следует, что фазовая скорость распространения волны вдоль линии $V_ф = \omega/\beta$.

Усложним рассматриваемую задачу, включив на расстоянии x_0 от линии нагрузку – сопротивление Z_0 (рис. 10.2,*б*). Теперь в линии помимо падающей волны, распространяющейся от генератора к нагрузке, возникнет вторая волна – отраженная, двигающаяся в обратном направлении – от нагрузки к генератору (рис. 10.2,*б*). При этом мгновенные напряжение и ток в линии зависят как от падающей, так и отраженной волн:

$$u(t,x) = u_{пад}(t,x) + u_{отр}(t,x)\,,$$
$$i(t,x) = i_{пад}(t,x) - i_{отр}(t,x)\,. \qquad (10.4)$$

Соответственно и комплексные амплитуды напряжения и тока в линии, зависящие от координаты x, теперь также будут состоять из двух составляющих – амплитуд падающей и отраженной волн, для которых по аналогии с (10.3) запишем:

$$U(x) = U_{пад}(x) + U_{отр}(x) = U_{пад0}e^{-\gamma(x-x_0)} + U_{отр0}e^{\gamma(x-x_0)}\,, \qquad (10.5)$$

$$I(x) = I_{пад}(x) - I_{отр}(x) = \frac{U_{пад0}}{\rho}e^{-\gamma(x-x_0)} - \frac{U_{отр0}}{\rho}e^{\gamma(x-x_0)}\,, \qquad (10.6)$$

где $U_{пад0}$, $U_{отр0}$ – комплексные амплитуды напряжения падающей и отраженной волны при $x = x_0$.

Преобразуем (10.5) и (10.6) к виду

$$U(x) = U_{пад0}e^{-\gamma(x-x_0)}\left[1 + \Gamma_0 e^{2\gamma(x-x_0)}\right]\,, \qquad (10.7)$$

$$I(x) = \frac{U_{пад0}e^{-\gamma(x-x_0)}}{\rho}\left[1 + \Gamma_0 e^{2\gamma(x-x_0)}\right] \qquad (10.8)$$

где $\Gamma_0 = U_{отр0}/U_{пад0}$ – коэффициент отражения в сечении линии $x = x_0$ (рис. 10.2,*б*).

В произвольном сечении линии x с учетом (10.5) коэффициент отражения

$$\Gamma = \frac{U_{отр}(x)}{U_{пад}(x)} = \Gamma_0 e^{2\gamma(x-x_0)}. \qquad (10.9)$$

В том же сечении линии x для входного комплексного сопротивления на основании (10.7) – (10.9) получим

$$Z = \frac{U(x)}{I(x)} = \rho\frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} = \rho\frac{U_{пад}+U_{отр}}{U_{пад}-U_{отр}}, \qquad (10.10)$$

из которого для коэффициента отражения имеем

$$\Gamma = \frac{Z-\rho}{Z+\rho}. \qquad (10.11)$$

Считаем потери в линии пренебрежительно малыми и потому примем постоянную затухания $\alpha = 0$. Сменим начало координат, переместив нулевую точку отсчета в место подключения нагрузки $Z_н$, введя новую переменную $\ell = x_0 - x$. В результате от схемы рис. 10.2,*б* перейдем к схеме рис. 10.5,*а*, для которой уравнения (10.5) – (10.6) примут вид:

$$U(\ell) = U_{пад0}e^{j\beta\ell} + U_{отр0}e^{-j\beta\ell}, \qquad (10.12)$$

$$I(\ell) = \frac{U_{пад0}}{\rho}e^{j\beta\ell} - \frac{U_{отр0}}{\rho}e^{-j\beta\ell}. \qquad (10.13)$$

Рис. 10.5

Найдем входное сопротивление длинной линии, перейдя от показательной формы записи комплексного числа в (10.12) – (10.13) к тригонометрической:

$$Z=\frac{U(\ell)}{I(\ell)}=\rho\frac{U_{\text{пад}0}\cos\beta\ell+jU_{\text{пад}0}\sin\beta\ell+U_{\text{отр}0}\cos\beta\ell-jU_{\text{отр}0}\sin\beta\ell}{U_{\text{пад}0}\cos\beta\ell+jU_{\text{пад}0}\sin\beta\ell-U_{\text{отр}0}\cos\beta\ell+jU_{\text{отр}0}\sin\beta\ell}=$$

$$=\rho\frac{\left(U_{\text{пад}0}+U_{\text{отр}0}\right)+j\left(U_{\text{пад}0}-U_{\text{отр}0}\right)\operatorname{tg}\beta\ell}{\left(U_{\text{пад}0}-U_{\text{отр}0}\right)+j\left(U_{\text{пад}0}+U_{\text{отр}0}\right)\operatorname{tg}\beta\ell}. \qquad (10.14)$$

Согласно (10.10) сопротивление нагрузки

$$Z_{\text{н}}=\frac{U(0)}{I(0)}=\rho\frac{1+\Gamma_{\text{н}}}{1-\Gamma_{\text{н}}}=\rho\frac{U_{\text{пад}0}+U_{\text{отр}0}}{U_{\text{пад}0}-U_{\text{отр}0}}, \qquad (10.15)$$

что позволяет привести (10.14) к виду

$$Z=\rho\frac{Z_{\text{н}}+j\rho\operatorname{tg}\beta\ell}{\rho+jZ_{\text{н}}\operatorname{tg}\beta\ell}, \qquad (10.16)$$

где $\beta=2\pi/\lambda$ – фазовая постоянная.

При $\alpha=0$ и $\ell=x_0-x$ выражение (10.9) для коэффициента отражения примет вид

$$\Gamma=\frac{U_{\text{отр}}(x)}{U_{\text{пад}}(x)}=\Gamma_{\text{н}}e^{-j2\beta\ell}=\Gamma_{\text{н}}e^{-j4\pi\ell/\lambda}. \qquad (10.17)$$

Согласно (10.10) и (10.11) или при $\alpha=0$ (10.16) и (10.17) линию, нагруженную на комплексное сопротивление $Z_{\text{н}}$, можно характеризовать как с помощью входного сопротивления Z, так и коэффициента отражения Γ. Причем, при действительной части $\operatorname{Re}(Z)>0$ сопротивление Z в области действительных частот занимает половину плоскости функции комплексной переменной, а коэффициент отражения Γ согласно (10.11) и (10.17) – круг единичного радиуса (рис. 10.6,*а*,*б*).

Согласно (10.17) при любой длине линии модуль коэффициента отражения есть величина неизменная: $|\Gamma|=|\Gamma_{\text{н}}|$, а фаза поворачивается по часовой стрелке на угол $\Theta=4\pi\ell/\lambda$ (рис. 10.6,*в*).

Мощности падающей и отраженной волн выразим через их амплитуды напряжения

$$P_{\text{пад}}=\left|U_{\text{пад}}\right|^2/2\rho, \qquad (10.18)$$

Рис. 10.6

$$P_{\text{отр}} = |U_{\text{отр}}|^2 / 2\rho, \tag{10.19}$$

Разность этих мощностей есть проходящая мощность, которая с учетом (10.18) и (10.19)

$$P_{\text{пр}} = \frac{1}{2\rho}(|P_{\text{пад}}|^2 - |P_{\text{отр}}|^2) = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}}\ . \tag{10.20}$$

Проходящая мощность при отсутствии потерь в линии полностью поглощается в активной части нагрузки: $P_н = P_{пр}$. Поэтому с учетом (10.17) – (10.20) три значения мощности связаны между собой следующими соотношениями:

$$P_{\text{пад}} = P_{\text{н}} / (1 - |\Gamma|^2)\ , \tag{10.21}$$

$$P_{\text{отр}} = P_{\text{н}} |\Gamma|^2 / (1 - |\Gamma|^2) = P_{\text{пад}} |\Gamma|^2\ . \tag{10.22}$$

На основе полученных выражений (10.10) – (10.22) рассмотрим три частных случая:

– нагрузка $Z_н = \rho$ – волновому сопротивлению линии (рис. 10.5,*б*);
– линия на конце короткозамкнута (рис. 10.5,*в*);
– линия на конце разомкнута (рис. 10.5,*г*).

Случай 1: $Z_н = \rho$ (режим согласования).

Модуль коэффициента отражения $|\Gamma| = 0$.

Амплитуда напряжения вдоль линии $U(\ell) = U_{пад}(\ell) = \text{const}$.

Активная часть входного сопротивления $R = \rho$.

Реактивная часть входного сопротивления $X = 0$.

Мощность в нагрузке: $P_н = P_{пад}$.

Мощность отраженной волны: $P_{отр} = 0$.

Случай 2: $Z_н = 0$ (режим короткого замыкания).

Модуль коэффициента отражения $|\Gamma| = 1$.

Амплитуда напряжения вдоль линии $U(\ell) = 2U_{пад0} \sin(\beta \ell)$.

Активная часть входного сопротивления $R = 0$.

Реактивная часть входного сопротивления $X = j\rho\, tg\,(\beta \ell)$.

Мощность в нагрузке $P_н = 0$.

Мощность отраженной волны $P_{отр} = P_{пад}$.

Случай 3: $Z_н = \infty$ (режим холостого хода).

Модуль коэффициента отражения $|\Gamma| = 1$.

Амплитуда напряжения вдоль линии $U(l) = 2U_{пад0} \cos(\beta \ell)$.

Активная часть входного сопротивления $R = 0$.

Реактивная часть входного сопротивления $X = -j\rho\, ctg\,(\beta \ell)$.

Мощность в нагрузке $P_н = 0$.

Мощность отраженной волны $P_{отр} = P_{пад}$.

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.

В двух других случаях падающая волна полностью отражается от конца линии, входное сопротивление имеет только реактивную составляющую, меняющую знак через каждые значения фазы $\beta \ell = 90°$ или $\ell = \lambda/4$; вдоль линии амплитуда напряжения меняется от 0 до $2U_{пад0}$. 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. 10.7.

В программе приняты следующие обозначения:

RH – активная составляющая сопротивления нагрузки, Ом;

XH – реактивная составляющая сопротивления нагрузки, Ом;

ZH – комплексное сопротивление нагрузки, Ом;

λ – длина волны;

ℓ – длина линии (размерности λ и ℓ одинаковы);

UP0 – амплитуда напряжения падающей волны, В;

ρ – волновое сопротивление линии, Ом ;

SH – комплексный коэффициент отражения нагрузки;

SHM – модуль коэффициента отражения нагрузки;

ΘH – фаза коэффициента отражения нагрузки, град.;

R(ℓ) – активная составляющая входного сопротивления линии, Ом;

$RH := 50 \qquad XH := 20 \qquad \lambda := 10 \qquad UP0 := 1$

$\beta := \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \qquad \beta := 0.628 \qquad \rho := 50$

$j := \sqrt{-1} \qquad ZH := RH + j \cdot XH \qquad ZH = 50 + 20i$

$SH := \frac{ZH - \rho}{ZH + \rho} \qquad SH := 0.038 + 0.192i$

$SHM := |SH| \qquad SHM = 0.196$

$\Theta H := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(SH) \qquad \Theta H = 78.69$

$Z(\ell) := \rho \cdot \frac{ZH + j \cdot \rho \cdot \tan(\beta \cdot \ell)}{\rho + j \cdot ZH \cdot \tan(\beta \cdot \ell)}$

$R(\ell) := \mathrm{Re}(Z(\ell)) \qquad X(\ell) = \mathrm{Im}(Z(\ell))$

$U(\ell) := UP0 \cdot e^{j \cdot \beta \cdot \ell} + UP0 \cdot SH \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot \ell}$

$UM(\ell) := |U(\ell)|$

Рис. 10.7

$X(\ell)$ – реактивная составляющая входного сопротивления линии, Ом; $Z(\ell)$ – комплексное входное сопротивление линии, Ом; $UM(\ell)$ – амплитуда напряжения вдоль линии, В.

Результаты расчета по программе при коротком замыкании (рис. 10.8,*а*) и холостом ходе (рис. 10.8,*б*) длинной линии при $\lambda = 10$ см и $\rho = 50$ Ом в виде графиков представлены на рис. 10.8 (чтобы избежать вычислений с бесконечно большими числами и деления на 0, значения сопротивления нагрузки несколько отличаются от режимов короткого замыкания и холостого хода).

Результаты расчета по программе длинной линии при $\lambda = 10$ см и $\rho = 50$ Ом для двух частных случаев комплексной нагрузки в виде графиков представлены на рис. 10.9 (рис. 10.9,*а* – $Z_н = 30 + j\,20$, рис. 10.9,*б* – $Z_н = 20 - j\,30$).

Помимо коэффициента отражения Γ для характеристики режима работы длинной линии используются два других параметра:

коэффициент стоячей волны КСВ = $(1+|\Gamma|)/(1-|\Gamma|)$;

коэффициент бегущей волны КБВ = $(1-|\Gamma|)/(1+|\Gamma|)$.

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:

1000
500
X(ℓ)
0
-500
-1000
0 2.5 5 7.5 10 12.5 15 17.5 20
ℓ
2
1.5
UM(ℓ)
1
0.5
0
0 2.5 5 7.5 10 12.5 15 17.5 20
ℓ

а)

1000
500
X(ℓ)
0
-500
-1000
0 2.5 5 7.5 10 12.5 15 17.5 20
ℓ
2
1.5
UM(ℓ)
1
0.5
0
0 2.5 5 7.5 10 12.5 15 17.5 20
ℓ

б)

Рис. 10.8

R(ℓ)
100
75
50
25
0
5
10
15
20
ℓ
X(ℓ)
50
25
0
-25
-50
0
5
10
15
20
ℓ
UM(ℓ)
2
1.5
1
0.5
0
2.5
5
7.5
10
12.5
15
17.5
20
ℓ
а)
R(ℓ)
200
150
100
50
0
5
10
15
20
ℓ
X(ℓ)
100
50
0
-50
-100
0
5
10
15
20
ℓ
UM(ℓ)
2
1.5
1
0.5
0
2.5
5
7.5
10
12.5
15
17.5
20
ℓ
б)

Рис. 10.9

– 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 комплексного сопротивления;

– в цепях сосредоточенного типа мгновенные напряжение $u(t)$ и ток $i(t)$ зависят только от времени t (см. гл.6, 7); 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 длины линии $\ell = \lambda/2$ (рис. 10.8, 10.9).

3. При коротком замыкании на конце линии (рис. 10.5,*в*) ее входное сопротивление в зависимости от длины ℓ меняется по закону тангенса (рис. 10.8,*а*) и соответствует одному из четырех состояний согласно рис. 10.10.

Рис. 10.10

Эквивалентные индуктивность и емкость:

$$L_э = |X|/\omega, \quad \text{где } X = \rho\,\mathrm{tg}(\beta\ell), \quad 0 < \ell < \lambda/4 .$$

$$C_э = 1/|X|\omega, \quad \text{где } X = \rho\,\mathrm{tg}(\beta\ell), \quad \lambda/4 < \ell < \lambda/2 .$$

4. При разомкнутом конце линии (рис. 10.5,*г*) ее входное сопротивление в зависимости от длины ℓ меняется по закону котангенса (рис. 10.8,*б*) и соответствует одному из четырех состояний (рис. 10.11).

Эквивалентные индуктивность и емкость:

$$L_э = |X|/\omega, \quad \text{где } X = \rho\,\mathrm{ctg}(\beta\ell), \quad \lambda/4 < \ell < \lambda/2,$$

$$C_э = 1/|X|\omega, \quad \text{где } X = \rho\,\mathrm{ctg}(\beta\ell), \quad 0 < \ell < \lambda/4.$$

Рис. 10.11

5. Амплитуда напряжения вдоль линии складывается из комплексных амплитуд напряжений падающей и отраженной волн и имеет волнообразный характер с периодом $\beta\ell = \pi$ или $\ell = \lambda/2$ (рис. 10.8, 10.9).

В результате при короткозамкнутом и разомкнутом конце линии амплитуда напряжения вдоль линии $U(\ell)$ меняется в пределах от 0 до $2U_{пад}$ и в линии устанавливается режим стоячей волны. В режиме согласования при нагрузке $R = \rho$ амплитуда $U(\ell) = \text{const}$.

10.3. 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 ρ [Ом], зависящее от формы и геометрических размеров поперечного сечения линии и заполняющего линию диэлектрика;

– эффективное значение диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{эф}$;

– 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 применяются следующие фидерные линии:

Коаксиальная линия (рис. 10.12,*а*), для которой:

Рис. 10.12

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} 138 \lg \frac{D}{d}, \quad \varepsilon_{эф} = \varepsilon_r, \tag{10.23}$$

где D, d – диаметры внешней и внутренней линий; ε_r – диэлектрическая проницаемость материала-диэлектрика, заполняющего линию.

При отсутствии диэлектрика $\varepsilon_r = 1$.

Двухпроводная неэкранированная линия, размещенная в диэлектрике (рис. 10.12,*б*), для которой

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} 276 \lg \frac{2a}{d}, \quad \varepsilon_{эф} = \varepsilon_r, \tag{10.24}$$

где a, d – геометрические размеры, показанные на рис. 10.12,б; ε_r – диэлектрическая проницаемость материала-диэлектрика.

Симметричная микрополосковая линия (рис. 10.12,*в*), для которой

$$\rho = \frac{94{,}172}{\sqrt{\varepsilon_r}\,(0{,}441 + (W/b))}, \quad \varepsilon_{эф} = \varepsilon_r, \tag{10.25}$$

где W, b – геометрические размеры, показанные на рис. 10.12,*в*; ε_r – диэлектрическая проницаемость подложки.

Несимметричная микрополосковая линия (рис. 10.12,*г*), для которой

$$\rho = \frac{300}{\sqrt{\varepsilon_r}\,(1+W/h)}\,, \qquad (10.26)$$

$$\varepsilon_{эф} = 0{,}5(\varepsilon_r+1) + \frac{0{,}5(\varepsilon_r-1)}{\sqrt{1+10/(W/h)}}\,, \qquad (10.27)$$

где W, h – геометрические размеры, показанные на рис. 10.12,*г*; ε_r – диэлектрическая проницаемость подложки.

В этой линии $\varepsilon_{эф} < \varepsilon_r$ в силу того, что электрические силовые линии частично проходят по воздуху с $\varepsilon_r = 1$ (рис. 10.12,*г*).

Во всех линиях за счет диэлектрика происходит укорочение длины волны согласно выражению

$$\lambda_д = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{эф}}}\,, \qquad (10.28)$$

где λ – длина волны в свободном пространстве.

На рис. 10.12,*в*,*г* приняты следующие обозначения: *1* – центральный проводник, *2* – проводящая заземляемая поверхность, *3* – диэлектрическая подложка с проницаемостью материала ε_r.

Согласно (10.28) коэффициент укорочения длины волны в фидерной линии

$$K_\lambda = \lambda / \lambda_д = \sqrt{\varepsilon_{эф}}\,, \qquad (10.29)$$

Затухание сигнала в линии связано с потерями в диэлектрике, проводящем слое и излучением. Измеряется затухание как $B = \alpha L$, где α [дБ/м] – затухание на единицу длины, 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 $\varepsilon_r = 10$ это граничное значение частоты составляет около 10 ГГц.

Максимально допустимая проходящая мощность сигнала в фидерной линии определяется условиями электрического и теплового пробоев. 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 возгоранию.

Программа по расчету волнового сопротивления фидерных линий представлена на рис. 10.13, где ρ1 – волновое сопротивление коаксиальной линии (10.23), ρ2 – волновое сопротивление двухпроводной линии (10.24), ρ3 – волновое сопротивление симметричной микрополосковой линии (10.25), ρ4 – волновое сопротивление несимметричной микрополосковой линии (10.26), εf – эффективная диэлектрическая проницаемость несимметричной микрополосковой линии (10.27).

Графики функций, рассчитанные по программе (рис. 10.13) согласно (10.23) – (10.27), приведены на рис. 10.14.

$$\varepsilon r := 9.8$$

$$\rho 1(x) := \left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon r}}\right)\cdot 138\cdot \log(x) \qquad x := \frac{D}{d}$$

$$\rho 2(x) := \left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon r}}\right)\cdot 276\cdot \log(x) \qquad x := 2\cdot\frac{a}{d}$$

$$\rho 3(x) := \frac{94.172}{(0.441+x)\cdot\sqrt{\varepsilon r}} \qquad x := \frac{W}{d}$$

$$\rho 4(x) := \frac{300}{(1+x)\cdot\sqrt{\varepsilon r}} \qquad x := \frac{W}{h}$$

$$\varepsilon f(x) := 0.5\cdot(\varepsilon r+1)+0.5\frac{(\varepsilon r-1)}{\sqrt{1+\left(\frac{10}{x}\right)}}$$

Рис. 10.13

Поскольку, как показано в §10.2, эквивалентные параметры отрезков фидерных линий представляют собой индуктивности, емкости или контура, то на их основе можно строить такие же сложные цепи, как из индуктивностей и емкостей цепи сосредоточенного типа (см. гл. 6 – 8).

Рис. 10.14

10.4. СВЧ цепи и устройства на основе микрополосковых линий

Рассматриваемые ниже СВЧ цепи и устройства построены на основе отрезков несимметричных микрополосковых линий, наиболее широ-

ко 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. 10.10 при коротком замыкании линии длиной $\ell = \lambda_д/4$ она представляет собой параллельный колебательный контур ($\lambda_д$ есть укороченная согласно (10.28) длина волны в линии с учетом влияния диэлектрика). Такой же контур согласно рис. 10.11 линия длиной $\ell = \lambda_д/2$ представляет собой и в случае разомкнутого конца. При $\ell < \lambda_д/4$ параллельный колебательный контур можно получить, подключив к разомкнутому концу линии дополнительную емкость *C* (рис. 10.15).

Условие резонанса в таком контуре, в котором роль индуктивности выполняет отрезок короткозамкнутой линии, с учетом (10.16) примет вид

$$\frac{1}{\omega C} = \rho \operatorname{tg}\beta\ell \quad \text{при} \quad \beta\ell < \pi/4 \ . \tag{10.29}$$

Из (10.29) при выбранной емкости *C* определим длину линии:

$$\ell = \frac{\lambda_д}{2\pi} \operatorname{arctg}\frac{1}{\omega C \rho} \ . \tag{10.30}$$

СВЧ последовательный колебательный контур. Согласно рис. 10.10 при коротком замыкании линии длиной $\ell = \lambda_д/2$ она представляет собой последовательный колебательный контур. Такой же контур согласно рис. 10.11 линия длиной $\ell = \lambda_д/4$ представляет собой и в случае разомкнутого конца.

СВЧ ступенчатый переход. Согласно результатам, полученным в § 10.2 (см формулу (10.16), программу рис. 10.7 и графики на рис. 10.9), с помощью отрезка фидерной линии можно трансформировать одно комплексное сопротивление (сопротивление нагрузки $Z_н$)

Рис. 10.15

Рис. 10.16

в другое (входное сопротивление Z). Необходимые вычисления можно выполнить по программе, приведенной на рис. 10.7, с помощью которой можно подобрать необходимую длину и волновое сопротивление фидерной линии.

Для частного случая – трансформации активного сопротивления нагрузки $R_н$ в другое сопротивление R – можно использовать отрезок линии длиной $\ell = \lambda_д/4$. При этом согласно (10.16) получим

$$R = \rho^2 / R_н . \qquad (10.31)$$

При необходимости согласования сопротивлений в определенной полосе частот *применяют двух-, трех- и многоступенчатые переходы*. Чем больше ступенек в переходе, тем более широкую полосу частот можно получить в такой цепи. Следует, однако, иметь в виду, что при комплексной нагрузке возможности такого согласования ограничены в полосе частот. Трехступенчатый переход, называемый также трансформатором СВЧ сопротивлений, представлен на рис. 10.16.

СВЧ фильтр нижних частот. Фильтр нижних частот на элементах сосредоточенного типа приведен на рис. 8.1,*а*. Аналог такого фильтра в СВЧ диапазоне на отрезках фидерной линии разной ширины приведен на рис. 10.17.

Узкие отрезки линии являются аналогом индуктивности, широкие – емкости. При длине отрезков $\ell < \lambda_д/4$ приводимые ниже соотношения устанавливают примерную зависимость между длиной ℓ узкой линии и эквивалентной индуктивностью и между площадью S широкой линии и эквивалентной емкостью.

Рис. 10.17

Размерность всех величин указана в формулах.

$$L_э[нГн] = \frac{\ell[мм]\rho[Ом]\sqrt{\varepsilon_{эф}}}{300}, \quad C_э[пф] = \frac{8{,}85\,\varepsilon_r\,S[мм^2]}{h[мм]}.$$

СВЧ фильтр верхних частот. Фильтр верхних частот на элементах сосредоточенного типа приведен на рис. 8.1,*б*. Аналог такого фильтра в СВЧ диапазоне на отрезках фидерной линии представлен на рис. 10.18.

Рис. 10.18

Емкости в фильтре образуются за счет разрывов в полосковой линии (такая емкость называется концевой), а индуктивностями служат короткозамкнутые отрезки линии длиной $\ell < \lambda_д/4$.

СВЧ режекторный фильтр. Режекторный (полоснозграждающий) фильтр на элементах сосредоточенного типа приведен на рис. 8.1,*г*. Аналог такого фильтра в СВЧ диапазоне на отрезках фидерной линии приведен на рис. 10.19. Роль контуров последовательного типа здесь выполняют разомкнутые отрезки линии длиной $\ell = \lambda_д/4$.

Рис. 10.19

СВЧ полосовой фильтр. Помимо одиночных микрополосковых линий (рис. 10.12,*в*,*г*) в СВЧ устройствах, например, фильтрах и направленных ответвителях, применяются и связанные линии. Структура таких линий с боковой связью приведена на рис. 10.20. Коэффициент связи между линиями зависит от расстояния *S* между ними и ширины полосков *W*.

Структура 4-звенного полосового (полоснопропускающего) фильтра представлена на рис. 10.21.

Каждое звено фильтра представляет собой две связанные микрополосковые линии длиной $\ell = \lambda_д/4$ (рис. 10.20,*б*) – восьмиполюсник

Рис. 10.20

с двумя разомкнутыми входами, последовательно подключаемый один к другому.

Полоса пропускания подобных фильтров может достигать 20%. Программа по их расчету приведена в [16].

Рис. 10.21

СВЧ направленный ответвитель. Направленным ответвителем называется симметричный восьмиполюсник, служащий для отбора части мощности падающей или отраженной волны из основного канала во вспомогательный (рис. 10.22).

Каждый и четырех входов направленного ответвителя связан с двумя другими и развязан с третьим. При подведении сигнала к од-

Рис. 10.22

ному из входов восьмиполюсник является делителем мощности. При одновременном возбуждении двух входов с соблюдением определенного фазового соотношения восьмиполюсник 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 (рис. 10.22), 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. 10.23.

Рис. 10.23

Основным параметром направленного ответвителя является коэффициент деления, зависящий, в первую очередь, от расстояния S между полосками в области связи длиной $\ell = \lambda_д/4$. Коэффициент деления показывает, какая часть мощности падающей волны из основного канала 1 – 4 переходит в дополнительный канал 2 – 3 (рис. 10.23). Ко входу 2 подключается балластное сопротивление $R_б = \rho$.

СВЧ мостовое устройство. С помощью мостового устройства осуществляется суммирование мощностей двух одинаковых сигналов, различающихся только начальной фазой, или деление мощности сигнала в 2 раза. Учитывая сравнительно ограниченную мощность СВЧ транзисторов, сумматоры играют важную роль в современных полупроводниковых радиопередатчиках [20].

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. 10.24.

Рис. 10.24

При подведении ко входу 1 сигнала, отстающего по фазе от сигнала на входе 2 на 90° , суммарный сигнал поступит в канал 3. Это 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 шестиполюсник. СВЧ цепь, представленная на рис. 10.25, может использоваться и как синфазный сумматор мощности двух сигналов, и как делитель в два раза мощности одного сигнала.

Синфазность означает, что при суммировании сигналы подводятся не только с равными амплитудами, но и с равными фазами. Длина каждого плеча сумматора равна $\ell = \lambda_д/4$, волновое сопротивление $\rho_1 = 1{,}41\rho$, где ρ – волновое сопротивление подводящих линий; величина балластного сопротивления $R_б = 2\rho$.

10.5. Волноводы и объемные резонаторы

Волноводом называется полая металлическая труба прямоугольного, круглого или иного поперечного сечения, в которой в направлении оси распространяется электромагнитная волна (рис. 10.1,*в,г*). Волновод относится к линиям передачи закрытого типа, поскольку в нем вся энергия распространяющейся электромагнитной волны сосредоточена внутри пространства, экранированного металлической оболочкой от внешней среды.

Распространяющаяся в волноводе электромагнитная волна характеризуется векторами напряженности электрического **E** и магнитного **H** полей. В прямоугольной системе координат каждый из

Рис. 10.25

этих векторов может быть разложен на три составляющие по осям *X, Y, Z* (рис. 10.26,*а*). Для распространения волны необходимо, чтобы одна из продольных составляющих, т.е. направленная вдоль оси *X* (рис. 10.26,*а*), вектора **E** или **H** была бы отлична от 0. Поперечная волна, т.е. не имеющая продольной составляющей, в волноводе распространяться не может. Волны, распространяющиеся в волноводе, делятся на две группы: электрические и магнитные.

Электрическая волна помимо поперечных составляющих вектора E имеет и продольную составляющую. При этом вектор H не имеет продольной составляющей. Поэтому такая волна имеет второе название – поперечномагнитная. Обозначается электрическая волна как E-волна или TH-волна (T – первая группа английского слова transvers – поперечный).

Магнитная волна помимо поперечных составляющих вектора H имеет и продольную составляющую. При этом вектор E не имеет продольной составляющей. Поэтому такая волна имеет второе название – поперечноэлектрическая. Обозначается магнитная волна как H-волна или TE-волна.

Рис. 10.26

Любой тип волны, распространяющейся в волноводе, может быть представлен комбинацией нескольких плоских волн, каждая из которых распространяется по зигзагообразной траектории под некоторым углом Θ к продольной оси волновода, попеременно отражаясь от его противоположных металлических стенок, Распространение одной такой составляющей плоской волны показано на рис. 10.26,*б*. Чем больше длина волны λ, тем больше угол падения Θ (рис. 10.26,*б*). При Θ = 90° 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 Е-волне и магнитной Н-волне

$$\lambda_{кр} = \frac{2ab}{\sqrt{m^2a^2 + n^2b^2}}, \qquad (10.32)$$

где *a*, *b* – внутренние размеры поперечного сечения волновода (рис. 10.26,*а*); *m*, *n* – целые положительные числа, показывающие число поперечных полуволн, укладывающихся вдоль внутренней стенки волновода.

При Е-волне минимальные значения *m* =1 и *n* =1 и поэтому согласно (10.32) наибольшее значение критической длины волны

$$\lambda_{крE_{11}} = \frac{2ab}{\sqrt{a^2 + b^2}}. \qquad (10.33)$$

При Н-волне возможны, в частности, такие два варианта: *m* = 0 или *n* = 0 и поэтому наибольшее значение критической длины волны

$$\lambda_{крH_{01}} = 2b \quad \text{или} \quad \lambda_{крH_{10}} = 2a. \qquad (10.34)$$

Одной из наиболее простых волн, распространяющихся в волноводе, является волна типа H_{10} (ее другое обозначение TE_{10}). При этой волне согласно (10.34) значение $\lambda_{кр}$ определяется только одним размером поперечного сечения – а (рис. 10.26,*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:

$$0{,}5\lambda < a < \lambda\ ;\ 0{,}25\lambda < b < 0{,}5\lambda\ .$$

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 (рис. 10.26,*б*) увеличивается по сравнению с длиной волны λ в свободном пространстве и составляет для всех типов волн

$$\lambda_в = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \frac{\lambda}{\sqrt{1-(\lambda/\lambda_{кр})^2}}\ , \qquad (10.35)$$

где μ, ε – относительные магнитная и диэлектрическая проницаемости материала, заполняющего волновод; при заполнении воздухом $\mu = 1$, $\varepsilon = 1$.

Специальные диэлектрические стекловолоконные волноводы предназначены для передачи световых волн (см. рис. 2.2).

С увеличением длины волны λ и приближением к $\lambda_{кр}$ 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. 10.27 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. 10.28).

При первом способе (рис. 10.28,*а*) штырь располагают вблизи максимума напряженности электрического поля параллельно силовым электрическим линиям. При втором способе (рис. 10.28,*б*) магнитные силовые линии должны пронизывать плоскость петли. При третьем способе (рис. 10.28,*в*) осуществляется передача энергии из одного волновода в другой.

Рис. 10.27

В зависимости от примененного способа в волноводе удается 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 закрываются с обоих концов металлическими стенками (рис. 10.29).

Резонансная частота такого устройства определяется количеством полуволн, укладывающихся по разным стенкам волновода.

Рис. 10.28

Поэтому один и тот же резонатор может иметь большое число резонансных частот. В случае прямоугольного волновода (рис. 10.29,а) длины резонансных волн определяются выражением

$$\lambda_p = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}}, \qquad (10.36)$$

где m, n, p – целые положительные числа.

Рис. 10.29

Возможен и такой вариант, когда один из индексов $m = 0$ или $n = 0$.

Таким образом, наибольшая длина резонансной волны прямоугольного резонатора согласно (10.36) возможна при $m = 0$, $n = 1$, $p = 1$ или при $m = 1$, $n = 0$, $p = 1$.

Резонансная частота цилиндрических резонаторов (рис. 10.29,*б*) определяется более сложным способом и не может быть выражена единой 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 $\lambda_p = 2{,}62R$ при размере $L < 2{,}1R$.

При возбуждении колебания типа H_{111} длина резонансной волны

$$\lambda_p = \frac{2L}{\sqrt{1 + 0{,}344(L/R)^2}}. \qquad (10.37)$$

При возбуждении колебания типа E_{011} длина резонансной волны

$$\lambda_p = \frac{2L}{\sqrt{1 + 0{,}587(L/R)^2}}. \qquad (10.38)$$

При возбуждении колебания типа H_{011} длина резонансной волны

$$\lambda_p = \frac{2L}{\sqrt{1 + 1{,}487(L/R)^2}}. \qquad (10.39)$$

В качестве объемного резонатора используется также отрезок короткозамкнутой коаксиальной линии (рис. 10.29,*в*). Расчет такого резонатора производится согласно формулам (10.23) и (10.30). Ем-

кость С в резонаторе есть емкость зазора открытого конца коаксиальной линии (рис. 10.29,*в*).

Возбуждение резонаторов осуществляется таким же способом, как и волновода (см. рис. 10.28). 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. § 10.4): фильтры, ступечатые переходы, мостовые устройства, направленные ответвители.

Контрольные вопросы

1. В чем состоит отличие цепей сосредоточенного типа от цепей распределенного типа?
2. В чем состоит отличие фидерной линии 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 определить мощность падающей и отраженной волны?
8. Как определить проходящую мощность.
9. Как изменяется амплитуда напряжения вдоль линии в режиме согласования, короткого замыкания и холостого хода?
10. Назовите основные типы фидерных линий и их параметры.
11. Как определить 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 определить резонансную частоту объемного резонатора прямоугольного типа?

Глава 11. Цепи с переменными параметрами

11.1. Параметрические колебания

В предыдущих главах рассматривались вынужденные и собственные колебания (см., например, рис. 7.9, 7.10), возникающие в цепи под действием присоединенного к ней генератора (рис. 7.2). Собственные или свободные колебания при отсутствии положительной обратной связи в цепи затухают, вынужденные – прекращаются только после отключения генератора.

Однако 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. 11.1.

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. 11.1, 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), и называется параметрическим.

В электрической цепи также можно возбудить подобные параметрические колебания путем периодического изменения величины

Рис. 11.1

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.

11.2. 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. 11.2. 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. 11.2. Обратное напряжение, превышающее по абсолютной величине напряжение $U_{проб}$, приводит к электрическому пробою *p-n* перехода.

Закрытый *p-n* переход характеризуется барьерной, или зарядовой, емкостью:

$$C = \frac{C_н}{\left(1+|u|/\varphi_0\right)^{\gamma}}, \qquad (11.1)$$

где $C_н$ – начальная емкость *p-n* перехода; u – обратное напряжение, приложенное к *p-n* переходу; φ_0 – контактная разность потенциалов (φ_0 = 0,5...0,8 В – для кремния); γ – коэффициент перехода, зависящий от состава примесей в переходе (обычно γ = 0,5).

Рис. 11.2

График функции (11.1) приведен на рис. 11.3.

При напряжении внешнего смещения U_0 из (11.1) получим для емкости *p-n* перехода:

$$C_0 = \frac{C_н}{\left(1+|U_0|/\varphi_0\right)^\gamma}, \qquad (11.2)$$

Совместно решая (11.1) и (11.2), имеем:

$$C = C_0 \frac{(\varphi_0 + U_0)^\gamma}{(\varphi_0 + u)^\gamma}. \qquad (11.3)$$

Рис. 11.3

При U_0 и $u >> \varphi_0, \gamma = 0{,}5$ выражение (11.3) примет вид

$$C = C_0 \frac{\sqrt{U_0}}{\sqrt{u}} \quad . \tag{11.4}$$

Приложим к диоду помимо постоянного напряжения смещения и переменное напряжение частотой $\omega_н$ – $u = U_m \sin(\omega_н t)$ –
и подставим его в (11.4). В результате получим

$$C = C_0 \frac{\sqrt{U_0}}{\sqrt{U_0 - U_m \sin\omega_н t}} \approx \frac{C_0}{(1 - m\sin\omega_н t)} \quad , \tag{11.5}$$

где $m = U_m / 2U_0$.

Таким образом, согласно (11.5) можно управлять емкостью *p-n* перехода с высокой частотой приложенного напряжения.

11.3. Параметрическое возбуждение

Рассмотрим цепь – параллельный колебательный контур, в котором в качестве емкости используется закрытый *p-n* переход (рис. 11.4) . Подключим к контуру генератор сигнала с частотой ω_c, а емкость будем изменять с частотой $\omega_н$ согласно (11.5) с помощью так называемого генератора накачки.

Ток и напряжение в емкостной цепи связаны соотношениями

$$i = \frac{dq}{dt} = C\frac{du}{dt} \quad ; \quad u = \frac{1}{C}\int i dt \quad . \tag{11.6}$$

Ток в емкостной цепи, вызванный генератором сигнала:

$$i = I_{cm} \cos\omega_c t \ . \tag{11.7}$$

Для напряжения на нелинейной емкости с учетом действия генератора накачки согласно (11.6), (11.5) и (11.7) получим

$$u = \frac{I_{cm}}{C\omega_c} \sin\omega_c t = \frac{I_{cm}}{C_0\omega_c} \sin\omega_c t (1 - m\sin\omega_н t) =$$

$$= \frac{I_{cm}}{C_0\omega_c} \left[\sin\omega_c t - 0{,}5m\cos(\omega_н - \omega_c)t + 0{,}5m\cos(\omega_н + \omega_c)t\right].$$

Приняв значение частоты генератора накачки $\omega_н = 2\omega_c$, где ω_c – частота усиливаемого сигнала, преобразуем последнее выражение

Рис. 11.4

$$u = \frac{I_{\text{cm}}}{C_0\omega_c}\left[\sin\omega_c t - 0{,}5m\cos\omega_c t + 0{,}5m\cos 3\omega_c t\right]. \qquad (11.8)$$

Сопоставим выражения для тока (11.7) и напряжения (11.8) в емкостной цепи. Первый член в (11.8) находится в квадратуре (т.е. повернут на 90°) с током и, следовательно, определяет емкость величиной C_0. Второй член в (11.8) находится в противофазе (т.е. повернут на 180°) с током и, следовательно, представляет собой отрицательное активное сопротивление величиной

$$R_{\text{отр}} = -\frac{m}{2C_0\omega_0}. \qquad (11.9)$$

Третью гармонику сигнала (третий член в (11.8)) 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 (11.9) и эта ветвь может быть представлена в виде, показанном на рис. 11.5,*а*.

Преобразуем последовательное соединение двух сопротивлений в параллельное (рис. 11.5,*а*,*б*):

$$Z = \frac{1}{j\omega_c C_0} + R_{\text{отр}} = \frac{1 + j\omega_c C_0 R_{\text{отр}}}{j\omega_c C_0},$$

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{j\omega_c C_0}{1 + j\omega_c C_0 R_{\text{отр}}} = \frac{R_{\text{отр}}(\omega_c C_0)^2}{1 + (R_{\text{отр}}\omega_c C_0)^2} + \text{j}\frac{\omega_c C_0}{1 + (R_{\text{отр}}\omega_c C_0)^2}.$$

При $(R_{\text{отр}}\omega_c C_0)^2 << 1$ проводимость $Y = R_{\text{отр}}(\omega_c C_0)^2 + j\omega_c C_0$.

Рис. 11.5

Из последнего выражения следует, что при действии генератора накачки емкостная нелинейная цепь может быть представлена в виде параллельного соединения емкости C_0 и отрицательного активного сопротивления (рис. 11.5,*б*), величина которого с учетом (11.9)

$$R_{э\,отр} = -\frac{1}{R_{отр}(\omega_c C_0)^2} = -\frac{2}{m\omega_c C_0}\ . \qquad (11.10)$$

Из равенства модулей сопротивления потерь R и отрицательного сопротивления $R_{э\,отр}$ определим критическое значение параметра $m_{кр}$:

$$R = \left|R_{э\,отр}\right| \quad \text{или} \quad R = \frac{2}{m_{кр}\omega_c C_0}$$

откуда

$$m_{кр} = \frac{2}{R\omega_c C_0} = \frac{2}{Q}\ , \qquad (11.11)$$

где Q – собственная добротность колебательного контура на частоте сигнала ω_c.

Таким образом, согласно (11.11) 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. 11.5,*в*), и, следовательно, в контуре возникнут незатухающие автоколебания с частотой ω_c. В электрической цепи (рис. 11.4) 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.

При значении параметра $m < m_{кр}$ в цепи рис. 11.4 возбуждение не происходит, но за счет частичной компенсации сопротивления потерь обеспечивается усиление сигнала с частотой $\omega_C = 0{,}5\omega_Н$. 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. 11.6.

В схеме имеются два контура, первый из которых настроен на частоту усиливаемого сигнала f_c, второй – на частоту выходного сигнала $f_в > f_c$. Частота сигнала генератора накачки

$$f_н = f_c + f_в. \qquad (11.12)$$

Для баланса средних мощностей сигналов в схеме запишем

$$P_н = P_c + P_в, \qquad (11.13)$$

что позволяет перейти к энергии тех же сигналов

$$\frac{W_н}{T_н} = \frac{W_c}{T_c} + \frac{W_в}{T_в} \quad \text{или} \quad W_н f_н = W_c f_c + W_в f_в.$$

Последнее выражение с учетом (11.12) приведем к виду

$$(W_н - W_в) f_в = (W_c - W_н) f_c. \qquad (11.14)$$

Равенство (11.14) при любых значениях частот $f_в$ и f_c возможно только при выполнении двух условий для энергий сигналов:

Рис. 11.6

$$W_н - W_в = 0 \quad и \quad W_с - W_н = 0 \ ,$$

от которых вновь перейдем к средним мощностям

$$\frac{P_н}{f_н} - \frac{P_в}{f_в} = 0 \quad и \quad \frac{P_с}{f_с} - \frac{P_н}{f_н} = 0,$$

что позволяет получить следующие соотношения между средними мощностями и частотами сигналов:

$$P_в = \frac{f_в}{f_с} P_с; \qquad P_н = P_с + P_в = \frac{f_н}{f_с} P_с = \frac{f_н}{f_в} P_в . \tag{11.15}$$

Зависимости (11.15) отражает график на рис. 11.7.

Из (11.15) и рис. 11.7 следует, что мощность генератора накачки распределяется между сигналами с частотой $f_с$ и $f_в$, причем благодаря параметрическому эффекту мощность сигнала на вспомогательной частоте $f_В$ больше мощности сигнала на частоте $f_с$ в $K_2 = (f_в/f_с)$ 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 $f_с$, выходного – $f_в$. Возможны и другие варианты параметрических усилителей, применяемых в СВЧ диапазоне.

Полученные выражения (11.15) для средних мощностей и частот сигналов, связанных равенством (11.12), являются частным случаем более общих соотношений для тех же величин согласно теореме Мэнли-Роу при $f_в = m f_с + n f_н$, где m, n – целые числа [2].

Рис. 11.7

Контрольные вопросы

1. Какие колебания называются параметрическими?
2. В чем состоит особенность возбуждения параметрических колебаний?
3. В чем состоит назначение генератора накачки?
4. Как меняется емкость закрытого *p-n* перехода?
5. При каком условии одноконтурный параметрический усилитель переходит в режим автоколебаний?
6. Как влияет добротность контура на параметрическое возбуждение?
7. Как связаны частоты усиливаемого сигнала и генератора накачки в двухконтурном параметрическом усилителе?
8. Как связаны мощности этих колебаний?

Часть 4. Цепи дискретного типа и цифровая фильтрациия

Глава 12. Свойства и преобразования дискретных сигналов

12.1. Описание дискретного сигнала и его воздействие на линейную цепь

Одно из направлений классификации сигналов предусматривает их деление на аналоговые и дискретные (§ 3.1). Аналоговый сигнал описывается непрерывной (или кусочно-непрерывной) функцией времени $y(t)$, дискретный – решетчатой функцией $y_р(kT)$, имеющей конечное число фиксированных значений на конечном интервале времени $0 \le t \le nT$, где T – период следования импульсов (рис. 12.1).

Для удобства анализа принимают $T = 1$ и тогда решетчатая функция записывается как $y_р(k)$. Цифровой сигнал $y_ц(kT)$ описывается квантованной решетчатой функцией, принимающей лишь ряд

Рис. 12.1

дискретных значений – уровней квантования A_1, A_2, A_3,..., A_m. Каждый из уровней квантования заменяется двоичным кодом так, как показано на рис. 1.3.

Переход от аналогового сигнала к дискретному называется дискретизацией; обратная операция, состоящая в переходе от дискретного сигнала к аналоговому, – восстановлением.

Процедура дискретизации, состоящая в формировании по заданному аналоговому сигналу дискретного, осуществляется с помощью импульсного элемента, т.е. ключа, замыкающего и размыкающего электрическую цепь. Анализ этого процесса проводится обычно с учетом следующих допущений:

– ключ является идеальным, т.е. мгновенно замыкающим и размыкающим цепь с периодом повторения T;

– длительность формируемого импульса $\tau << T$ и $t_{пер}$ – времени переходного процесса в линейной цепи, включаемой после импульсного элемента.

Операции дискретизации и восстановления взаимно обратимы при выполнении требования теоремы Котельникова, состоящего в выполнении условия $T < 1/2F_в$, где $F_в$ – высшая частота в спектре аналогового сигнала (см. § 3.8).

Описание дискретного сигнала во времени осуществляется с помощью дискретной дельта-функции

$$\delta((k-m)T) = \begin{cases} 1 \text{ при } k = m \\ 0 \text{ при } k \neq m \end{cases} . \qquad (12.1)$$

Для последовательности единичных импульсов – единичной решетчатой функции запишем (рис. 12.2,*а*)

$$\delta_T(kT) = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} \delta((k-m)T) . \qquad (12.2)$$

Любую последовательность импульсов, образованную из аналогового сигнала $y(t)$, можно описать с помощью решетчатой функции, которую с учетом (12.2) представим в виде (рис. 12.2,*б*)

$$y_р(kT) = y(t)\delta_T(kT) = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} y(mT)\,\delta((k-m)T) . \qquad (12.3)$$

Приняв $T = 1$, приведем (12.3) к виду

$$y_p(k) = y(t)\delta_T(k) = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} y(m)\,\delta(k-m). \qquad (12.4)$$

Пусть, например, $y(0) = 2$, $y(1) = 5$, $y(2) = -2$ и $y(m) = 0$ при всех остальных m.

Тогда согласно (12.4) для решетчатой функции запишем

$$y_p(k) = 2\delta(k) + 5\delta(k-1) - 2\delta(k-2).$$

Рис. 12.2

Для решетчатой функции можно найти разности 1-го, 2-го,..., n -го порядка, являющиеся соответствующими аналогами производных для непрерывной функции. Так, для разности 1-го порядка – скорости изменения решетчатой функции – запишем

$$\Delta y_p(k) = y_p(k+1) - y_p(k). \qquad (12.5)$$

Для разности n-го порядка имеем

$$\Delta^n y_p(k) = \Delta^{n-1} y_p(k+1) - \Delta^{n-1} y_p(k). \qquad (12.6)$$

Сумма решетчатых функций является аналогом интеграла для непрерывной функции

$$I_p = \sum_{k=M}^{N} y_p(k). \qquad (12.7)$$

По аналогии с дифференциальным уравнением, составляемым для непрерывной функции и ее производных, зависимости между решетчатой функцией и ее разностями различных порядков образуют уравнение в конечных разностях, или разностное уравнение. Линейное разностное уравнение с постоянными коэффициентами записывается в виде:

$$a_m\Delta^m y_p(k)+a_{m-1}\Delta^{m-1} y_p(k)+,...,+a_1\Delta y_p(k)+a_0 y_p(k)=\Phi(k), \qquad (12.8)$$

где $\Phi(k)$ – внешнее воздействие.

Рассмотрим воздействие на линейную цепь пачки импульсных сигналов разной амплитуды с периодом повторения T, описываемых решетчатой функцией (12.3).Такая цепь с сигналами на ее входе и выходе приведена на рис. 12.3.

Рис. 12.3

Пример отклика линейной цепи интегрального типа на каждый из входных импульсов (рис. 12.4,*а*), определяемый выражением (6.12), показан на рис. 12.4,*б*. Этот отклик есть его импульсная характеристика от воздействия единичного импульса (см. § 6.2). Каждый из последующих откликов смещен относительно предыдущего на время T. Согласно принципу суперпозиции отклик линейной цепи от воздействия на нее пачки импульсов будет равен сумме откликов от всех единичных импульсов с учетом их смещения на время $t = mT$, где $m = 0, 1, 2, 3...$ – номер входного импульса. На основании сказанного с учетом (6.12) и (12.3) для отклика линейной цепи от воздействия на нее пачки импульсов получим:

$$Z(t)=\sum_{m=0}^{M-1} S_m(t)=\sum_{m=0}^{M-1} 4A_m\int_{F1}^{F2} D(F)\cos\left(2\pi F(t-mT)\right)dF\,, \qquad (12.9)$$

где M – количество импульсов во входном сигнале; $S_m(t)$ – отклик цепи на воздействие m-го импульса; A_m – амплитуда m-го импульса; $D(F)$ – действительная часть коэффициента передачи цепи (6.6), $F1$, $F2$ – крайние частоты полосы пропускания цепи.

$X_{вх}$
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0
1
T
2
3
4
5
6
t
а)
$S_{0,k}$
$S_{1,k}$
$S_{2,k}$
$S_{3,k}$
$S_{4,k}$
$S_{5,k}$
$S_{6,k}$
1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
0
1
2
3
4
5
6
7
t_k
б)
1.6
1.2
Z_k
0.8
0.4
0
1
2
3
4
5
6
7
t_k
в)
$Z_{вых}$
2,0
1,6
1,2
0,8
0,4
0
1
T
2
3
4
5
6
t
г)

Рис. 12.4

Суммарный отклик цепи от воздействия на нее пачки импульсов показан на рис. 12.4,*в*. Включим после линейной цепи импульсный элемент, с помощью которого будем фиксировать значения выходного сигнала только в моменты времени $t = mT$. Тогда на выходе получим такое же число импульсов, как и на входе, но с иными значениями амплитуд, как показано на рис. 12.4,*г*.

Программа, составленная на основании (12.9) по расчету выходного сигнала при интегрирующей цепи 1-го порядка (рис. 6.4,*а*), приведена на рис. 12.5. Эту программу, рассчитанную на пачку из 10 входных импульсов, легко трансформировать на их любое количество.

В программе приняты следующие обозначения:

A – массив амплитуд входных импульсов;

F1, F2 – крайние частоты полосы пропускания цепи;

Δ – период следования импульсов (на рис. 12.3 соответствует значению *T*);

M – номер последнего входного импульса (их счет начинается с 0);

μ – шаг изменения времени при расчете выходного сигнала;

N – число рассчитываемых точек по оси времени;

$$A := \begin{pmatrix} 0.2 \\ 0.5 \\ 0.8 \\ 1 \\ 0.8 \\ 0.5 \\ 0.2 \\ -0.2 \\ -0.5 \\ -1 \end{pmatrix}$$

$$j := \sqrt{-1} \qquad \tau := 1 \qquad \mu := 0.1 \qquad N := 100$$

$$F1 := 0 \qquad F2 := 20 \qquad \Delta := 0.5 \qquad M := 9$$

$$K(F) := \frac{1}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot F \cdot \tau} \qquad D(F) := \mathrm{Re}(K(F))$$

$$m := 0..M \qquad T_m := \Delta \cdot m$$

$$k := 0..N \qquad t_k := \mu \cdot k$$

$$H_{m,k} := 4 \cdot A_m \cdot \int_{F1}^{F2} D(F) \cdot \cos\left[2 \cdot \pi \cdot F \cdot (t_k - T_m)\right] dF$$

$$S_{m,k} := \begin{cases} H_{m,k} & \text{if } (t_k - T_m) \geq 0 \\ 0 & \text{if } (t_k - T_m) < 0 \end{cases} \qquad Z_k := \sum_{m=0}^{M} S_{m,k}$$

Рис. 12.5

Рис. 12.6

$$a := \begin{pmatrix} 60 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad b := \begin{pmatrix} 25 \\ 1 \\ 0.22 \\ 4.2 \cdot 10^{-3} \\ 4 \cdot 10^{-6} \end{pmatrix} \qquad j := \sqrt{-1} \qquad p(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$$

$$K(f) := \frac{\left(a_0 + a_1 \cdot p(f) + a_2 \cdot p(f)^2 + a_3 \cdot p(f)^3 + a_4 \cdot p(f)^4\right)}{\left(b_0 + b_1 \cdot p(f) + b_2 \cdot p(f)^2 + b_3 \cdot p(f)^3 + b_4 \cdot p(f)^4\right)}$$

$$AM(f) := |K(f)| \qquad D(f) := Re(K(f)) \qquad \Theta(f) := \arg(K(f)) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$$

$$A := \begin{pmatrix} 0.2 \\ 0.5 \\ 0.8 \\ 1 \\ 0.8 \\ 0.5 \\ 0.2 \\ -0.2 \\ -0.5 \\ -1 \end{pmatrix}$$

$F1 := 0 \qquad F2 := 10 \qquad \mu := 0.1 \qquad N := 100$

$\Delta := 0.5 \qquad M := 9$

$m := 0..M \qquad T_m := \Delta \cdot m$

$k := 0..N \qquad t_k := \mu \cdot k$

$$H_{m,k} := 4 \cdot A_m \cdot \int_{F1}^{F2} D(f) \cdot \cos\left[2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left(t_k - T_m\right)\right] df$$

$$S_{m,k} := \begin{cases} H_{m,k} & \text{if } \left(t_k - T_m\right) \geq 0 \\ 0 & \text{if } \left(t_k - T_m\right) < 0 \end{cases} \qquad Z_k := \sum_{m=0}^{M} S_{m,k}$$

Рис. 12.7

K(F) – комплексный коэффициент передачи цепи;

D(F) – действительная часть коэффициента передачи;

τ – постоянная времени цепи;

$S_{m,k}$ – отклик цепи на воздействие m-го импульса;

S_k – сигнал на выходе цепи.

При значении частоты [Гц, кГц или МГц] время соответственно [с, мс или мкс].

Результаты расчета по программе рис. 12.5 в виде графика выходного сигнала Z(*t*) для двух случаев приведены на рис. 12.6.

Рис. 12.8

В первом случае все амплитуды входных импульсов $A_m>0$, во 2-м случае – знак их меняется (массив *A* на рис. 12.5). Кроме того, на рис. 12.6 приведены графики отклика цепи на воздействия 1, 2,4 и 9-го импульсов.

Вторая программа, составленная на основании (12.9) и позволяющая рассчитать выходной сигнал при интегрирующей цепи вплоть до 4-го порядка, приведена на рис. 12.7. Данную программу, рассчитанную на пачку из 10 входных импульсов, легко трансформировать на их любое количество. Все обозначения в программе соответствуют предыдущей.

Результаты расчета по программе рис. 12.7 в виде графика выходного сигнала Z(*t*) приведены на рис. 12.8. Поскольку анализируемая цепь является колебательной, что видно из графиков ее амлитудно- и фазо-частотной характеристик на рис. 12.7, то выходной сигнал при действии пачки импульсов носит сложный затухающе-колебательный характер. Кроме того, на рис. 12.8 приведены графики отклика цепи на воздействия 0, 5, 7 и 9-го импульсов.

По аналогии с программами, представленными на рис. 12.5 и 12.7, можно составить программы для иных линейных цепей.

12.2. Связь между аналоговым и дискретным сигналами и быстрое преобразование Фурье

Установим связь между непрерывным сигналом $\Phi(t)$ и его дискретным аналогом $\Phi_T(kT)$, который получим путем замены времени t на kT, где T – временной шаг дискретизации, $k = 0,1,2,3,...,(N-1)$ – порядковый номер шага, N – число отсчетов по оси времени t, включая 0. Три примера таких сигналов в случае экспоненциального, прямоугольного и треугольного импульсов приведены на рис. 12.9.

Обозначим спектр непрерывного сигнала $\Phi(t)$ как $S(\omega)$, спектр дискретного сигнала $\Phi_T(kT)$ как $S_T(\omega)$, решетчатую функцию (12.2) как $\delta_T(kT)$. Согласно (12.3) дискретный сигнал

$$\Phi_T(kT) = \Phi(t)\,\delta_T(kT). \qquad (12.10)$$

Определим с помощью (3.17) спектральную плотность дискретного сигнала (12.10):

$$S_T(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_T(kT) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t)\delta_T(kT) e^{-j\omega t} dt\,. \qquad (12.11)$$

Рис. 12.9

Представим решетчатую функцию (12.2) – периодическую последовательность дельта-импульсов – в виде ряда Фурье (3.4):

$$\delta_T(kT) = \frac{1}{T}\sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk\Omega t}, \qquad (12.12)$$

где $\Omega = 2\pi F = 2\pi/T$ – частота следования δ-импульсов.

Поскольку спектральная плотность одиночного дельта-импульса равна 1, а период повторения импульсов есть T, то в (12.12) введен множитель $(1/T)$. Подставив (12.12) в (12.11), получим для спектральной плотности дискретного сигнала (12.10)

$$S_T(\omega) = \frac{1}{T}\int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk\Omega t} e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{T}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t)\, e^{-j(\omega - k\Omega)t} =$$

$$= \frac{1}{T}\sum_{k=-\infty}^{\infty} S(\omega - k\Omega) = \frac{1}{T}\sum_{k=-\infty}^{\infty} S\left(\omega - k\frac{2\pi}{T}\right). \qquad (12.13)$$

Согласно (12.13) спектр $S_T(f)$ дискретного сигнала $\Phi_T(kT)$, образованного из аналогового сигнала $\Phi(t)$, есть множественно повторенные копии спектра этого сигнала $S(f)$ шириной $2F_в$, сле-

дующие с частотой повторения $F = 1/T$. Сказанное поясняется с помощью рис. 12.10.

Из (12.13) и рис. 12.10 следует, что спектр $S(f)$ шириной $2F_в$ должен уместиться внутри интервала $F = 1/T$. Следовательно, для неискаженного воспроизведения «копий» спектра необходимо выполнить условие $2F_в < F$ или $T < (1/2F_в)$, т.е. соблюдать требование теоремы В.А.Котельникова по дискретизации аналогового сигнала (см. § 3.8). В противном случае дискретный сигнал при восстановлении в аналоговую форму будет искажен.

Найти спектры дискретных сигналов, описываемых с помощью решетчатой функции и представленных на рис. 12.9,*б*, можно также непосредственно с помощью дискретного преобразования Фурье, не прибегая к аналоговому оригиналу.

С этой целью интервал между спектральными линиями в частотном спектре установим равным $\Delta\omega$, что позволяет принять частоту $\omega = n\Delta\omega = n\,(2\pi/NT)$, где $n = 0,1,2,3\ldots(N-1)$ – порядковый номер спектральной линии по оси частот. Путем замены непрерывного времени t и частоты ω на их дискретные аналоги kT и $n\,(2\pi/NT)$ представим прямое преобразование Фурье – интеграл (3.17) – в виде суммы:

$$S_T(n\Delta\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} \Phi_T(kT)\, e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, \quad n = 0,\ \pm1,\ \pm2,\ldots,\pm(N-1)/2. \quad (12.14)$$

Рис. 12.10

Выражение (12.14) называется дискретным преобразованием Фурье, поскольку оно позволяет найти спектр дискретного сигнала, заданного в виде решетчатой функции (рис. 12.1, 12.2). Согласно (12.14) для определения значения одной спектральной линии следует произвести N вычислений. Следовательно, для определения N спектральных линий общее число вычислений составит N^2, что при $N >> 1$ приводит к относительно большому общему времени счета частотного спектра.

Существенную экономию времени счета дает метод быстрого преобразования Фурье (БПФ). Известно несколько алгоритмов такого преобразования. Один из них положен в основу функции *FFT* (*V*), входящей в математический пакет программ Mathcad и позволяющей произвести быстрое преобразование Фурье.

При этом способе БПФ:

функция $\Phi(kT)$ (рис. 12.9,*б*) представляется в виде вектора V, состоящего из $N = 2^m$ вещественных элементов, где $m > 2$ – целое число, причем вектор V должен описывать функцию как внутри, так и вне импульса;

число дискретных интервалов, приходящихся на импульс длительностью $\tau < 1$, составляет $M = \tau N$ (результат округляется до целого числа), остальные значения вектора V при $k = (M + 1), (M + 2),\ldots(N–1)$ следует принимать равными 0 (рис. 12.9,*б*) (значения М при $\tau = 0{,}1$ приведены в табл.12.1);

число отсчетов по временной оси $N = 2^m$, по частотной – $NF = 1 + (N/2) = 1 + 2^{m-1}$.

При соблюдении этих условий результаты расчета на основе обычного преобразования Фурье (3.17) (программы на рис. 3.12 – 3.18) и с помощью функции *FFT* (*V*) совпадают, в том числе и в части масштаба по частотной оси. В табл.12.1 представлены значения N и NF при $m = 5\ldots10$.

Таблица 12.1

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

$N := 1024$ $S := 0.1$ $k := 0..102$ $V_k := 1$

$\tau := 0.1$ $k := 103..1023$ $V_k := 0$

$A := FFT(V)$ $N2 := last(A)$ $N2 := 512$ $n := 0..N2$ $B_n := |A_n|$

B =

	0
0	0.101
1	0.099
2	0.094
3	0.086
4	0.076
5	0.064
6	0.05
7	0.036
8	0.023
9	0.01
10	$5.86 \cdot 10^{-4}$

Рис. 12.11

$N := 1024$ $S := 0.1$ $k := 0..1023$ $V_k := S \cdot k$

$\tau := 0.1$ $k := 103..1023$ $V_k := 0$

$A := FFT(V)$ $N2 := last(A)$ $N2 := 512$ $n := 0..N2$ $B_n := |A_n|$

B =

	0
0	0.513
1	0.507
2	0.491
3	0.464
4	0.429
5	0.387
6	0.34
7	0.292
8	0.244
9	0.2
10	0.163

Рис. 12.12

Рассмотрим два примера по применению БПФ. Программа по расчету спектральной плотности прямоугольного импульса (рис. 12.9,*а*) по методу БПФ с результатами расчета в виде графика приведена на рис. 12.11,*а* треугольного импульса (рис. 12.9,*а*) – на рис. 12.12. Расчет спектра проводится в $NF = 1 + (N/2)$ точках частотной оси. Сравнивая результаты расчета спектров по обоим методам – для прямоугольного импульса (графики на рис. 3.13 и рис. 12.11) и для треугольного импульса (графики на рис. 3.14 и рис. 12.12), видим их совпадение.

По аналогии с программами, приведенными на рис. 12.11, 12.12, по методу БПФ с помощью встроенной функции *FFT* (*V*) можно рассчитать спектры импульсов самой разнообразной формы, описав их в *N* дискретных точках.

12.3. Дискретное преобразование Лапласа и метод Z-преобразования

Преобразуем линейную цепь непрерывного типа (рис. 12.13,*а*) в цепь импульсного типа путем включения двух ключей мгновенного действия на входе и выходе (рис. 12.13,*б*). Ключи действуют синхронно с периодом включения *T*.

В первой схеме сигналы на входе и выходе описываются непрерывными функциями $x(t)$ и $y(t)$, во второй они представляют собой последовательности дельта-импульсов, описываемые с помощью решетчатых функций $x_T(t)$ и $y_T(t)$ согласно (12.3). Пример таких импульсных сигналов представлен на рис. 12.4,*а* и 12.4,*г*.

Анализ линейной непрерывной цепи во временной области можно провести с помощью одностороннего преобразования Лапласа:

$$\Psi(p) = \int_0^\infty \Phi(t) e^{-pt}\, dt \ , \qquad (12.15)$$

где $\Phi(t)$ – оригинал функции, $\Psi(p)$ – ее изображение (ранее исполь-

Рис. 12.13

зовалось модифицированное выражение данной функции (3.29), называемое изображением Лапласа-Карсона. На основании (12.15) для передаточной функции линейной непрерывной цепи (рис. 12.13,а) получим

$$K(p) = \frac{y(p)}{x(p)}, \tag{12.16}$$

где y(p) и x(p) – соответственно изображения выходного и входного сигналов.

Заменив в (12.15) интеграл с бесконечным пределом суммой бесконечного ряда, непрерывный аргумент t – дискретной величиной kT, непрерывную функцию $\Phi(t)$ – решетчатой $y_p(kT)$, получим дискретное преобразование Лапласа

$$D\left(y_p[kT]\right) = \sum_{k=0}^{\infty} y_p[kT]e^{-qkT}, \tag{12.17}$$

где q – параметр преобразования, комплексное число.

Многим теоремам преобразования Лапласа для непрерывных функций – линейности, сдвига, смещения, свертывания и т.д. – имеются соответствующие аналоги при дискретном преобразовании.

Приняв $z = e^{qT}$, из дискретного преобразования Лапласа (12.17) получим Z-преобразование для решетчатой функции

$$Z\left(y_p[kT]\right) = \sum_{k=0}^{\infty} y_p[kT]z^{-k}. \tag{12.18}$$

Отношение Z-преобразования для выходного сигнала к такому же Z-преобразованию для входного сигнала при нулевых начальных условиях есть передаточная функция импульсной цепи, приведенной на рис. 12.13,*б*

$$K(z) = \frac{Y_T(z)}{X_T(z)}. \tag{12.19}$$

Найдем Z-преобразование для решетчатой функции, называемой единичным скачком:

$$y_k[kT] = 1[kT] = \left\langle \begin{matrix} 1 \text{ при } k \geq 0 \\ 0 \text{ при } k < 0 \end{matrix} \right. . \tag{12.20}$$

Согласно (12.17) для дискретного преобразования Лапласа получим

$$D(1[kT]) = \sum_{k=0}^{\infty} e^{-qkT} 1(k) = \frac{1}{1-e^{-qT}} = \frac{e^{qT}}{e^{qT}-1},$$

откуда для Z-преобразования путем замены $e^{qT} = z$ имеем

$$Z(1[kT]) = \frac{z}{z-1}. \qquad (12.21)$$

Z-преобразование для линейных импульсных цепей удобно тем, что оно позволяет подобно непрерывным цепям (см. § 6.4) находить общий коэффициент передачи всего соединения (рис. 12.14).

Так, при каскадном соединении четырехполюсников (рис. 12.14,*а*) по аналогии с (6.19) получим

$$K(z) = \prod_{i=1}^{n} K_i(z). \qquad (12.22)$$

Для схемы с обратной связью (рис. 12.14,*б*) по аналогии с (6.22) имеем

$$K(z) = \frac{K_1(z)}{1+K_1(z)K_2(z)}. \qquad (12.23)$$

Рис. 12.14

На рис. 12.15 представлено пять тестовых сигналов, а в табл. 12.2 соответствующие им изображения по Лапласу и согласно Z-преобразованию при $k \geq 0$ [37]. Эти преобразования можно также найти путем обращения к меню «Символы», подменю «Преобразования» пакета математических программ Mathcad.

Рис. 12.15

Таблица 12.2

Непрерывный сигнал	Изображение по Лапласу	Импульсный сигнал	Z-преобразование
$1(t)$	$\frac{1}{p}$	$\delta(k-m)T$	$\frac{z}{z-1}$
$\sin\omega t$	$\frac{\omega}{p^2+\omega^2}$	$\sin(\omega kT)$	$\frac{z\sin\omega T}{z^2-2z\cos\omega T+1}$

Продолжение таблицы 12.2

Непрерывный сигнал	Изображение по Лапласу	Импульсный сигнал	Z-преобразование
$\cos\omega t$	$\frac{p}{p^2+\omega^2}$	$\cos(\omega kT)$	$\frac{z(z-\cos\omega T)}{z^2-2z\cos\omega T+1}$
e^{-at}	$\frac{1}{p+a}$	e^{-akT}	$\frac{z}{z-e^{-aT}}$
$e^{-at}\sin\omega t$	$\frac{\omega}{(p+a)^2+\omega^2}$	$e^{-akT}\sin(\omega kT)$	$\frac{ze^{-aT}\sin\omega T}{z^2-2e^{-aT}z\cos\omega T+e^{-2aT}}$

Контрольные вопросы

1. В чем состоит отличие дискретного сигнала от аналогового?
2. Как последовательность импульсов можно описать с помощью решетчатой функции?
3. Задав исходные данные, по программе рис. 12.6 рассчитайте сигнал на выходе интегрирующего звена при входном сигнале в виде пачки из пяти импульсов.
4. Задав исходные данные, по программе рис. 12.7 рассчитайте сигнал на выходе звена 2-го порядка при входном сигнале в виде пачки из шести импульсов.
5. Задав исходные данные, по программе рис. 12.7 рассчитайте сигнал на выходе звена 3-го порядка при входном сигнале в виде пачки из семи импульсов.
6. Как спектральная плотность дискретного сигнала связана со спектральной плотностью соответствующего аналогового сигнала?
7. Как дискретное преобразование Фурье связано с прямым преобразованием Фурье для непрерывного сигнала?
8. Задав исходные данные, по программам рис. 12.11 и рис. 12.12 рассчитайте спектры прямоугольного и треугольного импульсов путем быстрого преобразования Фурье.
9. Как из дискретного преобразования Лапласа вытекает Z-преобразование?
10. Дайте определение передаточной функции импульсной цепи.
11. Получите Z-преобразование для случая единичного скачка.
12. Путем обращения к меню «Символы», подменю «Преобразования» пакета программ Mathcad найдите Z-преобразования для функций $\sin(\omega t)$, $\cos(\omega t)$, e^{-at}.

Глава 13. Основы цифровой обработки сигналов

13.1. Структура и характеристики цифрового фильтра

Цифровым фильтром называется вычислительное устройство, реализующее алгоритм работы согласно следующему уравнению в конечных разностях:

$$y_р(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m x_р\big((k-m)T\big) - \sum_{i=0}^{I-1} b_i y_р\big((k-i)T\big), \qquad (13.1)$$

где $x_р(kT)$ – отсчеты входного сигнала (рис. 12.4,а); $y_р(kT)$ – отсчеты выходного сигнала (рис. 12.4,*г*); a_m, b_i – коэффициенты.

Линейные цифровые фильтры делятся:

на устройства с постоянными параметрами, у которых все коэффициенты a_m, b_i есть константы, и с переменными параметрами, не отвечающие данному требованию;

на фильтры нерекурсивные (другое название – транверсальные), у которых все коэффициенты $b_i = 0$, вследствие чего выходной сигнал зависит только от входного, и рекурсивные при $b_i \neq 0$, что означает наличие обратной связи.

Рассмотрим сначала структуру и характеристики нерекурсивного цифрового фильтра с постоянными параметрами. Для такого фильтра из (13.1) получим уравнение в конечных разностях

$$y_р(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m x_р\big((k-m)T\big) \ . \qquad (13.2)$$

Применив Z-преобразование (12.18) к функции (13.2), получим для передаточной функции нерекурсивного фильтра

$$K_н(z) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m z^{-m} \ . \qquad (13.3)$$

Путем подстановки $z = e^{j\omega T}$ найдем выражение для комплексной частотной характеристики нерекурсивного фильтра:

$$K_н(j\omega) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T} \ . \qquad (13.4)$$

Для амплитудно-частотной характеристики нерекурсивного фильтра из (13.4) получим

$$A_н(\omega) = |K_н(j\omega)| = \left|\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T}\right| . \qquad (13.5)$$

Для фазо-частотной характеристики из (13.4) имеем:

$$\Theta_н(\omega) = \arg[K_н(j\omega)] = \arg\left[\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T}\right] . \qquad (13.6)$$

Прямая форма реализации временной характеристики (13.2) приводит к структуре нерекурсивного цифрового фильтра, представленной на рис. 13.1.

На схеме рис. 13.1 звено T означает задержку входного импульса на время T, равное времени дискретизации входного аналогового сигнала (рис. 12.1, 12.9, 12.15). Согласно (12.18) Z-образ такого звена есть z^{-1}.

Импульсная характеристика цифрового фильтра есть его реакция на единичный дельта-импульс и, следовательно, по аналогии с уравнением (13.2) имеет вид

$$H_н(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \delta\big((k-m)T\big) , \qquad (13.7)$$

где $\delta(k-m)T$ – единичный дельта-импульс, определяемый согласно (3.38).

Программа по расчету импульсной (13.7), амплитудно-частотной (13.5) и фазо-частотной (13.6) характеристик (АЧХ и ФЧХ) нерекур-

Рис.13.1

сивного цифрового фильтра при заданных значениях коэффициентов a_0, a_1, a_2 ...a_{M-1}, собранных в вектор **a**, и шаге дискретизации T приведена на рис. 13.2. В программе приняты те же обозначения, что и в перечисленных формулах.

Частотная характеристика нерекурсивного фильтра, как и спектр дискретного сигнала (рис. 12.10), является периодической функцией с частотой повторения $F = 1/T$. Максимум АЧХ соответствует значению частоты $f_m = mF$, где m – целое число. Форма АЧХ и ФЧХ зависит от комбинации коэффициентов a_m, собранных в вектор **a**. На рис. 13.2 помимо программы приведен пример расчета по ней трех характеристик цифрового фильтра при M = 10. Как и ранее, при размерности времени [с, мс, мкс] частота соответственно [Гц, кГц, МГц].

Обратимся к анализу работы рекурсивного фильтра, работа которого описывается уравнением (13.1). Прямая форма реализации временной характеристики (13.1) приводит к структуре рекурсивного цифрового фильтра, представленной на рис. 13.3. Отличие этого фильтра от нерекурсивного (рис. 13.1) состоит в наличии цепей обратной связи, что приводит к качественным изменениям его характеристик. В цепь обратной связи включен инвертирующий элемент И, преобразующий импульс +1 в импульс –1 и наоборот.

Применив Z-преобразование (12.18) к функции (13.1), получим для передаточной функции рекурсивного фильтра

$$K_P(z) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m z^{-m} \Bigg/ \left(1 + \sum_{i=1}^{l-1} b_i z^{-i}\right). \qquad (13.8)$$

Путем подстановки $z = e^{j\omega T}$, найдем выражение для комплексной частотной характеристики рекурсивного фильтра

$$K_P(j\omega) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T} \Bigg/ \left(1 + \sum_{i=1}^{l-1} b_i e^{-ji\omega T}\right). \qquad (13.9)$$

Для амплитудно-частотной характеристики рекурсивного фильтра из (13.9) получим

$$A_н(\omega) = |K_н(j\omega)| = \left|\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T} \Bigg/ \left(1 + \sum_{i=1}^{l-1} b_i e^{-ji\omega T}\right)\right|. \qquad (13.10)$$

$$a := \begin{pmatrix} 10 \\ 8 \\ 5.5 \\ 4 \\ 3.5 \\ 3 \\ 2 \\ 1.5 \\ 1 \\ 0.5 \end{pmatrix} \qquad j := \sqrt{-1} \qquad T := 0.5 \qquad M := 10 \qquad M1 := M - 1$$

$$m := 0..M1$$

$$t_m := m \cdot T \qquad H_m := a_m$$

$$K(f) := \sum_{m=0}^{M-1} a_m \cdot e^{-j \cdot m \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot T} \qquad A(f) := |K(f)| \qquad \Theta(f) := \arg(K(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

Рис.13.2

Рис.13.3

Для фазо-частотной характеристики из (13.9) имеем

$$\Theta_P(j\omega) = \arg\left(K_P(j\omega)\right) =$$
$$= \arg\left[\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T} \Big/ \left(1 + \sum_{i=1}^{l-1} b_i e^{-ji\omega T}\right)\right]. \qquad (13.11)$$

На рис. 13.4 приведена программа по расчету амплитудно-частотной (13.10) и фазо-частотной (13.11) характеристик (АЧХ и ФЧХ) рекурсивного цифрового фильтра при заданных значениях коэффициентов a_0, a_1, a_2,....a_{M-1}, собранных в вектор **a**, коэффициентов b_0, b_1, b_2 ...b_{l-1}, собранных в вектор **b**, и шаге дискретизации T. В программе приняты те же обозначения, что и в перечисленных формулах

Частотная характеристика рекурсивного фильтра, как и спектр дискретного сигнала (рис. 12.10), является периодической функцией с частотой повторения $F = 1/T$. Форма АЧХ и ФЧХ зависит от комбинации коэффициентов a_m и b_i, собранных соответственно в векторы **a** и **b**. Пример расчета при $M = 10$, $l = 10$ трех характеристик цифрового фильтра по программе рис. 13.4 приведен на рис. 13.5, на котором АЧХ построена в двух масштабах.

$$C := \begin{pmatrix} 10 & 0 \\ 9 & 5 \\ 8 & 3 \\ 7 & 2 \\ 6 & 1 \\ 5 & 0 \\ 4 & 3 \\ 3 & 0 \\ 2 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \qquad j := \sqrt{-1} \qquad T := 0.5 \qquad M := 10 \qquad M1 := M - 1$$

$$m := 0..M1$$

$$t_m := m \cdot T \qquad a := C^{\langle 0 \rangle} \qquad b := C^{\langle 1 \rangle}$$

$$HA_m := a_m \qquad HB_m := b_m$$

$$K(f) := \frac{\left(\sum_{m=0}^{M-1} a_m \cdot e^{-j \cdot m \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot T} \right)}{1 + \sum_{m=0}^{M-1} b_m \cdot e^{-j \cdot m \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot T}} \qquad A(f) := |K(f)| \qquad \Theta(f) := \arg(K(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

Рис. 13.4

Следует отметить существенные различия в характеристиках нерекурсивного (рис. 13.2) и рекурсивного (рис. 13.5) цифровых фильтров, причиной чему является наличие в последнем обратной связи. Эти различия приводят в рекурсивном фильтре к возможности получения более узкой АЧХ, к сложному, колебательному виду ФЧХ и возможной потере устойчивости.

Под устойчивостью цифрового фильтра понимается ограниченность амплитуды выходного сигнала $y_T(kT)$ при любых начальных условиях и ограниченном входном сигнале $x_T(kT)$. Одним из критериев такой устойчивости является расположение полюсов z_i передаточной функции, т.е. корней знаменателя функции (13.8) $K_P(z)$, внутри единичной окружности на z-плоскости.

В этом отношении устойчивость цифрового рекурсивного фильтра во многом напоминает линейную цепь непрерывного типа с обратной связью, устойчивость которой также определяется по расположению нулей и полюсов на плоскости комплексной переменной (см. § 6.6).

Одним из признаков устойчивости цифрового фильтра является отсутствие неограниченного возрастания пикового значения АЧХ при ее расчете с помощью программы рис. 13.4.

Рис.13.5

Другой важной проблемой при анализе работы цифрового фильтра является возникновение в нем помехи, называемой шумом квантования, связанной с преобразованием на входе фильтра аналогового сигнала в цифровой. Рассмотрим подробнее данный вопрос. Квантование сигнала есть представление его отсчетов с помощью конечного числа n разрядов. При двоичном коде квантование приводит к получению $N = 2^n$ возможных комбинаций или уровней квантования, на которые может быть разбит по амплитуде входной аналоговый сигнал (см. рис. 1.3). Амплитуда сигнала и его мощность на нагрузке 1 Ом при этом составят (рис. 13.6)

$$U_c = \frac{N\Delta U}{2}, \qquad P_c = \frac{U_c^2}{2} = \frac{N^2\Delta U^2}{8}.$$

Рис.13.6

В первом приближении ошибка квантования не превышает половины одного уровня квантования, составляя $U_п = \Delta U/2$, а по виду близка к треугольной форме $u_п(t) = U_п t/\tau$ (рис. 13.6). Эту ошибку можно трактовать как шум квантования или помеху, мощность которой на нагрузке 1 Ом составит

$$P_п = \frac{\int_0^\tau u_п^2(t)dt}{\tau} = \frac{U_п^2}{\tau^3}\int_0^\tau t^2 dt = \frac{U_п^2}{3} = \frac{\Delta U^2}{12}.$$

На основании двух последних выражений и равенства $N = 2^n$ для отношения мощностей сигнал/помеха за счет шумов квантования получим

$$q^2 = \frac{P_c}{P_п} = \frac{N^2\,\Delta U^2/8}{\Delta U^2/12} = \frac{3}{2}N^2 \approx 2^{2n} \qquad (13.12)$$

или $\left(q^2\right)_{дБ} = 10\lg\left(2^{2n}\right) = 6n$ [дБ].

Согласно (13.12) отношение сигнал/помеха за счет шумов квантования составляет ориентировочно 6 дБ на один разряд квантования.

Функцию цифрового фильтра может выполнять сигнальный микропроцессор, программируемый согласно уравнениям в конечных разностях (13.1) или (13.2). Одновременно он может выполнять функции аналого-цифрового (АЦП) и цифро-аналогового преобразователей (ЦАП).

13.2. Синтез цифрового фильтра

Синтез цифрового фильтра основывается на выражении (12.9), связывающем частотную характеристику линейной цепи с импульсной характеристикой, и на реализации по ней структуры фильтра. Раскроем

подробнее этапы одной из возможных процедур такого синтеза.

Этап аппроксимации, состоящий в следующем. Производится выбор функции, аппроксимирующей требуемую характеристику затухания фильтра $B_З(f)$. Наиболее часто для этой цели используются полиномы Чебышева (8.4) и Баттерворта (8.5). Так, например, в случае фильтра нижних частот (ФНЧ) функция затухания при полиноме Баттерворта имеет вид

$$B_З(f) = 1 + a^2\left(f/\Delta f_{пр}\right)^{2n}, \qquad (13.13)$$

где $\Delta f_{пр}$ – полоса пропускания фильтра, $a \le 1$ – амплитудный множитель, n – степень полинома.

От характеристики затухания (13.13) легко перейти к его амплитудно-частотной характеристике (АЧХ), которая должна соответствовать физически реализуемой цепи

$$A(f) = 1/\sqrt{B_З(f)}\ . \qquad (13.14)$$

Пример характеристик (13.13) и (13.14) приведен на рис. 13.7,*а,б*.

Рис.13.7

Выбирается функция, аппроксимирующая фазо-частотную характеристику синтезируемого фильтра, например, описываемая функцией (рис. 13.7,*в*):

$$\begin{aligned} &\Theta(f) = -\pi f/f_p && \text{при} \quad 0 \le f \le f_p; \\ &\Theta(f) = \pi(f_a - f)/(f_a - f_p) && \text{при} \quad f > f_p, \end{aligned} \qquad (13.15)$$

где f_p, f_a – значения частоты, показанные на рис. 13.7,*в*.

Этап определения импульсной характеристики. В соответствии с (6.12) определяется и строится импульсная характеристика (рис. 13.8) аналога синтезируемого фильтра непрерывного типа, относящегося к физически реализуемым цепям

$$h(t) = 4\int_0^\infty D(f)\cos(2\pi f t)\,df, \qquad (13.16)$$

где $D(f) = A(f)\cos(\Theta(f))$ – действительная часть коэффициента передачи.

Этап определения вектора а. Импульсная характеристика нерекурсивного цифрового фильтра, определяемая согласно (13.7), представляет собой решетчатую функцию. Ее значения a_0, a_1, a_2,..., a_{M-1} совпадают с отсчетами непрерывной функции через интервалы ΔT (рис. 13.8). Поэтому, построив импульсную характеристику линейной цепи непрерывного типа и выбрав время дискретизации ΔT, можно по ней определить весь набор постоянных коэффициентов a_0, a_1, a_2,...,a_{M-1}, собранных в вектор **а**, для звеньев синтезируемого нерекурсивного цифрового фильтра (см. рис. 13.1).

Рис.13.8

$\Delta f := 10 \quad a := 1 \quad n := 8 \quad fp := 10 \quad fa := 40 \quad j := \sqrt{-1} \quad x(f) := \frac{f}{\Delta f}$

$B(f) := 1 + a^2 \cdot x(f)^{2 \cdot n} \quad A(f) := \frac{1}{\sqrt{B(f)}} \quad \Theta(f) := \begin{cases} \left(\frac{-\pi \cdot f}{fp}\right) & \text{if } 0 \le f \le fp \\ \pi \cdot \frac{fa - f}{fa - fp} & \text{if } f > fp \end{cases}$

$D(f) := A(f) \cdot \cos(\Theta(f))$

$k := 0..100 \quad t_k := 0.005 \cdot k \quad M := 25 \quad \Delta T := 0.01$

$m := 0..M \quad T_m := \Delta T \cdot m$

$$H_k := 4 \cdot \int_0^{30} D(f) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_k)\, df$$

$$S_m := 4 \cdot \int_0^{30} D(f) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot T_m)\, df \qquad a_m := S_m \cdot \Delta T$$

$$K(f) := \sum_{m=0}^{M-1} a_m \cdot e^{-j \cdot m \cdot 2\pi \cdot f \cdot \Delta T} \qquad AH(f) := |K(f)| \qquad \Theta H(f) := \arg(K(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

Рис.13.9

Этап вычисления характеристик. При найденном векторе **a** и выбранном значении ΔT можно согласно (13.4) вычислить амплитудно-частотную (13.5) и фазо-частотную (13.6) характеристики синтезируемого фильтра. При отрицательном значении коэффициента a_i в соответствующем звене следует произвести инвертирование импульса положительной полярности.

Согласно этой методике на рис. 13.9 представлена программа по синтезу цифрового фильтра нижних частот нерекурсивного типа.

Аппроксимируемые характеристики фильтра соответствуют (13.3) – (13.5). Все обозначения в данной программе совпадают с принятыми в программе на рис. 13.2. Как и ранее, при размерности времени [с, мс, мкс] частота f и полоса пропускания фильтра Δf соответственно [Гц, кГц, МГц].

a =

	0
0	-0.041
1	-0.014
2	0.055
3	0.139
4	0.204
5	0.231
6	0.213
7	0.16
8	0.092
9	0.029
10	-0.017
11	-0.038
12	-0.039
13	-0.025
14	$-6.902\cdot10^{-3}$
15	$8.318\cdot10^{-3}$
16	0.016
17	0.016
18	0.011
19	$2.828\cdot10^{-3}$
20	$-3.924\cdot10^{-3}$
21	$-7.595\cdot10^{-3}$
22	$-7.742\cdot10^{-3}$
23	$-5.207\cdot10^{-3}$
24	$-1.526\cdot10^{-3}$

Рис.13.10

Пример результатов расчета по программе рис. 13.9 приведен на рис. 13.10. на котором рассчитанные характеристики построены в двух масштабах по оси абсцисс. Как и следовало ожидать, характеристики фильтра носят периодический характер с частотой повторения $F = 1/\Delta T$, где ΔT – выбранное время дискретизации. Изменением числа М можно влиять на форму амплитудно-частотной характеристики синтезированного фильтра АН(f) (сплошная линия на рис. 13.10), добиваясь близкого совпадения с характеристикой $A(f)$ своего аналогового прототипа (пунктирная линия на рис. 13.10).

По методике, аналогичной рассмотренной, можно составить программу по синтезу цифрового фильтра рекурсивного типа (рис. 13.3). Анализу работы и проектированию цифровых фильтров нерекурсивного и рекурсивного типов посвящены, в частности, работы [24, 26].

Контрольные вопросы

1. Напишите выражение для передаточной функции нерекурсивного фильтра.
2. Напишите выражение для передаточной функции рекурсивного фильтра.
3. Как определяется амплитудно-частотная характеристика цифрового фильтра?
4. Как определяется фазо-частотная характеристика цифрового фильтра?
5. Задав исходные данные, по программе рис. 13.2 рассчитайте характеристики цифрового фильтра нерекурсивного типа.
6. Задав исходные данные, по программе рис. 13.4 рассчитайте характеристики цифрового фильтра рекурсивного типа.
7. В чем состоят различия между цифровыми фильтрами нереверсивного и рекурсивного типа? Как определяется устойчивость этих фильтров?
8. Что такое шумы квантования и как они влияют на полезный сигнал?
9. Раскройте содержание основных этапов синтеза цифрового фильтра.
10. Задав исходные данные, по программе рис. 13.9 синтезируйте фильтр.

Часть 5. Формирование радиосигналов

Глава 14. Генерирование высокочастотных сигналов

14.1. Назначение, классификация и принцип генерации высокочастотных колебаний

Назначение автогенератора состоит в генерации высокочастотных (ВЧ) или сверхвысокочастотных (СВЧ) колебаний. В автогенераторе происходит преобразование энергии источника постоянного тока в энергию ВЧ или СВЧ колебаний. Автогенератор является каскадом, обязательно входящим в радиопередающее и радиоприемное устройства.

Классификация автогенераторов возможна по нескольким признакам.

В зависимости от диапазона частот они делятся на две большие группы: высокочастотные и сверхвысокочастотные. Ориентировочное значение границы между ними – 300 МГц. Различительным признаком здесь может являться даже не само значение частоты генерируемых колебаний, а тип используемых электрических цепей. В ВЧ генераторах таковыми являются цепи с сосредоточенными постоянными, в СВЧ – с распределенными параметрами, т.е. фидерные линии или волноводы.

Возможны следующие **способы стабилизации частоты** автоколебаний:

– параметрическая с использованием обычных колебательных систем;

– кварцевая с использованием в качестве резонатора кристалла кварца;

– с диэлектрическим резонатором (только в СВЧ диапазоне);

– молекулярная за счет индуцированного возбуждения атомов, находящихся на высоком энергетическом уровне.

К молекулярным генераторам относится водородный стандарт частоты, использующий излучение атомов водорода частотой 1420, 405 МГц.

По типу электронного прибора и схеме различают два основных типа автогенераторов:

– с применением транзистора или электровакуумного прибора и использования принципа положительной обратной связи,

– с применением генераторного СВЧ диода (туннельного, лавинно-пролетного или диода Ганна) – двухполюсника с отрицательной активной проводимостью.

По **взаимодействию с другими звеньями** аппаратуры различают автогенераторы: действующие в автономном режиме, в режиме синхронизации частоты внешним сигналом, в составе схемы автоматической подстройки частоты.

По **использованию в составе радиотехнического устройства** возможно такое разделение автогенераторов:

– опорные или эталонные, с повышенной стабильностью частоты, синхронизирующие работу всех звеньев и каскадов устройства,

– диапазонные, перестраиваемые по частоте, в том числе и в составе синтезатора частот.

Следующие основные параметры характеризуют работу автогенератора: диапазон частот или значение фиксированной частоты, мощность автоколебаний в нагрузке, нестабильность частоты – долговременная и кратковременная.

Рассмотрим принцип работы автогенератора. Выше был рассмотрен процесс затухания колебаний в параллельном колебательном контуре (см. § 7.2). Вернемся к этому вопросу, обратившись к рис. 14.1, на котором потери энергии в контуре определяются активным сопротивлением R.

При анализе было показано, что при зарядке конденсатора до напряжения E в контуре возникают затухающие колебания, описываемые функцией

$$y = E e^{-\alpha t} \cos(\omega_1 t), \qquad (14.1)$$

Рис. 14.1

где

$$\omega_1 = \sqrt{\omega_p^2 - \alpha^2}\ ;\ \omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}\ ;\ \alpha = \frac{1}{2RC} = \frac{\omega_p}{2Q}\ ;\ Q = \omega_p RC = R/\omega_p L.$$

Согласно (14.1) скорость затухания колебаний определяется коэффициентом α или добротностью Q. График функции (14.1) при $\alpha > 0$ показан на рис. 14.2.

Согласно (14.1) для получения незатухающих колебаний, т.е. колебаний с постоянной амплитудой, следует иметь коэффициент $\alpha = 0$ или добротность $Q = \infty$. При этом частота колебаний $\omega_1 = \omega_p$, т.е. точно равна резонансной частоте колебательного контура. С другой стороны, как следует из (14.1), при любом сколь угодно малом отрицательном значении $\alpha < 0$ произойдет неограниченное возрастание амплитуды колебаний (рис. 14.2), что в конечном итоге приведет к электрическому пробою конденсатора.

Итак, необходимо для обеспечения режима автоколебаний иметь

Рис. 14.2

стабильное, неизменное значение $\alpha = 0$. В противном случае при $\alpha > 0$ колебания будут затухать, а при $\alpha < 0$ – неограниченно возрастать. Для реализации устойчивого режима автоколебаний возможны две основные схемы построения автогенератора с колебательной системой. В автогенераторе 1-го типа используется электронный прибор – четырехполюсник (рис. 14.3,*а*).

Рис. 14.3

В схеме рис. 14.3,*а* с помощью цепи положительной обратной связи часть мощности сигнала из колебательного 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 активного сопротивления потерь R (рис. 14.1).Во-вторых, дополнительные колебания должны совпадать по фазе с основными колебаниями. Пример схемы транзисторного автогенератора, отвечающего этим требованиям, приведен на рис. 14.4. Другие схемы рассмотрены, например, в [20].

Рис. 14.4

Основой автогенератора 2-го типа (рис. 14.3,*б*) являются специальные генераторные диоды – двухполюсники, в эквивалентной схеме которых имеется отрицательная активная проводимость (например, по причине падающего участка в вольт-амперной характеристике или запаздывания сигнала в приборе). Такой прибор при подключении к колебательной системе компенсирует в ней потери, благодаря чему поддерживается устойчивый режим автоколебаний.

14.2. Фазовая плоскость

Прежде чем перейти к анализу работы автогенератора, остановимся на очень наглядном способе отображения процессов, протекающих в автономной цепи n-го порядка, связанном с понятием n-мерного фазового пространства. Координаты точки в таком пространстве отображают мгновенное динамическое состояние системы, а совокупность таких точек образуют фазовую траекторию. В случае системы 2-го порядка это пространство вырождается в плоскость. Для автономной системы 2-го порядка уравнения имеют вид

$$\begin{aligned} \frac{dy_1}{dt} &= \Psi_1(y_1, y_2); \\ \frac{dy_2}{dt} &= \Psi_2(y_1, y_2). \end{aligned} \qquad (14.2)$$

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 этого термина.

Пусть решением уравнений (14.2) является функция $y_1(t)$, а производной от нее – $y_2(t)$, что позволяет записать

$$y_1 = \Phi_1(t) \quad \text{и} \quad y_2 = \frac{dy_1(t)}{dt} = \Phi_2(t). \qquad (14.3)$$

Исключив в выражениях (14.3) 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

21 – 7025

несколько примеров фазовых портретов. Пусть колебания в цепи описываются выражением

$$y(t) = A\,e^{-\alpha t}\cos(\omega t)\,. \qquad (14.4)$$

$E := 1 \qquad \alpha := 0.3 \qquad f := 1 \qquad \omega := 2\cdot\pi\cdot f$

$y1(t) := E\cdot e^{-\alpha\cdot t}\cdot\cos(\omega\cdot t) \qquad y2(t) := \frac{d}{dt}y1(t)$

$i := 1..500 \qquad T_i := 0.01\cdot i$

$Y1_i := y1(T_i) \qquad Y2_i := y2(T_i)$

Рис. 14.5

С помощью программы (рис. 14.5), составленной на основе математического пакета Mathcad, построим график колебания (14.4) и его фазовый портрет при $\alpha > 0$ и $\alpha < 0$. Результаты расчета в виде графиков представлены на рис. 14.5. При $\alpha > 0$ процесс носит затухающий колебательный характер, а фазовый портрет имеет вид сворачивающейся спирали (при $\alpha = 0{,}3$; рис. 14.5,*а*). При $\alpha < 0$ процесс носит возрастающий колебательный характер, а фазовый портрет имеет вид разворачивающейся спирали (при $\alpha = -0{,}3$; рис. 14.5,*б*).

Фазовые портреты для двух других случаев при колебаниях вида

$$u(t) = U_0\left(1 - e^{-\alpha t}\right)\cos(\omega t),$$

$$u(t) = U_0\left(1 - e^{-\alpha t}\right)\left(\sin\omega t - 0{,}111\sin 3\omega t + 0{,}04\sin 5\omega t\right)$$

представлены на рис. 14.6.

В обоих случаях, представленных на рис. 14.6, на фазовом портрете четко прослеживается устойчивый предельный цикл, к которому стремятся колебания в установившемся режиме работы.

Таким образом, метод фазовой плоскости, реализуемый по программе с помощью компьютера, позволяет получить «портрет» динамического состояния самых разнообразных цепей и будет использоваться ниже при анализе работы автогенератора.

Рис. 14.6

14.3. Основное уравнение автогенератора

Рассмотрим вопрос установления автоколебаний на основе баланса двух энергий: теряемой в контуре и дополнительно в него доставляемой за счет цепи обратной связи. Энергию потерь обозначим как $W_п$, дополнительную – $W_д$. После включения автогенератора необходимо иметь $W_д > W_п$, что приводит к возрастанию амплитуды автоколебаний (рис. 14.7,а). После достижения в системе равенства $W_д = W_п$ наступит установившийся режим автоколебаний, при котором коэффициент $\alpha = 0$. В случае дальнейшего возрастания колебаний следует иметь $W_д < W_п$, что приведет к снижению амплитуды и возврату к устойчивому режиму работы.

Сказанное поясняется с помощью двух графиков – зависимостей $W_д(U)$ и $W_п(U)$, где U – амплитуда автоколебаний, точка А – соответствует состоянию устойчивого равновесия (рис. 14.7,*б*). Таким образом, в автогенераторе при правильном выборе режима его работы, соответствующего графикам на рис. 14.7,*б*, автоматически установится динамическое равновесие, обеспечивающее постоянство амплитуды автоколебаний (рис. 14.7,*а*).

Анализ работы автогенератора проведем на основе метода гармонической линеаризации, поскольку условие применимости данного метода – выделение только 1-й гармоники сигнала с помощью колебательного контура – выполняется (см. § 9.2).

Ток электронного прибора $i(t)$ в автогенераторе может существенно отличаться от синусоидального вида и представлять собой периодическое колебание, состоящее из косинусоидальных (9.3) или иной более сложной формы импульсов. Разложив периодическое колебание в ряд Фурье, выделим из него 1-ю гармонику сигнала, для которой согласно (9.3) запишем:

$$I_1 = I_m \alpha_1,$$

где I_m – амплитуда импульса; $\alpha_1 = 0{,}5$ при угле отсечки $\Theta = 90°$.

Рис. 14.7

Введем следующий параметр – крутизну характеристики электронного прибора по 1-й гармонике сигнала: $S_У = I_1 / U_У = I_m \alpha_1 / U_У$, где $U_У$ – амплитуда напряжения на входе прибора, и запишем следующую систему уравнений для комплексных амплитуд 1-й гармоники сигнала:

$$\begin{aligned} I_1 &= \overset{*}{S}_У U_У \\ U_m &= I_1 \overset{*}{Z}_э \\ U_У &= \overset{*}{K} U_m , \end{aligned} \qquad (14.5)$$

где U_m – амплитуда гармонического напряжения на колебательном контуре, $Z_э$ – эквивалентное сопротивление контура на частоте 1-й гармоники сигнала, K – комплексный коэффициент обратной связи.

Совместное решение (14.5) дает основное уравнение автогенератора в комплексной форме по 1-й гармонике сигнала:

$$\overset{*}{S}_У \overset{*}{Z}_э \overset{*}{K} = 1 . \qquad (14.6)$$

Это уравнение распадается на уравнения для произведения модулей и суммы фаз, соответственно называемые уравнениями баланса амплитуд и фаз:

$$S_У Z_э K = 1; \qquad (14.7)$$

$$\varphi_У + \varphi_э + \varphi_к = 2\pi n. \qquad (14.8)$$

Уравнение баланса амплитуд (14.7) 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 ($W_п$) и дополнительной ($W_д$).

Уравнение баланса фаз (14.8) 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 π, то согласно (14.9) на такую же величину должен происходить поворот фазы сигнала и за счет цепи обратной связи.

При $t = 0$ ввиду малости амплитуды колебаний крутизна $S_у = S_0$ – статической крутизне характеристики электронного прибора. При этом вместо уравнения баланса амплитуд (14.7) имеет место выполнение условия самовозбуждения автогенератора:

$$S_0 Z_э K > 1 \ . \qquad (14.9)$$

По мере возрастания амплитуды автоколебаний U значение $S_у$ уменьшается, стремясь к значению, соответствующему установившемуся режиму. Графики зависимости $S_у(U)$ и $S_у(t)$ приведены на рис. 14.8.

Точка A на графике соответствует состоянию динамического равновесия в автогенераторе, т.е. выполнению равенства энергий $W_д = W_п$ или эквивалентного ему уравнения баланса амплитуд (14.7).

Другой метод анализа процесса установления автоколебаний состоит в решении нелинейного дифференциального уравнения, описывающего работу автогенератора. Как показано в [16], это уравнение для обеих схем автогенераторов (рис. 14.3) имеет вид

$$\frac{d^2u}{d\tau^2} - \mu(1 - bu - gu^2)\frac{du}{d\tau} + u = 0, \qquad (14.10)$$

где u – напряжение на контуре; $\tau = \omega t$; $\omega = 1/\sqrt{LC}$ – резонансная частота контура, близкая к частоте автоколебаний; μ, b, g – постоянные коэффициенты, зависящие от параметров электронного прибора и коэффициента обратной связи.

Для генерации колебаний необходимо иметь $\mu > 0$, т. е. отрицательная проводимость по модулю должна превышать проводимость активных потерь в колебательной системе. Ограничение амплитуды колебаний определяют члены с коэффициентами b, g.

Представим дифференциальное уравнение 2-го порядка (14.10) в виде двух уравнений 1-го порядка:

Рис. 14.8

$$\frac{dy_1}{d\tau} = y_2;$$
$$\frac{dy_2}{d\tau} = \mu(1 - by_1 - gy_1^2)y_2 - y_1, \qquad (14.11)$$

где $y_1 = u$ – функция, $y_2 = \frac{du}{d\tau}$ – ее производная.

На основании полученного нелинейного дифференциального уравнения автогенератора (14.11) составим с помощью математического пакета Mathcad программу, позволяющую исследовать работу автогенератора в широком диапазоне изменения его параметров: определять условия возникновения автоколебаний, их устойчивость в установившемся режиме работы, частоту и амплитуду автоколебаний, время переходного процесса.

Заметим, что аналитическое исследование уравнения вида (14.11), называемое уравнением Ван-дер-Поля, возможно только при малом значении параметра μ (поэтому μ называют «малым» параметром) с помощью метода медленно меняющихся амплитуд [2]. Компьютерный метод анализа в среде Mathcad позволяет снять это ограничение и исследовать разнообразные режимы работы автогенератора.

В составленной программе (рис. 14.9) решение нелинейного дифференциального уравнения (14.11) проводится с помощью метода Рунге-Кутта 4-го порядка путем обращения к функции **rkfixed.**

$$\mathrm{ORIGIN} := 1 \quad \mu := 0.1 \quad b := 1 \quad g := 1 \quad y := \begin{pmatrix} 0 \\ 0.5 \end{pmatrix}$$

$$F(t, y) := \begin{bmatrix} y_2 \\ \mu \cdot \left[1 - b \cdot y_1 - g \cdot (y_1)^2\right] \cdot y_2 - y_1 \end{bmatrix}$$

$$Z := \mathrm{rkfixed}(y, 0, 100, 1001, F)$$

Z =

	1	2	3
1	0	0	0.5
2	0.1	0.05	0.502
3	0.2	0.1	0.499
4	0.3	0.15	0.491
5	0.4	0.198	0.478

Рис. 14.9

Рис. 14.10

В программе, приведенной на рис. 14.9 с фрагментом результатов расчета, приняты следующие обозначения для нормированного времени или фазы колебаний $\tau = \omega t$, функции и ее производной:

$$Z^{(1)} = \tau, \quad Z^{(2)} = u, \quad Z^{(3)} = \frac{du}{d\tau}.$$

Результаты расчета по программе в виде графика переходного процесса $u(\tau)$ и фазовых траекторий для двух случаев при $b = 1$, $g = 1$, $\mu = 0{,}1$ и $\mu = 2$ приведены на рис. 14.10,*а*,*б*.

14.4. Стабильность частоты автогенераторов

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 $0 \ldots t_0$ определяется, как усредненное значение по N измерениям или как максимальное отклонение частоты от номинального значения $f_{ном}$:

$$\Delta f_{дл} = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\left|f_k - f_{ном}\right| \quad \text{или} \quad \Delta f_{дл} = \left|f_{max} - f_{ном}\right|. \qquad (14.12)$$

Рис. 14.11

Норма на долговременную нестабильность частоты устанавливается обычно в относительных единицах и составляет для современных радиотехнических систем: $\Delta f_{дл} / f_{ном} = 10^{-9} \ldots 10^{-6}$, а в особых случаях $10^{-13} \ldots 10^{-12}$.

Под действием самых разнообразных факторов – пульсаций питающего напряжения, шумов транзистора и резисторов – происходит размытие спектральной линии сигнала автогенератора (рис. 14.11), что и определяет кратковременную нестабильность частоты, величина которой есть среднеквадратическое значение флюктуаций частоты относительного среднего значения:

$$\Delta f_{ср\,ш} = \sqrt{\int_0^{\infty} S_{\Delta f}(F)\,dF}\,, \qquad (14.12)$$

где $S_{\Delta f}(F)$ – энергетический спектр колебаний частоты автогенератора.

Поскольку частота и фаза колебаний связаны соотношением

$$f(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{d\varphi(t)}{dt}\,,$$

то дифференцирование во временной области соответствует умножению на $j\Omega$ в частотной области и поэтому для энергетических спектров флюктуаций частоты и фазы получим

$$S_{\Delta f}(\Omega) = \Omega^2\, S_{\Delta\varphi}(\Omega), \qquad (14.13)$$

где множитель $\Omega^2 = 4\pi^2 F^2$ имеет физический смысл только при $F > 0$.

Флюктуацию частоты колебаний можно оценить с помощью эффективной девиации частоты в полосе частот $F_1 \ldots F_2$ (рис. 14.12,*а*)

Рис. 14.12.

по формуле, аналогичной (7.26):

$$\Delta f_{эф\,д} = \sqrt{\int_{F_1}^{F_2} S_{\Delta f}(F)dF}. \qquad (14.14).$$

Пример зависимости (14.14) в полосе Δ F = 1 кГц приведен на рис. 14.12,*б*.

Факторы, влияющие на стабильность частоты автоколебаний, называются дестабилизирующими. Среди них температура окружающей автогенератор среды является наиболее существенной. Влияние температуры на долговременную нестабильность частоты определяется как

$$\frac{\Delta f}{f_{ном}} = ТКЧ \times \Delta T, \qquad (14.15)$$

где ТКЧ – температурный коэффициент частоты колебательного контура, определяющего частоту автоколебаний (размерность – 1/град.); ΔT – максимальный перепад температуры.

Стабильность частоты автоколебаний в значительной степени определяется также добротностью колебательного контура, фазовая характеристика которого согласно (7.15) определяется выражением

$$\varphi = -\mathrm{arctg}\left(2Q\frac{\Delta f}{f_р}\right) \text{ или при } \frac{\Delta f}{f_р} << 1\text{: } \varphi = -2Q\frac{\Delta f}{f_р}. \qquad (14.16)$$

Из (14.16) следует, что при одной и той же нестабильности фазы в автогенераторе нестабильность частоты ($\Delta f / f_р$) тем меньше, чем выше добротность Q колебательного контура. Снижение ТКЧ и по-

вышение добротности контура Q позволяют обеспечить высокую стабильность частоты генерируемых колебаний. Двум этим требованиям отвечают кварцевые пластины, 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. 14.13.

Рис. 14.13

Кварц может быть возбужден на частоте последовательного или параллельного резонанса, которые согласно эквивалентной схеме (рис. 14.13) соответственно равны:

$$\omega_1 = 1\Big/\sqrt{L_k C_k}\,,\quad \omega_2 = 1\Bigg/\sqrt{L_k \frac{C_k C_0}{C_k + C_0}} \approx \omega_1\left(1 + \frac{C_k}{2C_0}\right). \qquad (4.17)$$

Добротность кварцевого резонатора

$$Q_k = \omega_1 L_k / r_k = \sqrt{L_k / C_k} \Big/ r_k \quad .$$

Две схемы кварцевого автогенератора приведены на рис. 14.14. В схеме транзисторного автогенератора (рис. 14.14,а) автоколебания возникают с частотой последовательного резонанса ω_1, поскольку на ней кварц имеет малое сопротивление r_k и цепь обратной связи оказывается замкнутой. На частотах, отличных от ω_1, автоколебания возникнуть не могут, так как на них сопротивление кварца велико.

Другая схема кварцевого автогенератора с использованием операционного усилителя приведена на рис. 14.14,*б*. В ней кварц включен в цепь положительной обратной связи, замкнутой на неинвертирующий вход усилителя для соблюдения условия баланса фаз.

Рис. 14.14

Здесь, как и в предыдущей схеме, автоколебания возникают на частоте последовательного резонанса кварца ω_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). Структурная схема такого автогенератора, включающая управляемый фазовращатель, два усилителя и пьезокристалл с нанесенными на его поверхности встречно-штыревыми преобразователями приведена на рис. 14.15.

Условие баланса фаз (14.8) в схеме рис. 14.15 принимает вид

$$\frac{2\pi f L}{V_a} + \varphi_у + \varphi_{пр} + \varphi_{фв} = 2\pi n, \qquad (14.18)$$

Рис. 14.15

где f – частота генерируемых автоколебаний; L – рабочая длина звукопровода; $V_а$ – скорость ПАВ; $\varphi_у$ – 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 (14.18) можно пренебречь и тогда при $V_а$ = 3 км/с из (14.18) получим для частоты:

$$f = \frac{V_a n}{L} = \frac{3 \cdot 10^6 [\text{мм/с}] n}{L[\text{мм}]} = \frac{3n}{L[\text{мм}]} [\text{МГц}]. \qquad (14.19)$$

Автогенераторы на кристаллах с ПАВ выпускаются на частоты от 20 МГц до 3ГГц.

Стабилизация частоты, в том числе и их дисретного 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 [19, 20].

14.5. Фазовая автоподстройка частоты колебаний

Устройства автоматической подстройки частоты (сокращенно АПЧ) служат для стабилизации и управления частотой автогенератора по эталонному сигналу [17–19]. С их помощью можно на несколько порядков повысить стабильность частоты колебаний автогенератора. Разнообразно применение систем АПЧ в радиоприемных и радиопередающих устройствах. Назовем несколько наиболее типичных случаев их использования:

– в синтезаторах частоты, с помощью которых создается дискретное множество частот при одном эталонном сигнале;

– для стабилизации частоты мощных автогенераторов по слабому сигналу эталонного автогенератора, что позволяет существенно сократить число ВЧ или СВЧ усилительных каскадов;

– для автоматической подстройки частоты гетеродина радиоприемника по частоте принимаемого сигнала.

В зависимости от способа получения сигнала ошибки различают устройства частотной автоподстройки частоты (сокращенно – ЧАП), фазовой автоподстройки частоты (ФАП) и комбинированные (ЧАП-ФАП). В устройствах ЧАП сигнал ошибки вырабатывается путем сравнения частот сигналов эталонного и стабилизируемого автогенераторов, в устройствах ФАП – путем сравнения фаз тех же сигналов.

Рис. 14.16

По виду сигнала в цепи управления устройства АПЧ подразделяются на непрерывные при аналоговом сигнале и дискретные. Последние, в свою очередь, в зависимости от метода квантования сигнала делятся на релейные (при квантовании по уровню), импульсные (при квантовании по времени) и цифровые (при квантовании по уровню и времени).

Поскольку ФАП обеспечивает лучшую точность поддержания частоты стабилизируемого автогенератора, то остановимся на анализе ее работы. Структурная схема аналоговой ФАП приведена на рис. 14.16.

В фазовом детекторе схемы происходит сравнение фаз сигналов эталонного и стабилизируемого автогенераторов, в результате чего вырабатывается сигнал ошибки. После фильтрации этот сигнал с помощью управляющего элемента воздействует на частоту стабилизируемого автогенератора, автоматически устанавливая ее равной частоте эталонного генератора. Характеристики управляющего элемента, фазового детектора и фильтра нижних частот приведены на рис. 14.17.

Введем следующие обозначения:

$\varphi(t)$ и $\Delta f_{ст}(t)$ – фаза и частота стабилизируемого автогенератора;

$\Delta f_н$ – начальная расстройка – значение частоты $\Delta f_{ст}(t)$ при $t = 0$;

$\Delta f_у$ – изменение частоты под действием управляющего элемента;

$u_{фд}$ и U_m – напряжение на выходе фазового детектора и его максимальное значение;

$u_у$ – напряжение на входе управляющего элемента;

$S_у$ – крутизна характеристики управляющего элемента;

T – постоянная времени фильтра нижних частот.

Отдельные звенья ФАП описываются следующими уравнениями:

$$u_{фд} = 0{,}5kU_1U_2\cos(\omega_1 - \omega_2)t = U_m\cos\varphi(t)$$ –

напряжение на выходе фазового детектора, зависящее от разности фаз входных сигналов (рис. 14.17,*б*);

Рис. 14.17

$\Delta f_y = -S_y u_y$ – характеристика управляющего элемента (рис. 14.17,*а*);

$\Delta f_{ст} = \Delta f_н - \Delta f_y$ – частота стабилизируемого автогенератора;

$u_{фд} = u_y + T\dfrac{du_y}{dt}$ –

дифференциальное уравнение, описывающее фильтр нижних частот (рис. 14.8).

Совместно решив эти уравнения, получим

$$\frac{df_{ст}(t)}{dt} = \frac{\Delta f_н}{T} - \frac{f_{ст}(t)}{T} + \frac{S_y U_m}{T}\cos\varphi. \qquad (14.20)$$

Рис. 14.18

Поскольку частота с фазой сигнала связаны соотношениями

$$f_{ст}(t)=\frac{1}{2\pi}\frac{d\varphi}{dt}, \quad \frac{df_{ст}(t)}{dt}=\frac{1}{2\pi}\frac{d^2\varphi}{dt^2},$$

то уравнение (14.20) для фазы колебаний примет вид

$$\frac{d^2\varphi}{dt^2}=\frac{2\pi\Delta f_н}{T}-\frac{1}{T}\frac{d\varphi}{dt}+\frac{2\pi S_y U_m}{T}\cos\varphi, \qquad (14.21)$$

которое называется нелинейным уравнением автоподстройки системы ФАП 2-го порядка.

Запишем уравнение (14.21) в виде двух уравнений 1-го порядка:

$$\begin{aligned}&\frac{dy_1}{dt}=y_2;\\&\frac{dy_2}{dt}=\frac{2\pi\Delta f_н}{T}-\frac{1}{T}y_2+\frac{2\pi S_y U_m}{T}\cos(y_1),\end{aligned} \qquad (14.22)$$

где $y_1=\varphi(t)$ – функция; $y_2=\frac{dy_1}{dt}=\frac{d\varphi(t)}{dt}$ – ее производная.

$UM := 10 \qquad SU := 20 \qquad T := 1 \qquad FH := 100$

$ORIGIN := 1 \qquad y := \begin{pmatrix}4\\2\end{pmatrix}$

$$F(t,y) := \begin{bmatrix} y_2 \\ \frac{(2\cdot\pi)}{T}\cdot FH-\frac{y_2}{T}+\frac{(2\cdot\pi\cdot SU\cdot UM)}{T}\cdot\cos(y_1)\end{bmatrix}$$

$Y := Rkadapt(y, 0, 10, 1001, F)$

Y=

	1	2	3
1	0	4	2
2	$9.99\cdot10^{-3}$	4.011	0.126
3	0.02	4.003	-1.718
4	0.03	3.976	-3.707
5	0.04	3.927	-6.019

Рис. 14.19

С помощью математического пакета Mathcad и обращения к функции Rkadapt составим программу по решению уравнений (14.22), описывающих работу нелинейной модели ФАП 2-го порядка. В составленной программе (рис. 14.19) приняты следующие обозначения:

SU = S_y – крутизна характеристики управляющего элемента;

FH = $\Delta f_н$ – начальная расстройка;

T – постоянная времени T фильтра нижних частот;

UM – амплитуда характеристики фазового дискриминатора;

$Y^{<1>}$ – время;

$Y^{<2>} = y_1 = \varphi(t)$ – отклонение фазы стабилизируемого автогенератора;

$Y^{<3>} = y_2$ – производная функции $\varphi(t)$.

При вводе параметров, относящихся к частоте в герцах, постоянная времени фильтра T и размерность времени переходного процесса, рассчитываемого по программе, – в секундах; при частоте [кГц], время – [мс]; при частоте [МГц], время – [мкс].

Результаты расчета по программе четырех случаев в виде графиков переходного процесса $\varphi(t)$ и фазовой траектории приведены на рис. 14.20. Первые три случая соответствуют нормальной работе схемы ФАП, поскольку в переходном процессе колебания фазы уменьшаются, стремясь к установившемуся значению.

При заданных параметрах схемы ($S_y = 20$, $U_m = 10$) время переходного процесса определяется постоянной времени $T = 1$, 0,1 и 0,01 фильтра нижних частот. Причем с уменьшением значения T переходный процесс из колебательного (рис. 14.20,а,б) становится апериодическим (рис. 14.20,*в*). С увеличением начальной расстройки $\Delta f_н$ и значения T схема перестает нормально функционировать – в ней происходит срыв колебаний (рис. 14.20,*г*).

Из проведенного анализа следует, что при нормальном функционировании ФАП обеспечивает постоянство разности фаз двух колебаний в установившемся режиме работы и, следовательно, равенство частот стабилизируемого и эталонного автогенераторов. В установившемся режиме согласно схеме рис. 14.18 напряжения $u_{ФД} = u_У$. В результате уравнение (14.21) примет вид:

$$0 = \frac{2\pi\Delta f_н}{T} + \frac{2\pi S_У U_m}{T}\cos\varphi \quad \text{или} \quad \frac{\Delta f_н}{S_У} = -U_m\cos\varphi.$$

Поскольку $\cos\varphi \le 1$, то согласно последнему равенству максимально возможное значение начальной расстройки в установившемся режиме $\Delta f_{н\,макс} = S_У U_m$.

Рис. 14.20

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. Нарисуйте схему фазовой автоподстройки частоты.

Глава 15. Усиление мощности высокочастотных колебаний

15.1. Принцип усиления высокочастотных колебаний

Основное назначение усилителя мощности высокочастотных колебаний, называемого также генератором с внешним возбуждением (сокращенно – генератором), состоит в усилении мощности входного сигнала путем преобразования энергии источника постоянного тока в энергию высокочастотных (ВЧ) или сверхвысокочастотных (СВЧ) колебаний. Поскольку генераторы реагируют на внешнее воздействие, то они относятся к классу нелинейных неавтономных динамических устройств.

Известно большое число разнообразных электронных приборов – электровакуумных и полупроводниковых, используемых в генераторах с внешним возбуждением. Несмотря на различие физических процессов, протекающих в этих приборах, можно выделить общие черты, свойственные всем типам ВЧ и СВЧ генераторов.

Время взаимодействия. В основе работы всех типов электронных генераторных приборов лежит явление взаимодействия потока движущихся носителей заряда с электромагнитным полем. Обозначим время этого взаимодействия через $T_{пр}$. Так, в биполярном транзисторе под $T_{пр}$ следует понимать время переноса неосновных носителей заряда от эмиттера к коллектору, в полевом транзисторе – время переноса основных носителей заряда от истока к стоку, в электровакуумных лампах – время движения электронов от катоду к аноду, в СВЧ лампах бегущей волны – время движения электронов вдоль спирали и т. д. В зависимости от обобщенного параметра $\Delta = \omega T_{пр}$, где ω – частота сигнала, электронные генераторные приборы можно разделить на три основные группы: $\Delta < 1$; $\Delta \approx \pi$; $\Delta >> 1$.

ВЧ генераторные приборы –электровакуумные приборы и транзисторы – относятся к первой группе; СВЧ полупроводниковые генераторные диоды – лавинопролетные и Ганна – ко второй, большинство СВЧ электровакуумных приборов – например, лампы бегущей волны и прямопролетные клистроны – к третьей.

В приборах первой группы при нарушении соотношения $\Delta < 1$, т.е. при частоте $\omega > (1/T_{пр})$, резко уменьшаются их выходная мощность,

коэффициент усиления и КПД. Этот недостаток удалось преодолеть в приборах третьей группы. Благодаря увеличению $T_{пр}$, т.е. длительному взаимодействию потока с полем, мощность СВЧ электровакуумных приборов существенно превышает мощность СВЧ полупроводниковых генераторов.

Принцип синхронизма и фазировки. Процессы усиления и генерации ВЧ и СВЧ колебаний сопровождаются двумя характерными явлениями. Первое связано с модуляцией потока носителей заряда по скорости и по плотности (или только по плотности). В результате происходит синхронное изменение частот колебаний потока и электромагнитного поля, а также обмен энергией между ними. В этом равенстве или кратности частот колебаний потока и поля и заключается соблюдение принципа синхронизма.

Однако соблюдения одного принципа синхронизма недостаточно, поскольку генерация и усиление ВЧ и СВЧ колебаний, сопровождающиеся передачей энергии от потока полю, возможны только при торможении носителей заряда электромагнитным полем. Иначе говоря, перемещение носителей заряда под воздействием высокочастотного поля должно быть противоположно их движению за счет постоянного поля. В этом и заключается сущность принципа фазировки. Для его соблюдения необходимо иметь определенную разность фаз между векторами, характеризующими поток и поле, или между током $i(t)$, наведенным во внешней цепи, и напряжением $u(t)$ на электродах прибора. При торможении носителей заряда полем ток $i(t)$ и напряжение $u(t)$ должны находиться в противофазе.

Мощность взаимодействия и мощность 1-й гармоники сигнала. Определим мощность взаимодействия между потоком носителей заряда и электромагнитным полем, что позволяет рассчитать мощность, генерируемую электронным прибором. Поток носителей заряда будем характеризовать током $i(t)$, наведенным во внешней цепи, а электромагнитное поле – напряжением $u(t)$ на электродах прибора. В силу нелинейного характера этого взаимодействия полное использование по мощности электронных генераторных приборов имеет место при несинусоидальных формах тока и напряжения, которые представим в виде ряда Фурье:

$$i(\omega t) = I_0 + \mathrm{Re} \sum_{k=1}^{\infty} \overset{*}{I}_k e^{jk\omega t}; \tag{15.1}$$

$$u(\omega t) = U_0 + \mathrm{Re} \sum_{k=1}^{\infty} \overset{*}{U}_k e^{jk\omega t}, \tag{15.2}$$

где U_0 – напряжение источника питания генератора; I_0 – постоянная составляющая тока, $\overset{*}{U}_k\,\overset{*}{I}_k$ – комплексные амплитуды гармоник.

Процесс взаимодействия потока носителей заряда с полем или электронного прибора с электрической цепью в установившемся режиме работы можно рассматривать по каждой гармонике сигнала. Мощность взаимодействия по 1-й гармонике составит

$$P_{\text{вз}1} = 0{,}5\,\dot{I}_1\overset{*}{U}_1 = \mathrm{Re}P_{\text{вз}1} + j\mathrm{Im}P_{\text{вз}1}\,, \qquad (15.3)$$

где $\dot{I}_1$ – комплексно-сопряженная амплитуда 1-й гармоники тока; $\overset{*}{U}_1$ – комплексная амплитуда напряжения.

Из (15.3) для активной и реактивной составляющих мощности взаимодействия получим

$$P_{\text{вз}\,a1} = \mathrm{Re}P_{\text{вз}1} = 0{,}5|I_1||U_1|\cos\varphi_1\,; \qquad (15.4)$$

$$P_{\text{вз}\,p1} = \mathrm{Im}P_{\text{вз}1} = 0{,}5|I_1||U_1|\sin\varphi_1\,, \qquad (15.5)$$

где φ_1 – фазовый угол между двумя векторами (рис. 15.1).

При $P_{\text{вз}\,a1} < 0$ поток носителей зарядов отдает мощность электромагнитному полю или электронный прибор – электрической цепи. При $P_{\text{ВЗ}\,A1} > 0$, наоборот, поле отдает мощность потоку зарядов и поэтому колебания в устройстве затухают или вообще не возникают. Неравенство $P_{\text{вз}\,a1} < 0$ соблюдается при $0{,}5\pi < \varphi_1 < 1{,}5\pi$, т. е. при выполнении условия фазировки. Мощность 1-й гармоники сигнала, передаваемая в активную нагрузку,

$$P_{\text{н}1} = -P_{\text{вз}\,a1} = 0{,}5|I_1||U_1|\cos\varphi_{\text{н}1}\,, \qquad (15.6)$$

где $\varphi_{\text{н}1} = \pi - \varphi_1$ – разность фаз согласно рис. 15.1.

Рис. 15.1

В выражении (15.3) реактивная составляющая мощности взаимодействия $P_{вз\ р1}$ по 1-й гармонике сигнала характеризует обмен энергией между потоком и полем по или между электронным прибором и электрической цепью.

Мощность, потребляемая электронным прибором

$$P_0 = I_0 U_0. \qquad (15.7)$$

С учетом (15.6) и (15.7) КПД генератора

$$\eta = -\frac{P_{вз\,а1}}{P_0} = \frac{P_{н1}}{P_0} = \frac{1}{2}\frac{|I_1|}{I_0}\frac{|U_1|}{U_0}\cos\varphi_{н1}. \qquad (15.8)$$

Значение КПД генератора зависит от типа электронного прибора, частоты и мощности усиливаемого сигнала и колеблется от 90% в нижней части ВЧ диапазона до 3...5% – в верхней части СВЧ диапазона. Мощность генераторных приборов колеблется от нескольких мегаватт в импульсном режиме работы до нескольких ватт в непрерывном режиме.

15.2. Основы теории высокочастотного генератора

Электрическая и эквивалентная схемы генераторов. Известно большое число разнообразных схем полупроводниковых и ламповых ВЧ генераторов с внешним возбуждением, две из них – с биполярным мощным транзистором и электровакуумной лампой-тетродом – приведены на рис. 15.2.

В первой из схем в качестве выходной электрической цепи используется фильтр нижних частот, во второй – параллельный колебательный контур. Ввиду низкого напряжения питания (обычно не выше 26 В) нагрузка транзистора является сравнительно низкоомной, что позволяет при необходимости иметь широкую полосу пропускания генератора. Ламповый генератор, напротив, работает при сравнительно высокоомной нагрузке. При равной колебательной мощности нагрузки лампового и транзисторного генератора отличаются, примерно, на два порядка.

Обобщенная схема для всех типов генераторов состоит из трех каскадно включенных четырехполюсников: входной и выходной согласующих электрических цепей и электронного прибора – транзистора или лампы (рис. 15.3,*а*).

Назначение электрических цепей состоит в согласовании входного и выходного сопротивлений электронного прибора соответствен-

Рис. 15.2

Рис. 15.3

но с источником возбуждения и нагрузкой и в фильтрации высших гармоник сигнала.

В свою очередь электронный прибор может быть представлен в виде генератора тока $i_г$, внутренней проводимости генератора Y_i, проводимости связи $Y_{св}$, входного $Z_{э\ вх}$ и выходного $Z_{э\ вых}$ сопротивлений (рис. 15.3,*б*). Все названные элементы являются нелинейными и частотно-зависимыми.

Определение форм тока и напряжения на выходе электронного прибора. ВЧ генератор относится к классу существенно нелинейных устройств со сложными формами тока и напряжения на выходе электронного прибора. Два примера таких зависимостей приведены на рис. 15.4.

Определение этих форм тока и напряжения на выходе генератора проводится или экспериментальным путем, или по специализированным программам, учитывающим индивидуальные особенности каждого типа электронного прибора, или приближенным аналитическим методом. Общий подход к решению этой задачи состоит в следующем. Составляется система из двух уравнений вида:

$$i = \Phi(u, u_{вх}) \quad \text{или} \quad i = \Phi(u, i_{вх}), \tag{15.9}$$

$$i = \Pi(u). \tag{15.10}$$

Выражение (15.9) есть функция, описывающая вольт-амперные характеристики электронного прибора и учитывающая его нелинейные и инерционные свойства. В зависимости от способа управления электронным прибором по входу – напряжением или током – выбирается первая или вторая запись в (15.9). Уравнение (15.10) описывает процесс, протекающий в выходной электрической цепи генератора, причем П есть линейный оператор, характеризующий эту цепь.

Рис. 15.4

Уравнения (15.9) и (15.10) могут быть развернуты в систему нелинейных дифференциальных уравнений, решение которых позволяет определить функции тока $i(t)$ и напряжения $u(t)$ на выходе электронного прибора. Другой путь решения задачи состоит в применении метода гармонической линеаризации для решения нелинейной задачи (см. § 9.2). При анализе лампового генератора в рамках данного метода используется обычно кусочно-линейная аппроксимация вольт-амперных характеристик электровакуумного прибора. Анализ транзисторного генератора на основе зарядовой модели полупроводникового прибора рассмотрен в [20].

Для определения энергетических параметров генератора периодические функции $i(t)$ и $u(t)$ разлагаются в ряд Фурье согласно (3.2). При сложном виде этих функций(рис. 15.4) для данной цели используется компьютерная программа (см. § 3.2).

Конечная цель анализа работы ВЧ генератора (рис. 15.2) при подаче на его вход одночастотного сигнала $u_{вх}(t) = U_{вх}\sin\omega t$ состоит:

– в определении его энергетических параметров – выходной колебательной мощности ВЧ сигнала, поступающего в нагрузку, P_1; мощности потребления по постоянному току от источника питания P_0; коэффициента полезного действия (КПД) $\eta = P_1/P_0$; коэффициента усиления по мощности $K_P = P_1/P_{1вх}$, где $P_{1вх}$ – мощность входного источника сигнала;

– в определении условий оптимального режимов работы ВЧ генератора согласно определенному критерию. Такими критериями могут являться: максимум колебательной мощности в нагрузке P_1, максимальный КПД η, максимальный коэффициент усиления по мощности K_P, минимум искажений, вносимых усилителем в сигнал, максимальная ширина полосы пропускания;

– в расчете и построении различных характеристик генератора: динамической, нагрузочной, амплитудной, фазо-амплитудной, амплитудно-частотной, фазо-частотной в одночастотном режиме работы. Определение перечисленных характеристик дается ниже.

Дополнительный анализ работы ВЧ генератора может проводиться при усилении модулированных и сложных ВЧ сигналов, например, многочастотных.

Рассмотрим, каким образом можно найти перечисленные параметры и характеристики ВЧ генератора с помощью метода, называемого гармонической линеаризацией (см. § 9.2). Примем во внимание, что электронный прибор, а следовательно, и ВЧ генератор в целом являются нелинейными устройствами. В частности, это означает, что при подаче на вход такого прибора синусоидального

напряжения (рис. 15.5,*а*) сигнал на его выходе существенно искажается. Пример такого изменения формы сигнала приведен на рис. 15.5,*б*.

Рис. 15.5

Согласно разложению функции в ряд Фурье (3.1) сигнал, приведенный на рис. 15.5,*б*, можно представить в виде суммы постоянной составляющей и нескольких гармоник (рис. 15.5,*в*). Из этой «смеси» с помощью фильтра можно выделить только 1-ю гармонику сигнала. Именно такую функцию и выполняет выходная согласующая цепь в схеме ВЧ генератора (рис. 15.1). Поэтому напряжение на нагрузке генератора снова приобретает синусоидальную форму (рис. 15.5,*г*).

Именно в этом – в фильтрации несинусоидального сигнала, выделении из него 1-й гармоники сигнала и в преобразовании его вновь в синусоидальный сигнал – и состоит сущность метода гармонической линеаризации, лежащего в основе анализа лампового и транзисторного ВЧ генераторов.

Сам анализ включает:

– определение с помощью вольт-амперных характеристик электронного прибора формы тока на его выходе при подаче на вход синусоидального сигнала;

– разложение в ряд Фурье согласно (3.2) полученной несинусоидальной зависимости для тока $i_г$ эквивалентного генератора электронного прибора (рис. 15.5,*б*);

– определение напряжения на выходе электронного прибора;

– определение выходной мощности 1-й гармоники P_1, поступающей в нагрузку;

– определение потребляемой мощности P_0 от источника постоянного тока и КПД генератора $\eta = P_1/P_0$;

– анализ входной цепи ВЧ генератора, определение мощности входного сигнала $P_{1вх}$ и коэффициента усиления генератора по мощности $K_P = P_1/P_{1вх}$;

– выбор схемы и расчет выходной и входной согласующих электрических цепей ВЧ генератора (рис.15.5).

Баланс мощностей в ВЧ генераторе. Поскольку в ВЧ генераторе происходят процессы преобразования энергии разных источников, то важно составить баланс мощностей для выходной и входной цепей всего устройства.

В выходной цепи происходит преобразование энергии источника постоянного тока мощностью P_0 в энергию высокочастотных колебаний мощностью P_1. Поэтому для нее баланс мощностей имеет вид

$$P_0 = P_1 + P_р, \qquad (15.11)$$

где $P_р$ – мощность, рассеиваемая в виде тепла в электронном при-

боре (в лампе – на аноде, в биполярном транзисторе – на коллекторе, в полевом транзисторе – на стоке).

Мощность рассеивания можно определить как разность $P_р = P_0 - P_1$ или с помощью определенного интеграла:

$$P_р = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i(\omega t)u(\omega t)d\omega t, \qquad (15.12)$$

где $i(\omega t)$, $u(\omega t)$ – ток и напряжение на выходе электронного прибора.

Во входной цепи первичным источником является высокочастотный генератор с ЭДС E_i (рис. 15.3,*а*), отдающий ВЧ генератору мощность $P_{1вх}$. Поэтому во входной цепи баланс мощностей имеет вид

$$P_{1вх} = P_{0\,вх} + P_{р.\,вх}, \qquad (15.13)$$

где $P_{0\,вх}$ – мощность передаваемая источнику постоянного тока во входной цепи, если таковой имеется; $P_{р\,вх}$ – мощность рассеиваемая в виде тепла в электронном приборе (в лампе – на управляющей сетке, в биполярном транзисторе – в базе, в полевом – на затворе).

Суммарная мощность тепла, рассеиваемая в электронном приборе, согласно (15.11) и (15.13) составит

$$P_т = P_р + P_{р\,вх}, \qquad (15.14)$$

Величина $P_т$ не должна превышать максимально допустимую мощность рассеивания электронного прибора, указываемую в его паспорте.

Динамические характеристики ВЧ генератора и максимально отдаваемая им мощность. Любой генератор отдает максимальную мощность в нагрузку при выполнении определенного условия. Из курса электротехники известно, что генератор с ЭДС $e(t) = E_i \sin\omega t$ и внутренним сопротивлением R_i при E_i и R_i = const отдает максимальную мощность в нагрузку, равную $P_{г\,ном} = (E_i)^2/8R_i$, при $R_i = R_н$ (рис. 15.6). Мощность $P_{г\,ном}$ называется номинальной мощностью генератора.

Рис. 15.6

В ВЧ генераторах оба параметра – E_i и R_i, зависящие от многих факторов, не являются постоянными величинами и поэтому здесь условие получения максимальной мощности, передаваемой генератором в нагрузку, усложняется и вытекает из понятия «динамическая характеристика генератора по 1-й гармонике сигнала».

Пусть в результате эксперимента или расчета найдены зависимости для функций напряжения $u(\omega t)$ и тока $i(\omega t)$ на выходе электронного прибора. Пример графиков таких функций приведен на рис. 15.7,*а,б*. Из двух этих зависимостей, исключив время t, можно получить третью $i = \Phi(u)$, называемую *динамической характеристикой ВЧ генератора для мгновенных значений тока и напряжения* (рис. 15.7,*в*).

Разложив в ряд Фурье функции $i(\omega t)$ и $u(\omega t)$, определим первые гармоники тока I_1 и напряжения U_1. Зависимость $I_1 = \psi(U_1)$ называется динамической характеристикой по 1-й гармонике сигнала. Пример такой характеристики приведен на рис. 15.7,*г*. С ее помощью определим условия передачи максимальной мощности от генератора в нагрузку. Функция $I_1 = \psi\ (U_1)$ является нелинейной, зависящей от частоты и мощности входного сигнала и напряжения питания.

Зафиксируем данные параметры и запишем для мощности, передаваемой генератором в нагрузку:

$$P_{н1} = 0{,}5 I_1(U_1) U_1 \cos\varphi_{н1}\ , \qquad (15.15)$$

где $I_1(U_1)$ – динамическая характеристика ВЧ генератора по 1-й гармо-

Рис. 15.7

нике сигнала (рис. 15.7,*г*); $\varphi_{н1}$ – фазовый угол между векторами I_1 и U_1 (рис. 15.1).

Найдем частную производную функции (15.15) и приравняем ее 0 для определения экстремума функции:

$$\frac{\partial P_{H1}}{\partial U_1} = \frac{1}{2}\frac{\partial I_1}{\partial U_1} U_1 \cos\varphi_{н1} + \frac{1}{2} I_1 \cos\varphi_{н1} = 0 . \qquad (15.16)$$

Из (15.16) при $\varphi_{н1}$ = const получим

$$\frac{I_1}{U_1} = -\frac{\partial I_1}{\partial U_1} . \qquad (15.17)$$

На графике функции $I_1 = \Phi(U_1)$ (рис. 15.7,*г*) условию (15.17) передачи максимальной мощности от генератора в нагрузку соответствует точка *A*, режиму короткого замыкания – точка *B*, холостого хода – точка *C*. Раскроем физическое содержание выражения (15.17). Под отношением

$$\frac{\partial I_1}{\partial U_1} = \left|Y_{I\,диф1}\right| \qquad (15.18)$$

следует понимать модуль внутренней дифференциальной проводимости по 1-й гармонике сигнала эквивалентного генератора. Ее равенство проводимости нагрузки и есть условие передачи максимальной мощности (15.17), которое представим в виде

$$\left|Y_{н1}\right| = \left|Y_{I\,диф1}\right| , \qquad (15.19)$$

где $Y_{н1}$ – проводимость нагрузки, подключенной к выходу электронного прибора, на частоте 1-й гармоники сигнала.

Точку *A* на динамической характеристике (рис. 15.7,*г*) можно найти графическим путем как точку пересечения двух графиков согласно (15.17). Для этого необходимо в *n* -точках динамической характеристики определить значения ее координат I_1 и U_1 и производную dI_1/dU_1 как тангенс угла касательной в этой точке. Далее согласно (15.17) следует построить два графика:

$$\frac{I_1}{U_1} = \Phi_1(U_1) \quad и \quad \left|\frac{dI_1}{dU_1}\right| = \Phi_2(U_1) .$$

Точка пересечения этих графиков определяет условия получе-

ния максимальной мощности P_1, отдаваемой ВЧ генератором в нагрузку. Чтобы убедиться в этом, следует построить график зависимости $P_1(U_1)$. Пример таких построений приведен на рис. 15.8. На рисунке показаны зависимости $I_1(U_1)$ (рис. 15.8,*а*), $\Phi_1(U_1)$ – график 2 и $\Phi_2(U_1)$ – график 1 (рис. 15.8,*б*), $P_1(U_1)$ (рис. 15.8,*в*).

Рис. 15.8

Нагрузочные характеристики ВЧ генератора. Эти характеристики есть зависимости его выходных электрических параметров – колебательной мощности P_1, потребляемой мощности P_0 и мощности рассеивания в электронном приборе $P_р$, амплитуд первых гармоник тока I_1 и напряжения U_1, постоянной составляющей тока I_0 и КПД $\eta = P_1/P_0$ от сопротивления нагрузки генератора R_1. С их помощью можно выбрать оптимальный режим работы генератора по различным критериям (например, получению максимального КПД) и определить влияние изменения нагрузки (например, влияние входного сопротивления антенны) на выходные параметры ВЧ генератора.

Примеры таких характеристик приведены на рис. 15.9, где I1, I0 – токи I_1, I_0; U1 – напряжение U_1; P1, P0, PR мощности P_1, P_0, $P_Р$; η – КПД; R1 – сопротивление нагрузки генератора R_1.

Амплитудные и частотные характеристики ВЧ генератора. При подаче на вход ВЧ генератора синусоидального сигнала

$$U_{вх}(t) = U_{вх}\sin(\omega t + \varphi_{вх})$$

Рис. 15.9

сигнал на его выходе или нагрузке (рис. 15.1) имеет вид

$$u_{вых}(t) = U_{вых}\sin(\omega t + \varphi_{вых}),$$

т.е. отличается от входного амплитудой сигнала и фазой.

Амплитудные характеристики есть зависимости амплитуды и фазы выходного сигнала от амплитуды входного сигнала:

$$U_{вых} = \psi(U_{вх});\ \Delta\varphi_{вых} = \varphi_{вых} - \varphi_{вх} = \Phi(U_{вх}).$$

Пример таких характеристик приведен на рис. 15.10.

Рис. 15.10

С помощью амплитудных характеристик, определяемых в одночастотном режиме работы, можно, например, рассчитать выходной комбинационный спектр при многочастотном входном сигнале. Эта проблема более подробно рассматривалась в § 9.3.

Частотные характеристики есть зависимости номинального коэффициента усиления по мощности ВЧ генератора $K_{P\,ном}$ и фазы выходного сигнала от частоты входного сигнала:

$$K_{P\,ном} = \psi(f); \quad \Delta\varphi_{вых} = \varphi_{вых} - \varphi_{вх} = \Phi(f).$$

Эти характеристики определяют частотные свойства ВЧ генератора. Пример амплитудно-частотной характеристики приведен на рис. 15.11.

Рис. 15.11

С помощью этой характеристики, построенной в одночастотном режиме работы, можно определить прохождение через усилитель широкополосных сигналов, а также использование ВЧ генератора в диапазонных радиопередатчиках без перестройки электрических согласующих цепей.

Номинальный коэффициент усиления по мощности. Структурная схема ВЧ усилителя состоит из трех каскадно соединенных четырехполюсников (рис. 15.3,*а*). Поэтому рассмотрим сначала, как передается мощность сигнала через один, отдельно взятый четырехполюсник (рис. 15.12,*а*).

Рис. 15.12

Параметром, количественно оценивающим данный процесс, является номинальный коэффициент передачи или усиления четырехполюсника по мощности, равный отношению активной мощности, переданной в нагрузку $P_н$, к номинальной мощности высокочастотного источника возбуждения:

$$K_{P\,ном} = P_н / P_{г\,ном}, \tag{15.20}$$

где

$$P_{г\,ном} = (E_i)^2 / 8Re(Z_i) - \tag{15.21}$$

номинальная мощность источника возбуждения с амплитудой E_i и внутренним комплексным сопротивлением Z_i; $Re(Z_i) = R_i$ – действительная, активная часть этого сопротивления.

В активном четырехполюснике, т.е. содержащем электронный прибор усилительного типа, можно получить значение $K_{P\,ном} > 1$. В реактивном четырехполюснике, т.е. содержащим только реактивные элементы – конденсаторы и индуктивности – значение $K_{P.\,ном} \leq 1$, поскольку такой четырехполюсник не может усиливать сигнал по мощности. При реактивном четырехполюснике в случае $K_{P\,ном} = 1$ имеет место оптимальное согласование источника возбуждения с нагрузкой, при котором номинальная мощность полностью, без потерь, поступает в нагрузку.

В случае прямого присоединения нагрузки к генератору (рис. 15.13) для коэффициента передачи мощности с учетом (15.21) получим

$$K_{P\,ном} = \frac{P_н}{P_{г\,ном}} = \frac{4\mathrm{Re}(Z_i)\mathrm{Re}(Z_н)}{|Z_i + Z_н|^2}. \tag{15.22}$$

Пример. При $Z_i = 50 - j30$ и $Z_н = 50 + j20$ согласно (15.22) получим $K_{P\,ном} = 0{,}8$.

Максимальное значение $K_{P\,ном} = 1$ в схеме рис. 15.13 имеет место при

выполнении условия

$$\dot{Z}_i = \overset{*}{Z}_н, \qquad (15.23)$$

т.е. когда сопротивления являются комплексно сопряженными (их действительные части равны, а реактивные части равны по модулю и противоположны по знаку).

При расчете коэффициента $K_{P\ ном}$ в схеме с реактивным четырехполюсником (рис. 15.12,*а*) можно воспользоваться эквивалентной схемой, приведенной на рис. 15.12,*б*, где $Z_{вх}$ – входное сопротивление четырехполюсника, нагруженного на сопротивление $Z_н$. Значение $K_{P\ ном}$ в схеме рис. 15.12,*б* рассчитывается по формуле (15.22) путем замены $Z_н$ на $Z_{вх}$.

Рис. 15.13

В ВЧ генераторе (рис. 15. 3,*а*) два четырехполюсника – входная и выходная согласующие цепи – являются реактивными, а средний – с электронным прибором – активным. Для всего соединения в целом – трех каскадно включенных четырехполюсников – номинальный коэффициент усиления генератора можно представить в виде произведения трех множителей:

$$K_{у\ ном} = K_{ц\ вх} K_{эр} K_{ц\ вых}, \qquad (15.24)$$

где $K_{ц\ вх} \leq 1$ – коэффициент передачи по мощности входной согласующей цепи; $K_{ц\ вых} \leq 1$ – коэффициент передачи по мощности выходной согласующей цепи; $K_{эр}$ – собственный коэффициент усиления электронного прибора (лампы или транзистора).

Согласно (15.24) для получения максимально возможного коэффициента усиления ВЧ генератора с внешним возбуждением недостаточно иметь высокое значение этого параметра у самого электронного прибора: необходимо также оптимально согласовать входное сопротивление этого прибора с внутренним сопротивлением источника возбуждения, а выходное – с сопротивлением нагрузки.

Для решения данной задачи необходимо знать входное $Z_{э\ вх}$ и выходное $Z_{э\ вых}$ сопротивления электронного прибора (рис. 15.3,*б*) и произвести их оптимальное согласование соответственно с внутренним сопротивлением источника возбуждения Z_i и нагрузкой $Z_н$, т.е.

Рис. 15.14

выполнить условие (15.23). При этом схему ВЧ генератора (рис. 15.3,*а*) можно представить в виде двух частей – для входной и выходной цепей (рис. 5.14).

Согласно обозначений, приведенных на рис. 15.14, условиями оптимального согласования для входной и выходной согласующих цепей является выполнение соответственно следующих равенств:

$$\dot{Z}_i = \overset{*}{Z}_{ц\ вх} \quad и \quad \dot{Z}_н = \overset{*}{Z}_{ц\ вых}. \qquad (15.25)$$

При выполнении условий (15.25) значения коэффициентов передачи входной и выходной согласующих цепей $K_{ц\ вх} = 1$ и $K_{ц\ вых} = 1$ и коэффициент усиления ВЧ генератора (15.24) принимает максимальное значение $K_{у\ ном} = K_{эр}$, определяемое только электронным прибором.

15.3. Транзисторные высокочастотные усилители мощности

Мощные ВЧ и СВЧ транзисторы, используемые в ВЧ генераторах, подразделяются на две большие группы – биполярные и полевые.

Различие в протекающих в них физических процессах состоит в следующем. В биполярных транзисторах происходит перенос как основных носителей заряда в полупроводнике, так и неосновных, в полевых – только основных. Управление током прибора в биполярных транзисторах осуществляется за счет заряда неосновных носителей, накапливаемых в базовой области, в полевых – за счет действия электрического поля на поток носителей заряда, движущихся в полупроводниковом канале, причем поле направлено перпендикулярно этому потоку.

Для увеличения мощности прибора в биполярных транзисторах используют многоэмиттерную структуру, в полевых – многоканальную. Материалом для мощных ВЧ транзисторов обоих типов служит кремний, в СВЧ приборах помимо кремния применяют также арсенид галлия.

Повышение выходной мощности сигнала и максимальной частоты усиления является одним из основных направлений развития обоих типов транзисторов, используемых в генераторных каскадах радиопередатчиков. Совмещение двух этих качеств в полупроводниковом приборе явилось исключительно сложной задачей, которую в определенной степени удалось решить путем создания кремниевых и арсенид-галлиевых транзисторов с многоэмиттерной и многоканальной структурой. Другое направление в развитии генераторных транзисторов связано с повышением их линейных свойств при усилении сигналов повышенной мощности. В табл. 15.1 приведены четыре основных параметра – максимальная частота усиления $f_{макс}$, выходная мощность P_1, коэффициент усиления K_P и КПД нескольких типов ВЧ мощных биполярных и полевых транзисторов. Приведем основные сведения относительно мощных ВЧ и СВЧ биполярных и полевых транзисторов, необходимые для анализа работы и расчета генераторов с внешним возбуждением.

Таблица 15.1

Тип транзистора	$f_{макс}$, МГц	P_1, Вт	K_P, дБ	КПД, %
КТ-927В (биполярный)	30	75	15	50
КП-904А (полевой)	60	50	20	55
КТ-922В (биполярный)	175	40	7	60
КТ-931А (биполярный)	175	80	7	60
КТ-930Б (биполярный)	400	75	7	50

Биполярные транзисторы: принцип действия, модели, параметры, характеристики. Биполярные транзисторы делятся на две большие группы: типа *n-p-n* и *p-n-p*. Под *n* понимается электронная проводимость материала, под *p* – дырочная. Мощные биполярные транзисторы ВЧ и СВЧ диапазонов являются, как правило, типа *n-p-n* .

В основе работы биполярного транзистора типа *n-p-n* лежат три явления: инжекция электронов из эмиттера в область базы, их накопление в базовой области (по отношению к проводимости типа *p*

электроны становятся неосновными носителями заряда) и перенос электронов под действием внешнего электрического поля из базы к коллектору (рис. 15.15,*а*). При таком физическом механизме возникают два ограничения, не позволяющие увеличивать мощность прибора при одновременном повышении частоты сигнала. Первое ограничение связано с предельной скоростью движения электронов в полупроводнике. Так, для кремния эта скорость, зависящая он напряженности электрического поля, не превышает $V_{нас} = 10^7$см/с (рис. 15.15,*б*). Второе ограничение связано с предельным значением напряженности электрического поля $E_{пр}$, при превышении которого наступает электрический пробой. У кремния $E_{пр} = 2 \cdot 10^5$ В/см.

Максимальная частота усиления транзистора $f_{макс}$ непосредственно связана с граничной частотой f_T, зависящей от времени переноса носителей заряда τ_T через базовую область толщиной W (рис. 15.15,*а*)

$$f_T = 1/(2\pi\tau_T) = V_{нас}/(2\pi W), \qquad (15.26)$$

где $\tau_T = W / V_{нас}$ – время переноса носителей через базу.

Для напряженности электрического поля запишем:

$$E = U_{КБ} / W < E_{пр}, \qquad (15.27)$$

где $U_{КБ}$ – напряжение коллектор-база.

Совместно решив уравнения (15.26) – (15.27) с учетом указанных значений $V_{нас}$ и $E_{пр}$ и приняв $E = 0{,}6E_{пр}$, получим

$$U_{КБ}\, f_T = 10^{11} \text{ В·Гц} = 100 \text{ В·ГГц}, \qquad (15.28)$$

которое определяет предельные возможности биполярного транзистора. Согласно (15.28) чем выше частота, тем меньше должно быть

Рис. 15.15

напряжение питания, а следовательно, и мощность биполярного транзистора. Так, например, при напряжении питания коллектора транзистора $U_{КБ}$ = 20 В его граничная частота усиления составит f_T = 5 ГГц.

С помощью специальной, очень сложной технологии при создании СВЧ транзисторов удалось приблизиться к теоретическому пределу, определяемому соотношением (15.28). В качестве примера укажем, что в транзисторе с f_T = 400 МГц толщина базовой области W = 0,7 мкм; при f_T = 1...2 ГГц значение W = 0,2 ... 0,3 мкм.

Помимо двух названных (предельная скорость переноса носителей заряда и допустимая напряженность электрического поля) есть еще два ограничительных фактора по увеличению мощности транзистора: допустимая температура *p-n* перехода (у кремния не выше 150...200°С) и эффект оттеснения.

Сущность последнего сводится к тому, что с возрастанием плотности тока перенос носителей заряда оттесняется к внешнему краю эмиттера. В результате значение тока определяется периметром, а не площадью эмиттера, что не позволяет увеличивать мощность с повышением частоты.

Последнее ограничение удалось преодолеть путем создания так называемых многоэмиттерных структур, в которых существенно увеличен периметр эмиттера без увеличения его площади. Одна из таких структур, называемая полосковой, показана на рис. 15.16.

Рис. 15.16

В этой структуре эмиттер *1* имеет гребенчатую структуру. Такую же форму имеют контактные площадки выводов базы *2*. Коллектор в приборе общий. Общее число полосков – эмиттеров – в приборе может достигать нескольких десятков.

В качестве примера приведем параметры типичного СВЧ транзистора полоскового типа: размеры одного эмиттерного полоска – 16×240 мкм; число полосков-эмиттеров – 18; площадь коллектора – 0,22 мм^2; общий периметр всех эмиттеров – 8 мм; площадь – 0,065 мм^2. Из этого примера видно, сколь малы размеры мощного СВЧ биполярного транзистора и, следовательно, какой сложной должна быть технология их изготовления.

Рис. 15.17

Для повышения выходной мощности СВЧ транзистора на одном кристалле располагают несколько структур, а в одном корпусе размещают несколько кристаллов. Тепло, рассеиваемое в кристалле транзистора, необходимо отвести на его корпус. При этом обеспечивается электрическая изоляция электродов относительно корпуса прибора, для чего используется бериллиевая керамика – диэлектрик с высокой теплопроводностью (такой же, как у латуни). В зависимости от схемы применения в мощных транзисторах с корпусом соединяется эмиттер или база. Внешний вид двух типов транзисторов показан на рис. 15.17.

Работа транзистора описывается большим числом характеристик и параметров, которые позволяют произвести расчет режима работы прибора в каскадах различного назначения и установить правильные условия его эксплуатации. Рассмотрим наиболее важные характеристики и параметры мощных ВЧ и СВЧ транзисторов, к которым обычно относятся приборы с рассеиваемой мощностью более 3...5 Вт.

Вольт-амперные, или статические, характеристики биполярного транзистора. При схеме транзистора с общим эмиттером различают два вида семейств характеристик: выходные – зависимости тока коллектора от напряжения коллектор-эмиттер и тока базы $i_К = Ф(u_{КЭ}, i_Б)$ (рис. 15.18,*а*), и входные – зависимости тока базы от напряжений эмиттер-база и коллектор-эмиттер $i_Б = Ф(u_{ЭБ}, u_{КЭ})$ (рис. 15.18,*б*). У кремниевых транзисторов напряжение отсечки $E'_б = 0{,}5...0{,}7$ В.

При изменении температуры происходит смещение характеристик. Так, входная характеристика смещается влево при повышении температуры и вправо при ее понижении.

Биполярный транзистор представляет собой структуру из двух *p-n* переходов (рис. 15.15). Сначала рассмотрим отдельно взятый *p-n* переход, статическая характеристика которого описывается функцией

Рис. 15.18

$$i = I_S\left(e^{u_п/\varphi_T} - 1\right), \qquad (15.29)$$

где $u_п$ – напряжение, приложенное к *p-n* переходу; I_S – обратный ток, или ток насыщения; φ_T = 25,6 мВ – температурный потенциал.

Статическая характеристика *p-n* перехода (15.29), имеет два участка: один соответствует открытому *p-n* переходу при приложении к нему прямого напряжения, другой – закрытому *p-n* переходу при обратном напряжении. Обратное напряжение, превышающее по абсолютной величине напряжение $U_{проб}$, приводит к электрическому пробою *p-n* перехода (рис. 11.2).

В реальной модели значение тока *i* ограничено сопротивлением активных потерь R_S *p-n* перехода. Закрытый *p-n* переход характеризуется барьерной или зарядовой емкостью:

$$C_з = \frac{C_{нз}}{\left(1 + |u|/\varphi_0\right)^{\gamma}}, \qquad (15.30)$$

где $C_{нз}$ – начальная емкость *p-n* перехода; *u* – обратное напряжение, приложенное к *p-n* переходу; φ_0 – контактная разность потенциалов (φ_0 = 0,5...0,8 В – для кремния); γ – коэффициент перехода, зависящий от состава примесей в переходе (обычно γ = 0,5).

График функции (15.30) приведен на рис. 15.19.

Модель транзистора как структура из двух *p-n* переходов может быть представлена в виде, показанном на рис. 15.20. Каждый из *p-n* переходов может находиться в открытом или закрытом состоянии в зависимости от приложенного к нему напряжения – прямого или обратного.

Рис. 15.19

Рис. 15.20

Таким образом, в зависимости от того, какое напряжение приложено к эмиттерному и коллекторному переходу – прямое или обратное – может быть четыре состояния биполярного транзистора, показанные в табл. 15.2, и соответственно четыре области на плоскости его статических характеристик: отсечки *1*, активная *2*, насыщения *3*, инверсная 4 (рис. 15.21).

Область насыщения *3* характеризуется сопротивлением насыщения:

$$r_{нас} = u_{КЭ\ нас} / i_{КЭ\ нас}.$$

Таблица 15.2

Область на характеристике	Коллекторный переход – вид включения	Эмиттерный переход – вид включения
1 – отсечки	Обратное	Обратное
2 – активная	Обратное	Прямое
3 – насыщения	Прямое	Прямое
4 – инверсная	Прямое	Обратное

Рис. 15.21

При обратном напряжении, приложенном к *p-n* переходу, превышающим обратное напряжение $U_{проб}$, происходит электрический пробой, сопровождаемый резким увеличением носителей заряда – их лавинным умножением. Эта область обозначена на рис. 15.21 номером 5. Заход в нее недопустим, поскольку пробой *p-n* перехода является необратимым явлением, приводящим к выходу прибора из строя.

Зарядовая модель транзистора в схеме с общей базой. Процессы, протекающие в теоретической модели транзистора при работе в активной области в схеме с общей базой (рис. 15.22,*а*, ЭЦ – электрическая цепь), могут быть описаны двумя уравнениями:

$$i_Э = \frac{Q_Б}{\tau_Э} + \frac{dQ_Б}{dt}, \qquad (15.31)$$

$$i_К = i_{КГ} = \frac{Q_Б}{\tau_T}, \qquad (15.32)$$

где $Q_Б$ – заряд базы, $\tau_Э$ – среднее время жизни неосновных носителей заряда в области базы (в транзисторе типа *n-p-n* ими являются электроны), τ_T – время пролета носителями заряда базовой области, определяемое согласно (15.26), $i_{КГ}$ – ток эквивалентного генератора в коллекторной цепи.

Уравнение (15.31) определяет накопление заряда в базовой области, (15.32) – их дальнейший перенос к коллектору под действием внешнего электрического поля.

Рис. 15.22

Для составления эквивалентной схемы транзистора рассмотрим цепь из параллельно соединенных сопротивления R и емкости C (рис. 15.23), для которой согласно правилам электротехники запишем:

$$i = i_R + i_C \ ,$$

$$i = \frac{u}{R} + C\frac{du}{dt} \ ,$$

$$Q = Cu \ ,$$

$$i = \frac{Q}{CR} + \frac{dQ}{dt} \ .$$

Из последнего выражения окончательно получим

$$i = \frac{Q}{\tau} + \frac{dQ}{dt} \ , \qquad (15.33)$$

где Q – заряд, накапливаемый емкостью; $\tau = CR$ – постоянная времени цепи.

Рис. 15.23

Сравнивая уравнения (15.31) и (15.33), устанавливаем их полное совпадение, что позволяет сделать следующий вывод: эквивалентная схема открытого *p-n* перехода есть параллельная цепь из сопротивления $R_Э$ и емкости $C_Э$, произведение которых и есть постоянная времени $\tau_Э = R_Э C_Э$, где $C_Э$, $R_Э$ называются диффузионной емкостью и сопротивлением открытого эмиттерного перехода.Сказанное позволяет от схемы рис. 15.23,*а* перейти к эквивалентной схеме рис. 15.23,*б*.

Совместно решая уравнения (15.31) – (15.32), получим дифференциальное уравнение, связывающее ток на выходе транзистора (ток коллектора $i_К$) с входным током (ток эмиттера $i_Э$)

$$i_Э = \frac{1}{\alpha_0} i_К + \frac{1}{\omega_T}\frac{di_К}{dt}, \qquad (15.34)$$

где $\alpha_0 = \frac{\tau_Э}{\tau_T} = \frac{\omega_T}{\omega_\alpha}$ – коэффициент усиления по току на низкой частоте в схеме с общей базой ($\alpha_0 < 1$); ω_T – граничная частота (15.26); ω_α – граничная частота в схеме с общей базой.

В операционной форме уравнение (15.34) примет вид

$$i_Э(p) = \frac{1}{\alpha_0} i_К(p) + \frac{1}{\omega_T} p i_К(p). \qquad (15.35)$$

Путем формальной замены p на $j\omega$ получим из (15.35) зависимость коэффициента усиления по току в схеме с общей базой от частоты:

$$\alpha(j\omega) = \frac{i_К(j\omega)}{i_Э(j\omega)} = \frac{\alpha_0}{1 + j(\omega/\omega_\alpha)}. \qquad (15.36)$$

Для модуля той же величины из (15.36) получим

$$|\alpha(j\omega)| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_\alpha)^2}}. \qquad (15.37)$$

График функции (15.37) построен на рис. 15.24. Из него следует, что при частоте $\omega = \omega_\alpha$ коэффициент усиления по току α уменьшается в 1,41 раза по сравнению с его низкочастотным значением $\alpha_0 < 1$.

Рис. 15.24

Коэффициент усиления по мощности в схеме с общей базой есть произведение из коэффициентов усиления по току K_i и по напряжению K_u:

$$K_p = \frac{p_{вых}}{p_{вх}} = \frac{0{,}5\,|i_К|\,|u_{КБ}|}{0{,}5\,|i_Э|\,|u_{ЭБ}|} = K_i K_u = |\alpha| K_u, \qquad (15.38)$$

где $K_i = |\alpha| < 1$.

Из (15.38) следует, что в схеме с общей базой коэффициент усиления сигнала по мощности $K_p < K_u$.

Зарядовая модель транзистора в схеме с общим эмиттером. Процессы, протекающие в теоретической модели транзистора при работе в активной области в схеме с общим эмиттером (рис. 15.25,а), могут быть описаны тремя уравнениями: (15.31), (15.32) и дополнительным – для тока базы $i_Б$, который является входным в данной схеме

$$i_Б = i_Э - i_К. \qquad (15.39)$$

Совместное решение уравнений (15.31), (15.32) и (15.39), проведенное по той же методике, что и в предыдущем случае, приводит к эквивалентной схеме, приведенной на рис. 15.25,*б*.

По аналогии с предыдущим случаем для коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером и для модуля данной величины получим

$$\beta(j\omega) = \frac{i_К(j\omega)}{i_Б(j\omega)} = \frac{\beta_0}{1 + j(\omega/\omega_\beta)}, \qquad (15.40)$$

Рис. 15.25

$$|\beta(j\omega)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1+(\omega/\omega_\beta)^2}}, \qquad (15.41)$$

где $\beta_0 = \frac{\tau_Б}{\tau_T} = \frac{\omega_T}{\omega_\beta} = \frac{\alpha_0}{1-\alpha_0}$ – коэффициент усиления по току на низкой частоте в схеме с общим эмиттером, ω_β – граничная частота в схеме с общим эмиттером.

График функции (15.41) построен на рис. 15.25. Из него следует, что при частоте $\omega = \omega_\beta$ коэффициент усиления по току β уменьшается в 1,41 раза по сравнению с его низкочастотным значением $\beta_0 >> 1$.

При частоте $\omega >> \omega_\beta$ из (15.41) получим

$$\omega_T = |\beta|\,\omega. \qquad (15.42)$$

Коэффициент усиления по мощности в схеме с общим эмиттером по аналогии с (15.38)

$$K_P = |\beta|\,K_u. \qquad (15.43)$$

Из сравнения (15.38) с (15.43) следует, что коэффициент усиления по мощности в схеме с общим эмиттером больше, чем в схеме с общей базой. Однако в области высоких частот, близких к граничной частоте ω_T, как это следует из приведенных формул и графиков на рис. 15.25, они различаются мало. Граничная частота ω_T является самым важным параметром, характеризующим частотные свойства транзистора. Значение ω_T легко определить экспериментальным путем согласно (15.42): следует измерить модуль коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером (рис. 15.26,а) и

умножить полученное значение на частоту, при которой проводились измерения. Максимальная частота усиления генератора, как правило, не превосходит значения ω_T. При $\omega = \omega_T$ коэффициент усиления мощных ВЧ и СВЧ биполярных транзисторов обычно лежит в пределах 3...6 дБ, т.е. в 2...4 раза по мощности.

Теоретическая, идеализированная модель транзистора (ТМ), приведенная на рис. 15.22 и 15.25, отражает наиболее важные процессы, протекающие в его структуре. В реальной эквивалентной схеме биполярного транзистора помимо этой модели следует также учесть: индуктивности выводов электродов($L_Б$, $L_Э$,$L_К$,), сопротивления потерь в базе ($r_б$) и коллектора ($r_{ка}$,$r_{кп}$), стабилизирующие сопротивления, включаемые последовательно с эмиттерами и отображаемые в виде общего сопротивления ($r_{ст}$), зарядную или барьерную емкость закрытого коллекторного перехода($C_{ка}$, $C_{кп}$). Такая модель транзистора при работе в активной области и схеме с общим эмиттером приведена на рис. 15.26.

Предельно-допустимые параметры транзистора. У мощного биполярного транзистора ограничены токи, напряжения на *p-n* переходах и мощность рассеяния. К их числу относятся:

– импульсное (пиковое) значение коллекторного тока;

– постоянная составляющая коллекторного тока в непрерывном режиме;

– пиковые значения напряжений коллектор-эмиттер и коллектор-база (обычно не более 45...65 В), не превышающие напряжение пробоя $U_{проб}$ (рис. 15.21);

– пиковое значение обратного напряжения база-эмиттер (обычно не более 4...6 В), не превышающее напряжение пробоя этого *p-n* перехода;

Рис. 15.26

Рис. 15.27

– мощность $P_к$, рассеиваемая коллектором.

Остановимся подробнее на последнем параметре. Часть подводимой к транзистору мощности от источников питания и возбуждения рассеивается в нем в виде тепла. В результате температура переходов и корпуса транзистора превышают температуру окружающей среды. Мощность $P_К$, рассеиваемая коллектором транзистора, и температура *p-n* перехода $t_п$ связаны соотношением

$$t_п = t_к + P_к R_t, \qquad (15.44)$$

где $t_к$ – температура корпуса транзистора, R_t – тепловое сопротивление участка *p-n* переход – корпус (размерность – град/Вт).

При температуре корпуса $t_к > t_{к0}$ (обычно $t_{к0}$ = 50...70 С°) максимально-допустимая мощность, рассеиваемая коллектором, снижается по закону

$$P_К = P_{К0} - (t_к - t_{к0})/ R_t. \qquad (15.45)$$

График функции (15.45) построен на рис. 15.27.

При работе транзистора в составе генератора недопустимо превышение ни одного из перечисленных предельно-допустимых параметров. Нарушение этого правила приводит или к резкому сокращению долговечности полупроводникового прибора, или к его внезапному отказу и выходу из строя аппаратуры в целом.

Полевые транзисторы: принцип действия, эквивалентная схема, параметры, характеристики. Полевой транзистор относится к разряду униполярных полупроводниковых приборов, в которых осуществляется перенос только основных носителей заряда. Материалом для СВЧ полевых транзисторах обычно служит арсенид галлия (GaA*S*), позволяющий снизить активные потери в приборе и поднять максимальную частоту усиления до 6...8 ГГц.

Рис. 15.28

Основное различие в нескольких типах полевых транзисторов связано с методом управления потоком носителей заряда, движущихся в полупроводниковом канале. Структура одного из полевых транзисторов, называемого металлополупроводниковым, с затвором типа барьера Шоттки приведена на рис. 15.28.

Электрическое поле, создаваемое напряжением, приложенным к затвору $U_{зк}$, направлено перпендикулярно потоку зарядов в канале. Изменяя величину $U_{зк}$, воздействуют на этот поток, движущийся от истока к стоку, увеличивая или уменьшая выходной ток прибора.

Эквивалентная схема полевого транзистора ВЧ диапазона, приведенная на рис. 15.29, включает: $C_{зи}$ – емкость затвор-исток; $C_{си}$ – емкость сток-исток; $C_{зс}$ – емкость затвор – сток (проходная емкость); $C_{зк}$ – емкость затвор-канал; $r_{зк}$, $r_{си}$ – сопротивления потерь; $i_{сг}$ – эквивалентный генератор тока стока.

Частотные свойства полевого транзистора определяются постоянной времени:

$$\tau = \tau_{зк} + \tau_{к}, \qquad (15.46)$$

где $\tau_{зк} = C_{эк} r_{эк}$ – постоянная времени цепи затвор-канал (рис. 15.29),

Рис. 15.29

$\tau_к$ – время пролета носителями заряда по каналу от истока к стоку.

Ток эквивалентного генератора определяется напряжением, приложенным непосредственно к участку затвор-канал (рис. 15.29). Поэтому в ВЧ диапазоне, пренебрегая вторым слагаемым, для генератора стока имеем

$$i_{СГ} = S_0 u_{ЗК} = \frac{S_0}{1 + j\,\omega\tau_{ЗК}} u_{вх}, \qquad (15.47)$$

где $u_{ЗК}$ – напряжение между затвором и каналом, $u_{вх}$ – напряжение на входе прибора; S_0 – крутизна статической характеристики.

Согласно (15.47) зависимость амплитуды тока стока от частоты сигнала определяется выражением

$$I_{СГ} = \left(S_0 \Big/ \left(\sqrt{1 + (\omega\tau_{ЗК})^2}\right)\right) U_{вх}. \qquad (15.48)$$

Из (15.48) следует, что в полевом транзисторе, как и в биполярном, коэффициент усиления прибора по мощности уменьшается с повышением частоты.

Вольт-амперные, или статические, характеристики полевого транзистора. При схеме транзистора с общим истоком различают два вида семейств характеристик: зависимости тока стока от напряжения сток-исток и затвор-исток $i_С = \Phi(u_{СИ}, u_{ЗИ})$ и зависимость тока стока от напряжения затвор-исток $i_С = \Phi(u_{ЗИ})$. Такие характеристики для полевого транзистора с каналом *n*-типа приведены на рис. (рис. 15.30,*а*,*б*).

Тангенс угла наклона линейного участка характеристики $i_С = \Phi(u_{ЗИ})$ (рис. 15.30,*б*). есть статическая крутизна S_0. По внешнему виду статические характеристики полевого транзистора близки к характеристикам биполярного транзистора (рис. 15.18). Следует, однако, иметь в виду, что биполярный транзистор управляется входным током (при схеме с общим эмиттером – током базы), полевой – входным напряжением затвор-исток.

Предельно-допустимые параметры транзистора. У мощного полевого транзистора ограничены токи, напряжения между электродами и мощность рассеяния. К их числу относятся:

– импульсное (пиковое) значение тока стока;

– постоянная составляющая тока стока в непрерывном режиме;

– постоянная составляющая тока затвора в непрерывном режиме;

Рис. 15.30

– постоянное и пиковое значения напряжений сток-исток, затвор-исток и затвор-сток;

– мощность P_c, рассеиваемая прибором.

Зависимость допустимой мощности P_c, рассеиваемой прибором, от температуры, как и в случае биполярного транзистора, определяется формулой (15.45) или согласно рис. 15.27.

Анализ работы и режимы работы транзисторного генератора с внешним возбуждением.

Три режима работы транзисторного генератора. Две схемы ВЧ генераторов с внешним возбуждением – одна с биполярным, другая – с полевым транзистором – приведены на рис. 15.31.

Исследование транзисторного генератора проводится по плану, изложенному в § 15.2 и состоящему в следующем:

– в определении с помощью вольт-амперных характеристик прибора форм тока и напряжения на его выходе при подаче на вход синусоидального сигнала;

– в расчете энергетических параметров генератора: выходной мощности 1-ой гармоники P_1, потребляемой мощности P_0 от источника постоянного тока и КПД генератора $\eta = P_1/P_0$;

– в определении мощности входного сигнала $P_{1вх}$ и коэффициента усиления генератора по мощности $K_P = P_1/P_{1вх}$;

– в построении динамических, нагрузочных, амплитудных и частотных характеристик.

Несмотря на разный физический характер процессов, протекающих в электровакуумном приборе, биполярном и полевом транзисторах, ввиду формального сходства их вольт-амперных харак-

Рис. 15.31

теристик анализ выходной цепи во всех случаях в основных чертах совпадает. Так, в транзисторных генераторах, как и в ламповом, возможны недонапряженный, граничный и перенапряженный режимы работы. При внешнем сходстве этих режимов в трех типах генераторов следует знать разный физический механизм их протекания. Так, при биполярном транзисторе динамическая характеристика располагается:

в случае недонапряженного и граничного режимов работы в двух областях – активной *2* и отсечки *1* (рис. 15.18 и 15.21);

в случае перенапряженного режима работы в трех областях – отсечки *1*, активной *2* и насыщения *3*. При этом провал в импульсе коллекторного тока происходит по причине захода рабочей точки (координаты $i_к - u_{кэ}$) в область насыщения и перехода коллекторного *p-n* перехода в открытое состояние.

В недонапряженном и граничном режимах импульсы коллекторного тока при работе с отсечкой имеют косинусоидальную форму (рис. 15.32,а). Примеры форм импульса коллекторного тока в перенапряженном режиме работы показаны на рис. 15.32,*б,в,г*. При наличии только активной составляющей в нагрузке провал в импульсе располагается посредине (рис. 15.32,*б*), при добавлении к ней емкости – сдвигается влево (рис. 15.32,*в*), индуктивности – вправо (рис. 15.32,*г*).

Рис. 15.32

В транзисторных генераторах с повышением частоты f усиливаемого сигнала и приближении к граничной частоте уменьшается КПД и снижается выходная мощность P_1.

Ухудшение этих параметров генератора связано как с увеличением потерь в цепи коллектора при биполярном транзисторе (рис. 15.26) или в цепи стока при полевом транзисторе (рис. 15.29), так и с изменением форм выходного тока и напряжения. В первом приближении это изменение параметров генератора можно учесть с помощью зависимости крутизны линии граничного режима $S_{гр}$ от частоты f (рис. 15.33). При этом вместо крутизны $S_{гр}$ можно использовать обратный ей параметр – сопротивление насыщения, определяемое согласно рис. 15.21 и рис. 15.33:

$$r_{нас}(f) = u_{кэ\ нас} / i_{кэ\ нас} = 1/ S_{гр}(f). \qquad (15.49)$$

Согласно [20] коэффициент использования напряжения питания в граничном режиме с учетом (15.49)

Рис. 15.33

$$\xi_{гр} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\sqrt{1 - \frac{8P_1 r_{нас}(f)}{\alpha_1 E_и^2}}\ , \qquad (15.50)$$

где в случае биполярного транзистора: $E_и = E_к$ – напряжению питания коллектора, коэффициент $\xi_{гр} = U_{кm\,гр} / E_к$;

в случае полевого транзистора $E_и = E_{ст}$ – напряжению питания стока, коэффициент $\xi_{гр} = U_{ст\,mгр} / E_{ст}$.

В биполярном транзисторе характеристика коллекторного тока, служащая для определения угла отсечки Θ, приведена на рис. 15.34.

Поэтому согласно рис. 15.34 косинус угла отсечки:

$$\cos\Theta = \frac{E'_Б - E_Б}{U_{БЭm}}\ , \qquad (15.51)$$

где $E'_Б$ – напряжение отсечки, $E_Б$ – внешнее смещение, $U_{БЭm}$ – амплитуда входного ВЧ напряжения.

В полевом транзисторе при характеристике тока стока, выходящей из начала координат (рис. 15.30,*б*) значение $E'_Б = 0$.

Ориентировочный расчет входной мощности генератора на биполярном транзисторе в схеме с общим эмиттером (рис. 15.31,а). При открытом эмиттерном переходе его сопротивление весьма мало и поэтому согласно рис. 15.26 можно принять активную составляющую входного сопротивления транзистора на высокой частоте $R_{вх1} = r_б + r_{ст}$. Согласно (15.42) коэффициент усиления

Рис. 15.34

по току при $\omega >> \omega_\beta$ или $f > 0{,}2f_T$: $|\beta| = f_T/f$. Будем считать, что это соотношение справедливо и для первых гармоник коллекторного и базового токов: $|\beta| = I_{К1}/ I_{Б1}$. В результате для мощности входного сигнала при $f > 0{,}2\, f_T$ получим

$$P_{вх1} = 0{,}5 I_{Б1}^2 R_{вх1} = 0{,}5 I_{К1}^2 (f/f_T)^2 (r_б + r_{ст}) \,. \qquad (15.52)$$

Для коэффициента усиления биполярного транзистора по мощности при $f > 0{,}2\, f_T$ с учетом (15.52) имеем

$$K_P = \frac{P_1}{P_{вх1}} = \frac{0{,}5 I_{К1}^2 R_1}{0{,}5 I_{Б1}^2 R_{вх1}} = \frac{R_1}{r_б + r_{ст}} \left(\frac{f_T}{f}\right)^2 \,. \qquad (15.53)$$

где R_1 – сопротивление нагрузки по 1-й гармонике сигнала в коллекторной цепи.

Таким образом, согласно (15.53) коэффициент усиления по мощности в генераторе с биполярным транзистором уменьшается с повышением частоты усиливаемого сигнала.

Ориентировочный расчет входной мощности генератора на полевом транзисторе в схеме с общим истоком (рис. 15.31,б). В высокочастотном диапазоне при $\omega\tau_{зк} > 3$ согласно (15.48) амплитуда импульса тока стока

$$I_{СТm} = |S| U_{ЗИm} (1 - \cos\Theta) = \frac{S_0}{\omega\tau_{зк}} U_{ЗИm} (1 - \cos\Theta) \,, \qquad (15.54)$$

где $U_{ЗИm}$ – амплитуда входного напряжения затвор-исток.

Из (15.54) для требуемой амплитуды входного напряжения получим

$$U_{ЗИm} = \frac{U_{СТm}\, \omega\tau_{зк}}{S_0 (1 - \cos\Theta)} = \frac{U_{СТ1}\, \omega\tau_{зк}}{S_0\, \gamma_1(\Theta)} \,, \qquad (15.55)$$

где $I_{СТ1}$ – амплитуда 1-й гармоники тока стока; $\gamma_1(\Theta)$ – коэффициент разложения в ряд Фурье косинусоидального импульса.

Для коэффициента усиления полевого транзистора по мощности при $\omega\tau_{зк} > 3$ с учетом (15.55) имеем

$$K_P = \frac{P_1}{P_{вх1}} = \frac{0{,}5 I_{СТ1}^2 R_1}{0{,}5 U_{ЗИm}^2 / R_{вх1}} = \frac{\gamma_1^2(\Theta) S_0^2}{(\omega\tau_{зк})^2} R_1 R_{вх1} \,, \qquad (15.56)$$

где R_1 – сопротивление нагрузки по 1-й гармонике сигнала в цепи стока, $R_{вх1}$ – входное сопротивление транзистора на частоте сигнала.

Согласно (15.56) в полевом транзисторе, как и в биполярном, коэффициент усиления прибора по мощности уменьшается с повышением частоты усиливаемого сигнала. Рассчитав с помощью (15.56) коэффициент усиления K_P, можно определить требуемую мощность входного сигнала $P_{вх1} = P_1 / K_P$.

Ключевой режим работы высокочастотного транзисторного генератора. Помимо трех рассмотренных режимов работы ВЧ (недонапряженного, граничного и перенапряженного) в транзисторных генераторах, работающих в диапазонах волн от сверхдлинных до метровых, применяется также ключевой режим. Особенностью ключевого режима является выполнение следующего условия для тока и напряжения ключевого элемента:

$$\begin{aligned} &i(t) \neq 0, \quad u(t) = u_н \quad \text{при} \quad 0 \le t < t_1; \\ &i(t) = 0, \quad u(t) \neq u_н \quad \text{при} \quad t_1 \le t < T, \end{aligned} \qquad (15.57)$$

где T – период колебаний, t_1 – момент переключения, $u_н$ – малое остаточное напряжение на замкнутом ключе.

В качестве ключевого элемента используются транзисторы и тиристоры (кремниевые управляемые вентили). Динамическая характеристика $i = \Phi(u)$ при ключевом режиме работы обусловливает работу транзистора только в двух областях – насыщения (ключ открыт) и отсечки (ключ закрыт) (рис. 15.21). Примеры диаграмм тока и напряжения в ключевом транзисторном генераторе приведены на рис. 15.35.

Рис. 15.35

Рис. 15.36

Следствием выполнения условия (15.57) является малая мощность, рассеиваемая в электронном ключе:

$$P_р = \frac{U_н}{T}\int_{t_1}^{T} i(t)dt \ . \qquad (15.58)$$

При соответствующих формах тока и напряжения в ключевом генераторе можно получить высокий КПД, достигающий 90...95% в диапазоне длинных волн. Одна из таких схем, называемая генератором инверторного типа, приведена на рис. 15.36,*а*. В схеме транзисторы – электронные ключи – включаются попеременно, замыкая электрическую цепь то на источник $E_К$, то на землю.

Эквивалентная схема ключевого генератора инверторного типа приведена на рис. 15.36,б, а диаграммы тока и напряжения в ней – на рис. 15.37. За счет подачи в противофазе прямоугольных импульсов на базы транзисторов половину периода ключ в схеме находится в положении 1, другую половину – в положении 2. Напряжение на ключах имеет прямоугольную форму, а ток, протекающий через контур, при добротности Q >10 близок к синусоиде. КПД такого ключевого генератора

$$\eta = P_1/P_0 = 1 - (U_{кэ\ нас}/E_к), \qquad (15.59)$$

где $U_{кэ\ нас}$ – напряжение насыщения транзистора в 10...20 раз меньшее $E_к$.

Таким образом, малая мощность рассеивания в электронном приборе и высокий КПД – два значительных преимущества, реализуемые при ключевом режиме работы, особенно ощутимы при повышенной мощности ВЧ генератора.

Рис. 15.37

Реализация ключевого режима работы возможна при времени переключения $t_{пер} << T$, что ограничивает его использование с повышением частоты сигнала. При нарушении условия (15.57) значительно возрастает мгновенная мощность $p(t) = i(t)u(t)$ в момент переключения (рис. 15.35), что неблагоприятно сказывается на ключевом элементе.

Ключевые генераторы гармонических колебаний находят широкое применение в радиопередатчиках диапазона длинных и сверхдлинных волн, мощность которых при использовании схем суммирования достигает нескольких киловатт.

Сравнительный анализ трех типов генераторов с внешним возбуждением: лампового, с биполярным и полевым транзисторами. Преимущества транзисторных генераторов перед ламповыми состоят:

– в существенно большей долговечности (срок службы генераторных ламп обычно не превышает нескольких тысяч часов, транзисторов – сотен тысяч часов);

– в низком значении напряжения питания, которое обычно не превышает 30 В (у ламп это напряжение в зависимости от мощности составляет от нескольких сотен вольт до десятков киловольт);

– в практически мгновенной готовности к работе после подачи напряжения питания (у ламп требуется предварительное включе-

ние цепи накала);

– в высокой прочности по отношению к механическим перегрузкам;

– в значительном снижении массы и габаритных размеров аппаратуры и возможности ее миниатюризации на основе интегральной технологии.

К недостаткам транзисторных генераторов относятся:

– ограниченная мощность транзисторов и связанная с этим необходимость суммирования мощностей генераторов при повышенной мощности радиопередатчика;

– необходимость поддержания определенного теплового режима, поскольку температура корпуса мощных транзисторов не должна превышать 60...70° С;

– чувствительность по отношению даже к весьма кратковременным нарушениям эксплуатационного режима по причине пробоя *p-n* переходов, в связи с чем требуется применение специальных схем защиты мощных транзисторов;

– низкий коэффициент усиления по мощности при приближении частоты усиливаемого сигнала к граничной частоте транзистора (обычно не более 3...6 дБ) и зависимость этого коэффициента от частоты согласно (15.53) и (15.56).

Обратим внимание на еще одно важное различие между двумя типами генераторов. Ламповые генераторы работают со сравнительно высокими напряжениями питания (в зависимости от мощности от сотен вольт до десятков киловольт) и относительно малыми токами. Поэтому сопротивление анодной нагрузки в них $R_1 = U_{am}/I_{a1}$ превышает 1000 Ом. Транзисторные генераторы, напротив, работают при низких напряжениях питания (обычно не более 30 В) и с относительно большими токами. Поэтому в них сопротивление коллекторной или стоковой нагрузки составляет от нескольких до десятков ом. Таким образом, ламповый генератор требует высокоомной нагрузки, транзисторный – низкоомной. Во втором случае можно обеспечить широкую полосу пропускания генератора.

Следовательно, еще одно преимущество транзисторных генераторов состоит в возможности получения относительно большой полосы пропускания, что имеет важное значение при создании широкополосных систем радиосвязи.

В силу несомненных преимуществ основное применение в современных радиопередатчиках при мощности не более нескольких сотен ватт находят транзисторные генераторы. Более того, с помощью способов суммирования сигналов это значение мощности

может быть повышено на два-три порядка (см. гл.17). И только в радиопередатчиках повышенной мощности, например, радиовещательных мощностью в несколько десятков и сотен киловатт, по-прежнему используются электровакуумные приборы.

Теперь сравним между собой генераторы с биполярными и полевыми транзисторами. Преимущества полевых транзисторов по сравнению с биполярными состоят в следующем:

– в большем коэффициенте усиления по мощности и меньшем коэффициенте шума в СВЧ диапазоне;

– в лучшей линейности амплитудной характеристики, что следует из сравнения статических характеристик прибора (рис. 15.21 и рис. 15.30);

– в лучшей температурной стабильности и радиационной стойкости.

Поэтому в СВЧ диапазоне, начиная с частоты 1...2 ГГц, особенно при усилении многочастотных сигналов и необходимости обеспечения линейного режима работы, все большее применение находят генераторы с полевыми транзисторами.

Контрольные вопросы

1. Составьте обобщенную структурную схему генератора.
2. В чем заключается метод гармонической линеаризации при анализе работы генератора?
3. Составьте уравнение баланса мощностей в генераторе.
4. Нарисуйте динамические и нагрузочные характеристики генератора.
5. Что такое номинальная мощность генератора?
6. Что такое номинальный коэффициент передачи по мощности сигнала?
7. В чем состоит различие между биполярным и полевым транзисторами?
8. В чем состоит принцип действия биполярного транзистора?
9. В чем состоит принцип действия полевого транзистора?
10. Почему снижается мощность транзистора с повышением частоты сигнала?
11. Что представляет собой многоэмиттерный транзистор?
12. Что означает прямое и обратное включение *p-n* перехода?
13. Что такое зарядная емкость *p-n* перехода?
14. Что такое сопротивление насыщения транзистора?
15. Нарисуйте эквивалентную схему открытого *p-n* перехода.
16. Как определить коэффициент усиления по току в схеме с общей базой?
17. Как определить коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером?
18. Как определить граничные частоты в схеме с общей базой и общим

эмиттером? Какова связь между ними?

19. Как определить коэффициенты усиления по мощности в схеме с общей базой и общим эмиттером?

20. Перечислите предельно-допустимые параметры биполярного транзистора.

21. По какому закону снижается допустимая мощность рассеяния транзистора с повышением температуры корпуса?

22. Нарисуйте схемы генератора с внешним возбуждением с биполярным и полевым транзистором.

23. Назовите три режима работы по напряженности транзисторного генератора.

24. Как определить граничный режим работы транзисторного генератора?

25. Как определить ключевой режим работы транзисторного генератора? В чем состоят его преимущества?

Глава 16. Модуляция высокочастотных колебаний

16.1. 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 выше частоты модулирующего сигнала.

Сигналы и их спектры при амплитудной модуляции рассмотрены в § 4.2. Поэтому основное внимание уделим способам ее осуществления.

При амплитудной модуляции в соответствии с законом передаваемого сообщения меняется амплитуда модулируемого сигнала. Поэтому при тестовом тональном модулирующем сигнале имеем для высокочастотного модулируемого сигнала

$$u(t) = U_0(1 + m\cos\,\Omega t)\cos\omega_0 t\,, \qquad (16.1)$$

где $m = U_M/U_0 \le 1$ – коэффициент глубины амплитудной модуляции, ω_0 – частота несущих колебаний.

График функции (16.1), который можно наблюдать на экране осциллографа, приведен на рис. 16.1.

Рис. 16.1

По помехоустойчивости амплитудная модуляция существенно уступает частотной и фазовой и поэтому в современных радиотехнических системах практически не применяется. Однако в давно действующих системах, работающих в длинно-, средне- и коротковолновых диапазонах волн, амплитудный вид модуляции является доминирующим.

При амплитудной модуляции сигнал, описываемый функцией (16.1), состоит 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. 16.2), сигнал на выходе которой $z(t) = x(t)\cdot y(t)$.

Рис. 16.2

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.

При сигнале относительно небольшой мощности в качестве перемножителя колебаний может использоваться специальная микросхема, имеющая согласно рис. 16.2 два входа и один 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. § 15.2). Однако функция, описывающая его работу как управляемого по амплитуде устройства, должна подчиняться линейному закону:

$$z(t) = K(U)\cdot y(t), \qquad (16.2)$$

где $K(U)$ – управляемый параметр, зависящий от одного из питающих напряжений модулируемого каскада.

Так, например, в случае транзисторного генератора $K(U)$ зависит от напряжения питания коллектора E_k и выражение (16.2) принимает вид

$$z(t) = k_1 E_k \cdot y(t). \qquad (16.3)$$

В случае лампового генератора $K(U)$ зависит от напряжения питания анода $E_а$ и выражение (16.2) принимает вид

$$z(t) = k_2 E_а \cdot y(t). \qquad (16.4)$$

Таким образом, в обобщенном виде структурную схему амплитудной модуляции генератора можно представить в виде рис. 16.3 и трактовать ее как цепь с переменным параметром. Управляющее устройство в этой схеме есть амплитудный модулятор, на вход которого поступает передаваемое сообщение – модулирующий сигнал $U_м(t)$, управляющий величиной E_k или $E_а$.

Рис. 16.3

Модуляционные характеристики такой цепи в случае амплитудной коллекторной и амплитудной анодной модуляции должны иметь вид, показанный на рис. 16.4, где U_m – амплитуда высокочастотного напряжения на выходе высокочастотного генератора. Верхняя точка характеристик должна соответствовать 100%-ной глубине амплитудной модуляции.

Амплитудная модуляция осуществляется в генераторах с независимым возбуждением, в основном в выходном или предоконечном каскадах путем изменения напряжения на одном или нескольких электродах электронного прибора. В соответствии с этим в транзисторных генераторах различают коллекторную, базовую и эмиттерную амплитудную модуляцию, а в ламповых – анодную, анодно-

Рис. 16.4

экранную, сеточную и катодную. При модуляции только предоконечного каскада выходной ВЧ усилитель мощности работает в режиме усиления модулированных колебаний.

Общая структурная схема усилительного тракта радиопередатчика, относящаяся ко всем способам амплитудной модуляции, изображена на рис. 16.5.

Передаваемое сообщение поступает на вход модулятора и после усиления модулирующий сигнал мощностью $P_м$ поступает на ВЧ усилитель. Требуемое значение $P_м$ зависит от мощности высокочастотных колебаний P_1, коэффициента m и способа модуляции. Требуемая мощность источника питания P_0 также определяется этими параметрами.

При любом способе амплитудной модуляции различают три основных режима работы: молчания (или несущей), максимальный и минимальный. При модуляции режим модулируемого высокочастотного каскада непрерывно меняется. Максимальному режиму соответствует максимальное значение амплитуды колебаний, минимальному режиму – минимальное, в режиме молчания модуляция отсутствует (рис. 16.4).

Амплитуда высокочастотных колебаний и мощность при тональной амплитудной модуляции меняются по закону

Рис. 16.5

$$U_{мод} = U_{мол}(1 + m\cos\Omega t), \quad P_1 = P_{1мол}(1 + m\cos\Omega t)^2 .$$

Согласно этим выражениям мгновенные мощности высокочастотного сигнала в максимальном (пиковом) и минимальном режимах связаны с режимом молчания следующими соотношениями:

$$P_{1макс} = P_{1мол}(1 + m)^2 , \quad P_{1мин} = P_{1мол}(1 - m)^2 . \qquad (16.5)$$

Кроме мгновенных важна и средняя мощность ВЧ колебаний за период модулирующего сигнала T:

$$P_{1ср} = \frac{1}{T}\int_0^T P_{1мол}(1 + m\cos\Omega t)^2 dt = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)P_{1мол} . \qquad (16.6)$$

Из трех последних формул при $m = 1$ получим

$P_{1макс} = 4P_{1мол}$, $P_{1мин} = 0$, $P_{1СР} = 1{,}5\ P_{1мол}$.

Отметим, что пиковая мощность генератора при амплитудной модуляции должна в 4 раза превосходить мощность в режиме несущей (молчания).

Спектр АМ колебания можно получить, представив (16.1) в соответствии с правилами тригонометрии в виде

$$u(t) = U_0\cos\omega_0 t + 0{,}5\ mU_0\cos(\omega_0 - \Omega)t + \\ + 0{,}5\ mU_0\cos(\omega_0 + \Omega)t , \qquad (16.7)$$

из которого следует, что спектр колебания при амплитудной модуляции тональным сигналом состоит из трех составляющих с частотами: ω_0 (совпадает с частотой несущей), $\omega_0 - \Omega$ (нижняя боковая), $\omega_0 + \Omega$ (верхняя боковая), мощности между которыми распределены в пропорции 1: (0,5 m^2): (0,5 m^2) (рис. 16.6,*а*), а сумма определяется согласно (16.6).

Рис. 16.6

Рис. 16.7

Спектр АМ колебания при модуляции сигналом, занимающим спектр от $F_{мин}$ до $F_{макс}$, представлен на рис. 16.6,*б*.

Две характеристики при АМ определяют свойства радиопередатчика в целом: модуляционная $m = \Phi(U_\Omega)$ (рис. 16.7,*а*) и модуляционно-частотная $m = \Phi(F)$ (рис. 16.7,*б*), где U_Ω, F – амплитуда и частота модулирующего сигнала.

Приняв во внимание равенство $\Omega = 2\pi F$, получим согласно (16.7) для ширины спектра АМ колебания $\Delta f_{сп.} = 2F$ (см. рис. 16.6,*а*). Следовательно, в соответствии с (4.2), имея базу $B = 1$, сигнал при АМ модуляции относится к классу узкополосных.

Амплитудная анодная и коллекторная модуляции. Схемы соединения модулируемого каскада (ВЧ генератора) и амплитудного модулятора при анодной и коллекторной модуляциях приведены на рис. 16.8.

Рис. 16.8

На схеме рис. 16.8,*а* показано соединение модулятора с ВЧ генератором с помощью трансформатора. В транзисторных радиопередатчиках возможна также бестрансформаторная связь между ними путем использования модуляторного транзистора в качестве управляемого переменного сопротивления, включенного в коллекторной цепи генераторного транзистора (рис. 16.8,*б*). В 1-м случае напряжение источника питания выбирается, исходя из режима молчания, во 2-м случае – исходя из максимального режима.

Для осуществления неискаженной амплитудной модуляции необходимо правильно выбрать режим работы ВЧ генератора. Критерием такой оценки является линейность статической модуляционной характеристики – зависимости 1-й гармоники тока ВЧ модулируемого генератора от постоянного напряжения на электроде электронного прибора, на который подается модулирующий сигнал.

В соответствии с этими определением при анодной модуляции это есть зависимость 1-й гармоники анодного тока ВЧ лампового генератора I_{a1} от постоянного напряжения на аноде лампы E_a в динамическом режиме работы (рис. 16.9,*а*), при коллекторной модуляции – зависимость 1-й гармоники коллекторного тока ВЧ транзисторного генератора $I_{к1}$ от постоянного напряжения на коллекторе $E_к$ в динамическом режиме работы (рис. 16.9,*б*).

На характеристиках точке *1* соответствует режим молчания или несущей, точке *2* – максимальный, точке *3* – минимальный режим. Чем меньше графики модуляционных характеристик I_{a1} (E_a) и $I_{к1}$ ($E_к$) отклоняются от прямой линии, тем меньше уровень нелинейных искажений передаваемого сообщения за счет амплитудной модуляции. Для получения линейности этих графиков точка *2* на них должна соответствовать граничному режиму работу, а все остальные – перенапряженному (см. гл. 15). При этом КПД генератора на протяжении всей характеристики остается приблизительно неизменным.

Рис. 16.9

Необходимость обеспечения при $m = 1$ пиковой мощности, в 4 раза превосходящей мощность в режиме молчания, и соблюдение линейности статической модуляционной характеристики (рис. 16.9) – два сложно выполнимых требования, предъявляемые к радиопередатчикам с амплитудной модуляцией. При этом в пиковой точке (точка *2* на рис. 16.9) все параметры генераторной лампы и транзистора не должны превосходить предельно-допустимых параметров на эти электронные приборы. При коллекторной модуляции это означает, что при $m = 1$ для получения мощности в режиме молчания, равной P_1, следует выбрать ВЧ транзистор мощностью $P_{1макс} = 4\,P_1$.

В пиковой точке напряжение на коллекторе генераторного транзистора

$$U_{кэ\,макс} = E_к(1+\xi_{макс})(1+m), \tag{16.8}$$

где $\xi_{макс}$ – коэффициент использования коллекторного напряжения в максимальном режиме работы.

Из (16.8) следует, что при $m = 1$ и $\xi_{макс}$ близком к 1 напряжение питания для генераторного транзистора следует устанавливать согласно соотношению: $E_к \le 0{,}25U_{кэ\,доп}$, т.е. в 4 раза меньше допустимого напряжения коллектор-эмиттер.

Напряжение и мощность модулятора при анодной и коллекторной амплитудной модуляции устанавливаются соответственно равными:

$$\begin{aligned} &U_{мод} = mE_a; \\ &P_{мод} = 0{,}5U_{мод}I_{мод} = 0{,}5(mE_a)(mI_{a0.мол}) = 0{,}5m^2P_{0\,мол}; \\ &U_{мод} = mE_к; \\ &P_{мод} = 0{,}5U_{мод}I_{мод} = 0{,}5(mE_к)(mI_{к0.мол}) = 0{,}5m^2P_{0\,мол}, \end{aligned} \tag{16.9}$$

где $P_{0мол}$ – мощность, потребляемая ВЧ генератором в режиме молчания.

Мощность модулятора расходуется на повышение средней мощности модулированных колебаний, определяемой согласно (16.6). Сам модулятор представляет собой усилитель мощности низкой частоты. При мощности модулятора до нескольких десятков ватт он выполняется на основе интегральной микросхемы.

Однополосная модуляция. Одной из особенностей амплитудной модуляции является неэкономное распределение мощности ВЧ

генератора, большая часть которой (67%) согласно (16.6) расходуется на несущие колебания, тогда как на долю боковых составляющих, в которых заложена информация о передаваемом сообщении, остается только 33% мощности (см. рис. 16.6). Поэтому было предложено передавать не весь спектр АМ колебания, а только одну боковую полосу – ОБП сигнал (рис. 16.10). Рассмотрим, какие преимущества и недостатки возникают при этом в системе радиосвязи.

Рассмотрим сначала случай передачи тонального сигнала

$$u_{мод}(t) = U_{мод} \cos \Omega t. \qquad (16.10)$$

Для ВЧ сигнала при амплитудной модуляции получим

$$u(t) = U_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \qquad (16.11)$$

где $m = U_м/U_0 \leq 1$ – коэффициент глубины амплитудной модуляции; ω_0 – частота несущих колебаний.

Выделив из АМ сигнала (16.11), представленного в виде (16.7), нижнюю боковую составляющую, имеем

$$u_{бс}(t) = 0{,}5\, m\, U_0 \cos(\omega_0 - \Omega) t. \qquad (16.12)$$

При передаче сообщения, занимающего спектр от $\Omega_{мин}$ до $\Omega_{макс}$, спектры АМ сигнала и с одной боковой полосой (ОБП сигнал) представлены на рис. 16.10.

При передаче ОБП сигнала вся мощность радиопередатчика может расходоваться на боковую составляющую и поэтому вместо (16.12) запишем

$$u_{бс}(t) = mU_0 \cos(\omega_0 - \Omega)\, t. \qquad (16.13)$$

Из проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

– амплитуда ОБП сигнала (16.13) по сравнению с амплитудой боковой составляющей при АМ сигнале (16.12) возрастает в 2 раза, что дает выигрыш по мощности в 4 раза;

– ширина спектра ОБП сигнала уже полосы спектра АМ сигнала в 2 раза (рис. 16.10), что позволяет сузить полосу пропускания радиоприемника по промежуточной частоте и получить выигрыш в отношении сигнал/помеха по мощности также в 2 раза (заметим, что мощность шумов в радиоприемнике пропорциональна его полосе пропускания по промежуточной частоте);

– согласно (16.13) в обычном радиоприемнике ОБП сигнал будет воспринят как несущее колебание со смещенной частотой и, следовательно, выделить переданное сообщение не удастся.

Рис. 16.10

Изложенные выше выводы позволяют сделать следующее заключение:

– общий выигрыш по мощности при передаче сигнала ОБП по сравнению с АМ составляет 8 раз, или 9 дБ (например, вместо мощности радиопередатчика в 1000 Вт при АМ в случае ОБП достаточна мощность всего в 125 Вт);

– в радиоприемнике необходимо восстановить несущие колебания, иначе принять ОБП сигнал нельзя.

Такое восстановление несущих колебаний осуществляется или с помощью передачи специального так называемого пилот-сигнала, или путем передачи подавленной несущей, на которую расходуется небольшая мощность радиопередатчика – в пределах 10...20 % (рис. 16.10). Восстанавливать частоту несущих колебаний в радиоприемнике необходимо с высокой точностью. Так, например, при передаче речевых сообщений точность такого восстановления должна быть менее 10 Гц, иначе принятое сообщение будет искажено.

Структура ОБП сигнала. Пусть вместо тонального сигнала (16.10) передается некоторое сообщение с изменяющейся амплитудой и частотой сигнала, для которого запишем

$$u_{мод}(t) = U_{мод}(t)\cos\int\Omega(t)dt; \qquad (16.14)$$

что позволяет ОБП сигнал (16.13) представить в виде

$$u_{бс}(t) = m(t)U_0\cos\left(\omega_0 t - \int\Omega(t)dt\right). \qquad (16.15)$$

Из (16.15) следует, что ОБП сигнал есть сигнал с амплитудной и фазовой модуляциями. Поэтому в качестве тестового сигнала при однополосной модуляции может использоваться двухчастотный сигнал (3.31), который, как было показано в § 3.6, относится именно к числу сигналов с такой двойной модуляцией – амплитудной и фазовой (рис. 3.25). Подав на вход ВЧ усилительного тракта двухчастотный сигнал (3.31), по спектру выходного сигнала определяют линейные качества проверяемого устройства (рис. 16.11). Для неискаженного усиления ОБП сигнала уровень побочных составляющих в выходном комбинационном спектре при двухчастотном входном сигнале должен быть менее – 35 дБ относительно основного сигнала, а точность восстановления частоты несущей – менее 10 Гц.

Рис. 16.11

Рис. 16.12

Усиление ОБП сигнала в двухканальном усилителе (схема Кана). Получение малого уровня нелинейных искажений в ВЧ усилителях мощности является сложной технической задачей, связанной к тому же со снижением КПД радиопередатчика. В схеме двухканального усилителя удается разрешить эту проблему путем раздельного усиления двух сигналов, один из которых содержит информацию о фазовой модуляции, другой – об амплитудной (рис. 16.12).

В канале 1 усиливается ВЧ сигнал с постоянной амплитудой, содержащий информацию о фазовой модуляции. Постоянство амплитуды сигнала обеспечивается в канале с помощью включенного на его входе амплитудного ограничителя. В канале 2 усиливается только огибающая сигнала – низкочастотный сигнал, содержащий информацию об амплитудной модуляции. После усиления до требуемой величины мощности сигналы с выходов обоих каналов перемножаются, вновь образуя сигнал ОБП.

Формирование ОБП сигнала. Известно несколько способов формирования ОБП сигнала. Самым простым и надежным из них является способ, основанный на подавлении несущей с помощью специального балансного смесителя и фильтрации одной из боковых полос – верхней или нижней (рис. 16.13).

Рис. 16.13

На выходе балансного смесителя – специальной микросхемы – образуются два сигнала: с суммарной и разностной частотами. С помощью полосового фильтра один из этих сигналов подавляется и на выходе всей схемы появляется сигнал только с верхней или нижней боковой полосой.

16.2. Частотная и фазовая модуляции

Сигналы и их спектры при двух этих видах модуляции, объединяемых общим названием угловая модуляция, рассмотрены в § 4.3. Поэтому остановимся только на способах осуществления частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) модуляций, которые можно разделить на две группы: прямые и косвенные.

Прямой метод при ЧМ (рис. 16.14,*а*) означает непосредственное воздействие на автогенератор или, точнее, на колебательную систему, определяющую частоту автоколебаний. Косвенный метод состоит в преобразовании фазовой модуляции в частотную (рис. 16.14,*в*).

Прямой метод при ФМ (рис. 16.14,*б*) означает воздействие на высокочастотный усилитель или умножитель частоты, т.е. на электрические цепи, определяющие фазу высокочастотных колебаний. Косвенный метод (рис. 16.14,*г*) заключается в преобразовании частотной модуляции в фазовую. Сказанное поясняется с помощью четырех структурных схем, представленных на рис. 16.14, на котором приняты обозначения: Г – автогенератор, У – усилитель, ЧМ – частотный модулятор, ФМ – фазовый модулятор, И – интегратор.

Рис. 16.14

Для преобразования фазовой модуляции в частотную на входе фазового модулятора включается интегратор (рис. 16.14,*в*), а частотной в фазовую – на входе частотного модулятора включается дифференцирующая цепь (рис. 16.14,*г*).

Покажем, что именно эти цепи позволяют преобразовать один вид угловой модуляции в другой. Сигнал на выходе интегратора $u_{вых}(t)$ связан с входным сигналом $u_м(t)$ соотношением

$$u_{вых}(t) = (1/T)\int u_м(t)dt\,. \qquad (16.16)$$

При тональном модулирующем сигнале $u_м(t) = U_м\cos\Omega t$ из (16.16) получим

$$u_{вых}(t) = (U_м/T\Omega)\sin\Omega t\,. \qquad (16.17)$$

При этом для фазы сигнала имеем

$$\Delta\varphi = Ku_{вых}(t) = (KU_м/T\Omega)\sin(\Omega t). \qquad (16.18)$$

Для изменения мгновенной частоты сигнала с учетом (16.18) получим

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{KU_м}{T}\sin\Omega t\,. \qquad (16.19)$$

Из (16.19) следует, что девиация частоты $\Delta\omega_д = KU_м/T$ = const, что и требуется иметь при частотной модуляции. Из сравнения последнего выражения с девиацией фазы $\Delta\varphi_д = KU_м/T\Omega$ (16.18) получим

$$\Delta\omega_д = \Delta\varphi_д(\Omega)\Omega = \text{const}. \qquad (16.20)$$

Согласно (16.20) фаза меняется с частотой модулирующего сигнала, причем минимальному значению $\Omega_{мин}$ соответствует максимальное значение отклонения фазы $\Delta\varphi_{д\,макс}$. Примем $\Delta\varphi_{д\,макс} = 1$ рад. Тогда при косвенном методе ЧМ имеем $\Delta\omega_д = \Omega_{мин}$. Небольшое значение девиации частоты $\Delta\omega_д$, которое можно получить при косвенном методе ЧМ, ограничивает область его использования. Повышение $\Delta\omega_д$ возможно путем увеличения $\Delta\varphi_{д\,макс}$ 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 (рис. 16.14,*г*), получим для девиации фазы $\Delta\varphi_д = \Delta\omega_д / \Omega = const$ и, следовательно, $\Delta\varphi_{д\ макс} = \Delta\omega_{д\ макс} / \Omega_{макс}$.

Наиболее часто частотный модулятор применяется на основе варикапа – полупроводникового диода с обратно смещенным *p-n* переходом. Закон изменения емкости *p-n* перехода (рис. 11.3), называемой барьерной, или зарядной, от величины обратного напряжения *U* определяется выражением (11.2).

Схема транзисторного автогенератора с подключенным к нему частотным модулятором на основе варикапа приведена на рис. 16.15.

При изменении напряжения на варикапе меняется его емкость (рис. 11.3), что приводит к частотной модуляции сигнала автогенератора. Девиация частоты определяется выражением

$$\Delta f_д = k_{св} \frac{C_0 \gamma}{2C_к} \frac{U_m}{U_0} f_0 \ , \qquad (16.21)$$

где f_0 – частота автогенератора; $k_{св}$ – коэффициент связи варикапа с контуром; U_m – амплитуда модулирующего напряжения, приложенного к варикапу; $C_к$ – емкость контура; C_0 – емкость варикапа при $U = U_0$; γ – коэффициент *p-n* перехода.

При передаче цифровых сообщений часто используется двухступенчатая модуляция. При этом возможны различные комбинации частотной и фазовой модуляции в 1-й и 2-й ступенях. Рассмотрим для определенности случай, когда в обеих ступенях используется частотная модуляция (ЧМ). Структурная схема такой двухступенчатой ЧМ-ЧМ модуляции приведена на рис. 16.16.

Рис. 16.15

Рис. 16.16

На вход 1-й ступени модуляции поступает сообщение в цифровой форме, состоящее из комбинации двоичных сигналов – логических 1 и 0 (см. рис. 4.10,*а*). В результате модуляции логической 1 присваивается частота F_1, а логическому 0 – частота F_2. Сформированный таким образом сигнал, включающий отрезки гармонических колебаний с частотой F_1 и F_2 и называемый поднесущей, приобретает вид, показанный на рис. 4.10,*б*. В 1-м модуляторе обычно используется специальная микросхема, с помощью которой формируется такой сигнал поднесущей.

Во 2-й ступени сигнал поднесущей модулируют частоту несущей радиопередатчика, например, с помощью схемы, приведенной на рис. 16.15. В результате рассмотренной двухступенчатой модуляции сигнал, излучаемый радиопередатчиком, по аналогии с (4.13) имеет вид

$$u_1(t) = U_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta f_д}{F_1}\cos(2\pi F_1 t)\right) \text{ при логической 1 и}$$

$$u_2(t) = U_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta f_д}{F_2}\cos(2\pi F_2 t)\right) \text{ при логическом 0 ,} \qquad (16.22)$$

где $\Delta f_д$ – девиация частоты во 2-й ступени модуляции.

Схема фазового модулятора аналогового типа с тремя контурами высокочастотного усилителя и тремя варикапами, что позволяет увеличить девиацию фазы до 180^0, приведена на рис. 16.17.

Стабилизация частоты несущей при частотной модуляции. Поскольку при прямом методе ЧМ к контуру автогенератора подключается частотный модулятор, то это приводит к снижению стабильности частоты автоколебаний. Для нейтрализации этого явления применяют три метода:

– модуляцию осуществляют в кварцевом автогенераторе;

– применяют косвенный метод модуляции, т.е. преобразование фазовой модуляции в частотную согласно схеме рис. 16.14,*в*;

Рис. 16.17

– стабилизируют частоту автогенератора, к которому подключен частотный модулятор, с помощью системы автоматической подстройки частоты.

Два первых метода обеспечивают получение сравнительно малого значения девиации частоты и поэтому они применяются, в основном, при узкополосной ЧМ, когда девиация частоты не превышает нескольких килогерц. Пример схемы кварцевого автогенератора с частотным модулятором на варикапе приведен на рис. 16.18. В ней $\Delta f_д$ = 2...3кГц при частоте несущей 10...20 МГц.

Третий метод позволяет обеспечить и малую нестабильность частоты, и требуемое, в том числе и большое, значение девиации частоты. Структурная схема устройства автоматической подстройки частоты автогенератора с подключенным к нему частотным модулятором приведена на рис. 16.19.

Рис. 16.18

Рис. 16.19

На схеме рис. 16.19 частотный модулятор подключен к стабилизируемому автогенератору согласно рис. 16.15.

Следует установить такое быстродействие системы авторегулирования, чтобы она реагировала на относительно медленные изменения частоты автогенератора под действием дестабилизирующих факторов, например, изменения температуры, и не откликалась бы на относительно быстрые изменения частоты под действием модулирующего сигнала. Для реализации этого условия амплитудно-частотная характеристика замкнутого кольца автоподстройки частоты должна иметь вид согласно рис. 16.20, на котором $\Omega_1 \ldots \Omega_2$ – спектр частот модулирующего сигнала.

16.3. Импульсная модуляция

Сигналы и их спектры при импульсной модуляции рассмотрены в § 4.5. Поэтому остановимся только на способах ее осуществления.

Радиопередатчики в импульсе могут излучать очень большую мощность – в десятки и даже сотни мегаватт. Поскольку, однако, эти

Рис. 16.20

Рис. 16.21

импульсы излучаются с большой скважностью q, то, используя принцип накопления энергии в паузе, между импульсами, мощность первичного источника можно понизить в тоже число q раз. Структурная схема такого импульсного модулятора, представленная на рис. 16.21, включает накопитель энергии и коммутирующий элемент.

Мощность первичного источника постоянного тока

$$P_0 = \frac{P_{1\,имп}}{\eta_г(1+q)} = \frac{P_{1\,имп}}{\eta_г(T/\tau)}\ , \qquad (16.23)$$

где $q = (T - \tau)/\tau$ – скважность (см. рис. 4.15); $P_{1имп}$ – мощность СВЧ генератора в импульсе; $\eta_г$ – КПД генератора.

Пример. Мощность СВЧ радиопередатчика в импульсе $P_{1имп}$ = = 10 МВт, скважность q = 1000, КПД = 50%. Согласно (16.23) требуемая мощность первичного источника постоянного тока P_0 = 20 кВт.

Классификация импульсных модуляторов осуществляется по двум признакам: типу накопительного элемента и виду коммутирующего устройства. Возможны три типа накопительных элементов: емкостного, индуктивного и смешанного вида. Коммутирующие устройства подразделяются на жесткого типа (электровакуумные лампы и высоковольтные транзисторы) и мягкого типа (тиратроны и тиристоры – кремниевые управляемые вентили).

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 определяется параметрами накопительного элемента.

Рассмотрим устройство и работу двух типов импульсных модуляторов – жесткого типа с емкостным накопительным элементом и мягкого типа с искусственной линией.

Импульсный модулятор жесткого типа с емкостным накопительным элементом, схема которого приведена на рис. 16.22.

Работа схемы распадается на две фазы.

Рис. 16.22

Фаза 1. Ключ – высоковольтный транзистор – закрыт за счет отрицательного напряжения, поданного на базу; протекает процесс зарядки высоковольтного конденсатора *C* (рис. 16.23,*а*) по экспоненциальному закону:

$$U_C = E_0\left(1 - e^{-t/T_З}\right), \qquad (16.24)$$

где $T_З = (R_1 + R_2)C$ – постоянная времени цепи зарядки; E_0 – напряжение источника питания; $t \le T$ – текущее время.

Фаза 2. По истечении времени *T* – периода повторения импульсов – на вход схемы приходит импульс положительной полярности, открывающий транзисторный ключ, вследствие чего к СВЧ генератору прикладывается положительное напряжение E_0, до которого успел зарядиться конденсатор. Начинается разрядка конденсатора

Рис. 16.23

через транзистор и СВЧ генератор (рис. 16.23,*б*) по закону

$$U_C = E_0 e^{-t/T_P}, \qquad (16.25)$$

где $T_р = (R_{0М} + R_{0Г})C$ – постоянная времени цепи разрядки; $R_{0М}$, $R_{0Г}$ – сопротивления ключа и генератора по постоянному току.

Время разрядки определяется длительностью импульса τ, после чего ключ закрывается и вновь повторяется 1-я фаза процесса – зарядка конденсатора. Графики, отображающие описанный процесс зарядки и разрядки конденсатора *C*, приведены на рис. 16.24,*а*.

Рис. 16.24

Постоянную времени цепи зарядки $T_з$ определим из условия: за время *T* конденсатор должен успеть зарядиться до напряжения источника постоянного напряжения E_0. Для его выполнения согласно (16.25) следует иметь $(T/T_з) \geq 3$.

Постоянную времени цепи разрядки $T_р$ определим из условия: за время τ – длительности импульса – напряжение на конденсаторе, приложенное к СВЧ генератору, должно уменьшится не более чем на $\Delta U_C = E_0 - E_1$ (рис. 16.24,*а*). При $(\Delta U_C / E_0) << 1$ из (16.25) получим

$$\frac{\Delta U_C}{E_0} = \frac{\tau}{T_р} \quad \text{или} \quad T_р = \tau \frac{E_0}{\Delta U_C}. \qquad (16.26)$$

Значение ΔU_C определяется режимом работы электронного прибора в СВЧ генераторе.

Поскольку в импульсном модуляторе осуществляется коммутация больших значений токов, то при переключении, т.е. переходе из

1-й фазы работы во 2-ю и обратно, возникает переходный колебательный процесс (рис. 16.24,*б*). Для его быстрого затухания в схему (рис. 16.22) включается диод *VD*1, гасящий возникающие колебания.

Коэффициент полезного действия модулятора определяется как отношение энергии, отдаваемой конденсатором во время разрядки W_C (2-я фаза), к энергии, идущей на зарядку конденсатора $W_C + W_R$ (1-я фаза), где W_R – энергия, расходуемая в резисторах:

$$\eta_м = \frac{W_C}{W_C + W_R} = 1 - \frac{\Delta U_C}{2E_0} = 1 - \frac{\tau}{2T_р} . \qquad (16.27)$$

Пример. Длительность импульса τ = 1мкс = 10^{-6} с; период повторения импульсов T = 1мс = 10^{-3} с; сопротивления: $R_{0м}$ = 2 Ом, $R_{0г}$ = 100 Ом. Допустимое изменение напряжение $\Delta U_C / E_0$ = 5%.

Согласно (16.26) получим для постоянной времени цепи разрядки $T_Р$ = 1/0,05 = 20 мкс. Емкость С = $T_Р / (R_{0М} + R_{0г})$ = $20 \cdot 10^{-6}/102$ = $= 2 \cdot 10^{-7}$ф = 0,2 мкФ. Постоянная времени цепи зарядки $T_З = 0{,}2T$ = $= 0{,}2 \cdot 10^{-3}$ с.

Сопротивления: $(R_1 + R_2) = T_з / C$ = $0{,}2 \cdot 10^{-3} / 0{,}2 \cdot 10^{-6}$ = 1000 Ом = = 1 кОм.

В примере размерность величин: время – [с], емкость – [Ф], сопротивление – [Ом].

Согласно (16.27) КПД модулятора: $\eta_м$ = 97,5%.

Импульсный модулятор мягкого типа с искусственной линией. Принцип действия этого модулятора основан на формировании импульса прямоугольной формы с помощью длинной или искусственной линии. Поэтому рассмотрим сначала, какие процессы происходят при разрядке длинной линии. Пусть линия длиной *S* с волновым сопротивлением ρ при разомкнутом ключе *K* заряжена до напряжения *E* (рис. 16.25,*а*).

После замыкания ключа *K* на сопротивление нагрузки $R_н = \rho$ начнется разрядка линии. При этом в линии образуется две волны, одна из которых амплитудой $U_{В1} = 0{,}5E$ со скоростью *V* начнется двигаться влево (1-я волна), другая волна той же амплитуды с той же скоростью (2-я волна) – вправо (рис. 16.25,*б*). Первая волна, достигнув сопротивления $R_н = \rho$, будет им поглощена, образуя импульс амплитудой $U_{н1} = 0{,}5E$ и длительностью $\tau_з = S/V$ (рис. 16.26,*а*).

Вторая волна, достигнув разомкнутого конца линии, полностью от него отразится, поскольку в этом случае коэффициент отражения $Г = 1$. После отражения, начав двигаться влево, вторая волна, как и первая, достигнув с задержкой на время $\tau_з$ сопротивления на-

Рис. 16.25

грузки $R_н = \rho$, также будет им поглощена, вновь сформировав импульс амплитудой $U_{H1} = 0{,}5E$ и длительностью $\tau_з$.

Таким образом, за счет обеих волн на нагрузке $R_н = \rho$ будет сформирован импульс амплитудой $U_H = 0{,}5E$ и длительностью $\tau = 2\tau_з = 2S/V$ (рис. 16.26,*а*).

Теперь обратимся к схеме импульсного модулятора, в которой длинная линия заменена искусственной или линией задержки, составленной из *L* и C элементов (рис. 16.27).

Рис. 16.26

Рис. 16.27

В целом такая линия задержки характеризуется двумя параметрами: волновым сопротивлением

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{10^{-6}L(\text{мкГн})}{10^{-12}C(\text{пф})}} = 1000\sqrt{\frac{L(\text{мкГн})}{C(\text{пф})}}\ (\text{Ом}) \qquad (16.28)$$

и временем прохождения через нее сигнала или временем задержки

$$\tau_з = n\sqrt{LC} = n\sqrt{L10^{-6}(\text{мкГн})C10^{-12}(\text{пф})}\ (\text{с}) = \\ = 10^{-3}n\sqrt{L(\text{мкГн})C(\text{пф})}\ (\text{мкс})\ , \qquad (16.29)$$

где n – число LC ячеек.

Роль электронного ключа в схеме выполняет тиристор – четырехслойный полупроводниковый прибор, в котором по сравнению с диодом имеется третий электрод, называемый управляющим. Характеристика тиристора, имеющего второе название – кремниевый управляемый вентиль (КУВ), приведена на рис. 16.28.

В зону открывания с большим током и малым падением напряжения всего в несколько вольт тиристор переходит только после подачи положительного импульса на управляющий электрод. В область закрывания тиристор переходит после снятия с него основного напряжения.

До появления тиристоров в схеме рис. 16.28 использовался тиратрон – газонаполненный прибор, в котором при подаче управляющего (поджигающего) импульса, начинался лавинный процесс ионизации газа и промежуток анод-катод становился проводящим – электронный ключ переходил в замкнутое состояние. Поскольку, однако, тиратрон по большинству параметров уступает тиристорам, то в современных радиопередатчиках он не используется.

В целом схема импульсного модулятора (рис. 16.27) работает согласно принципу, описанному при разрядке длинной линии (рис. 16.25).

Рис. 16.28

После подачи положительного импульса на управляющий электрод электронный ключ – тиристор – замыкается и начинается разрядка искусственной линии, длящаяся $2\tau_з$, где $\tau_з$ определяется согласно (16.29). После полной разрядки линии тиристор переходит в закрытое состояние и начинается зарядка искусственной линии от источника напряжением Е. После прихода следующего импульса на управляющий электрод весь процесс повторяется. Таким образом, в модуляторе (рис. 16.27) с помощью искусственной линии формируется импульс длительностью $\tau = 2\tau_з$ и напряжением 0,5*E* (рис. 16.26,*а*). В реальной схеме сформированный импульс имеет вид, представленный на рис. 16.26,*б*: в нем появляются фронт и спад, а на плоскую часть накладывается синусоидальный сигнал, зависящий от числа ячеек в линии.

Энергия, запасаемая линией при ее зарядке $W_л = 0{,}5n\,C\,E^2$.

Энергия, расходуемая линией при разрядке $W_р = P_и\,\tau = 2P_и\tau_з$, где $P_и$ – мощность импульса. Из равенства $W_л = W_р$ с учетом (16.28) и (16.29) для напряжения питания имеем

$$E = \sqrt{4\rho P_и}\,. \qquad (16.30)$$

С помощью импульсного трансформатора (ИТ) напряжение в линии $U_л$ = 0,5Е повышается до значения, необходимого для СВЧ генератора (рис. 16.27).

Пример. Определить требуемые параметры искусственной линии в схеме импульсного модулятора (рис. 16.27) при длительности импульса τ = 2 мкс и мощности $P_и$ = 10 кВт.

Примем для одной ячейки *L* = 10 мкГн, С = 1000 пФ. Согласно (16.28) для волнового сопротивления линии получим ρ = 100 Ом.

Из (16.29) с учетом $\tau_з = 0{,}5\tau$ определим требуемое число ячеек линии: $n = 10$. Для напряжения источника питания согласно (16.30) получим: $E = 2$ кВ.

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 состоит прямой и косвенный способы частотной модуляции?
7. В чем состоит прямой и косвенный способы фазовой модуляции?
8. Как преобразовать частотную модуляцию в фазовую и обратно?
9. Нарисуйте схему частотного модулятора с варикапом.
10. Как определить девиацию частоты при частотной модуляции?
11. Как осуществить частотную модуляцию в кварцевом автогенераторе?
12. Как стабилизировать частоту несущей при частотной модуляции?
13. Нарисуйте структурную схему при импульсной модуляции.
14. Дайте определение скважности при импульсной модуляции.
15. Как определить мощность в импульсе?
16. Назовите типы накопителей энергии в импульсном модуляторе.
17. Назовите типы коммутирующих элементов в импульсном модуляторе.
18. Как работает импульсный модулятор с емкостным накопительным элементом?
19. Как работает импульсный модулятор с искусственной линией?
20. Зачем требуется импульсный трансформатор в схеме импульсного модулятора?
21. Нарисуйте ВАХ тиристора.

Часть 6. Радиоэлектронные устройства

Глава 17. Радиопередающие устройства

17.1. Назначение и классификация радиопередатчиков

Радиопередающими устройствами (более коротко – радиопередатчиками) называются радиотехнические аппараты, служащие для генерирования, усиления по мощности и модуляции высокочастотных (ВЧ) и сверхвысокочастотных (СВЧ) колебаний, подводимых к антенне и излучаемых в пространство. Передача информации с помощью радиопередатчиков осуществляется в рамках определенной радиотехнической системы.

Три функции – генерация, усиление и модуляция – объединяются общим понятием: формирование сигнала, под которым понимают колебание, несущее информацию. Как указывалось выше, такой электромагнитный сигнал, излученный в пространство, называется радиосигналом.

В технологическом плане радиопередающие устройства представляют собой сборки из микросхем, транзисторов, диодов, электровакуумных приборов, конденсаторов, трансформаторов и множества иных элементов, соединенных между собой согласно определенной электрической схеме. Наиболее совершенные конструкции полностью состоят из полупроводниковых гибридных и интегральных микросхем.

Радиопередатчики классифицируют по пяти основным признакам: назначению, объекту использования, диапазону частот, мощности и виду излучения.

Назначение радиопередатчика определяется радиотехнической системой, в которой он используется, и связано с видом передаваемой информации. В этой связи различают радиосвязные, радиовещательные, телевизионные, радиолокационные, радиотелеметрические, радионавигационные, для радиоуправления и другие типы радиопередатчиков.

Объект использования определяется местом установки радиопередатчика, что влияет на условия его эксплуатации. По этому признаку различают наземные стационарные, самолетные, спутниковые, корабельные, носимые, мобильные радиопередатчики, т.е.

устанавливаемые на автомобилях, железнодорожном транспорте и иных наземных передвижных объектах.

По диапазону частот радиопередатчики различаются в соответствии с принятым делением радиочастотного диапазона: сверхдлинноволновые, длинноволновые, средневолновые, коротковолновые, ультракоротковолновые, метровые, дециметровые, сантиметровые, миллиметровые. Передатчики шести первых диапазонов объединяются общим названием – высокочастотные (ВЧ), трех последних – сверхвысокочастотные (СВЧ). Таким образом, границей между радиопередатчиками ВЧ и СВЧ диапазонов является частота 300 МГц. При частоте менее 300 МГц передатчик относится к ВЧ диапазону, выше – к СВЧ (см. табл. 2.1).

По мощности ВЧ или СВЧ сигнала, подводимого к антенне, радиопередатчики различают по мощности излучения в непрерывном режиме: малой – до 10 Вт, средней – от 10 до 500 Вт, большой – от 500 Вт до 10 кВт, сверхбольшой – выше 10 кВт.

По виду излучения передатчики различают на работающие в непрерывном и импульсном режимах. В первом случае при передаче сообщения сигнал излучается непрерывно, во втором – в виде импульсов.

Для характеристики типа радиопередатчика следует указать, к какому виду он относится в каждом из пяти названных разрядов.

Пример 1. Радиосвязной радиопередатчик, самолетного типа, УКВ диапазона, средней мощности, непрерывного излучения.

Пример 2. Радиолокационный радиопередатчик, мобильный, сантиметрового диапазона, сверхбольшой мощности, импульсного излучения.

Пример 3. Радиотелеметрический радиопередатчик, спутниковый, малой мощности, дециметрового диапазона, непрерывного излучения.

17.2. Каскады, блоки и структурная схема радиопередатчика

Радиопередатчик представляет собой сборку из отдельных каскадов и блоков, каждый из которых функционирует и самостоятельно, и в сочетании с другими частями всего устройства. Поэтому рассмотрим вначале, какие каскады и блоки могут входить в радиопередатчик и в чем состоит их назначение. К числу каскадов относятся:

автогенератор или генератор с самовозбуждением, яв-

ляющийся источником высокочастотных (ВЧ) или сверхвысокочастотных (СВЧ) колебаний. В зависимости от метода стабилизации частоты различают кварцевые и бескварцевые автогенераторы;

генератор с внешним или независимым возбуждением, являющийся усилителем ВЧ или СВЧ сигнала по мощности. В зависимости от полосы пропускания различают узко- и широкополосные генераторы;

умножитель частоты, служащий для умножения частоты колебаний;

преобразователь частоты, служащий для смещения частоты колебаний на требуемую величину;

делитель частоты, служащий для деления частоты колебаний;

частотный модулятор, служащий для осуществления частотной модуляции;

фазовый модулятор, служащий для осуществления фазовой модуляции;

фильтры, служащие для пропускания сигнала только в определенной полосе частот. Различают полосовые, низкочастотные, высокочастотные и режекторные фильтры;

сумматор (он же делитель) мощностей сигналов, служащий для суммирования мощностей однотипных сигналов или деления сигнала по мощности в требуемое число раз;

мостовое устройство – разновидность сумматора при сложении мощностей двух сигналов или деления в два раза мощности сигнала;

направленный ответвитель, служащий для отбора части мощности сигнала из основного канала его распространения;

согласующее устройство, служащее для согласования выходного сопротивления радиопередатчика с входным сопротивлением антенны;

аттенюатор, служащий для регулирования мощностью сигнала.

фазовращатель, служащий для управления фазой сигнала;

ферритовые однонаправленные устройства (циркуляторы и вентили), служащие для пропускания сигнала только в одном направлении; применяются, в основном, в СВЧ диапазоне;

балластные сопротивления, служащие для рассеивания мощности;

разнообразные датчики, позволяющие измерять параметры сигнала.

К числу основных блоков, составляемых из каскадов, относятся:

блок усиления ВЧ или СВЧ сигнала по мощности, составляемый из последовательно включенных генераторов с внешним возбуждением;

блок умножителей частоты, служащий для увеличения коэффициента умножения;

синтезатор частот, служащий для образования дискретного множества частот;

возбудитель, включающий в свой состав синтезатор частот и частотный или фазовый модуляторы;

амплитудный модулятор, служащий для осуществления амплитудной модуляции;

импульсный модулятор, служащий для осуществления импульсной модуляции;

антенно-фидерное устройство, соединяющее выход радиопередатчика с антенной и включающее фильтр, направленный ответвитель, ферритовое однонаправленное и согласующее устройства;

блоки автоматического регулирования, служащие для стабилизации или управления параметрами радиопередатчика. К их числу относятся устройства автоматической подстройки частоты, автоматической перестройки электрических цепей усилительных каскадов, автоматической перестройки согласующего устройства, автоматического управления мощностью, автоматического поддержания теплового режима. Современные устройства автоматического регулирования строятся на основе микропроцессора.

Разнообразные типы радиопередатчиков строятся как комбинация соответствующих каскадов и блоков. Обобщенная структурная схема радиопередатчика представлена на рис. 17.1. Рассмотрим ее работу и расчет.

Возбудитель служит для формирования сетки рабочих частот с требуемой стабильностью. При небольшом числе рабочих частот возбудитель строится по принципу «кварц-волна», что означает: каждой из частот соответствует свой кварцевый автогенератор. Переход с одной частоты на другую осуществляется с помощью электронного коммутатора.

При большом числе частот возбудитель представляет собой цифровой синтезатор частот, в состав которого входит опорный кварцевый автогенератор, делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД) и устройство автоматической подстройки частоты. Такой синтезатор может быть построен на основе большой интегральной схемы (БИС).

Рис. 17.1

Частота кварцевых автогенераторов обычно не превышает 100 МГц. Поэтому при частоте передатчика больше этой величины в схему включаются умножители частоты, повышающие частоту сигнала в необходимое число раз.

Получение требуемой выходной мощности радиопередатчика осуществляется с помощью блока усиления мощности – последовательно (каскадно) включенных ВЧ или СВЧ генераторов с внешним возбуждением. При выходной мощности передатчика, превышающей мощность одного электронного прибора, в выходном каскаде осуществляется суммирование мощностей генераторов.

Между выходным каскадом радиопередатчика и антенной включается антенно-фидерное устройство (АФУ). В состав АФУ входят фильтр для подавления побочных излучений радиопередатчика, датчики падающей и отраженной волны и согласующее устройство. При работе в СВЧ диапазоне вместо последнего обычно применяется ферритовое однонаправленное устройство – вентиль или циркулятор.

Частотная модуляция осуществляется в возбудителе радиопередатчика, фазовая – в возбудителе или ВЧ умножителях и усилителях, амплитудная и импульсная – в ВЧ усилителях.

С помощью блока автоматического управления осуществляется автоматическая стабилизация параметров радиопередатчика (в первую очередь, мощности и температурного режима), защита при нарушении нормальных условий эксплуатации (например, при обрыве антенны) и управление (включение/выключение, перестройка по частоте).

При составлении и расчете структурной схемы транзисторного радиопередатчика исходят из его назначения, условий работы и

следующих основных параметров: $P_А$ – выходной мощности, подводимой к антенне, $f_1 \ldots f_2$ – диапазона рабочих частот, стабильности частоты, вида модуляции и характеристик модулирующего сигнала.

Общий коэффициент усиления сигнала по мощности радиопередатчика

$$K_P = P_А / K_{АФ} P_{возб}, \qquad (17.1)$$

где $P_А$ – мощность сигнала, поступающего в антенну; $P_{возб}$ – мощность сигнала возбудителя (обычно, $P_{возб} \leq 20$ мВт); $K_{АФ} < 1$ – коэффициент передачи АФУ.

Тот же параметр, выраженный в децибелах относительно мощности в 1 Вт:

$$K_P = 10\lg P_А - 10\lg P_{возб} - 10\lg K_{АФ}, \qquad (17.2)$$

где $P_А$, $P_{возб}$ – мощность, [Вт].

Общий коэффициент усиления сигнала по мощности радиопередатчика есть произведение коэффициентов усиления отдельных каскадов. Выбрав тип электронного прибора в каждом из каскадов и определив по справочнику или рассчитав значения коэффициентов усиления этих приборов, можно составить структурную схему проектируемого радиопередатчика.

17.3. Параметры радиопередатчика

К основным параметрам радиопередатчика, характеризующим его технические показатели, относятся следующие параметры.

Диапазон частот несущих колебаний $f_1 \ldots f_N$.

Количество частот N внутри этого диапазона. В самом простом случае радиопередатчик может быть одночастотным и тогда $N = 1$.

Шаг сетки рабочих частот $\Delta f_ш$ в заданном диапазоне, определяемый согласно выражению

$$\Delta f_ш = (f_N - f_1)/(N-1), \qquad (17.3)$$

где $N \geq 2$.

Радиопередатчик может работать на любой из фиксированных частот внутри диапазона $f_1 \ldots f_N$ (рис. 17.2). Например, радиопередатчик системы УКВ самолетной радиосвязи работает в диапазоне частот 118... 136 МГц при шаге $\Delta f_ш$ = 25 кГц, общее количество частот $N = 721$.

Рис. 17.2

Недопустимо излучение радиопередатчика не только вне закрепленного за ним диапазона частот $f_1,\ldots,f_N$, но и на частоте, отличной от фиксированной сетки частот, например, между частотами f_2 и f_3.

Нестабильность частоты несущих колебаний. Различают абсолютную и относительную нестабильность частоты, долговременную и кратковременную.

Абсолютной нестабильностью частоты называется отклонение частоты f излучаемого радиопередатчиком сигнала от номинального значения частоты $f_{ном}$. Например, номинальное значение частоты равно $f_{ном}$ = 120МГц, а фактически радиопередатчик излучает сигнал частотой f = 119,9994 МГц. Следовательно, абсолютная нестабильность частоты составит

$$\Delta f_{нест} = f_{ном} - f = 120 - 119{,}9994 \text{ МГц} = 0{,}0006 \text{ МГц} = 0{,}6 \text{ кГц}.$$

Относительной нестабильностью частоты называется отношение абсолютной нестабильности частоты к ее номинальному значению

$$\Delta_f = \Delta f_{нест}/f_{ном}.$$

В рассмотренном примере относительная нестабильность

$$\Delta_f = 0{,}0006/120 = 0{,}000005 = 5\cdot10^{-6}.$$

В современных радиопередатчиках относительная нестабильность частоты обычно не превышает (2...3) 10^{-6}. Но в некоторых случаях, например, в системах радионавигации, к этому параметру предъявляются еще более жесткие требования: в них следует иметь $\Delta_f \le 10^{-9}$.

Определение долговременной и кратковременной нестабильности частоты рассмотрено в § 14.4.

Выделенная полоса частот излучения $\Delta f_{выд}$. При любом виде модуляции – амплитудной, частотной, фазовой и импульсной –

Рис. 17.3

спектр сигнала становится или линейчатым (рис. 17.3,*а*), или сплошным (рис. 17.3,*б*), занимая определенную полосу частот $\Delta f_{сп}$ (см. гл. 4).

Для этого спектра выделяется определенная полоса частот $\Delta f_{выд}$. При этом следует соблюдать неравенство $\Delta f_{сп} \leq \Delta f_{выд}$, т.е. спектр сигнала должен укладываться в выделенную для него полосу. В противном случае излучения одного радиопередатчика могут мешать излучениям других радиопередатчиков, проникая в выделенные для них полосы.

Выходная мощность несущих колебаний P_A – это активная мощность, поступающая из радиопередатчика в антенну. Антенна имеет входное комплексное сопротивление $Z_A = R_A + jX_A$. Поэтому при измерении выходной мощности радиопередатчика антенна может быть заменена эквивалентным сопротивлением $Z_{экв} = Z_A$. Мощность, рассеиваемая в активной составляющей сопротивления R_A, и есть выходная мощность радиопередатчика P_A, излучаемая антенной (рис. 17.4,*а*).

Мощность P_A можно определить и вторым способом при непосредственном подключении радиопередатчика к антенне. По связывающему их фидеру распространяется две волны: в прямом направлении – падающая, в обратном – отраженная от антенны (рис. 17.4,*б*). При этом мощность радиопередатчика:

Рис. 17.4

$$P_A = P_{пад} - P_{отр}, \qquad (17.4)$$

где $P_{пад}$ – мощность падающей волны, $P_{отр}$ – мощность отраженной волны.

Суммарная мощность, потребляемая радиопередатчиком от источника или блока питания по всем цепям, $P_{0\,общ}$.

Коэффициент полезного действия или промышленный КПД, определяемый как отношение выходной мощности радиопередатчика к потребляемой им мощности

$$\eta = P_A / P_{0\,общ}.$$

Вид модуляции и определяющие его параметры. При амплитудной модуляции таким параметром является коэффициент глубины модуляции $m \leq 1$, при частотной – девиация частоты $\Delta f_{дев}$, при фазовой – девиация фазы $\Delta\varphi_{дев}$, при импульсной – длительность импульса τ и период их повторения T (см. гл. 4).

Параметры передаваемого сообщения. Таким сообщением может быть речевая, факсимильная, телевизионная, телеметрическая и другая разнообразная информация, в том числе и считываемая с компьютера. Сообщение может передаваться в форме аналогового или цифрового сигнала. При аналоговом сообщении основным характеризующим его параметром является полоса частот спектра сигнала, при цифровом – число бит в секунду (см. гл. 1).

Параметры, характеризующие допустимые искажения передаваемого сообщения. В результате процесса модуляции, т.е. наложения на несущие колебания исходного сообщения, последнее претерпевает некоторые изменения или, иначе говоря, искажается. В каждом конкретном случае устанавливается вид и норма на эти искажения. Например, при передаче сообщения в виде синусоидального сигнала таким параметром является коэффициент нелинейных искажений, определяющий появление в исходном сигнале 2-й, 3-й и т.д. гармоник. При передаче импульсных сигналов искажения можно характеризовать по изменению формы сигнала.

Побочные излучения радиопередатчика. В идеальном случае радиопередатчик должен излучать только сигнал на частоте несущей и его спектр должен укладываться в выделенную полосу частот (рис. 17.5,*а*). Однако в силу нескольких причин, основной из которых является нелинейный характер процессов, протекающих в каскадах радиопередатчика, в спектре излучаемого им сигнала появляются побочные составляющие (рис. 17.5,*б*).

Побочные излучения, лежащие за пределами, но вблизи выделенной полосы частот, называются внеполосными. Кроме них радиопередатчик может излучать гармоники, т.е. сигналы с частотой $2f_0$, $3f_0$ и т.д., а также субгармоники, т.е. сигналы с более низкой частотой f_0/n. Кроме того, возможно излучение так называемых «паразитных» колебаний, причиной возникновения которых является самовозбуждение в усилительных каскадах радиопередатчика. Возникновение таких колебаний должно быть практически исключено.

Поскольку полностью исключить побочные излучения нельзя, особенно в мощных радиопередатчиках, то устанавливается норма на их величину или в абсолютных единицах (т.е. указывается, что мощность такого-то побочного излучения не должна быть больше N мВт), или в относительных единицах к мощности основного, полезного излучения.

Обычно эта норма составляет не менее минус 60 дБ, т.е. по мощности побочное колебание должно быть меньше мощности ос-

Рис. 17.5

новного не менее чем в 10^6 раз. На некоторых частотах эта норма может достигать минус 100 и более децибел.

Нормы, связанные с ***управлением радиопередатчика***: время установления в нем нормального режима работы после включения, время перехода с одной частоты несущей на другую, режим полной или частичной мощности излучения и другие требования.

Нормы на надежность и долговечность, массу и габаритные размеры радиопередатчика устанавливаются в соответствии с общими нормами для радиотехнической аппаратуры.

В радиопередатчиках повышенной мощности устанавливаются специальные нормы, связанные с ***техникой безопасности.***

Кратко рассмотрим проблему ***электромагнитной совместимости.*** В мире работают миллионы радиопередатчиков, создающих вокруг Земли электромагнитное поле. Радиосигналы приходят на Землю и из космоса: на околоземных орбитах находятся сотни спутников и на каждом из них установлено по несколько радиопередатчиков. Только систем дальней спутнико-космической радиосвязи в мире насчитывается более 50. Каждой радиотехнической системе отводится строго определенная полоса частот, в которой допускается радиоизлучение. Однако фактически радиопередатчик помимо полезного сигнала излучает и побочные колебания, которые по отношению к другой радиотехнической системе являются помехами.

Обратимся в этой связи к рис. 17.5,*б*. Пусть номинальная частота радиопередатчика равна f_0. Но помимо нее радиопередатчик излучает и сигнал, пусть и весьма малой мощности, на частоте $2f_0$. А именно на эту частоту настроены радиоприемники другой радиотехнической системы. По отношению к ним сигнал с частотой $2f_0$ явится помехой, причем весьма сильной, если радиопередатчик первой системы расположен близко от радиоприемника второй системы.

В целом эта проблема, связанная с одновременной работой нескольких радиотехнических систем без взаимного влияния друг на друга, называется электромагнитной совместимостью. При этом следует рассматривать электромагнитную совместимость как радиотехнической аппаратуры, работающей в пределах одного объекта, так и на обширной территории. Остановимся более подробно на данных вопросах.

На многих современных объектах – корабле, самолете, спутнике – располагается много разнообразной радиотехнической аппаратуры, относящейся к разным системам и работающей в разных частотных диапазонах.

Вот примерный перечень радиоаппаратуры, устанавливаемой на современном самолете гражданской авиации:

– связная радиостанция УКВ диапазона, с помощью которой летчик поддерживает радиотелефонную связь с наземными службами;

– связная радиостанция дециметрового диапазона спутнико-космической системы для радиосвязи самолета с дальними наземными объектами;

– радиокомпас, позволяющий определять направление полета;

– аппаратура дециметрового диапазона спутнико-космической радионавигационной системы для точного определения местоположения самолета;

– радионавигационная аппаратура длинноволнового диапазона, работающая по сигналам наземных радиопередатчиков;

– радиовысотомер сантиметрового диапазона для определения высоты полета,

– радиолокатор сантиметрового диапазона, с помощью которого просматривается окружающее пространство и обеспечивается безопасность полета, исключающая возможность столкновения самолета с другими летательными аппаратами;

– комплекс радиоаппаратуры, обеспечивающей «слепую» посадку самолета.

Во все перечисленные радиотехнические устройства входят радиопередатчики и радиоприемники и они не должны мешать друг другу при совместной, одновременной работе. Для обеспечения этого обязательного требования радиопередатчики должны излучать побочные колебания ниже определенной допустимой нормы. Только при этом условии может быть решена проблема электромагнитной совместимости радиоаппаратуры, работающей на одном объекте, в рассмотренном случае – самолете.

Другая сторона электромагнитной совместимости связана с работой радиотехнических систем на обширных территориях. Обратимся в этой связи к космической системе радиосвязи, в которой на спутнике устанавливается антенна, «освещающая» большую территорию на Земле, например, всю Россию. Чтобы радиоизлучения со спутника не влияли на наземные средства радиосвязи, мощность спутникового радиопередатчика должна быть ограничена. В этой связи вводится норма на плотность потока мощности, создаваемого излучениями спутника у поверхности Земли, которая не должна превышать минус 152 дБ Вт/м^2 в полосе 4 кГц.

Такие же жесткие требования вводятся на побочные излучения радиовещательных и телевизионных наземных радиопередатчиков с целью исключения их взаимного влияния друг на друга.

В каждой стране существует государственная служба (условно назовем ее «службой по радиочастотам»), регламентирующая весь комплекс вопросов, связанных с радиоизлучениями. Эти службы выдают лицензии фирмам на право работать в определенном диапазоне на строго фиксированных частотах, регламентируют нормы на параметры радиоэлектронных систем, в том числе на допустимые побочные излучения радиопередатчиков, следят за выполнением установленных норм, связанных с передачей радиосигнала.. Никто не имеет права выходить в эфир, т.е. проще говоря, включать радиопередатчик без разрешения «службы по радиочастотам».

Такие же жесткие правила по радиоизлучениям существуют и в международном масштабе. Распределением частот, вопросами нормирования параметров радиоэлектронных систем, исследованием всего комплекса технических вопросов, связанных с передачей и приемом радиосигналов, занимается Международный союза электросвязи (МСЭ), членом которой является и Россия. Благодаря решениям, принимаемым МСЭ, понижается возможность взаимных радиопомех и создаются условия для одновременной работы множества радиоэлектронных систем во всем мире.

МСЭ исследует технические проблемы, относящиеся к космической, воздушной, морской и наземной подвижной и стационарной радиосвязи, к радионавигации и радиолокации. Ее задачей является также разработка рекомендаций по организации всемирной службы передачи стандартных частот и сигналов времени и много других вопросов.

В рамках МСЭ подписано, например, ряд международных соглашений с участием всех развитых стран, в том числе и России, согласно которым никто не имеет право размещать на околоземных орбитах радиосвязные спутники без разрешения соответствующего международного органа. Последний выдает разрешения на работу в определенных частотных диапазонах, устанавливает технические характеристики систем космической радиосвязи, регламентирует нормы на излучения спутниковых радиопередатчиков, например, на допустимую плотность потока мощности у поверхности Земли.

Другой пример международного сотрудничества относится к системам самолетной и морской радиосвязи. За всеми аэродромами мира, связанными с международными авиалиниями, закреплены частоты, на которых работают наземные диспетчерские службы. Экипаж любого самолета, совершающего международные перелеты, может выходить в эфир только на выделенных ему частотах. Существует также частота для передачи срочных, аварийных со-

общений. В системах УКВ радиосвязи такая «аварийная частота» равна 121,5 МГц.

Аналогичная ситуация имеет место и в радиотехнических системах морской радиосвязи. В первую очередь это касается систем дальних спутнико-космических систем радиосвязи и систем спасения на воде с помощью специальных радиобуев. Радиоизлучения во всех этих системах должны соответствовать международным нормам.

17.4. Суммирование мощностей сигналов генераторов

Сущность проблемы. Требуемая мощность радиопередатчиков современных радиотехнических систем в некоторых случаях на три-пять порядков превышает максимальную мощность, генерируемую электронными приборами. Этот разрыв между мощностью радиопередатчика и мощностью единичного генератора стал особенно ощутим при переходе от электровакуумных приборов к полупроводниковым.

Мощность электровакуумных приборов в непрерывном режиме работы достигает десятков киловатт, в импульсном – мегаватт. Максимальная мощность полупроводниковых приборов значительно ниже. Причем их мощность ограничена причинами даже не технологического, а физического характера: максимально допустимым значением напряженности электрического поля с целью исключения пробоя *p-n* перехода и максимально возможной температурой полупроводниковой структуры (см. § 15.3). Более того, с увеличением частоты сигнала мощность транзистора снижается по закону, близкому к $[1/f^2]$, и составляет всего несколько ватт при частоте сигнала 5...6 ГГц. Вместе с тем требуемая мощность СВЧ радиопередатчиков в непрерывном режиме работы достигает нескольких киловатт. Но даже и в СВЧ радиопередатчиках мощностью в несколько десятков ватт мощность полупроводникового прибора во многих случаях оказывается меньше в несколько раз.

Итак, в связи с практически повсеместным переходом от ламповых к полупроводниковым радиопередатчикам проблема суммирования мощностей сигналов генераторов приобрела в радиотехнике весьма важное значение.

Возможны три основных способа суммирования мощностей сигналов однотипных генераторов:

– с помощью многополюсных схем-сумматоров;

– путем сложения сигналов в пространстве с помощью фазированной антенной решетки;

– в общем резонаторе.

При первом способе к специальному многополюсному устройству подключается большое число однотипных генераторов, мощность сигналов которых поступает в общий выходной сигнал, связанный с нагрузкой (рис. 17.6,*а*).

При втором способе сложение мощностей сигналов происходит в пространстве с помощью фазированной антенной решетки (ФАР), состоящей из большого числа определенным образом ориентированных излучателей, каждый из которых возбуждается от самостоятельного генератора (рис. 17.6,*б*). Все сигналы, подводимые к излучателям, идентичны, за исключением значений начальных фаз, связанных между собой определенным законом. При этом возникает задача по стабилизации и управлению фронтом фаз сигналов одинаковой структуры.

При третьем способе сигналы генераторов подводятся к общей колебательной системе (в СВЧ диапазоне это объемный резонатор), в котором и происходит их сложение (рис. 17.6,*в*).

Практически первый способ позволяет увеличить мощность радиопередатчика по отношению к мощности одного полупроводникового прибора на 15...20 дБ, второй – на 30...40 дБ, третий – на 10...13 дБ. Все способы позволяют существенно повысить надежность радиопередатчика, поскольку отказ одного из генераторов

Рис. 17.6

приводит только к некоторому снижению суммарной выходной мощности, и устойчивость работы усилительного тракта, так как сумматоры улучшают развязку между отдельными каскадами. Кроме того, при суммировании мощностей сигналов улучшаются условия охлаждения мощных полупроводниковых приборов, рассредоточиваемых на большой поверхности.

Поскольку проблема суммирования мощностей сигналов особенно актуальна в СВЧ диапазоне, то применительно к нему и рассмотрим эту проблему.

Суммирование мощностей сигналов с помощью многополюсной схемы. Многополюсный сумматор должен иметь N входов (обозначим их номера с 1 по n) для подключения N однотипных генераторов, один общий выход для подключения нагрузки (обозначим его как 0) и K входов для подключения балластных нагрузок. Будем рассматривать эти нагрузки как составную, обязательную часть сумматора и поэтому определим последний как многополюсник с $(n + 1)$ входами (рис. 17.7).

Будем считать, что ко всем входам присоединяются фидерные линии с одним и тем же волновым сопротивлением, равным стандартному значению $\rho_0 = 50$ Ом.

Сумматор сигналов должен отвечать следующим требованиям:

– мощность сигнала в нагрузке должна быть, за вычетом неболь-

Рис. 17.7

ших потерь, равна сумме номинальных мощностей отдельных генераторов, определяемых согласно (15.21);

– все входы сумматора должны быть развязаны между собой или взаимно независимы;

– мощности отраженных сигналов по всем входам должны быть равны 0;

– перечисленные свойства должны сохраняться в требуемой полосе частот.

Второе требование означает, что сигнал от каждого генератора не должен поступать в каналы, к которым подключены другие источники, и, следовательно, влиять на их работу. Изменения в режиме работы любого генератора, включая режимы холостого хода и короткого замыкания, не должны влиять на работу и мощность всех других генераторов. Мощность последних должна по-прежнему оставаться равной номинальному значению и поступать из сумматора в полезную или балластную нагрузки.

Перечисленным требованиям отвечают следующие сумматоры:

– составленные из K ступеней мостовых квадратурных устройств;

– составленные из K ступеней устройств синфазного типа;

– типа «звезда».

Структурная схема сумматора 1-го вида на основе мостовых устройств квадратурного типа (МУ) по сложению мощностей двух генераторов приведена на рис. 17.8, четырех – на рис. 17.9. Схема на рис. 17.8 называется генератором балансного типа (БН – балластная нагрузка). Требуемые фазы сигналов на входе четырехканального сумматора показаны на рис. 17.9.

Из рассмотрения схемы рис. 17.9 следует, что в этом варианте сумматора количество складываемых по мощности генераторов $N = 2^K$, где K – число ступеней мостовых устройств, количество которых при переходе от одной ступени к другой удваивается. Требуемый сдвиг сигналов по фазе на входе сумматоров можно получить с помощью фазовращателей дискретного типа.

Рис. 17.8

Рис. 17.9

Сумматор 2-го вида строится на основе устройств синфазного типа, в частности, шестиполюсника, топология которого приведена на рис. 17.10. Шестиполюсник состоит из двух отрезков линий длиной по 0,25λ и балластной нагрузки сопротивлением 2ρ. Значения волновых сопротивлений линий показаны на рис. 17.10.

Структурная схема сумматора 2-го вида на основе шестиполюсников по сложению мощностей четырех генераторов приведена на рис. 17.11. Здесь ко всем входам сумматора сигналы подводятся с одинаковыми фазами.

Структурная схема сумматора 3-го вида, построенного по схема «звезда», по сложению мощностей четырех генераторов приведена на рис. 17.12. Здесь ко всем входам сумматора сигналы, как и в предыдущем случае, подводятся с равными фазами.

При волновом сопротивлении внешних линий передачи ρ и сопротивлении нагрузки $R_н = ρ$ следует иметь сопротивление балластной нагрузки $R_б = ρ$, волновое сопротивление отрезков линий сумматора длиной по $0{,}25λ_д$ составляет $ρ_л = ρ\sqrt{N}$.

Рис. 17.10

Рис. 17.11

Рис. 17.12

Следует отметить, что разбаланс амплитуд и фаз суммируемых сигналов в рассмотренных схемах (рис. 17.9 –17.12) приводит к ощутимым потерям, поскольку часть мощности от генераторов вместо полезной нагрузки начинает поступать в балластныенагрузки. Поэтому при суммировании сигналов необходимо с определенной точностью стабилизировать фронт амплитуд и фаз сигналов, в том числе с помощью устройств автоматического регулирования. Особенно ощутимы потери при выходе из строя усилителей. Так, например, в случае суммирования двух усилителей при отказе одного из них мощность в полезной нагрузке уменьшается в четыре раза по сравнению с нормальным режимом работы, т.е. с $2P_1$ до $0{,}5P_1$, где P_1 – мощность одного транзистора. Другая часть мощности работоспособного усилителя в $0{,}5P_1$ начинает рассеиваться в балластной нагрузке.

При суммарной мощности сигналов до нескольких десятков ватт сумматоры изготавливаются на основе микрополосковых линий (см. § 10.4). При большем значении мощности используются двухпроводные и коаксиальные линии, а в сантиметровом диапазоне волн – волноводы. Сумматор является устройством взаимного типа. Поэтому при подаче сигнала на общий вход 0 (рис. 17.7) схема становится делителем мощности сигнала на N каналов.

Суммирование мощностей сигналов с помощью фазированной антенной решетки. Определенное число идентичных и одинаково ориентированных излучателей – электрических и щелевых вибраторов, рупорных, диэлектрических, спиральных и других типов антенн – составляют многоэлементную антенную решетку.

Управление диаграммой направленности такой антенной решетки осуществляется путем изменения фаз сигналов, подводимых к отдельным излучателям, что предопределяет ее название – фазированная антенная решетка (сокращенно – ФАР). Мощность сигнала, излучаемая ФАР в телесном угле главного лепестка диаграммы направленности, равна сумме мощностей всех генераторов, возбуждающих отдельные излучатели, за вычетом излучения по боковым лепесткам. Это позволяет рассматривать ФАР как устройство суммирования мощностей большого, до нескольких тысяч, количества источников сигнала.

В зависимости от расположения излучателей ФАР подразделяются на линейные, плоские и цилиндрические. Рассмотрим линейную ФАР, у которой излучатели располагаются вдоль прямой линии (рис. 17.13,*а*).

Ко всем излучателям подводятся сигналы одинаковой структуры, равной амплитуды, но с разными начальными фазами. Пусть разность начальных фаз сигналов между двумя соседними излучателями есть $\Delta\varphi$ (дискрет фазы). При этом к i-му излучателю подводится сигнал, сдвинутый по фазе относительно 1-го на $\varphi_i = i\,{}^*\Delta\varphi$ (рис. 17.13,*б*).

В результате от этих излучателей возникает разность хода лучей

$$L_i = i\,b\sin\Theta_0, \qquad (17.4)$$

где b – расстояние между двумя соседними излучателями, Θ_0 – угол, отсчитываемый от нормали к решетке и определяющий направление главного лепестка диаграммы направленности (рис. 17.13,*б*).

Угол Θ_0 определяется из условия компенсации разности хода лучей за счет разности фаз сигналов, подводимых к излучателям. С учетом (17.4) запишем

$$(2\pi/\lambda)L_i - \varphi_i = 0 \quad \text{или} \quad (2\pi/\lambda)i\,b\sin\Theta_0 - i\,\Delta\varphi_i = 0 \ .$$

Из последнего равенства для угла главного лепестка диаграммы направленности (рис. 17.13,*б*) получим

$$\Theta_0 = \arcsin(\Delta\varphi\,\lambda\,/2\pi b)\ . \qquad (17.5)$$

Согласно (17.5), управляя величиной дискрета фазы $\Delta\varphi$, можно изменять направление главного лепестка диаграммы направленности Θ_0, т.е. производить электронное сканирование лучом антенны. Диаграмма направленности ФАР при N излучателях определяется выражением

а)

б)

Рис. 17.13

$$E(\Theta) = \sin(0{,}5N\beta)/\sin(0{,}5\beta)\ , \qquad (17.6)$$

где $\beta = (2\pi b/\lambda)(\sin\Theta - \sin\Theta_0)$.

Диаграмма, построенная при N = 16 и Θ_0 = 0, показана на рис. 17.14.

Укрупненная структура радиопередающего устройства с ФАР приведена на рис. 17.15.

В качестве N-канального делителя могут использоваться схемы сумматоров, которые являются устройствами взаимного типа. В блоке фазовращателей применяются фазовращатели дискретного типа – диодные или ферритовые. Устройство одного из них показано на рис. 17.16.

Рис. 17.14

С помощью электронного переключателя на основе *p-i-n*-диода меняется длина линии, подключенной к циркулятору, что изменяет фазу сигнала на величину $\Delta\varphi = 4\pi L/\lambda_д$, где $\lambda_д$ – длина волны в линии.

Рис. 17.15

Путем перестройки фазовращателей, включенных в каждый из СВЧ трактов, питающих излучатели, осуществляется управление

Рис. 17.16

фронтом фаз сигналов вдоль решетки, следствием чего является электронное сканирование лучом антенны. Управление фазирующим устройством производится по программе с помощью специализированного компьютера.

Блок усилителей включает СВЧ генераторы, возбуждающие каждый из N излучателей антенной решетки.

К достоинствам ФАР следует отнести: возможность электронного сканирования лучом антенны с высоким быстродействием путем переключения фазовращателей по определенному алгоритму; сложение в пространстве мощностей большого числа идентичных СВЧ генераторов, питающих отдельные излучатели; возможность автоматизации процесса управления лучом антенны по программе с помощью компьютера; высокую надежность при выходе из стоя отдельных генераторов, поскольку в целом система остается работоспособной; слабую связь между отдельными излучателями, что позволяет обеспечить хорошую развязку (до 30 дБ и выше) между питающими их генераторами.

При плоской ФАР без ощутимого снижения ее параметров общий сектор обзора составляет ± 60°. Для управления лучом в двух ортогональных направлениях применяют двумерную плоскую ФАР. При необходимости расширения сектора обзора до 360° используют цилиндрическую ФАР, в которой производится поочередное подключение групп излучателей.

17.5. Цифровой синтезатор частот

Синтезом частот называется формирование дискретного множества частот из одной или нескольких опорных частот $f_{оп}$ (рис. 17.17). Опорной называется высокостабильная частота автогенератора, обычно кварцевого.

Рис. 17.17

Синтезатором частот называется устройство, реализующее процесс синтеза. Синтезатор является непременной частью современных радиопередатчиков и радиоприемников систем радиосвязи, радионавигации, радиолокации и другого назначения.

Основными параметрами синтезатора являются диапазон частот выходного сигнала, количество N и шаг сетки частот $\Delta f_ш$, долговременная и кратковременная нестабильность частоты, уровень побочных составляющих в выходном сигнале и время перехода с одной частоты на другую.

В современных синтезаторах количество формируемых им дискретных частот может достигать десятков тысяч, а шаг сетки изменяться от десятков герц до десятков и сотен килогерц. Долговременная нестабильность частоты, определяемая кварцевым автогенератором, должна составлять 10^{-6}, а в специальных случаях $10^{-8}...10^{-9}$. В больших пределах меняется и диапазон частот в зависимости от назначения радиотехнической аппаратуры, в которой используется синтезатор.

На первой стадии развития синтезатор частот состоял из большого числа кварцевых автогенераторов, с помощью которых путем суммирования и умножения частот сигналов с их дальнейшей фильтрацией удавалось создать определенную сетку частот. В настоящее время основной способ построения синтезатора основывается на применении схемы импульсно-фазовой автоподстройки частоты и элементов вычислительной техники.

Укрупненная структурная схема синтезатора с одним кольцом фазовой автоподстройки частоты приведена на рис. 17.18.

На схеме ДПКД есть делитель с переменным коэффициентом деления – К-разрядный программируемый цифровой счетчик. Назна-

Рис. 17.18

чение других звеньев схемы ясно из сделанных на них надписей. В блоке управления осуществляется прием и хранение данных программирования и формирование кодового сигнала, по которому устанавливается значение коэффициента деления N в зависимости от поступившей на синтезатор команды.

В результате действия фазовой автоподстройки частоты устанавливается равенство частот сигналов f_1 и f_2, поступающих на вход импульсно-фазового детектора, что позволяет записать следующее соотношение для частот стабилизируемого и эталонного автогенераторов с учетом значений коэффициентов деления:

$$\frac{f_{ст}}{N} = \frac{f_{эт}}{M} \quad \text{или} \quad f_{ст} = \frac{N}{M} f_{эт} . \qquad (17.7)$$

Согласно (17.7) шаг сетки частот $\Delta f_ш = f_{эт}/M$. Меняя управляемое значение N, устанавливают требуемое значение частоты стабилизируемого генератора, который с помощью управляющего элемента может перестраиваться в требуемом диапазоне частот.

Пример. Требуется создать синтезатор с диапазоном частот 118...136 МГц и шагом $\Delta f_ш$ = 25 кГц. Выбираем частоту кварцевого автогенератора $f_{эт}$=1 МГц. Отсюда требуемое значение М = 1000/25= 40.

Согласно (17.7) для нижней частоты 118 МГц следует иметь N_1 = 118000/25 = 4720, для верхней частоты N_2 = 136000/25 = 5440. Следовательно, с помощью ДПКД – цифрового счетчика – следует обеспечить изменение коэффициента деления N через 1 в пределах от 4720 до 5440.

В целом современные синтезаторы частот строятся на основе одной большой микросхемы, в которую объединяются все звенья схемы рис. 17.18, за исключением управляемого по частоте стабилизируемого автогенератора.

17.6. Радиовещательные и телевизионные радиопередатчики

Основные параметры. Для радиовещания предусмотрены следующие полосы частот, мощности излучения на несущей частоте и вид модуляции:

150...285 кГц – в километровом диапазоне волн (иное название – длинные волны), мощность – до 500 кВт, модуляция – амплитудная;

525...1605 кГц – в гектометровом диапазоне волн (средние волны), мощность – до 500 кВт, модуляция – амплитудная;

3,95...26,1 МГц (отдельные участки) – в декаметровом диапазоне волн (короткие волны), мощность – до 500 кВт, модуляция – амплитудная;

66...73 и 87,5...108 МГц – в метровом диапазоне (УКВ ЧМ вещание), мощность – до 15 кВт, модуляция – частотная.

Радиовещание относится к глобальным радиотехническим системам, охватывающим огромные территории на Земном шаре. Распределение частот и время работы радиовещательных передатчиков в разных странах регламентируется международными соглашениями в рамках Международного союза электросвязи, членом которой является и Россия.

Благодаря таким соглашениям понижается возможность взаимных радиопомех при приеме радиостанций слушателями. Никто в мире не имеет права заниматься радиовещанием без согласования с международными и государственными органами.

Обобщенная структурная схема длинно- и средневолновых радиопередатчиков. Такая схема радиопередатчика с амплитудной модуляцией и мощностью до 500 кВт приведена на рис. 17.19.

Радиопередатчик состоит из двух полукомплектов, мощности которых суммируются с помощью мостового устройства. В предварительных ВЧ широкополосных каскадах, не требующих перестройки при изменении частоты возбудителя, обычно применяются мощные транзисторы. В выходном ВЧ усилителе мощности используется несколько мощных генераторных ламп, суммируемых по параллель-

Рис. 17.19

ной или двухтактной схеме. В выходном каскаде и согласующем устройстве с антенной при изменении частоты возбудителя осуществляется автоматическая настройка контуров.

Блок питания, выполняемый на тиристорах, обеспечивает требуемыми напряжениями все ламповые и транзисторные каскады. При этом для анодов мощных генераторных ламп требуются напряжения более 10 кВ. В этой связи особое внимание уделяется безопасности обслуживающего персонала путем применения нескольких дублирующих друг друга схем блокировки и электронной защиты, исключающих проникновение в зоны повышенной опасности без предварительного отключения высокого напряжения.

В радиопередатчике с помощью специальных датчиков осуществляется автоматический контроль нормальной работы всех его каскадов и звеньев и немедленной сигнализации в случае нарушения штатного режима. В возбудителе применяется синтезатор, создающий сетку частот с требуемым шагом. Нестабильность частоты, обеспечиваемая возбудителем, не превышает 10 Гц, а в синхронном режиме работы – 0,01 Гц (синхронным называется режим, при котором все радиостанции передают одно и то же сообщение на одной и той же несущей частоте, стабилизация которой осуществляется по принимаемому сигналу «единого времени»).

Амплитудная модуляция осуществляется одновременно в нескольких каскадах: в выходном и предварительных ВЧ усилителях мощности. Модулятор обеспечивает полосу частот от 50 до 10000 Гц и весьма малый коэффициент нелинейных искажений.

Радиопередатчик в конструктивном отношении выполняется в виде нескольких стоек стандартного размера со съемными блоками, на переднюю панель которых выносятся органы управления и контроля В каждой из стоек размещается устройство принудительного воздушного или жидкостного охлаждения.

Структурная схема радиопередатчика УКВ ЧМ радиовещания. С помощью такого радиопередатчика обеспечивается высококачественное радиовещание в зоне прямой видимости передающей антенны, которая устанавливается на высокой башне или вышке. Радиус зоны прямой видимости для идеализированной модели Земли в форме шара

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

где h_1, h_2 – высота поднятия передающей и приемной антенн в метрах.

Рис. 17.20

Так при h_1 = 200 м и h_2 = 10 м получим R = 61,8 км. Поскольку зона радиовидимости при УКВ радиовещании сравнительно невелика, то нет смысла особенно увеличивать мощность радиопередатчика, которая обычно не превышает 1 кВт. И только в особых случаях мощность излучения увеличивают до 15 кВт. Качественное вещание в УКВ диапазоне обеспечивается за счет расширенного диапазона частот модулирующего сигнала в пределах 30...15000 Гц, высокой линейности характеристик частотного модулятора и применения широкополосной частотной модуляции с общей шириной полосы излучаемого сигнала в 145 кГц. При мощности до 1 кВт радиопередатчик может быть выполнен полностью на транзисторах согласно, например, структурной схеме, приведенной на рис. 17.20.

Основой радиопередатчика являются модули мощностью по 250 Вт, суммируемые с помощью трех мостовых устройств (МУ) коаксиального типа. Каждый модуль, в свою очередь, представляет собой сборку из 8 СВЧ транзисторов мощностью по 50 Вт, так же суммируемых с помощью мостовых устройств. Широкополосная линейная частотная модуляция осуществляется в возбудителе, в который также входит синтезатор частот, позволяющий менять частоту излучаемого сигнала. По схеме рис. 17.20 может быть собран также радиопередатчик звукового сопровождения телевизионного вещания.

Телевизионные радиопередатчики. Общая характеристика. Телевизионное радиовещание осуществляется в метровом диапазоне волн, занимая полосы: 48,5...66, 74...100, 174...230 МГц (номера каналов с 1-го по 12-й), и в дециметровом диапазоне волн в полосе 470...958 МГц (номера каналов с 21-го по 81-й).

Телевизионное радиопередающее устройство состоит из двух самостоятельных радиопередатчиков, один из которых передает сигнал изображения, другой – сигнал звукового сопровождения. В передатчике изображения осуществляется амплитудная модуляция с частично подавленной нижней боковой полосой, в передатчике звука – частотная.

Модулирующий сигнал передатчика изображения содержит видеосигнал яркости – преобразованное в электрический сигнал оптическое изображение, сигнал цветности и сигналы синхронизации – строчный и кадровый. Спектр частот такого сложного сигнала занимает полосу от 0 до 6,5 МГц. Нижнее значение частоты в этом спектре связано с медленно изменяющейся освещенностью передаваемого изображения. При таком модулирующем сигнале после амплитудной модуляции радиосигнал должен был бы занимать полосу частот 13 МГц. Однако для сужения ширины спектра излучаемого сигнала нижняя боковая полоса частично подавляется и в целом спектр радиосигнала телевизионного передатчика занимает полосу 8 МГц (рис. 17.21).

Параметры радиосигнала передатчика звука соответствуют параметрам радиосигнала УКВ ЧМ вещания и занимают полосу 145 кГц. Частота несущей этого передатчика располагается выше спектра, занимаемого передатчиком изображения (рис. 17.21).

Мощность наземных радиопередатчиков изображения в зависимости от условий вещания и охвата обслуживаемой территории составляет от нескольких сотен ватт до 50 кВт, а радиопередатчиков звука – соответственно в 10 раз меньше, т.е. не более 5 кВт.

Структурная схема телевизионного радиопередатчика. Каждый из радиопередатчиков – изображения и звука – состоит из двух полукомплектов, мощности которых суммируются с помощью мостовых устройств. Таким образом, в целом телевизионный радиопе-

Рис. 17.21

Сигнал изображения
Возбудитель АМ передатчика
Радиопередатчик изображения – 1-й полукомплект
Радиопередатчик изображения – 2-й полукомплект
Мостовое устройство
Возбудитель ЧМ передатчика
Сигнал звука
Радиопередатчик звука – 1-й полукомплект
Радиопередатчик звука – 2-й полукомплект
Мостовое устройство
Фильтр-дуплексор
К антенне

Рис. 17.22

редатчик, общая структурная схема которого приведена на рис. 17.22, содержит: четыре ВЧ или СВЧ усилителя мощности, работающих на общую антенну; сумматоры сигналов; общий фильтр-дуплексер; возбудитель АМ передачика изображения и возбудитель ЧМ передатчика звука.

При выходе из строя одного из полукомплектов мощность соответствующего радиопередатчика снижается в 4 раза (см. § 17.4). Но путем переключения мощность работающего полукомплекта направляется непосредственно в антенну, минуя сумматор, и тогда излучаемая мощность снижается всего в два раза. После мостовых устройств включается фильтр-дуплексер, имеющий два входа с разными частотными полосами и один общий выход, что позволяет направить в одну антенну два сигнала с разными частотами.

Возможна и другая, чем показанная на рис. 17.22, структурная схема телевизионного радиопередатчика, при которой сначала с помощью фильтра-дуплексера объединяются полукомплекты радиопередатчиков изображения и звука, а затем их мощности суммируются с помощью общего мостового устройства.

При мощности до 1 кВт телевизионный радиопередатчик метрового диапазона может быть полностью полупроводниковым, при большей мощности – в выходных каскадах используются электровакуумные приборы. Радиопередатчик звука по схеме и конструкции практически совпадает с радиопередатчиком УКВ ЧМ радиовещания.

Радиопередатчик сигнала изображения. Одна из возможных структурных схем такого радиопередатчика приведена на рис. 17.23.

В схеме формирование сигнала с амплитудной модуляцией и частично подавленной нижней боковой полосой (рис. 17.21), производится на промежуточной частоте – в блоке АМ-ПЧ. В целом этот блок должен обеспечивать высокую линейность модуляционной характеристики и амплитудно-частотную характеристику с весьма малой неравномерностью, что достигается с помощью фильтров и специальных корректоров. Сформированный АМ сигнал изображения подается на смеситель, взаимодействует с сигналом высокостабильного синтезатора частот и переносится в требуемую полосу частот, отведенную для этого телевизионного радиопередатчика. Блок УМ, работающий в режиме усиления амплитудно-модулированных колебаний, должен иметь линейную амплитудную характеристику, равномерную амплитудно-частотную характеристику в пределах 8 МГц и не вносить искажений в усиливаемый по мощности сигнал. Для соблюдения норм по подавлению побочных излучений радиопередатчика на его выходе включается полосовой фильтр с полосой пропускания 8 МГц.

Синтезатор частот
Смеситель
Предвари-тельный усилитель
Блок УМ
Полосовой фильтр
К сумматору
Кварцевый генератор
Балансовый модулятор
Усилитель
Фильтр и корректор
Усилитель НЧ
Сигнал изображения
Блок АМ-ПЧ

Рис. 17.23

17.7. Радиопередатчики различных систем радиосвязи

Радиопередатчик системы по информационному обслуживанию производств рассредоточенного типа. Всестороннее информационное обслуживание современных производств является непременным условием их эффективного функционирования и повышенной рентабельности. Возможная структурная схема радиопередатчика такой системы (см. гл.21) приведена на рис. 17.24. В передатчике осуществляется двухступенчатая модуляция ЧТ-ЧТ (см. гл. 4). Кратко опишем назначение, работу и взаимодействие блоков, из которых составлена схема радиопередатчика.

Управляет работой радиопередатчика микропроцессор. С его помощью производятся:

– автоматическое включение и выключение радиопередатчика;

– выбор частоты несущей радиопередатчика;

– кодирование дискретных и аналоговых сигналов, поступающих с контроллера и компьютера;

– ввод в память информации, формируемой с помощью клавиатуры;

– первая ступень модуляции, состоящая в формировании сигналов поднесущих частот – в присваивании логической 1 частоты F_1, а логическому 0 – частоты F_2;

– контроль за работой всех блоков радиопередатчика;

– управление схемами электронной защиты.

С помощью цифрового синтезатора частот, построенного по схе-

Рис. 17.24

ме с ФАП и с делителем с переменным коэффициентом деления (ДПКД) (см. § 17.5), осуществляется:

– формирование рабочей сетки частот с заданным шагом;

– вторая ступень модуляции – частотная модуляция сигналами поднесущих (частоты F_1 и F_2) несущей частоты радиопередатчика с девиацией $\Delta f_Д$.

Сформированный сигнал с двойной частотной модуляцией усиливается сначала предварительным ВЧ усилителем, а затем выходным усилителем мощности ВЧ сигнала – блоком УМ-ВЧ. Предварительный усилитель может представлять собой ВЧ интегральную схему с коэффициентом усиления 20...30 дБ. На выходе радиопередатчика устанавливается полосовой фильтр, обеспечивающий подавление побочных составляющих до уровня минус 60 дБ (возможны и другие нормы на этот параметр).

С помощью модуля индикации – символьного цифро-буквенного индикатора – осуществляется отображение всей передаваемой информации и выполняемых операций.

Абонентский радиопередатчик сотовой системы радиосвязи аналогового типа. Структурная схема такого радиопередатчика, входящего в состав абонентской радиостанции системы сотовой радиосвязи (см. гл. 21), приведена на рис. 17.25.

На схеме приняты следующие обозначения: УНЧ – усилитель низкой частоты, ГП – генератор промежуточной частоты (90 МГц), ФМ – фазовый модулятор, СМ – смеситель, ПФ – полосовой фильтр, УМ – усилитель мощности СВЧ сигнала (450 МГц), РМ – регулятор мощности.

В схеме фазовая модуляция производится на промежуточной частоте (90 МГц). После смешения с частотой синтезатора и филь-

Рис. 17.25

трации сигнал основной частоты (450 МГц) усиливается по мощности. В радиостанции для обеспечения дуплексного режима работы, т.е. одновременной передачи и приема сообщений, передатчик и приемник имеют разные частоты. Передатчик полностью выполняется на микросхемах и поэтому имеет весьма малые размеры.

Абонентский радиопередатчик сотовой системы радиосвязи цифрового типа. Структурная схема такого радиопередатчика, входящего в состав абонентской радиостанции и выполняемого на микросхемах, приведена на рис. 17.26.

На схеме приняты следующие обозначения: УНЧ – усилитель низкой частоты, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ГП – генератор промежуточной частоты, ФМ – фазовый модулятор, СМ – смеситель, ПФ – полосовой фильтр, УМ – усилитель мощности СВЧ сигнала (900 МГц), РМ – регулятор мощности.

Радиопередатчик работает следующим образом. С помощью АЦП речевой сигнал преобразуется в цифровой двоичный сигнал, проходит обработку в микропроцессоре и поступает на фазовый модулятор. После смешения с частотой синтезатора и фильтрации сигнал основной частоты (900 МГц) усиливается по мощности, величина которой автоматически регулируется в зависимости от расстояния до базовой станции.

Выбор частоты также осуществляется в автоматическом режиме по команде с базовой радиостанции, предоставляющей абоненту свободный канал. Как и в предыдущем случае, передатчик полностью выполняется на микросхемах и поэтому имеет весьма малые размеры.

Рис. 17.26

Рис. 17.27

Радиопередатчик спутникового ретранслятора системы космической радиосвязи. Принцип действия и параметры такой системы радиосвязи при многостанционном (множественном) доступе с разнесением по частоте рассматривается в гл. 20. При этом способе доступа к каналу радиосвязи за каждой наземной станцией или даже отдельным корреспондентом закрепляется определенная полоса частот и все станции могут работать непрерывно и одновременно. Между корреспондентами и стволами предусматриваются защитные частотные интервалы (рис. 17.27).

Сам спутниковый ретранслятор при этом строится по принципу перенесения всего спектра частот из одного диапазона в другой, например, из диапазона 6 ГГц – в 4 ГГц или 14 ГГц – в 11 ГГц, без демодуляции сигнала. Радиоприемный тракт в таком ретрансляторе является общим для всех стволов, в нем обеспечивается большой линейный диапазон усиления СВЧ сигнала. Радиопередающий тракт с целью уменьшения перекрестных помех между стволами строится по принципу закрепления за каждым из них отдельного тракта усиления сигнала по мощности. Возможная структурная схема такого ретранслятора, называемого «прозрачным», приведена на рис. 17.28,*а*, структурная схема радиопередатчика одного ствола – на рис. 17.28,*б*.

На рис. 17.28 приняты следующие сокращения названий узлов и блоков: ПФ – полосовой фильтр, МШУ – малошумящий усилитель, СМ – смеситель, Г – гетеродин, ШУ – широкополосный усилитель, НО – направленный ответвитель. Принятый сигнал в диапазоне 6 ГГц усиливается в общем радиоприемнике с полосой пропускания до 500 МГц, а затем весь спектр переносится в диапазон 6 ГГц. С помощью мультиплексера – многополосного фильтра – сигнал разводится по стволам, каждый из которых имеет полосу пропускания до 35...40 МГц (рис. 17.27). После усиления все стволы вновь объединяются с помощью мультиплексера и сигнал подводится к общей антенне. В состав ретранслятора входят также блоки питания и резервные комплекты. Возможно разведение выходного СВЧ сигнала по нескольким антеннам – с широко- и узкополосной диаграммой направленности.

6 ГГц
Антенна
ПФ
МШУ
Приемник
СМ
Г
ШУ
Мультиплексор
Передатчик 1-й ствол
Передатчик 2-й ствол
Передатчик N-й ствол
Мультиплексор
ПФ
4 ГГц
Антенна
а)
Корректор фазы и амплитуды
СВЧ усилитель
СВЧ усилитель мощности
Циркулятор
НО
Полосовой фильтр
б)

Рис. 17.28

В радиопередатчике (рис. 17.28,*б*) с помощью корректора амплитуды добиваются линеаризации амплитудной характеристики, а с помощью корректора фазы – независимости фазы сигнала от амплитуды (см. § 9.3). Сначала сигнал усиливается в предварительном СВЧ транзисторном усилителе, а затем в СВЧ усилителе мощности. В качестве последнего на первой стадии создания подобных систем радиосвязи использовались лампы бегущей волны, а в настоящее время – биполярные и полевые транзисторы с суммированием их мощностей (см. § 17.4). На выходе передатчика включается циркулятор, обеспечивающий устойчивую работу выходного СВЧ усилителя мощности и развязку с другими стволами, и направленный ответвитель (НО) для измерения мощности падающей и отраженной волны. Полоса пропускания одного радиопередатчика составляет обычно 35...40 МГц, мощность – не более 100 Вт.

Другой вариант «прозрачного» ретранслятора предусматривает возможность усиления в одном стволе большого числа несущих колебаний – до 150...200. В этом случае к ретранслятору предъявляются повышенные требования в части линейности тракта усиления мощности высокочастотных колебаний.

Контрольные вопросы

1. В чем состоит назначение радиопередатчика?
2. Как радиопередатчики делятся по мощности?
3. На каких объектах используются радиопередатчики?
4. Назовите каскады, из которых состоит радиопередатчик.
5. Зачем необходимо антенно-фидерное устройство?
6. Перечислите основные параметры радиопередатчика.
7. Что означает выделенная полоса частот?
8. Что такое промышленный КПД радиопередатчика?
9. Какие побочные колебания может излучать радиопередатчик?
10. Что означает термин «электромагнитная совместимость радиоэлектронной аппаратуры»?
11. Каким требованиям должен отвечать сумматор мощностей сигналов?
12. Нарисуйте схему по суммированию мощностей четырех генераторов с помощью мостовых устройств.
13. Нарисуйте схему сумматора типа «звезда»
14. Что представляет собой фазированная антенная решетка (ФАР)? Почему с ее помощью можно суммировать мощности генераторов?
15. Как производится сканирование лучом диаграммы направленности ФАР?
16. В чем состоит назначение синтезатора частот? Какие параметры определяют его работу?

17. Нарисуйте структурную схему цифрового синтезатора частот? Поясните принцип ее работы.

18. Как производится перестройка частоты в цифровом синтезаторе ?

19. Нарисуйте структурную схему радиовещательного радиопередатчика.

20. Какой вид модуляции используется в радиопередатчике, работающем в длинноволновом диапазоне волн и в УКВ диапазоне? Какова ширина спектра сигнала, излучаемого радиопередатчиком в первом и во втором случаях?

21. Как выглядит спектр сигнала, излучаемого телевизионным радиопередатчиком? Какую ширину спектра он занимает?

22. Зачем телевизионный радиопередатчик содержит два полукомплекта?

23. Как работают на общую антенну телевизионные радиопередатчики изображения и звука, не мешая друг другу?

Глава 18. Радиоприемные устройства

18.1. Помехи и критерии приема радиосигналов

В радиотехнических системах передачи информации после приема, усиления и обработки высокочастотного сигнала на выходе радиоприемного устройства должно быть выделено сообщение, которое поступило на вход кодера радиопередатчика (рис. 2.1) или при отсутствии кодирования – на вход модулятора (рис. 18.1). Процесс извлечения сообщения из принятого радиосигнала в радиоприемном устройстве называется демодуляцией.

При приеме принятого радиосигнала и извлечении из него переданного сообщения возникают три важные проблемы:

действие помех на принятое сообщение, что позволяет его воспроизвести только с определенной степенью вероятности;

определение критериев оценки принятого сообщения;

объем предварительных сведений о принимаемом сообщении, наличие возможных образцов передаваемого сообщения в радиоприемном устройстве.

Рассмотрим подробнее названные проблемы.

Действие помех в радиоприемном устройстве. 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 возможному уменьшению действия последней, снижающей получение достоверной информации.

Рис. 18.1

При всем разнообразии помех их классификация может быть произведена по трем основным признакам: по месту расположения источника, по характеру взаимодействия с полезным сигналом и по структуре.

По месту расположения источника помех их 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 воздействие 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 электроэнергетического типа. К внешним помехам также относятся радиоизлучения Галактики, Солнца, поверхности Земли и атмосферного происхождения.

Источником внутренней помехи являются собственные шумы радиоприемника создаваемые, в первую очередь, 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. Такая помеха имеет равномерный энергетический спектр в широкой полосе частот и называется белым шумом (см. § 5.2). Ее уровень измеряется с помощью эквивалентной температуры шума.

По характеру взаимодействия с полезным сигналом помехи делятся на две группы: аддитивные и мультипликативные. Аддитивная помеха суммируется с полезным сигналом, при ней на вход радиоприемного устройства поступает сигнал

$$u_{вх}(t) = u_с(t)+u_п(t),$$

где $u_с(t)$ – полезный сигнал; $u_п(t)$ – помеха.

Мультипликативная помеха модулирует полезный сигнал и поэтому их взаимодействие отображается соотношением

$$u_{вх}(t) = u_п(t)\cdot u_с(t).$$

По структуре помехи делятся на сосредоточенные (к ним, в ча-

стности, относятся непрерывная синусоидальная и импульсная помехи) и относящиеся к случайным процессам, в первую очередь, стационарным с равномерным энергетическим спектром. Такая помеха, как было сказано выше, называется белым шумом.

Критерии приема радиосигналов. 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 – различение (или разрешение) сигналов, в третьем – измерение параметров этого сигнала.

Под обнаружением понимают сам факт приема радиосигнала. Такой случай характерен для радиолокации, одна из задач которой состоит в обнаружении разыскиваемой цели. Поступление на вход радиоприемного устройства сигнала, отраженного от цели, свидетельствует об ее обнаружении. В другом случае обнаружение состоит в определении факта выхода в эфир некоего радиопередатчика предполагаемого противника.

Под различением (или разрешением) сигналов понимают, какое именно из N типов возможных переданных сообщений поступило на вход радиоприемного устройства. Например, при передаче цифровых сообщений двоичным кодом необходимо определить, какой бит информации – 1 или 0 – передан в данный момент по радиоканалу.

Измерение параметров сигналов позволяет извлечь необходимую информацию об объекте, с которого она поступила. Так, например, измерение частоты принятого сигнала позволяет на основе эффекта Доплера судить о скорости движения объекта. В другом случае по времени задержки прихода сигнала можно определить расстояние до объекта

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 ста тысяч переданных бит один может быть ошибочным. При передаче речевой информации качество принятого сообщения оценивается по его разборчивости, т. е. по количеству 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: $(P_с/P_п)_{кон}$ (рис. 18.1).

Рис. 18.2

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 $(P_c/P_п)_{вх}$ для получения требуемого отношения на выходе $(P_c/P_п)_{кон}$ или обеспечения иного критерия. Эта задача решается в рамках структурной схемы радиоприемного устройства, представленной на рис. 18.2.

Схема разбита на две основные части: линейный ВЧ тракт и демодлятор. Остановимся более подробно на их назначении. В состав линейного ВЧ тракта входят усилитель принятого радиосигнала (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, приходящего на вход радиоприемника от антенны (эта величина может быть очень малой и составлять, например, $10^{-12}...10^{-13}$ Вт), $P_{с\ вых}$ – требуемой мощностью для нормальной работы демодулятора. Отношение $K_P = P_{с\ вых} / P_{с\ вх}$ – есть коэффициент усиления линейного тракта по мощности, его значение может достигать больших величин – вплоть до 100...120 дБ, т. е. $10^{10}...10^{12}$ раз по мощности.

Второй параметр, характеризующий линейный тракт, есть коэффициент шума $K_ш = [(P_c/P_п)_{вх}] / [(P_c/P_п)_{вых}]$ 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.

Четвертым параметром, характеризующим работу радиоприемника, есть избирательность по соседнему и побочным каналам, т. е. возможное исключение приема сигнала на всех частотах, кроме частоты несущей.

В линейном тракте помимо усиления сигнала по мощности происходит также преобразование его частоты, как правило, в сторону уменьшения. Два сигнала – пришедший антенны с частотой f_c и предварительно усиленный каскадами УРЧ (усилитель радиочастоты) и сигнал гетеродина (Г) частотой $f_г$ – подаются на смеситель (СМ), являющийся нелинейным элементом. В результате взаимодействия двух сигналов на выходе смесителя образуется комбинационный спектр, содержащий частоты $nf_c \pm mf_г$, где n, m – целые числа, отличные от 0 (механизм такого взаимодействия двух сигналов в нелинейном устройстве рассмотрен в § 9.3). Из данного спектра с помощью полосового фильтра выделяется разностная частота $f_{пр} = f_c - f_г$ или $f_{пр} = f_г - f_c$. Значение $f_{пр}$ выбирается из необходимости подавления с помощью УРЧ так называемого зеркального канала, отстоящего от принимаемой частоты на величину, равную $2f_{пр}$. 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 (амплитудой U_c, частотой f_c) и сигнал гетеродина (амплитудой $U_г$, частотой $f_г$). Однако в силу неравенства $U_c << U_г$ зависимости, определяющие усиление входного сигнала, носят линейный характер, что и позволяет в целом тракт усиления ВЧ сигнала называть линейным. Сигнал частотой $f_{пр}$ усиливается усилителем промежуточной частоты (УПЧ).

Назначение демодулятора состоит в извлечении сообщения из принятого радиосигнала и получении требуемого отношения мощностей сигнала и помехи на его выходе $(P_c/P_п)_{кон}$ или в обеспечении иного критерия при заданном отношении мощностей тех же сигналов на входе. Эти отношения свяжем параметром, который назовем коэффициентом обработки аналогового сигнала:

$$K_{обр} = \frac{(P_c/P_п)_{кон}}{(P_c/P_п)_{вых}}.$$

В простом варианте демодулятор включает детектор и фильтр нижних частот.

Коэффициент $K_{обр} > 1$ 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 $K_{обр}$ больше.

В целом радиоприемное устройство можно характеризовать с помощью параметра, который назовем коэффициентом радиоприема, определив его через отношение мощностей полезного сигнала и помехи на выходе и входе (рис. 18.2) и выразив через коэффициенты шума и обработки аналогового сигнала:

$$K_{прм} = \frac{(P_с/P_п)_{кон}}{(P_с/P_п)_{вх}} = \frac{(P_с/P_п)_{кон}}{(P_с/P_п)_{вых}} \Big/ \frac{(P_с/P_п)_{вх}}{(P_с/P_п)_{вых}} = \frac{K_{обр}}{K_ш}, \qquad (18.1)$$

где

$$K_{обр} = \frac{(P_с/P_п)_{кон}}{(P_с/P_п)_{вых}}, \quad K_ш = \frac{(P_с/P_п)_{вх}}{(P_с/P_п)_{вых}} -$$

коэффициент обработки и коэффициент шума соответственно.

При одинаковых условиях работы, т.е. протяженности радиотрассы, мощности радиопередатчика, объеме и скорости передаваемой информации, максимальное значение $K_{обр}$ и минимальное $K_ш$ соответствуют оптимальному приему радиосигнала при передаче аналогового сообщения.

Объем предварительных сведений о принимаемом сообщении, наличие возможных образцов передаваемого сообщения в радиоприемном устройстве. Как было указано выше, сообщение извлекается из принятого сигнала. Но какая-то часть параметров этого сообщения может быть заранее известна. Более того, в памяти приемного устройства могут храниться все возможные образцы принимаемых сообщений, которые обозначим как A_1, A_2, A_3,...,A_n. Например, в случае передачи цифровых сообщений двоичным кодом таких образцов может быть всего два: 1 или 0. В другом случае известно, что сигнал кодирован функцией Уолша k-го разряда и имеется возможность воспроизведения такой функции в радиоприемнике. В третьем случае известно, что принимаемый сигнал есть радиоимпульс с определенным законом внутриимпульсной модуляции, но с неизвестным моментом его прихода.

Итак, при первой ситуации есть все возможные образцы принимаемого сообщения, с которыми можно сравнить принимаемый сигнал и по результатам сравнения решить, какое именно сообщение в данный момент поступило в радиоприемное устройство. Алгоритм такой операции отражен на рис. 18.3 в виде структурной схемы.

Рис. 18.3

Вопрос о том, какому образцу по результатам сравнения следует отдать предпочтение, будет рассмотрен в дальнейшем.

При второй ситуации о принимаемом сообщении известен минимум информации. Например, передаваемым сообщением является речь, спектр которой занимает полосу от 300 до 4000 Гц. Поскольку хранить в памяти радиоприемного устройства все возможные образцы речи невозможно (кроме особых случаев распознавания речи), то в этом случае демодуляция сигнала сводится всего к двум операциям – детектированию и дальнейшей фильтрации сигнала.

Первый из рассмотренных способов извлечения сообщения из принятого сигнала будем называть демодуляцией с оптимальной обработкой сигнала, второй – просто демодуляцией. В обоих случаях обязателен учет действия помех на принимаемый сигнал.

18.2. Линейный тракт радиоприемника

Перейдем к анализу линейной части радиоприемного устройства (рис. 18.2), 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 выше, так и собственные внутренние шумы.

Как уже указывалось, любой элемент схемы – резистор, транзистор, микросхема и т.д. – являются источником шумового сигнала – случайного стационарного процесса с нормальным распределением и равномерным энергетическим спектром в пределах полосы пропуска-

ния приемника. При сопротивлении R величина дисперсии этого процесса определяет квадрат напряжения шумов:

$$(E_ш)^2 = 4kT_шR\Delta f, \qquad (18.2)$$

где $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана, $T_ш$ – абсолютная температура, называемая температурой шума, в градусах Кельвина (К), Δf – полоса частот, Гц.

Напряжение $E_ш$ можно рассматривать как ЭДС шумового генератора, номинальная мощность которого

$$P_ш = (E_ш)^2/4R = (kT_0)^*(T_ш/T_0)\Delta f, \qquad (18.3)$$

где $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц – спектральная мощность шума при стандартной температуре T_0 = 290 К, отсчитываемой по шкале Кельвина.

Мощность стандартного источника шума, имеющего $T_ш = T_0 = 290$ К

$$P_{ш\,0} = (kT_0)\,\Delta f. \qquad (18.4)$$

Согласно (18.3) мощность источника шума не зависит от сопротивления R, а определяется температурой нагрева относительно абсолютного нуля $T_ш$ и полосой пропускания Δf. Поэтому источник шума можно характеризовать как мощностью $P_ш$, так и температурой $T_ш$. 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 характеризовать 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, номинальной мощностью $P_С$ и эквивалентный генератор шума канала радиосвязи $P_{ш\,к}$, 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 (рис. 18.2) с источниками сигналов примет вид, приведенный на рис. 18.4, где $R_н$ – 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.

Рис. 18.4

Следует различать полосу пропускания радиоприемника по усилителю ВЧ или СВЧ сигнала и промежуточной частоты, т. е. до и после преобразования сигнала по частоте (рис. 18.2). Поскольку для определения уровня помех на выходе линейного тракта важна полоса пропускания по усилителю промежуточной частоты, то именно эту величину и будем понимать под $\Delta f_{пр}$ при прямоугольной или близкой к ней АЧХ полосовых фильтров (рис. 18.2). Номинальный коэффициент усиления линейного тракта по мощности

$$K_P = P_{с\,н} / P_с. \qquad (18.5)$$

Величина K_P устанавливается из требуемой мощности сигнала на входе демодулятора $P_{с\,н}$ и мощности на входе радиоприемника $P_с$, 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 $T_0 = 290$ К (18.4):

$$K_ш = \frac{(P_с/P_ш)_{вх}}{(P_{с\,н}/P_{ш\,н})_{вых}} \quad . \qquad (18.6)$$

Шумы усиливаются в линейном тракте так же, как и полезный сигнал, что позволяет для мощности шумов в нагрузке записать

$$P_{ш\,н} = (P_{ш\,пр}+P_ш)K_P. \qquad (18.7)$$

С учетом (18.5) и (18.7) преобразуем (18.6) к виду:

$$K_ш = P_{ш\,н}/(P_ш K_P) = (P_{ш\,пр}+P_ш)/P_ш = 1 + (P_{ш\,пр}/P_ш). \qquad (18.8)$$

Из (18.8) с учетом (18.3) и (18.4) получим для коэффициента шума

$$K_ш = 1 + T_ш/T_0. \qquad (18.9)$$

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...200 К. Температура специально охлаждаемых МШУ снижается до $T_ш$ = 50...100 К.

С помощью (18.9) рассчитаем чувствительность радиоприемника, определяемую как мощность сигнала на входе радиоприемника, необходимую для получения требуемого отношения мощностей сигнала и помехи на выходе линейного тракта, соединенного со входом демодулятора (см. рис. 18.2) $C_{сш} = P_{сн}/P_{шн}$:

$$P_{прм} = kT_0\Delta f_{пр}C_{сш}K_ш\,[Вт]. \qquad (18.10)$$

Та же чувствительность, выраженная в децибелах относительно мощности 1 Вт, с учетом значения kT_0

$$P_{прм\,д} = 10\lg P_{прм} = \\ = -174 + 10\lg\Delta f_{пр}(\text{кГц}) + 10\lg C_{сш} + 10\lg K_ш\ [\text{дБВт}]. \qquad (18.11)$$

Чувствительность, выраженная в микровольтах, при входном сопротивлении радиоприемника 50 Ом определяется следующим соотношением:

$$P_{прм\,д}\,[\text{дБВт}] = -137 + 20\lg U_{прм\,ч}. \qquad (18.12)$$

Пример расчета.

При $\Delta f_{пр}$ = 1000 кГц, $C_{сш}$ = 2,5, $T_ш$ = 290 К (или $K_ш$ = 2) согласно (18.11) получим: $P_{прм\,д}$ = –137 дБВт. Согласно (18.12) имеем:

при чувствительности $U_{прм\,ч}$ = 1 мкВ значение $P_{прм\,д}$ = –137 дБВт;

при чувствительности $U_{прм\,ч}$ = 0,316 мкВ значение $P_{прм\,д}$ = –147 дБВт;

при чувствительности $U_{прм\,ч}$ = 0,1 мкВ значение $P_{прм\,д}$ = –157 дБВт.

При расчете реальной чувствительности приемника следует учесть шумы канала радиосвязи $T_{шк}$, вследствие чего в (18.10) и (18.11) коэффициент шума определяется выражением

$$K_ш = 1 + (T_ш/T_0) + (T_{шк}/T_0).$$

Учтем еще один фактор – потери в фидере, связывающем радиоприемник с антенной. Как указывалось выше, любое активное сопротивление является источником флуктуационного шума и по-

этому 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: $B_Ф = P_{вх}/P_{вых} > 1$. В результате коэффициент шума при определении реальной чувствительности приемника увеличится и примет значение

$$K_ш = [1 + (T_ш/T_0) + (T_{шк}/T_0)]\, B_Ф.$$

Для уменьшения значения $B_Ф$ малошумящий усилитель радиоприемника как можно ближе располагают к антенне.

18.3. Демодуляция радиосигнала

Амплитудный аналоговый демодулятор. При приеме радиосигналов с амплитудной модуляцией демодулятор состоит из амплитудного детектора – нелинейного элемента – и фильтра нижних частот (ФНЧ), полоса пропускания которого устанавливается равной $F_{ФНЧ} = F_{выс}$, где $F_{выс}$ – верхняя частота в спектре модулирующего сигнала (рис. 18.5,*а*).

Простая схема демодулятора с полупроводниковым диодом и *RC* фильтром нижних частот приведена на рис. 18.5,*б*. Лучшие результаты по детектированию АМ сигнала можно получить с помощью двухтактного амплитудного детектора, схема которого приведена на рис. 18.5,*в*. В качестве амплитудного детектора помимо диода может использоваться и транзистор.

Рис. 18.5

Диод, имея малое сопротивление в прямом направлении и большое – в обратном, пропускает только сигнал с напряжением положительной полярности и отрезает сигнал при отрицательной полярности напряжения. Рассмотрим три нелинейные характеристики амплитудного детектора:

$$I = k_1 u \quad \text{при} \quad u(t) \geq 0\,, \qquad I = 0 \quad \text{при} \quad u(t) < 0. \tag{18.13}$$

$$I = k_2 u^2 \quad \text{при} \quad u(t) \geq 0\,, \qquad I = 0 \quad \text{при} \quad u(t) < 0. \tag{18.14}$$

$$I = k_3 u \quad \text{при} \quad u(t) \geq 0\,, \qquad I = -k_3 u \quad \text{при} \quad u(t) < 0. \tag{18.15}$$

Характеристики (18.13) и (18.14) относятся к однотактной схеме амплитудного детектора (рис. 18.5,*б*), характеристика (18.15) – к двухтактной (рис. 18.5,*в*). Графики характеристик приведены на рис. 18.6. Амплитудный детектор при характеристике (18.13), одна ветвь которой является линейной, условно называется линейным. Амплитудный детектор при характеристике (18.14) называется квадратичным.

$k_1 := 1$ $\qquad$ $k_2 := 0.64$

$$I1(U) := \begin{cases} (k_1 \cdot U) & \text{if } U \geq 0 \\ 0.03 & \text{if } U < 0 \end{cases} \qquad I2(U) := \begin{cases} (k_2 \cdot U^2) & \text{if } U \geq 0 \\ 0.03 & \text{if } U < 0 \end{cases}$$

$k_3 := 1$ $\qquad$ $I3(U) := k_3 \cdot |U|$

Рис. 18.6

При подаче на вход детектора амплитудно-модулированного сигнала (рис. 18.7,*а*)

$$u(t) = U_0(1 + m\sin\Omega t)\sin\omega_0 t \qquad (18.16)$$

отрицательная часть напряжения $u(t)$ «срезается» и сигнал на выходе принимает вид, показанный на рис. 18.7,*б* при условно «линейной» характеристике (18.13), на рис. 18.7,*в* – при квадратичной характеристике (18.14) и на рис. 18.7,*г* – при характеристике (18.15) двухтактного детектора.

Определим спектр сигнала на выходе амплитудного детектора, для чего выражение для АМ сигнала (18.16) подставим в (18.13) – (18.15). Полученные периодические функции разложим в ряд Фурье согласно (3.1) (см. § 3.2). Программа по выполнению этой процедуры и результаты примера расчета по ней представлены на рис. 18.8, а спектры построены на рис. 18.9. В примере значение частоты несущей в 10 раз превышает частоту модулирующего сигнала (параметр $n = 10$).

На рис. 18.9,*а* представлена спектрограмма входного АМ колебания, на рис. 18.9,*б* – при «линейном» детекторе, на рис. 18.9, *в* – при квадратичном детекторе, на рис. 18.9,*г* – при двухтактном детекторе.

Из полученных результатов следует, что в спектре сигнала на выходе амплитудного детектора содержится составляющая частотой Ω модулирующего сигнала. Следовательно, из амплитудно-модулированного высокочастотного сигнала извлекается исходное сообщение. Помимо сигнала частотой Ω в спектре содержатся составляющие частотами ω, 2ω... несущих колебаний. Эти составляющие должны отфильтровываться с помощью фильтра нижних частот, включаемого после амплитудного детектора. Как следует из рассмотрения спектрограмм, приведенных на рис. 18.9, наилучший результат получается при двухтактном амплитудном детекторе (рис. 18.5,*в*).

При его использовании составляющая низкой частотой Ω получается максимальной, а составляющая частотой несущих колебаний ω подавляется.

В случае использования в качестве ФНЧ однозвенного *RC* фильтра с целью выделения низкочастотной составляющей спектра сигнала и подавления несущих колебаний следует выполнить следующие условия по выбору постоянной времени фильтра $T = RC$: $(1/\omega) << T << (1/\Omega)$.

u(x)
2
0
−2
0
5
10
15
20
x
а)
Φ(x)
4
2
0
5
10
15
20
x
б)
Ψ(x)
4
2
0
5
10
15
20
x
в)
Z(x)
2
1
0
5
10
15
20
x
г)

Рис. 18.7

$U0 := 1 \quad n := 10 \quad k_1 := 1 \quad k_2 := 0.64 \quad k_3 := 1 \quad m := 1 \quad N := 23$

$u(x) := U0 \cdot (1 + m \cdot \cos(x)) \cdot \cos(n \cdot x)$

$$\Phi(x) := \begin{cases} (k_1 \cdot u(x)) & \text{if } u(x) \ge 0 \\ 0 & \text{if } u(x) < 0 \end{cases} \qquad \Psi(x) := \begin{cases} (k_2 \cdot u(x)^2) & \text{if } u(x) \ge 0 \\ 0 & \text{if } u(x) < 0 \end{cases}$$

$$Z(x) := \begin{cases} (k_3 \cdot u(x)) & \text{if } u(x) \ge 0 \\ -(k_3 \cdot u(x)) & \text{if } u(x) < 0 \end{cases}$$

$k := 1..N$

$$A_k := \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot \int_0^{\pi} \Phi(x) \cdot \cos(k \cdot x)\, dx \qquad A_0 := \left(\frac{1}{\pi}\right) \cdot \int_0^{\pi} \Phi(x)\, dx$$

$$B_k := \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot \int_0^{\pi} \Psi(x) \cdot \cos(k \cdot x)\, dx \qquad B_0 := \left(\frac{1}{\pi}\right) \cdot \int_0^{\pi} \Psi(x)\, dx$$

$$C_k := \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot \int_0^{\pi} Z(x) \cdot \cos(k \cdot x)\, dx \qquad C_0 := \left(\frac{1}{\pi}\right) \cdot \int_0^{\pi} Z(x)\, dx$$

	0
0	0.318
1	0.32
2	$3.587 \cdot 10^{-7}$
3	$5.037 \cdot 10^{-8}$
4	$-7.572 \cdot 10^{-8}$
5	$1.283 \cdot 10^{-6}$
6	$-3.582 \cdot 10^{-8}$
7	$1.908 \cdot 10^{-7}$
8	$5.237 \cdot 10^{-5}$
9	0.25
10	0.5

	0
0	0.24
1	0.32
2	0.08
3	$2.939 \cdot 10^{-7}$
4	$-1.064 \cdot 10^{-6}$
5	$-1.574 \cdot 10^{-7}$
6	$-9.044 \cdot 10^{-7}$
7	$-7.94 \cdot 10^{-7}$
8	0.068
9	0.272
10	0.407

	0
0	0.637
1	0.637
2	$1.763 \cdot 10^{-7}$
3	$6.327 \cdot 10^{-5}$
4	$-5.35 \cdot 10^{-8}$
5	$5.986 \cdot 10^{-7}$
6	$2.796 \cdot 10^{-7}$
7	$7.705 \cdot 10^{-5}$
8	$1.056 \cdot 10^{-4}$
9	$-1.181 \cdot 10^{-6}$
10	$-3.634 \cdot 10^{-8}$

Рис. 18.8

а)
1.0
0.5
ω − Ω
ω
ω + Ω
б)
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
Ω
ω − Ω
ω
ω + Ω
2ω
в)
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
Ω
2Ω
ω − Ω
ω
ω + Ω
2ω
г)
0.8
0.6
0.4
0.2
Ω
2ω − Ω
2ω
2ω + Ω

Рис. 18.9

В случае использования квадратичного детектора в спектре выходного сигнала содержится также составляющая частотой 2Ω, что нежелательно, поскольку отфильтровать ее значительно сложнее, чем сигнал частотой ω. Поэтому более предпочтительно использование амплитудного детектора «линейного» типа, чего добиваются увеличением входного сигнала.

Исследование амплитудного детектора можно провести с помощью программы Electronics Workbench, работающей в среде Windows. Полученные с помощью этой программы осциллограммы входного АМ-сигнала и низкочастотного сигнала, полученного в результате детектирования, представлены на рис. 18.10.

Рис. 18.10

Частотный аналоговый демодулятор при приеме аналоговых сигналов.

Частотная модуляция (ЧМ) 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.

Рис. 18.11

Типовая схема частотного демодулятора приведена на рис. 18.11.

На схеме рис. 18.11 приняты следующие обозначения: АО – амплитудный ограничитель; ПФ – полоснопропускающий 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 $F_в$. Полоса пропускания УПЧ выбирается исходя из ширины спектра принимаемого частотно-модулируемого сигнала, определяемого согласно (4.13). Пренебрегая крайними спектральными составляющими (рис. 4.17), эту полосу сужают до величины $\Delta f_{сп} = 2(\Delta f_д + F)$.

Статическая характеристика частотного детектора имеет вид, показанный на рис. 18,12,*а*, амплитудно-частотная (АЧХ) по выходному сигналу демодулятора – на рис. 18.12,*б*. В зависимости от характера передаваемого сообщения в АЧХ осуществляется подъем или завал определенных участков, например так, как показано на рис. 18.12,*в*.

Одна из возможных схем частотного детектора, называемая схемой на расстроенных контурах, приведена на рис. 18.13.

Схема, представляющая собой комбинацию двух амплитудных детекторов, работает следующим образом. Резонансная частота первого контура $f_{р1} > f_0$, второго $f_{р2} < f_0$, где f_0 – центральная частота,

Рис. 18.12

Рис. 18.13

при которой выходное напряжение детектора $U = 0$. Напряжения на выходах амплитудных детекторов $U_{Д1}$ и $U_{Д2}$ определяются резонансной характеристикой каждого из контуров, рассчитываемой согласно (7.14) (рис. 7.7). Выходное напряжение частотного детектора согласно схеме рис. 18.13 есть разность напряжений $U_{Д1}$ и $U_{Д2}$. С учетом (7.14) получим

$$U = U_{Д1} - U_{Д2} = U_0\left[\frac{1}{\sqrt{1+(x-x_р)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1+(x+x_р)^2}}\right], \qquad (18.17)$$

где $x_р = 2Q\dfrac{\Delta f_р}{f_0}$; $x = 2Q\dfrac{\Delta f}{f_0}$; Q – добротность контура, $\Delta f_р$ – расстройка резонансной частоты каждого из контуров относительно центральной частоты f_0.

Графики зависимостей $U_{Д1}$, $U_{Д2}$, $U = \Phi(\alpha)$, где $\alpha = \Delta f / f_0$ – относительное изменение частоты, рассчитанные согласно (18.17) по программе, представлены на рис. 18.14.

Как следует из рис. 18.14, полученная статическая характеристика частотного дискриминатора на расстроенных контурах соответствует общей характеристике, представленной на рис. 18.12,а. Изменяя значения добротности контура Q и расстройку $\Delta f_р$, 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.

$$U0 := 10 \qquad Q := 30 \qquad f0 := 100 \qquad \Delta fp := 4$$

$$xp := 2 \cdot Q \cdot \left(\frac{\Delta fp}{f0}\right) \qquad xp = 2.4 \qquad s := \frac{\Delta fp}{f0} \qquad s = 0.04$$

$$UD1(\alpha) := \frac{U0}{\sqrt{1 + (2 \cdot Q \cdot \alpha - xp)^2}} \qquad UD2(\alpha) := \frac{U0}{\sqrt{1 + (2 \cdot Q \cdot \alpha + xp)^2}}$$

$$U(\alpha) := UD1(\alpha) - UD2(\alpha)$$

Рис. 18.14

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 $(P_c/P_п)_{вых}$ от такого же отношения на входе при $(P_c/P_п)_{вх} > 5$ и учете мощности помехи в полосе пропускания тракта промежуточной частоты определяется выражением [12]

$$\left(\frac{P_c}{P_п}\right)_{вых} = 3m_ч^2(1+m_ч)\left(\frac{P_c}{P_п}\right)_{вх}, \qquad (18.18)$$

где $m_ч = \Delta f_д / F_в$ – индекс частотной модуляции по отношению к высшей частоте модулирующего сигнала.

Формула (18.18) раскрывает основное преимущество частотной модуляции, состоящее в возрастании отношения мощностей сигнала и помехи на выходе частотного демодулятора с увеличением индекса $m_ч$, а следовательно, согласно (4.2) в возрастании базы сигнала и полосы пропускания высокочастотного тракта радиоприемника. Однако это свойство ЧМ сохраняется только при соблюдении условия $(P_c/P_п)_{вх} > \rho_{пор}$ – некоторого порогового значения, равного 10..12 дБ.

При значении $(P_c/P_п)_{вх} < \rho_{пор}$ начинается процесс подавления полезного сигнала импульсной помехой в ограничителе, что и приводит к ухудшению отношения $(P_c/P_п)_{вых}$ на выходе частотного демодулятора.

Для удобства расчетов преобразуем зависимость (18.18) при $m_ч > 3$ к виду

$$\left(\frac{P_c}{P_п}\right)_{вых}[дБ] = 4{,}7 + 30\lg(m_ч) + \left(\frac{P_c}{P_п}\right)_{вх}[дБ]. \qquad (18.19)$$

Графики зависимости $(P_c/P_п)_{вых} = \Phi(P_c/P_п)_{вх}$ при разных значениях индекса частотной модуляции $m_ч$ приведены на рис. 18.15.

При $(P_c/P_п)_{вх} > \rho_{пор}$ графики построены согласно (18.19), при $(P_c/P_п)_{вх} < \rho_{пор}$ – на основании данных, приведенных в [16].

На графиках четко прослеживается наступление порога при определенных значениях $(P_c/P_п)_{вх}$ в зависимости от значения $m_ч$, причем с увеличением $m_ч$ порог возрастает.

Таким образом, существенный выигрыш в обработке сигнала при частотной модуляции имеет место только при работе выше порога, т.е. при $(P_c/P_п)_{вх} \geq 10...12$ дБ. Этот выигрыш достигается при больших значениях $m_ч$ за счет расширения спектра сигнала и, следовательно, согласно (4.2) за счет расширения базы сигнала и полосы пропускания в высокочастотном тракте радиоприемного устройства, предшествующего частотному демодулятору (рис. 18.2). При этом,

Рис. 18.15

однако, пропорционально полосе пропускания возрастает и мощность шума на входе частотного демодулятора, т.е. уменьшается отношение $(P_c/P_п)_{вх}$.

Частотный и фазовый демодуляторы при приеме цифровых сигналов. Структура сигналов при частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) модуляциях цифровых сообщений рассмотрена в § 4.3. Общая функциональная схема демодулятора при приеме цифрового ЧМ сигнала или ФМ сигнала (рис. 18.16) по сравнению со схемой, приведенной на рис. 18.11, может отличаться добавлением еще одного каскада – порогового элемента (ПЭ).

Обозначения на рис. 18.16 соответствуют рис. 18.11. В случае демодуляции ЧМ сигнала используется частотный детектор (ЧД), ФМ сигнала – фазовый (ФД).

При приеме цифрового сигнала характеристика демодулятора должна соответствовать релейному виду. Для случая ЧМ сигнала такая характеристика приведена на рис. 18.17,*а*, ФМ смгнала – на рис. 18.17,*б*.

Рис. 18.16

Рис. 18.17

Согласно характеристике рис. 18.17,*а* 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 φ (рис. 18.17,*б*).

Рассмотрим устройство звеньев, входящих в демодулятор (рис. 18.16). Характеристика, приведенная на рис. 18.17,*а*, может быть получена с помощью детектора фильтрового типа, представляющего собой комбинацию двух полосноопропускающих фильтров и амплитудных детекторов (рис. 18.18,*а*). При частоте $f_1 > f_0$ сигнал проходит через верхнюю цепочку и напряжение на нагрузке после амплитудного детектора $U = +U_0$. При частоте $f_2 < f_0$ сигнал проходит через нижнюю цепочку 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. 18.8,*б*). На 1-й вход схемы подается сигнал, определяющий центральную частоту детектора f_0, на 2-й – принятый сигнал частотой f_1 или f_2. При $f_1 > f_0$ напряжение на выходе детектора $U = +U_0$, при $f_2 < f_0$ – напряжение $U = -U_0$.

Рис. 18.18

Рис. 18.19

При фазовой манипуляции (ФТ) признаком, отличающим логическую 1 от логического 0, является скачок фазы сигнала на величину φ, называемую дискретом фазы. При бинарной ФТ величина $\varphi = \pi$ (см. § 4.3).

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 π, и вырабатываемого в самом демодуляторе $u_г(t) = U_2\cos(\omega t)$. Оба колебания имеют равные частоты, но разные начальные фазы (рис. 18.19,*а*):

Перемножив два колебания, имеем для напряжения на выходе схемы:

$$u_{вых} = k u_1 u_2 = k U_1\cos(\omega t + \varphi) U_2\cos(\omega t) = \\ = 0{,}5kU_1U_2[\cos\varphi + \cos(2\omega t + \varphi)]. \qquad (18.20)$$

После фильтрации колебания частотой 2ω получим выходной сигнал, зависящий от разности фаз входных сигналов:

Рис. 18.20

$$u_{вых} = 0{,}5kU_1U_2\cos\varphi = U_д\cos\varphi\ . \qquad (18.21)$$

Согласно (18.21) при изменении фазы сигнала на π напряжение на выходе фазового детектора меняется от $U = +U_д$ до $U = -U_д$. Включив после перемножителя пороговый элемент, получим характеристику фазового детектора релейного вида (рис. 18.17,*б*). Одна из схем фазового детектора – кольцевого типа – приведена на рис. 18.19,*б*. Схема порового элемента на основе операционного усилителя, называемая также амплитудным компаратором, приведена на рис. 18.20.

Схема питается от двух источников напряжением U_0 разной полярности. На неинвертирующий вход подается сигнал с выхода детектора после фильтра нижних частот, на инвертирующий – пороговое напряжение $U_{пор}$ требуемой величины, устанавливаемое с помощью резисторов R_1 и R_2. При $U_{вх} > U_{пор}$ выходное напряжение $U_{вых} = +U_0$, при $U_{вх} < U_{пор}$ значение $U_{вых} = -U_0$. При напряжении $U_{пор} = 0$ инвертирующий вход заземляется.

Таким образом формируется релейная характеристика частотного или фазового демодуляторов (рис. 18.17), 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. § 4.3) приведена на рис. 18.21.

На вход схемы приходит сигнал, описываемый функцией (16.22).

Рис. 18.21

После амплитудного ограничителя (АО) и полосового фильтра (ПФ), настроенного на промежуточную частоту радиоприемника, сигнал поступает на вход 1-го частотного детектора (ЧД-1), схема которого приведена на рис. 18.13, а характеристики на рис. 18.12. На выходе ЧД-1 в результате детектирования сигнал принимает вид

$$u_д(t) = U_0 \cos(2\pi F_1 t)$$

при приеме логической 1 или

$$u_д(t) = U_0 \cos(2\pi F_2 t)$$

при приеме логического 0.

Первый сигнал проходит через верхний полосовой фильтр Ф1, настроенный на частоту F_1, второй сигнал – через нижний полосовой фильтр Ф2, настроенный на частоту F_2. И тот, и другой сигналы поступают на 2-й частотный детектор (ЧД-2) – частотный цифровой компаратор (рис. 18.18,*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 ЧД-2 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 полярности.

По такому же принципу с двумя ступенями детектирования строится схема демодулятора при приеме иных сигналов с двухступенчатой модуляцией – ЧМ-ФМ или ФМ-ФМ.

18.4. Оптимальная обработка сигналов

Назначение и критерии оптимальной обработки сигнала. Как указывалось выше, полезному сигналу в радиоприемном устройстве всегда сопутствуют помехи, мешающие правильному воспроизведению принятого сообщения. Комплекс преобразований в радиоприемнике, направленный на улучшение правильной идентификации полезного сигнала на фоне помех согласно выбранному критерию, называется обработкой сигнала. Обработка сигнала может производиться как в цепях линейного, так и нелинейного типа, носить комплексный характер и объединяться с такими операциями как демодуляция, фильтрация, ограничение амплитуды, задержка по времени, интегрирование и другими преобразованиями сигнала.

Для количественной оценки процесса обработки сигнала вводятся различные критерии. Так, для оценки обработки непрерывного сигнала можно воспользоваться коэффициентом $K_{обр}$, определяемым согласно (18.1) и показывающим, во сколько раз отношение мощностей сигнал/помеха на выходе демодулятора улучшается по сравнению с отношением мощностей тех же сигналов на входе. При такой оценке в случае демодуляции частотно-модулированного сигнала коэффициент обработки для сигналов выше порового значения (рис. 18.15) определяется согласно (18.18).

Для количественной оценки процесса обработки сигнала в цифровых системах радиосвязи обычно используется вероятность ошибки принятого символа в зависимости от отношения мощностей сигнал/помеха на входе устройства и других параметров. Например, если эта вероятность составляет 10^{-5}, то это означает, что из ста тысяч переданных бит один может быть ошибочным.

Обработка сигнала может производиться в линейной части радиоприемника до детектора, в процессе детектирования и после детектора (рис. 18.2). Последний случай называют также обработкой данных. Следовательно, обработка сигнала может быть отнесена в одних случаях к линейным процессам, в других к нелинейным. Простым примером нелинейной обработки частотно-модулированного сигнала может служить ограничитель амплитуды сигнала, в котором благодаря эффекту подавления слабого сигнала сильным соотношение сигнал/шум на выходе на 6 дБ выше того же отношения на входе в случае $(U_с/U_п)_{вх} > 3$.

Метод обработки сигнала, дающий наилучшие результаты по сравнению с другими при одинаковых условиях, называется оптимальным. Так, при обработке непрерывного сигнала оптимальным

Рис. 18.22

будет являться метод, дающий максимальное значение коэффициента $K_{обр}$, а при обработке цифрового сигнала – минимум вероятности ошибки принятого символа.

Среди возможных способов оптимальной линейной обработки сигнала доминирующее положение занимают корреляционный и согласованной линейной фильтрации. При корреляционном способе используются возможные образцы сообщения, хранящиеся в памяти приемного устройства, при фильтровом – необходимо знать спектральную функцию принимаемого сигнала.

Рассмотрим принцип действия обоих способов обработки сигнала. Пусть на вход приемника приходит сигнал $u_{вх}(t) = u_с(t) + u_п(t)$, где $u_с(t)$ – полезный сигнал, $u_п(t)$ – помеха.

Структурная схема коррелятора при 1-м способе приведена на рис. 18.22.

Схема рис. 18.22 содержит перемножитель двух колебаний, генератор (Г) образца полезного сигнала $u_с(t)$, линию задержки (ЛЗ) с регулируемым временем задержки сигнала $\tau_з$, интегратор и пороговый элемент (ПЭ). Путем изменения времени $\tau_з$ можно найти максимум корреляционной функции (рис. 5.5)

$$U_{вых}(\tau_з) = \frac{1}{T}\int_0^T \left(u_с(t) + u_п(t)\right) u_с(t - \tau_з)dt ,$$

что позволит обнаружить полезный сигнал, который должен превысить установленное значение порогового напряжения U_0.

Вторая структурная схема оптимальной обработки сигнала с применением согласованного фильтра приведена на рис. 18.23. Характеристика этого фильтра – линейной цепи с постоянными параметрами – должна обеспечивать максимальное отношение мощности полезного сигнала к помехе на выходе устройства. Для правильного выбора характеристик фильтра необходимо знать спектральную функцию входного полезного сигнала и энергетический спектр помехи.

Рис. 18.23

Корреляционный способ различения цифровых сигналов. В § 18.3 рассмотрены схемы демодуляторов, позволяющие извлекать сообщение из принятого радиосигнала. Но вопрос, насколько эти схемы являются оптимальными с учетом действия помех, не обсуждался. Поэтому вернемся к этой проблеме и рассмотрим прием цифрового сообщения в двоичном коде (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: 1 или 0. Считаем, что при превышении порога принят бит 1, а при сигнале, меньшем порога – 0. С учетом действия помехи возможно существование четырех ситуаций (рис. 18.24):

– 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 соотношения мощности сигнала и помехи $P_с/P_п$. Последняя проблема рассматривалась в § 1.4.

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.

Рис. 18.24

Пусть передается цифровая информация в виде двоичных сигналов из логических 1 и 0 (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.

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 придти бит информации 1 или 0. Таким образом, на вход приемника приходит смесь из полезного сигнала и помехи, для которого запишем:

$$u_{вх}(t) = u_{c1}(t) + u_п(t) \text{ или } u_{вх}(t) = u_{c2}(t) + u_п(t). \qquad (18.22)$$

При различных видах телеграфной работы (так называется модуляция при передаче цифровых сигналов в двоичном коде) имеем:

при амплитудной телеграфии

$$u_{c1}(t) = U\cos(\omega t + \varphi_1),\ u_{c2}(t) = 0;$$

при частотной телеграфии

$$u_{c1}(t) = U\cos(\omega_1 t + \varphi_1),\ u_{c2}(t) = U\cos(\omega_2 t + \varphi_2);$$

при фазовой телеграфии

$$u_{c1}(t) = U\cos(\omega t),\ u_{c2}(t) = U\cos(\omega t + \pi).$$

Цель радиоприема состоит в анализе принятого сигнала $u_{вх}(t)$ в течение промежутка времени T_0 и в выделении переданного сообщения 1 или 0 из принятой смеси полезного сигнала и помехи. Наличие помехи и ограниченное время анализа не могут сделать этот процесс абсолютно достоверным. Поэтому метод радиоприема и обработки принятого сигнала, позволяющий выполнить эту 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 $u_{вх}(t)$, называются апостериорными, т. е. послеопытными. Эти 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. 18,25,*а*.

В состав блока обработки сигнала входят два вычислителя, на первые входы которых поступает принятый входной сигнал (18.22) – смесь полезного сигнала и помехи. На второй вход 1-го вычислителя подается известная заранее одна из возможных реализаций полезного сигнала $u_{c1}(t)$, а на второй вход 2-го вычислителя – 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 половине суммы вероятностей ошибок от обоих вычислителей. Схеме оптимального приема по обнаружению полезного сигнала рис. 18.25,*а* эквивалентна схема корреляционного приема, приведенная на рис. 18.25,*б*, в которой вычислитель заменяется перемножающим устройством двух сигналов (принятого и одной из возможных реализаций полезного сигнала) и интегратором.

В схеме рис. 18.25,*б* происходит сравнение двух сигналов:

$$U_1 = \frac{1}{T}\int_0^T u_{вх}(t)u_{c1}(t)dt \quad и \quad U_2 = \frac{1}{T}\int_0^T u_{вх}(t)u_{c2}(t)dt. \qquad (18.23)$$

В результате анализа схемы оптимального приема (рис. 18.25)

Рис. 18.25

при нормальном законе распределения помехи и равновероятносном априорном распределении битовой информации 1 и 0 получены следующие выражения, позволяющие вычислить ошибку $P_{ош}$ принятого символа на выходе идеального приемника от соотношения $P_c/P_ш$ в канале связи при трех видах манипуляции ВЧ сигнала – амплитудной (АТ), частотной (ЧТ) и фазовой (ФТ):

при АТ $$P_{ош} = 1 - \Phi\left(\sqrt{0{,}5\, S_W}\right), \qquad (18.24)$$

при ЧТ $$P_{ош} = 1 - \Phi\left(\sqrt{S_W}\right), \qquad (18.25)$$

при ФТ $$P_{ош} = 1 - \Phi\left(\sqrt{2\, S_W}\right), \qquad (18.26)$$

где

$$S_W = \frac{W_c}{W_0} = \frac{P_c \tau}{W_0} \frac{\Delta f}{\Delta f} = \frac{P_c}{P_п} \Delta f \tau = q^2 \Delta f \tau \; -$$

отношение средней энергии элементарной посылки на входе обнаружителя ($W_c = P_c\tau$) к спектральной плотности помехи ($W_0 = P_п/\Delta f$), $q^2 = P_c/P_п$ – отношение мощности полезного сигнала к мощности помехи в полосе частот Δf на входе обнаружителя, τ – длительность элементарной посылки,

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{z} \exp(-0{,}5x^2)dx \quad - \qquad (18.27)$$

интеграл вероятности (5.6,а).

При ширине спектра сигнала $\Delta f_{сп} = \Delta f$, равной полосе пропускания приемника до обнаружителя, параметр $S_W = q^2 B$, где $B = \Delta f_{сп}\tau$ – база сигнала (3.1). Следовательно, чем больше база сигнала В, тем для получения заданной вероятности ошибки, определяемой значением S_W, можно иметь меньшее значение отношения мощности сигнала к мощности помехи $q^2 = P_c/P_п$ на входе обнаружителя. Отношение энергий сигнал/помеха для расчетов удобнее выразить в децибелах, для чего запишем: $qd = 10\lg(S_W)$ или $S_W = W_c/W_п = 10^{0,1qd}$. При произведении $\Delta f\tau = 1$ величина $S_W = P_c/P_п$ и соответственно qd есть отношение мощностей сигнал / помеха на входе обнаружителя.

Пакет программ Mathcad позволяет путем обращения к функции pnorm вычислить интеграл вероятности (18.27). Программа по расчету функций (18.24) – (18.26) представлена на рис. 18.26. Там же построены графики зависимости вероятности ошибки $P_{ош} = \Phi(qd)$ для трех видов модуляции: амплитудной (верхний график), частотной (средний график) и фазовой (нижний график). В программе параметр qd выражен в децибелах.

На основании проведенного анализа и полученных результатов можно сделать следующие выводы. Амплитудная телеграфия (АТ) по помехоустойчивости существенно уступает двум другим методам модуляции – ЧТ и ФТ. Этот проигрыш количественно выражается в том, что для получения одной и той же вероятности ошибки в случае АТ требуется иметь на входе блока обработки сигнала в радиоприемнике большее отношение сигнал/помеха.

Положим, например, что из 100 тысяч переданных бит цифрового сообщения один бит может быть принят ошибочно, т.е. вероятность ошибки составляет при приеме не хуже 10^{-5}. Согласно графикам (рис. 18.26) это означает, что мощность полезного сигнала в случае АТ следует повысить на 3 дБ (т. е. в 2 раза по мощности) по отношению к ЧТ и на 6 дБ (т. е. в 4 раза по мощности) по отношению к ФТ. Например, при прочих равных условиях мощность радиопередатчика в случае АТ необходимо повысить до 400 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

$x(qd) := \sqrt{0.5 \cdot 10^{0.1 \cdot qd}}$ $\quad FA(qd) := pnorm(x(qd), 0, 1)$ $\quad \Psi A(qd) := 1 - FA(qd)$

$y(qd) := \sqrt{10^{0.1 \cdot qd}}$ $\quad F\Omega(qd) := pnorm(y(qd), 0, 1)$ $\quad \Psi\Omega(qd) := 1 - F\Omega(qd)$

$z(qd) := \sqrt{2 \cdot 10^{0.1 \cdot qd}}$ $\quad F\Phi(qd) := pnorm(z(qd), 0, 1)$ $\quad \Psi\Phi(qd) := 1 - F\Phi(qd)$

Рис. 18.26

(например «0») излучение отсутствует. По этой причине в современных системах радиосвязи метод модуляции АТ практически не применяется. В силу сказанного и при двухступенчатой модуляции (см. § 4.4) АТ применяется крайне редко. Используются такие сочетания как ЧТ–ЧТ, ЧТ–ФТ и ФТ–ФТ.

Оптимальная линейная фильтрация. Помимо корреляционного другим способом оптимальной обработки сигнала, связанным с получением максимально возможного отношения сигнал/помеха, является применение так называемого согласованного фильтра.

Сущность этого метода состоит в следующем. Как и ранее предполагается, что входной сигнал является смесью полезного сигнала и помехи. Принимаемый полезный сигнал задан в виде или функции времени $u_c(t)$, или спектральной плотности $S(\omega)$ (см. § 3.3). Известны также статистические параметры помехи. Требуется подобрать, а точнее сказать, синтезировать такую электрическую цепь, на выходе которой будет получено согласно определенному

Рис. 18.27

критерию максимальное отношение сигнал/помеха. Такая электрическая цепь должна по возможности подавлять помеху и не ослаблять полезный сигнал, т. е. выполнять роль фильтра (отсюда проистекает название метода – оптимальная фильтрация.) Синтез в этом случае будет сводиться к поиску передаточной функции $K(p)$ или коэффициента передачи $K(j\omega)$ линейной цепи с постоянными параметрами и в создании на основании требуемой зависимости $K(j\omega)$ структуры и параметров самого фильтра. Пример импульсного сигнала и помехи, а также их спектров на входе и выходе синтезируемого фильтра, приведен на рис. 18.27.

Введем следующие обозначения:

$S(j\omega) = |S(j\omega)| \exp[-j\Theta_S(\omega)]$ – спектральная плотность полезного сигнала $x_c(t)$ на входе фильтра;

$S_{вых}(j\omega) = |S_{вых}(j\omega)| \exp[-j\Theta_{S\,вых}(\omega)]$ – спектральная плотность полезного сигнала $y_c(t)$ на выходе фильтра;

$K(j\omega) = |K(j\omega)| \exp[-j\Theta_K(\omega)]$ – коэффициент передачи синтезируемого фильтра;

$W_0 = \text{const}$ – плотность энергетического спектра помехи $x_п(t)$ на входе фильтра – белого шума с равномерном энергетическим спектром.

Спектр полезного сигнала на выходе фильтра согласно (7.1)

$$S_{вых}(j\omega) = S(j\omega)K(j\omega), \qquad (18.28)$$

что позволяет согласно (3.16) записать для выходного полезного сигнала

$$y_c(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_{вх}(j\omega)\,K(j\omega)\,e^{j\omega t}d\omega. \qquad (18.29)$$

Мгновенная мощность полезного сигнала на выходе фильтра при нагрузке 1 Ом с учетом (18.29)

$$p_{c\,вых}(t)=|y_c(t)|^2=\frac{1}{4\pi^2}\left|\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t}\,d\omega\right|^2. \qquad (18.30)$$

Мощность помехи на выходе фильтра при нагрузке 1 Ом согласно (7.27)

$$p_{п\,вых}=\frac{W_0}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}|K(j\omega)|^2 d\omega. \qquad (18.31)$$

Примем в качестве критерия качества фильтрации или обработки сигнала отношение мощностей полезного сигнала и помехи на выходе фильтра, для которого с учетом (18.30) и (18.31) получим

$$\rho(t)=\frac{p_{c\,вых}(t)}{p_{п\,вых}(t)}=\frac{\left|\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t}\,d\omega\right|^2}{2\pi W_0\int_{-\infty}^{\infty}|K(j\omega)|^2\,d\omega}. \qquad (18.32)$$

Согласно выбранному критерию фильтр, обеспечивающий максимальное значение $\rho(t)$ для некоторого момента времени t_0, будем считать оптимальным. Момент t_0 соответствует максимальному значению $\rho(t)$, т.е. наибольшему превышению амплитудой полезного сигнала уровня помехи.

Можно показать [2], что оптимальный фильтр при принятых выше условиях имеет коэффициент передачи, комплексно сопряженный со спектральной функцией входного полезного сигнала:

$$K(j\omega)_{опт}=k\overset{*}{S}(j\omega)e^{-j\omega t_0}, \qquad (18.33)$$

где k – постоянный коэффициент; t_0 – время, соответствующее максимуму выходного сигнала.

Подставив (18.33) в (18.32), получим

$$\rho_{max} = \frac{1}{2\pi W_0}\int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega = \frac{W_c}{W_0}, \qquad (18.34)$$

где W_c – энергия полезного сигнала.

Согласно (18.34) максимальное значение ρ_{max} определяется отношением энергии полезного сигнала (W_c) к плотности энергетического спектра помехи (W_0). Размерность обеих величин одинакова и равна Вт/Гц. В случае импульсных сигналов $W_c = P_c\tau$ есть энергия импульса длительностью τ.

Выражение (18.33) означает, что модули двух функций отличаются только множителем k, а фазовые характеристики имеют противоположные знаки и различаются на величину ωt_0:

$$|K(j\omega)| = k|S(j\omega)| \quad \text{и} \quad \Theta_k(j\omega) = -\Theta_S(j\omega) - \omega t_0 . \qquad (18.35)$$

Иначе говоря, амплитудно-частотная характеристика оптимального фильтра должна повторять *амплитудный спектр входного полезного сигнала*, а фазо-частотная характеристика по форме совпадать с фазовым спектром входного сигнала, но иметь противоположный знак и быть сдвинутой на ωt_0 (рис. 18.28).

Таким образом, согласованный фильтр учитывает как амплитудную, так и фазовую структуру полезного сигнала, выделяемого на фоне белого шума.

Определим согласно (3.24) полезный сигнал на выходе фильтра при выполнении равенств (18.35) и $k = 1$:

$$y(t) = 2\int_0^{\infty} |S(2\pi f)|^2 \cos(2\pi f t) df . \qquad (18.36)$$

Из сравнения (18.36) с (5.13) следует, что сигнал на выходе согласованного линейного фильтра есть корреляционная функция входного сигнала.

Рис. 18.28

Согласно (18.31) с учетом равенств (18.35) при равномерной плотности W_0 = const энергетического спектра на входе согласованного линейного фильтра для мощности шума на его выходе в полосе частот $f_1 - f_2$ получим

$$P_{\text{п вых}} = W_0 \int_{f_1}^{f_2} |K(f)|^2 df = W_0 \int_{f_1}^{f_2} |S(f)|^2 df \ . \qquad (18.37)$$

Таким образом, синтез оптимального фильтра, согласованного со входным полезным сигналом, можно осуществить, исходя из требования к его частотной характеристике (18.35). Другой способ основывается на требовании, предъявляемым к импульсной характеристике фильтра [1,2].

18.5. Типовая структурная схема радиоприемника

Типовая структурная схема радиоприемника при сообщениях аналогового вида состоит из линейной части и демодулятора (рис. 18.29).

Линейная часть радиоприемника содержит:

– входной полосовой фильтр ВПФ, обычно акусто-электронного типа на основе поверхностных акустических волн (ПАВ);

– малошумящий усилитель МШУ с минимально возможным коэффициентом шума, усиливающий сигнал несущей, принимаемый антенной;

– первый смеситель СМ-1, в качестве гетеродина которого используется цифровой синтезатор частот (см. § 17.5);

– первый усилитель промежуточной частоты УПЧ-1 со средней частотой $f_{\text{пр}1}$ и полосой пропускания, выделяемой на один канал

Рис. 18.29

в рабочем диапазоне частот радиоприемника (значение $f_{пр1}$ зависит от частоты несущей $f_{нес}$; так, например, при $f_{нес}$ = 450 МГц можно выбрать значение $f_{пр1}$ = 45 МГц);

– первый полосовой фильтр ПФ-1 на частоту $f_{пр1}$, как и входной фильтр также обычно на ПАВ;

– второй смеситель СМ-2, в качестве гетеродина которого используется специальный генератор Г;

– второй усилитель промежуточной частоты УПЧ-2 со средней частотой $f_{пр2}$, равной обычно 450 кГц, и второй полосовой фильтр ПФ-2 на частоту $f_{пр2}$, также обычно на ПАВ.

Параметры МШУ определяют чувствительность радиоприемника, а характеристики всех полосовых фильтров и значения частот усилителей промежуточной частоты – избирательность радиоприемника по соседним и зеркальным каналам.

Вторая, нелинейная часть радиоприемника является демодулятором, схема и устройство которого зависят от способа модуляции принимаемого высокочастотного сигнала (см. § 18.3). Радиоприемник полностью выполняется на микросхемах и поэтому имеет обычно весьма малые размеры.

Радиоприемники, предназначенные для приема речевых или иных сообщений в цифровой форме, помимо каскадов, приведенных на рис. 18.29, имеют в своем составе после демодулятора декодер и цифро-аналоговый преобразователь.

Контрольные вопросы

1. Какие помехи действуют на радиоприемное устройство?
2. Что является источниками внутренней и внешней помехи?
3. Опишите возможные критерии приема радиосигнала.
4. В чем состоит назначение демодулятора?
5. Как выглядит линейный тракт радиоприемника?
6. Как определить коэффициент шума и коэффициент обработки аналогового сигнала?
7. Что означает понятие «эквивалентная температура шума»?
8. Как коэффициент шума связан с температурой шума?
9. Как шумы канала радиосвязи влияют на реальную чувствительность радиоприемника?
10. В чем состоит назначение демодулятора?
11. Нарисуйте характеристику амплитудного детектора.
12. Как выглядит спектр сигнала на выходе амплитудного детектора?
13. Нарисуйте характеристику частотного детектора.
14. Что представляет собой фазовый детектор?
15. Как зависит соотношение сигнал/шум на выходе частотного детек-

тора от индекса частотной модуляции?

16. Что означает понятие «порога» в частотном демодуляторе?

17. Как выглядит структурная схема блока по оптимальной обработке сигнала?

18. Почему возможен неправильный прием отдельных символов?

19. В чем состоят преимущества частотной и фазовой модуляции по сравнению с амплитудной модуляцией?

20. Как оценить качество обработки цифрового сигнала?

21. Как выглядит структурная схема типового радиоприемника при приеме аналоговых сообщений?

22. Как выглядит структурная схема типового радиоприемника при приеме цифровых сообщений?

Часть 7. Системы радиосвязи

Глава 19. Принципы построения систем радиосвязи

19.1. Классификация и основные параметры систем радиосвязи

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

Первый тип систем включает 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 Internet, объединяющая миллионы компьютеров по всему миру, обменивающихся информацией на базе современных технологий.

К 2006 г. 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 – это 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. Такие территориальные системы связи могут, в свою очередь, взаимодействовать с глобальными системами, являясь их составной частью.

Третье направление в технике связи – это информационное обслуживание ограниченного числа пользователей в рамках замкнутой, автономной системы, которая обычно является наземной, радиоволновой и принадлежащей определенному производству или предприятию рассредоточенного типа.

Так, например, 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 отметает определенную группу систем радиосвязи. В третьем случае система радиосвязи не может предоставить весь требуемый набор информационных услуг, например, не обеспечивает передачу компьютерной информации, что сужает выбор конкурирующих между собой систем.

При всем разнообразии систем радиосвязи различного назначения по структуре построения и принципу установления «контакта» между абонентами их можно подразделить на хаотический, линейный и централизованный типы.

В системе хаотического, или децентрализованного, типа каждый из абонентов может непосредственно связываться с другим (рис. 19.1,*а*). Для вызова любого из абонентов необходимо знать только его адрес – определенную кодовую комбинацию символов. При общем числе абонентов N максимальное число одновременно установленных связей в такой системе может составить $N/2$, если только радиоизлучения одновременно работающих радиостанций не создают взаимных помех.

В системе линейного типа связь между абонентами осуществляется по «цепочке»: от одного – к другому (рис. 19.1,*б*).

Именно так работает радиорелейная система связи, в которой информация с помощью вытянутых в цепочку ретрансляторов передается на несколько тысяч километров.

Рис. 19.1

В централизованной системе связь каждого абонента с любым другим устанавливается только через общий узел, который называется центральным (ЦУС). Прямая связь между абонентами отсутствует и, только пропустив свой сигнал через общий узел, можно связаться с другим абонентом (рис. 19.1,*в*). Централизованная система может иметь несколько уровней, когда терминалы последних являются базовыми узлами связи для группирующихся вокруг них абонентов. Пример такой централизованной двухуровневой системы радиосвязи с базовыми узлами связи (БУС) приведен на рис. 19.1,*г*.

К централизованным системам относятся рассматриваемые ниже спутнико-космическая и сотовая системы радиосвязи (см. гл. 20 и 21).

Параметры, в целом характеризующие систему радиосвязи, можно разделить на три группы: общие, радиотехнические и экономические.

К общим параметрам относятся количество обслуживаемых абонентов, число входящих в систему радиостанций и радиоретрансляторов, охват обслуживаемой территории, режимы рабо-

ты, возможные виды передаваемых сообщений (речь, телевизионные передачи, компьютерная информация, факсимильные сообщения и т.д.)

К радиотехническим параметрам относятся диапазон рабочих частот, количество радиоканалов или стволов связи и полоса их пропускания, используемые виды модуляции, спектры излучаемых сигналов, мощность радиопередатчиков, чувствительность радиоприемников, типы антенн и некоторые другие.

К экономическим показателям относятся стоимость предоставляемых услуг пользователям или абонентам системы, капитальные затраты, эксплуатационные расходы, рентабельность и другие показатели.

19.2. Методы множественного доступа к каналу радиосвязи

В централизованных системах радиосвязи в выделенном диапазоне частот одновременно должны передаваться несколько сотен или даже тысяч сообщений от разных абонентов. Такой режим, при котором в системе формируется групповой сигнал как сумма всех принятых и усиливаемых сигналов, называется множественным или многостанционным доступом к каналу радиосвязи.

При множественном доступе на приемное устройство центральной или базовой радиостанции одновременно поступает множество сигналов от разных абонентов. В аналогичном режиме работает и радиопередатчик таких радиостанций, одновременно излучающий большое число сигналов (рис. 19.2).

В режиме одновременного усиления множества сигналов в централизованных системах радиосвязи работает и ретранслятор радиосигналов (рис. 19.3). Принятые ретранслятором радиосигналы с различных терминалов образуют общий групповой сигнал, который усиливается, смещается по частоте и в другом диапазоне волн пере-

Рис. 19.2

Рис. 19.3

реизлучается абонентам. Укрупненная структурная схема такого ретранслятора «прозрачного» типа приведена на рис. 19.3.

В любой из систем с множественным доступом к общему каналу радиосвязи при формировании группового сигнала следует, в первую очередь, выполнить два условия: иметь возможность различать сигналы от разных абонентов с целью дальнейшей их правильной адресации и исключить при усилении и других преобразованиях взаимное влияние сигналов друг на друга, чтобы не создавать взаимных помех.

Возможны следующие методы множественного доступа абонентов к каналу связи:

– с частотным разделением абонентов (международное название – FDMA или Frequency Division Multiple Access);

– с временным разделением абонентов (международное название – TDMA или Time Division Multiple Access);

– с кодовым разделением абонентов (международное название – CDMA или Code Division Multiple Access).

– с пространственным разнесением с помощью многолучевой антенны;

– комбинированного типа.

Рассмотрим более подробно названные методы множественного доступа к каналу радиосвязи и структуру формируемых при этом групповых сигналов.

Частотный метод разделения абонентов. При таком виде множественного доступа в спутнико-космических системах радиосвязи весь выделенный диапазон частот разбивается на участки, называемые стволами. Частотный ствол обычно используется для передачи или одной телевизионной программы, или до тысячи и более телефонных сообщений, или высокоскоростных цифровых данных. Между стволами предусматриваются защитные частотные интервалы (рис. 19.4).

Рис. 19.4

В качестве примера приведем параметры одной из систем: число стволов $N = 12$, полоса частот одного ствола $\Delta f_{ст} = 36$ МГц, защитный интервал между стволами $\Delta f_З = 4$ МГц.

В названной системе спутниковый ретранслятор «прозрачного» типа строится по принципу перенесения всего спектра частот из одного диапазона в другой, например, из диапазона 6 ГГц в 4 ГГц или 14 ГГц в 11 ГГц. Радиоприемный тракт в таком ретрансляторе является общим для всех стволов, в нем обеспечивается большой линейный диапазон усиления высокочастотного сигнала. Радиопередающая часть ретранслятора строится по принципу закрепления за каждым стволом отдельного тракта усиления сигнала по мощности, что обеспечивает уменьшение перекрестных помех между стволами.

Излучаемый ретранслятором групповой сигнал в сторону Земли представляет собой сумму сигналов всех стволов. В случае частотной модуляции имеем

$$u_{гр}(t) = \sum_{j=1}^{N}\sum_{k=1}^{M} U_{jk}(t)\sin\int\left(\omega(t)_{jk}dt\right), \qquad (19.1)$$

где $j = 1, 2, 3,\ldots,N$ – номер ствола, $k = 1, 2, 3,\ldots,M$ – номер сигнала от k-го абонента в j-м стволе.

Каждый из абонентов наземной станции из общего группового сигнала с помощью фильтров выделяет только ему адресованное сообщение.

В наземных централизованных системах радиосвязи двухуровневого типа (рис. 19.1,*г*) выделенный диапазон частот для базовой радиостанции разбивается на каналы, каждому из которых соответствует своя несущая частота. Каналы между абонентами не закрепляются, а каждому из них во время сеанса связи предоставляется свободный участок диапазона частот. Все передаваемые базовой станции сигналы объединяются в групповой сигнал, который при частотной модуляции может быть представлен в виде

Рис. 19.5

$$u_{гр}(t) = \sum_{k=1}^{N} U_k \sin\left[\int \left(\omega_{0k} + \Delta\omega_Д \Phi_k(t)\right)dt\right] , \qquad (19.2)$$

где k – номер канала, N – число каналов, ω_{0k} – несущая частота k-го канала, $\Delta\omega_Д$ – девиация частоты, $\Phi_k(t)$ – функция, описывающая сообщение в k-м канале.

Возможный спектр группового сигнала (19.2) приведен на рис. 19.5.

Приведем первый пример по частотным параметрам базовой радиостанции такой системы радиосвязи при передаче аналоговых сообщений: число каналов N = 120, ширина полосы частот одного канала $\Delta f_К$ = 25 кГц, модуляция – частотная, максимальная девиация частоты $\Delta f_Д$ = 5 кГц [21]. В целом групповой сигнал базовой станции занимает полосу в 3 МГц и включает 120 независимых сигналов с разными несущими с частотной модуляцией. Каждому из абонентов из общего группового сигнала выделяется только ему адресованное сообщение.

Приведем второй пример по частотным параметрам аналогичной системы радиосвязи при передаче цифровых сообщений: число каналов N = 77; ширина полосы частот одного канала $\Delta f_К$ = 300 кГц; скорость передачи речи в одном канале – 32 кбит/с; скорость передачи данных в одном канале – 384 кбит/с [21]. В целом групповой сигнал занимает общую полосу в 23 МГц и включает 77 независимых каналов связи с разными несущими, разнесенными одна от другой на 300 кГц.

Временной метод разделения абонентов. При таком виде множественного доступа один частотный канал закрепляется за несколькими абонентами. Каждому из них канал предоставляется по очереди на интервал времени τ (рис. 19.6). Передача по каналам связи цифровой информации позволяет воспользоваться таким способом множественного доступа без создания ощутимых помех

Рис. 19.6

одного абонента другому. Сложность реализации метода состоит в синхронизации работы всех абонентов, которые могут выходить на связь только в строго закрепленные за ними моменты времени. С этой целью базовая радиостанция передает специальный сигнал, синхронизирующий излучения всех работающих в сети абонентов.

Множественный доступ с разнесением по времени может быть объединен с частотным. Именно такой комбинированный метод множественного доступа часто применяется в системах радиосвязи цифрового типа.

В системах сбора информации с датчиков, например, контролирующих состояние среды или потребление электроэнергии, абоненты выходят на связь не произвольно, а в выделенные для них «окна» времени, что значительно упрощает построение системы.

Кодовый метод разделения абонентов. При таком методе множественного доступа к каналу цифровой радиосвязи все абоненты работают одновременно в одной и той же, относительно широкой, полосе частот. Отличаются абоненты между собой кодом посылаемого и принимаемого цифрового сообщения.

$$y1(x) := \mathrm{sign}\left(\sin\left(2^1 \cdot \pi \cdot x\right)\right) \qquad y2(x) := \mathrm{sign}\left(\sin\left(2^2 \cdot \pi \cdot x\right)\right)$$

$$y3(x) := \mathrm{sign}\left(\sin\left(2^3 \cdot \pi \cdot x\right)\right) \qquad y4(x) := \mathrm{sign}\left(\sin\left(2^4 \cdot \pi \cdot x\right)\right)$$

$$u0(x) := 1 \qquad u1(x) := y1(x)$$

$$u2(x) := y1(x) \cdot y2(x) \qquad u3(x) := y2(x)$$

$$u4(x) := y2(x) \cdot y3(x) \qquad u5(x) := y1(x) \cdot y2(x) \cdot y3(x)$$

$$u6(x) := y1(x) \cdot y3(x) \qquad u7(x) := y3(x)$$

Рис. 19.7

Рис. 19.8

Три принципа являются основой кодового метода множественного доступа: кодирование исходной цифровой информации на основе функций Уолша, расширение спектра излучаемого сигнала с помощью источника псевдослучайного шума (шумоподобного сигнала) и регулирование мощности радиопередатчика абонентской радиостанции.

Кратко рассмотрим вопрос кодирования цифровой информации кодами Уолша [2]. Функции Уолша формируются путем перемножения функций Радемахера (см. § 3.6, рис. 3.29). Программа расчета функций Уолша восьми первых порядков при $k = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ в интервале 0 – 1 представлена на рис. 19.7, где yk - функции Радимахера, uk- функции Уолша. Графики функций Уолша, рассчитанные по программе, построены на рис. 19.8.

Отметим основные особенности функций Уолша:

– они являются периодическими с периодом, равным 1;

– они, как и функции Радемахера, принимают только значения +1 или – 1 и потому удобны для кодирования дискретных сигналов;

– любые две функции Уолша ортонормированы:

$$\int_0^1 wal_m(x) wal_k(x) dx = \begin{cases} 0 \text{ при } & m \neq k \\ 1 \text{ при } & m = k \end{cases}$$

и поэтому могут являться базисными функциями (см. § 3.2);

– при любом значении $m \neq 0$ среднее значение функции равно 0;

– произведение любых двух функций Уолша есть также функция Уолша, что определяется как свойство мультипликативности;

– умножение любой функции самой на себя дает значение +1.

Рис. 19.9

Многостанционный доступ с пространственным разнесением стволов, используемый в спутнико-космических системах радиосвязи. Реализация этого метода основывается на применении многолучевой антенны в спутниковом ретрансляторе радиосигналов (рис. 19.9).

Лучи такой антенны разнесены в пространстве, что позволяет за каждым из них закрепить один из стволов связи и обслуживать определенную территорию на земной поверхности (рис. 19.9). Высокий коэффициент усиления антенны в каждом луче и возможность использования одного и того же диапазона частот в стволах благодаря их пространственному разнесению являются значительным преимуществом данного метода.

Контрольные вопросы

1. Назовите три типа систем радиосвязи. В чем состоят их особенности?
2. Перечислите основные параметры, характеризующие системы радиосвязи.
3. Назовите методы множественного доступа к каналу радиосвязи.
4. В чем состоит сущность частотного метода разделения абонентов?
5. В чем состоит сущность временного метода разделения абонентов?
6. В чем состоит сущность кодового метода разделения абонентов?
7. В чем состоит сущность пространственного разнесения стволов связи?

Глава 20. Спутнико-космические системы радиосвязи

20.1. Классификация и основные параметры систем космической радиосвязи

Околоземные орбиты спутников. Одним из главных классификационных признаков систем космической радиосвязи является тип орбиты, по которой движутся спутники, входящие в систему, с расположенными на их борту ретрансляторами радиосигналов и антеннами. Различают два основных вида околоземных орбит: геостационарные и негеостационарные, которые, в свою очередь, подразделяются на эллиптические, средневысотные и низкие круговые.

При геостационарной орбите спутник, располагаясь в плоскости экватора на высоте, примерно, 36000 км и двигаясь со скоростью вращения Земли вокруг ее оси, зависает над определенной точкой земной поверхности. Антенна такого неподвижного по отношению к наземному наблюдателю спутника постоянно в течение всех 24 часов суток «освещает» одну и ту же область земной поверхности. Поэтому пользователь системы, находящийся на земле в зоне «пятна» антенны, может иметь непрерывную круглосуточную радиосвязь с другим абонентом, находящимся в той же зоне. Расположив на геостационарной орбите три спутника, имеющих между собой линии связи, можно с их помощью охватить радиосвязью всю Землю, за исключением территорий, лежащих за северным и южным полярными кругами (рис. 20.1,*а*).

Особенность этой системы радиосвязи состоит или в относительно большой мощности радиопередатчика наземного пользователя из-за большой протяженности радиотрассы, или в необходимости высокоточного наведения наземной и спутниковой антенн, что не всегда возможно. Однако наметившаяся в последние годы тенденция использовать на спутниках остронаправленные, многолучевые антенны позволяет разрешать технические трудности, возникающие при создании систем радиосвязи данного класса.

При средневысотной орбите спутник вращается на расстоянии 5000...15000 км от поверхности Земли. Здесь непрерывную радио связь с помощью одного спутника можно иметь только в течение

Рис. 20.1

1,5...2 ч. Поэтому для осуществления непрерывной круглосуточной связи в систему должно входить не менее 8–12 спутников (рис. 20.1,*б*).

При низкой круговой орбите спутник еще более приближен к Земле (500...2000 км), находясь в зоне радиовидимости наземного наблюдателя только в течение 10...15 мин. Поэтому для реализации глобальной радиосвязи, т.е. охвата всей поверхности Земли и осуществления непрерывной круглосуточной связи, в состав системы должно входить 48–66 низкоорбитальных спутников. Достоинствами такой системы радиосвязи является пониженная мощность радиопередатчика (около 1 Вт) наземного абонента ввиду относительно малой протяженности радиотрассы и исключение требования по точному наведению наземной антенны на спутник. При этом масса всей радиостанции абонента может не превышать 0,5 кг.

Во всех системах для организации глобальной радиосвязи должна быть решена задача не только по связи наземного абонента со спутником, но и по обмену информацией между спутниками. Такая ретрансляция сигнала осуществляется или с помощью межспутниковых линий связи (рис. 20.1,*б*), или через специальные земные узловые станции сопряжения (рис. 20.2).

Основные параметры спутнико-космических систем радиосвязи. Спутнико-космические системы радиосвязи состоят из двух основных частей или сегментов: космического и наземного. Космический сегмент содержит определенное число спутников с установленными на них ретрансляторами радиосигнала.

Наземный сегмент содержит центральную станцию – центр управления системой, узловые станции, осуществляющие связь со спутниками и слежение за их орбитами, и абонентские терминалы по обслуживанию пользователей системы. К числу основных параметров такой системы радиосвязи относятся.

Рис. 20.2

В части космического сегмента системы:

– тип орбиты (геостационарная, средневысотная или низковысотная круговая), ее высота, наклонение и число орбитальных плоскостей;

– количество спутников, их число в одной орбитальной группировке и период обращения вокруг Земли;

– зоны обслуживания на Земле – системы в целом и каждым из спутников;

– параметры спутника – его масса, мощность источника электропитания, срок активного существования, точность удержания на орбите и т. д.;

– параметры ретранслятора спутника – диапазон частот, ширина полосы частот, мощность радиопередатчика, чувствительность радиоприемника, пропускная способность, коэффициенты усиления и ширина диаграммы направленности антенн и т. д.

В части наземного сегмента системы:

– количество наземных станций – центральной по управлению всей системой и узловых или сопряжения для слежения и связи со спутниками, и их радиотехнические параметры;

– максимальное количество абонентских терминалов и их массогабаритные и радиотехнические параметры;

– способ связи одного абонентского терминала с другим – непосредственно через спутник или с использованием одной из узловых станций (рис. 20.2).

С помощью центральной станции осуществляется управление всей системой: удержание с необходимой точностью спутников на их орбитах, передача команд во все звенья и прием с них необходимых телеметрических данных, позволяющих контролировать

нормальное функционирование как отдельных частей, так и системы в целом, распределение потоков передаваемой системой информации, контроль за ее доставкой пользователям и т. д. Это управление и контроль осуществляются с помощью центрального компьютера системы по специальной программе. С использованием узловых станций осуществляется контроль за спутниками и связь с ними абонентских терминалов, находящихся в зоне их действия (рис. 20.2). Абонентские терминалы осуществляют связь друг с другом или непосредственно через спутник, или используя в качестве промежуточного ретранслятора одну из узловых станций.

Остановимся более подробно на радиотехнических параметрах спутнико-космических систем радиосвязи.

Диапазон частот. Для спутниковых систем радиосвязи Международным комитетом по регистрации частот (МКРЧ) выделены следующие полосы частот (табл. 20.1).

Для радиосвязи центральной и узловой станций и абонентского терминала с высокоорбитальным геостационарным спутником используются обычно диапазоны частот С, *Ku*, *Ka*. Для радиосвязи абонентского терминала с низкоорбитальным спутником используются более низкие диапазоны частот L, S , а также диапазон УКВ до 1 ГГц (137...138 МГц, 148...150,05 МГц, 400,1 МГц, 406...406,1 МГц).

Пропускная способность системы, определяемая максимально возможным числом ее пользователей и объемом передаваемой информации.

Параметры антенны. Антенна характеризуется: эффективной площадью S_A, углом диаграммы направленности θ и коэффициентом усиления K_A.

Таблица 20.1

Наименование диапазона	Полоса частот, ГГц	
	1-й поддиапазон	2-й поддиапазон
L	1,452...1,500	1,610...1,710
S	1,930...2,700	–
C	3,400...5,250	5,725...7,075
X	7,250...7,750	7,900...8,400
Ku	10,700...12,750	12,750...14,800
Ka	14,400...26,500	27,000...50,200
K	84,000...86,000	–

Три этих параметра связаны между собой следующими соотношениями:

$$K_A = 4\pi S_A/\lambda^2, \qquad (20.1)$$

$$K_A = 36000/\Theta^2, \qquad (20.2)$$

где S_A – [м^2], Θ – [град], λ – длина волны [м].

Коэффициент усиления антенны в децибелах

$$K_A\,[\text{дБ}] = 10\lg(K_A).$$

Реальная чувствительность радиоприемника, определяемая мощностью радиосигнала на его входе для получения требуемого соотношения сигнал/шум $C_{сш}$ на выходе линейной части приемника или входе демодулятора (рис. 18.2) с учетом шумов канала радиосвязи и собственных шумов устройства. По аналогии с (18.10) имеем

$$P_{прм} = kT_0\,\Delta f\,C_{сш}\,K_{ш},\ [\text{Вт}] \qquad (20.3)$$

где kT_0 = 4*10^{-21} Вт/Гц – спектральная мощность шума при стандартной температуре T_0 = 290 K, отсчитываемой от абсолютного нуля по шкале Кельвина (К);

$K_ш = (T_0 + T_{шл} + T_{ш\,прм})/T_0$ – реальный коэффициент шума радиоприемника (с учетом шума линии радиосвязи).

$T_{ш\,л}$ – эквивалентная температура шума линии связи, в градусах по шкале Кельвина;

$T_{ш\,прм}$ – эквивалентная температура шума приемника, пересчитанная к его входу, в градусах по шкале Кельвина;

Δf – полоса пропускания тракта промежуточной частоты радиоприемника до демодулятора, Гц;

Та же чувствительность, выраженная в децибелах относительно мощности 1 Вт:

$$P_{прм.\,д} = 10\lg P_{прм} = -174 + 10\lg\Delta f\,(\text{кГц}) + 10\lg C_{сш} + 10\lg K_ш,\ [\text{дБВт}]. \qquad (20.4)$$

Мощность радиопередатчика $P_{пер}$, определяемая как мощность высокочастотного сигнала, поступающая в передающую антенну. Значение этого параметра ограничено плотностью потока мощности, создаваемого излучениями спутника у поверхности Земли, которая не должна превышать –152 дБВт/м^2 в полосе 4 кГц.

Эффективная изотропная излучаемая мощность (ЭИИМ), определяемая как произведение мощности радиопередатчика на коэффициент усиления антенны, т. е. мощность в луче антенны:

$$ЭИИМ = 10\lg(P_{пер}K_{ант}),\ дБВт. \quad (20.5)$$

Энергетическая добротность, определяемая с помощью двух параметров ретранслятора: температуры шумов радиоприемника и коэффициента усиления антенны:

$$Q_Э = 10\lg(K_{ант}/T_{ш\ прм}),\ дБ/К. \quad (20.6)$$

Скорость передачи цифровой информации по каналу радиосвязи, определяемая как число бит или кбит в секунду. В зависимости от значения этой величины системы связи разделяются на четыре класса:

- со сверхнизкими скоростями – менее 1,2 кбит/с;
- с низкими скоростями – от 1,2 кбит/с до 9,6 кбит/с;
- со средними скоростями – от 9,6 кбит/с до 64 кбит/с;
- с высокими скоростями – более 64 кбит/с.

Объем передаваемой служебной информации за сеанс связи с одним объектом. Этот объем определяется количеством и содержанием команд управления и телеметрического контроля, а также объемом служебных команд.

Метод модуляции и способ кодирования сигнала. Обычно используются наиболее помехозащищенные методы модуляции сигнала – фазовый и частотный.

Количество частотных стволов в ретрансляторе. Каждый ствол характеризуется шириной полосы пропускания и количеством объединенных в одном стволе корреспондентов.

Метод многостанционного доступа, связанный с доступом абонентского терминала к общему каналу спутниковой системы радиосвязи (см. § 19.2).

20.2. Расчет космической линии радиосвязи

Первым шагом при проектировании спутнико-космической системы радиосвязи является расчет радиолинии: спутниковый ретранслятор – наземная станция или абонентский терминал. Исходными данными для такого расчета являются:

– протяженность линии радиотрассы – прямого луча – между антеннами спутника и наземной станцией, т. е. значения R;

– выбор типа антенн и определение их параметров согласно (20.1) и (20.2);

– выбор диапазона частот или длины волны λ;

– определение затухания в атмосфере Земли $B_{тр}$ с помощью таблиц или графиков в зависимости от длины волны λ;

Рис. 20.3

– определение затухания в антенно-фидерных трактах спутниковой и наземной радиостанций $B_{фид}$;

– определение требуемой полосы пропускания радиоприемника по промежуточной полосе Δf, исходя из заданной скорости передачи сообщения, выбранного метода модуляции и нестабильности частоты сигналов несущей и гетеродина;

– определение требуемого соотношения сигнал/шум на входе демодулятора радиоприемника $C_{сш}$ (рис. 18.2);

– расчет реальной чувствительности радиоприемника согласно (20.3), (20.4).

В формулах (20.3) и (20.4) значение температуры шумов канала радиосвязи $T_{шл}(f)$, обусловленной радиоизлучением Галактики и атмосферным поглощением, можно определить с помощью графиков, приведенных на рис. 20.3.

Конечная цель расчета радиолинии состоит в определении мощности радиопередатчика, обеспечивающей устойчивую радиосвязь при передаче требуемого объема информации с заданной скоростью.

Предположим, что точечный источник равномерно излучает сигнал мощностью $P_{изл}$ по всей сфере. Тогда на расстоянии R на площадке размером $S_А$ мощность сигнала составит (рис. 20.4)

$$P_с = P_{изл} S_А / 4 \pi R^2. \qquad (20.7)$$

Рис. 20.4

Заменив P_c на реальную чувствительность радиоприемника $P_{прм}$, а $P_{изл}$ на ЭИИМ, т. е. произведение $P_{пер}K_{ант}$, получим из (20.7) с учетом коэффициентов потерь в тропосфере и фидере ($B_{тр}$ и $B_{фид}$) следующую формулу для определения требуемой мощности радиопередатчика

$$P_{пер} = 4\pi R^2 P_{прм}B_{тр}B_{фид} / K_{пер}S_{прм}, \qquad (20.8)$$

где $S_{прм} = S_A$ – площадь приемной антенны, м^2.

При неизменной площади передающей ($S_{пер}$) и приемной($S_{прм}$) антенн с учетом (20.1) преобразуем (20.8) к виду

$$P_{пер} = R^2\lambda^2 P_{прм}B_{тр}B_{фид} / S_{пер}S_{прм}. \qquad (20.9)$$

При неизменном значении коэффициентов усиления антенн формула (20.8) примет вид

$$P_{пер} = (4\pi)^2 R^2 P_{прм}B_{тр}B_{фид} / \lambda^2 K_{пер}K_{прм}. \qquad (20.10)$$

Из формулы (20.8) следует, что при $K_{пер}$ = const и $S_{прм}$ = const энергетика радиолинии практически не зависит от длины волны λ, значение которой может только влиять на величину коэффициента $B_{тр}$. При неизменной площади обеих антенн согласно (20.9) требуемая мощность радиопередатчика возрастает пропорционально квадрату длины волны λ^2, а при неизменных значениях их коэффициентов усиления – наоборот, уменьшается в λ^2 раз. Однако при этом согласно (20.2) соответствующим образом меняется и ширина

диаграммы направленности антенн и, следовательно, зона обслуживания наземных корреспондентов. Так, согласно (20.9) при $S_{пер}$ = const и $S_{прм}$ = const с целью уменьшения мощности радиопередатчика следует работать в более высокочастотных диапазонах. Однако при этом согласно (20.1) и (20.2) сужается луч антенны и уменьшается зона обслуживания наземных корреспондентов.

Для проведения расчетов значения параметров, входящих в формулы (20.8)–(20.10), целесообразно выразить в децибелах. Тогда, например, формула (20.8) примет вид

$$P_{пер\,д} = 10\lg P_{пер} = = 71+20\lg R\,(км) + 10\lg P_{прм} +$$

$$+10\lg(B_{тр}B_{фид})-10\lg K_{пер}-10\lg S_{прм}, \qquad (20.11)$$

где $S_{прм}$ – площадь приемной антенны, м^2; $P_{прм}$ – чувствительность радиоприемника, определяемая согласно (20.3).

Пример расчета. Согласно формулам (20.4) и (20.11) произведем расчет линии космической радиосвязи при следующих исходных условиях:

– орбита спутника – низкоорбитальная R = 1000 км;
– полоса пропускания радиоприемника Δf = 40 кГц;
– температура шума радиолинии $T_{шл}$ = 700 К;
– температура шума радиоприемника $T_{ш\,прм}$ = 200 К;
– требуемое соотношение сигнал/шум $C_{с\,ш}$ = 10;
– коэффициент потерь в атмосфере $B_{тр}$ = 3 дБ;
– коэффициент потерь в фидерах $B_{фид}$ = 2 дБ;
– коэффициент усиления передающей антенны $K_{пер}$ = 10;
– площадь приемной антенны $S_{прм}$ = 0,1 м^2.

Согласно (20.4) определим реальную чувствительность радиоприемника спутникового ретранслятора

$$P_{прм} = -174+10\lg 40+10\lg 10+10\lg 4 = -174+16+10+6 = -142 \text{ дБВт}.$$

Согласно (20.11) требуемая мощность радиопередатчика наземного абонента

$$P_{пер} = 71+20\lg 1000-142+2+3-10\lg 10-10\lg 0{,}1 = -6 \text{ дБВт}$$

или

$$P_{пер} = 0{,}25 \text{ Вт}.$$

Как видно из приведенного примера, для радиосвязи наземного абонента со спутником ввиду работы прямым лучом достаточна мощность радиопередатчика с весьма малой мощностью 250 мВт.

$BT := 3 \qquad B\Phi := 2 \qquad KA := 10 \qquad S := 0.1$

$ORIGIN := 1 \qquad PS := \begin{pmatrix} -137 \\ -142 \\ -157 \end{pmatrix}$

$P1(X) := 71 + 20 \cdot \log(X) + BT + B\Phi - 10 \cdot \log(KA) - 10 \cdot \log(S) + PS_1$

$P2(X) := 71 + 20 \cdot \log(X) + BT + B\Phi - 10 \cdot \log(KA) - 10 \cdot \log(S) + PS_2$

$P3(X) := 71 + 20 \cdot \log(X) + BT + B\Phi - 10 \cdot \log(KA) - 10 \cdot \log(S) + PS_3$

Рис. 20.5

Программа по расчету космической линии радиосвязи согласно (20.11) приведена на рис. 20.5. В программе приняты следующие обозначения:

P1, P2, P3 – требуемая мощность радиопередатчика, дБВт;

PS – чувствительность радиоприемника $P_{прм}$, дБВт;

X – протяженность радиотрассы R, км;

BT – потери в тропосфере, дБ; BФ – потери в фидере, дБ;

KA – коэффициент усиления передающей антенны;

S – площадь приемной антенны $S_{прм}$, м^2.

На том же рис. 20.5 построены графики зависимости $P_{пер\ д}(R)$ при трех значениях чувствительности радиоприемника: –137, –147, –157 дБВт. Эти графики позволяют проследить, как меняется требуемая мощность бортового спутникового радиопередатчика в зависимости от протяженности радиотрассы и параметров антенн, чувствительности радиоприемника, затухания в атмосфере и за счет фидера.

По программе рис. 20.5, введя новые исходные данные, можно быстро произвести расчет энергетики и других линий радиосвязи, использующих для распространения радиоволн прямой луч.

20.3. Примеры систем космической радиосвязи

К 2006 г. в мире действовало более 50 спутнико-космических систем радиосвязи. Одна из возможных структурных схем такой системы представлена на рис. 20.6. В состав системы входят наземный центральный узел управления *1*, абонентские терминалы коллективного *2* и индивидуального пользования *3*, спутник с ретранслятором *4*, телепорт *5*, обслуживающий волоконно-оптическую линию связи (ВОЛС), с подключенными к ней многочисленными пользователями.

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 излучается 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.

Рис. 20.6

Чтобы лучше разобраться в обширном рынке информационных услуг, предлагаемых спутнико-космическими системами радиосвязи коллективным и индивидуальным пользователям, рассмотрим несколько типовых примеров.

Система космической радиосвязи с использованием геостационарного спутника по обслуживанию транспортных перевозок грузов в пределах одного или нескольких континентов. Укрупненная структурная схема такой системы приведена на рис. 20.7.

Система включает космический сегмент со связным и навигационным спутниками и наземный сегмент: центральную станцию, диспетчерские пункты связи и до нескольких десятков тысяч мобильных абонентов – транспортных средств. Система позволяет осуществлять двусторонний обмен текстовой информацией водителя с диспетчером и отслеживать местоположение автомашины на всем пути ее следования. Одна из таких систем (EUTELTRACS) охватывает территорию Северной Африки, Ближнего Востока и Европы, в том числе и европейскую часть России. Весь информационный поток в сети связи замыкается на центральную станцию, рядом с которой располагается станция маршрутизации, осуществляющая анализ всех принятых сообщений и дающая разрешение на установление соединения. Кроме того, в сети имеется несколько диспетчерских пунктов, устанавливающих непосредственную связь с абонентом.

Рис. 20.7

Основные технические характеристики системы:

– тип орбиты спутника – геостационарный;

– количество спутников – 2 (радиосвязной и навигационный);

– количество стволов – два для радиосвязи и один для навигации;

– диапазон частот по линии центральная станция-спутник – 14/11 ГГц;

– скорость передачи 5...15 кбит/с.

Абонентский терминал, устанавливаемый на автомашине, имеет следующие параметры: мощность передатчика – 1 Вт, ЭИИМ–19 дБ·Вт, скорость передачи – 55...165 бит/с, длина стандартного сообщения – 1900 символов.

Система космической радиосвязи с использованием геостационарного спутника по обеспечению мобильной телефонной радиосвязи и передачи данных в пределах одного континента (рис. 20.8). Одна из подобных систем (MSAT), принадлежащая Канаде, охватывает Северную Америку, обеспечивая телефонную радиосвязь мобильным абонентам, находящимся в автомобиле и самолете. Система при передаче данных может использоваться и для контроля работы удаленных стационарных и подвижных производственных объектов.

Основные характеристики этой системы:

– тип орбиты спутника – геостационарный;

– количество спутников – 1;

Рис. 20.8

– количество стволов – 6;

– пропускная способность системы – 400 тысяч абонентов;

– диапазон частот по линии центральная станция-спутник – 11/14 ГГц;

– диапазон частот по линии абонентский терминал-спутник – 1,5/1,6 ГГц;

Параметры спутникового ретранслятора: ЭИИМ = 42...65 дБВт; G/T = – 4 дБ/К (прямой канал), 2,3 дБ/К (обратный канал), количество телефонных каналов на ствол от 300 до 400.

Параметры стационарного и мобильного терминала: ЭИИМ = = 0,5 дБВт (мобильный) и 16,5 дБВт (стационарный), G/T = 12...26 дБ/К (для разных типов антенн), скорость передачи 2,4...6,4 кбит/с.

Система космической радиосвязи с использованием от 4 до нескольких десятков низкоорбитальных спутников для сбора данных с необслуживаемых объектов, передачи аварийных и экстренных сообщений. Например, в такой системе парк наземных радиомаяков, подключенных к датчикам экологического контроля, позволяет отслеживать состояние среды на обширных территориях: возникновение лесных пожаров, выброс в атмосферу газов химических предприятий и т.д., и своевременно принимать необходимые меры по их локализации. В системе с небольшим числом спутников обычно реализуется режим «электронной почты», состоящий в следующем. Абонентский пост передает сообщение на спутник при появлении последнего в зоне его радиовидимости. Принятые спутником данные запоминаются в бортовом блоке памяти и «сбрасываются» по радиоканалу на землю при прохождении космическим аппаратом зоны радиовидимости получателя информации. Транспортные протоколы программного обеспечения компьютеров системы позволяют формировать пакеты данных, доставляемых по разным маршрутам с использованием наземных линий телекоммуникаций.

Приведем возможные параметры такой системы, предназначенной для передачи в режиме «электронной почты» по спутниковому каналу метеорологических, экологических и аварийных сообщений от стационарных и подвижных объектов и определения их местоположения, а также для проведения поисково-спасательных работ на суше и воде:

– тип орбиты спутника – круговая низкоорбитальная, с высотой 1000 км и периодом обращения спутника 105 мин.;

– количество спутников – 4;

– пропускная способность системы – 50 тысяч абонентов, в одном сеансе – 200, на одном витке – 2000;

– точность определения географических координат объекта – 2...5 км.

Параметры радиомаяка диапазона 121,5 МГц: мощность 0,1 Вт, модуляция – АМ, длительность элементарной посылки – 0,25...0,5 с, частота 300...1600 Гц.

Параметры радиомаяка диапазона 405,9 МГц: мощность 5 Вт, модуляция – ФМ, длительность элементарной посылки – 0,44 с, максимальный объем данных в сеансе – 240 бит.

Глобальная спутнико-космическая система радиосвязи с использованием нескольких десятков низкоорбитальных спутников и охватывающая всю территорию Земли – GLOBALSTAR.

Система должна была обеспечивать всемирную телефонную и пейджинговую радиосвязь и передачу данных абонентам, находящимся в любой точке Земли, а также местонахождение подвижных объектов. Однако ввод ее в регулярную эксплуатацию задерживается в виду ее финансовой убыточности.

Космический сегмент системы GLOBALSTAR включает 48 основных и 8 резервных спутников, вращающихся в 8 орбитальных плоскостях на низких околоземных орбитах при расстоянии 1400 км от Земли. Создаваемое спутниками радиополе полностью охватывает всю нашу планету. Поэтому абонент системы, находясь в любой точке Земли, может в требуемый момент времени связаться с другим абонентом системы, месторасположение которого также может быть произвольным. В этом и состоит главное преимущество глобальной системы радиосвязи GLOBALSTAR перед действующими системами сотовой радиосвязи, охватывающими только 4% Земли и имеющими ограниченный радиус действия в пределах нескольких сотен километров. С помощью терминалов пользователь системы GLOBALSTAR имеет возможность войти в действующие телекоммуникационные системы.

Принцип построения системы GLOBALSTAR совпадает в основных чертах с наземными сотовыми системами радиосвязи. Главное отличие состоит в переносе в космическое пространство перемещающихся ретрансляционных базовых станций. В системе отсутствуют прямая связь между спутниками, а передача информации от одного спутника к другому осуществляется через наземные узловые станции (рис. 20.2), число которых после полного ввода системы в эксплуатацию должно достигнуть 210.

На каждом спутнике установлены ретранслятор прозрачного типа (рис. 17.28) и многолучевая антенна, создающая на Земле 16

одновременно перемещающихся сот диаметром 1600 км с временем радиовидимости в одном луче в 2 мин. Поэтому каждые 2 мин связь с корреспондентом автоматически передается из одной соты в другую.

Основные радиотехнические параметры системы

Диапазоны частот:
- по линии «терминал – спутник» ..... 1610...1626,5 МГц
- по линии «спутник – терминал» ..... 2483,5...2500 МГц
- по линии «спутник – узловая станция» ..... 6875...7055 МГц
- по линии «узловая станция – спутник» ..... 5091...5250 МГц

Ширина полосы частот в одном луче ..... 16,5 МГц
Число каналов в полосе частот 1,3 МГц 127

Параметры спутникового ретранслятора по связи с абонентским терминалом

Суммарная выходная мощность спутникового ретранслятора абонентских станций (*L/S* диапазон) ..... 240 Вт (с возможностью перераспределения мощности между лучами)
ЭИИМ ..... –2,9 дБВт (в пересчете на канал 2,4 кбит/с)
Добротность G/*T* ..... –10 дБ/К
Коэффициент усиления антенны K_A ..... 12...17 дБ
Шумовая температура ..... 261 К
Количество информационных каналов 118

Параметры спутникового ретранслятора по связи с центральной станцией

Выходная мощность радиопередатчика ..... 140 Вт
ЭИИМ ..... –27,7 дБВт (в пересчете на канал 2,4 кбит/с)
Добротность G/*T* ..... –13,7 дБ/К
Коэффициент усиления K_A
- приемной антенны ..... 3,6 дБ
- передающей ..... 1 дБ

Пропускная способность на один спутник.....2400 каналов

Параметры абонентского терминала

Выходная мощность радиопередатчика
портативный вариант .....0,6 Вт
мобильный вариант .....3 Вт
ЭИИМ.....–0,7 дБВт
Добротность G/*T* .....–22 дБ/К
Скорость передачи.....2,4 кбит/с
Шумовая температура.....260 К

Контрольные вопросы

1. Назовите основные параметры спутнико-космических систем радиосвязи.
2. Что входит в космический сегмент системы?
3. Что входит в наземный сегмент системы?
4. В каких диапазонах частот работают спутнико-космические системы радиосвязи?
5. Расшифруйте аббревиатуру ЭИИМ.
6. Определите понятие «энергетическая добротность».
7. Как меняется требуемая мощность радиопередатчика ретранслятора в зависимости от протяженности линии радиосвязи?
8. Как меняется требуемая мощность радиопередатчика ретранслятора в зависимости от частоты несущей?
9. Как параметры антенны влияют на другие параметры системы космической радиосвязи?
10. Назовите примеры систем космической радиосвязи.

Глава 21. Системы с использованием наземных средств

21.1. Система сотовой радиосвязи

Принцип построения системы сотовой радиосвязи. Эта система обеспечивает радиотелефонную связь с подвижными объектами, перемещающимися на определенной территории в пределах, например, 100*100 км. При взаимодействии сотовой системы с глобальными системами радиосвязи – спутнико-космическими и кабельными – обеспечивается возможность связи абонента практически с любым географическим районом на Земном шаре.

Название «сотовая» система получила потому, что вся зона обслуживания разбивается на сравнительно небольшие площадки, называемые сотами. В каждой соте устанавливается своя базовая станция, связанная с центральным узлом связи по радиоканалу или кабелю (рис. 21.1).

Связь внутри системы обеспечивается следующим образом: абонент 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 этой

Рис. 21.1

Рис. 21.2

системы. Таким образом, связь между абонентами устанавливается по цепочке: абонент *A* – базовая станция *X* – центральный узел связи – базовая станция *Y* – абонент *B* (рис. 21.1). 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. Пример такого распределения трех частот между базовыми станциями приведен на рис. 21.2.

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 1800...1900 МГц для передачи цифровых сообщений.

21.2. Система радиосвязи производственного назначения

Назначение, основные функции и структура системы. Всестороннее информационное обслуживание современных производств является непременным условием их эффективного функционирования и повышенной рентабельности. В понятие «информационное обслуживание» входят контроль за протеканием технологических процессов, дистанционное управление различными агрегатами и машинами, своевременное оповещение об аварийных и даже предаварийных ситуациях во всех звеньях производственного цикла, дистанционная охранная сигнализация, возможность обмена оперативной информацией между участниками производственного

процесса, передача компьютерной информации.

Особенно актуально оптимальное решение этой проблемы для производств рассредоточенного типа, когда их отдельные участки и объекты удалены друг от друга на значительные расстояния – сотни и даже тысячи километров, а производственные процессы протекают в режиме непрерывного технологического цикла. В качестве примера таких производств можно назвать:

- газовые и нефтяные промыслы и трубопроводы по перекачке нефти и газа;
- системы водоснабжения и водоотведения;
- компании по добыче полезных ископаемых: угля, золота, алмазов и т.д., с большим числом рудников и карьеров;
- парки из «малых» и «мини» гидро- и ветроэлектростанций, расположенные на большой территории, с централизованным управлением;
- обширные стройки и горнообогатительные комбинаты;
- транспортные предприятия, нуждающиеся в непрерывном контроле перевозимых грузов на всем пути их следования;
- мониторинг окружающей среды путем автоматизированного сбора данных с датчиков экологического и метеорологического контроля;
- автоматизированный сбор данных с электрических, газовых и водяных датчиков;
- службы городского хозяйства и т.д.

Во всех перечисленных предприятиях на каждом из объектов производственный процесс протекает как по собственному, внутреннему циклу, так и по связям между объектами: непосредственно или по информационным каналам. При этом возникает проблема по выбору наиболее оптимального и экономически выгодного метода информационного обмена между каждым из объектов и центральным диспетчерским пунктом, руководящим всем процессом в системе.

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

- контролю состояния и параметров объектов путем считывания показаний с аналоговых, цифровых и релейных датчиков;
- управлению различными агрегатами и машинами: их включению-выключению или дискретному изменению режима работы;
- плавному автоматическому регулированию параметров объекта при изменении задающего воздействия или внешних условий работы;

- охранной сигнализации с дистанционным оповещением;
- обмену текстовой или речевой информацией между обслуживающим объект персоналом и диспетчерским пунктом;
- обмену компьютерной информацией;
- видеонаблюдению за состоянием работы объекта;
- определению с определенной точностью географических координат перемещающегося в пространстве объекта.

В большинстве случаев не требуется выполнение полного набора перечисленных функций. Например, в системе экологического контроля требуется выполнение только первой функции, связанной со считыванием показаний датчиков. В системе контроля за перевозкой грузов транспортными средствами на большие расстояния требуется выполнение двух функций: речевой или факсимильной радиосвязи с водителем и определение географических координат автомашины.

В системе управления по радио парком гидроэлектростанций следует реализовать пять функций: телеконтроль, телесигнализацию, телеуправление, телерегулирование и связь. Примеры можно продолжить. Отметим только, что в каждом конкретном случае важно установить полный набор выполняемых производство функций, что предопределяет правильный выбор обслуживающей информационной системы.

Анализ перечисленных функций позволяет сформулировать общие требования, которым должны удовлетворять информационно-управляющие системы, обслуживающие современные производства рассредоточенного типа:

- контроль за работой всех рассредоточенных производственных объектов и их управление должны осуществляться с единого центрального диспетчерского пункта (ЦДП);
- этот контроль должен осуществляться в автоматическом режиме, что позволяет организовать непрерывную, круглосуточную работу в обслуживаемом производстве по безлюдной технологии;
- все протекающие технологические процессы в системе должны находиться «под наблюдением» компьютера, являющегося составной частью ЦДП, на который должна стекаться необходимая информация со всех производственных объектов;
- выполнение перечисленных выше информационных функций (телеконтроль, телесигнализация, телеуправление, телерегулирование, связь и т.д.) должно быть взаимно увязано и реализовываться в рамках единой специализированной рабочей программы;
- следует обеспечить надежную телекоммуникационную связь

между центральным диспетчерским пунктом и объектами контроля и управления с возможностью передачи необходимого объема информации с определенной скоростью.

Сформулированные требования могут быть положены в основу проектирования информационно-управляющей системы и входящих в нее устройств.

В производствах рассредоточенного типа можно выделить три типа объектов, на которых устанавливаются радиостанции:

- центральный диспетчерский пункт (ЦДП), на который стекается вся информация со всех объектов;
- контролируемые пункты 1-го уровня (КП): стационарные и передвижные производственные объекты, имеющие прямую связь с ЦДП;
- контролируемые, условно «малые» пункты 2-го уровня (МП): производственные объекты, имеющие связь с ЦДП через один из КП, выполняющего в таком случае роль ретранслятора.

По схеме информационной связи между ЦДП и КП различают три типа структур: радиальную, линейную и радиально-линейную (рис. 21.3). При радиальной структуре все КП имеют прямую связь с ЦДП (рис. 21.3,*а*), при линейной – связь с ЦДП осуществляется по «цепочке» от одного КП к другому, как в радиорелейных линиях связи (рис. 21.3,*б*), при радиально-линейной – имеются оба вида связей. Во всех трех случаях с каждым из КП может быть связано определенное число дополнительных «малых» объектов контроля МП. Связь между ЦДП и КП обычно двусторонняя, между КП и МП – односторонняя.

Примером радиальной системы может служить система по сбору информации экологического характера в определенной зоне. Примером линейной системы может являться система по обслуживанию объектов железнодорожного транспорта.

ЦДП должен включать радиостанцию и компьютер, каждый из КП – радиостанцию (или только радиопередатчик) и контроллер, к которому подключаются датчики контроля и объекты управления (рис. 21.3, *в*).

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 аварийных или пред- аварийных ситуаций информация с КП на ЦДП должна поступать практически немедленно по инициативе аварийного КП.

Рис. 21.3

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.

Параметры радиопередатчика. Проведенный краткий анализ работы радиотехнической системы по обслуживанию производств рассредоточенного типа позволяет выработать требования к входящим в их состав радиопередатчикам.

Форма сигнала. Поскольку в системе следует обеспечить пять режимов работы (телесигнализация, телеизмерение, телеуправление, телерегулирование, связь), то это предопределяет форму сигнала: цифровой *N*-разрядный кодированный сигнал. К числу возможных способов кодирования передаваемых букв, цифр и служебных команд относится, например, восьмиразрядный двоичный код международного стандарта A*S*C I I.

Мощность радиопередатчика. С учетом действия нормативных требований и с целью минимизации помех другим радиосистемам мощность радиопередатчика в непрерывном режиме работы не должна, как правило, превышать 50 Вт.

Диапазон частот. Для систем народнохозяйственного назначения в УКВ диапазоне выделены следующие полосы частот: 27...58, 74...76, 146...174, 300...344, 440...470 МГц. Для радиотехнической системы производственного назначения, обслуживающей удаленные объекты, максимально возможная протяженность радиотрассы имеет во многих случаях первостепенное значение.

В этой связи большой интерес представляет декаметровый диапазон волн (27...30 МГц) и часть метрового (до 58 МГц), поскольку в них благодаря явлениям дифракции и рефракции удается обеспечить прием радиосигнала далеко за линией радиогоризонта. При работе в декаметровом диапазоне отпадает необходимость в прямой видимости между антеннами в точках приема и передачи сигнала, что необходимо обеспечивать в более высоких по частоте диапазонах. В результате при поднятии простых штыревых антенн четверть- или полуволновой длины на небольшую высоту, всего на 10...20 м, и мощности передатчика до 50 Вт в декаметровом диапазоне волн удается обеспечить устойчивую радиосвязь на сравнительно большие расстояния до 50...100 км.

Системы радиосвязи декаметрового диапазона, использующие распространение радиоволн по искривленному лучу, огибающему Землю, оказываются в ряде случаев более экономичными по сравнению с СВЧ системами, работающими по принципу прямого луча. Эта экономия основана на том, что для получения одной и той же дальности линии радиосвязи в первом случае требуется меньшее число и более простые по устройству пункты связи.

Следует, однако, учитывать, что за линией радиогоризонта на-

пряженность поля в декаметровом диапазоне может резко снижаться. Поэтому приходится принимать специальные меры по обнаружению радиосигнала при отношении сигнал/шум на входе приемника существенно меньше единицы, например, до минус 20 дБ. К таким мерам относится когерентное накопление сигнала или сужение полосы пропускания в радиоприемном тракте.

Метод модуляции. Система должна обеспечивать высокую помехозащищенность при сравнительно облегченных требованиях к параметрам аппаратуры, в частности, к стабильности частоты, значение которой при отсутствии термостабилизации можно принять равной 10^{-5}. Учет этих, в определенной степени противоречивых, факторов приводит к выводу о целесообразности применения двухступенчатой модуляции, позволяющей реализовать узкий частотный канал после детектора радиоприемника и тем самым повысить помехозащищенность системы в целом. При такой модуляции в рамках 1-й ступени осуществляется модуляция сигнала поднесущей передаваемой кодовой комбинацией исходного сообщения, в рамках 2-й ступени — сигнал поднесущей модулирует сигнал несущей. Среди возможных сочетаний разных методов модуляции можно рекомендовать два вида: ЧТ–ЧТ и ЧТ–ФТ.

Структура сообщения по линии КП – ЦДП. Информация, периодически поступающая по радиоканалу с КП на ЦДП, передается в виде рабочего кадра, содержащего следующие байты:

- вызывной сигнал (2 байта),
- номер пункта (1 или 2 байта),
- длина сообщения (2 байта),
- код телеметрического или текстового сообщения (1 байт),
- число групп дискретных датчиков (1 байт),
- число аналоговых датчиков (1 байт),
- число цифровых датчиков (1 байт),
- показания дискретных датчиков (1 байт на 8 датчиков),
- показания аналоговых датчиков (1или 2 байта на 1 датчик),
- показания цифровых датчиков (1 или 2 байта на 1 датчик),
- контрольная сумма (2 байта).

Таким образом, объем передаваемой информации технологического характера (за исключением текстовой информации) в рамках одного кадра (рис. 21.4,а) по линии КП – ЦДП составит в байтах:

$$A = S + M + K + N / 8 \text{ или } A = S + 2^{*}M + 2^{*}K + N / 8,$$

где S = 11...12 – число служебных байтов;

М – число аналоговых датчиков;

К – число цифровых датчиков;

N – число дискретных датчиков.

Время передачи одного кадра сообщения в секундах

$$T = 8 \cdot A / V,$$

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

Пример. Контролируемый пункт имеет следующее число датчиков: M = 8 (по 1 байту), *K* = 5 (по 2 байта), *N* = 8. Скорость передачи *V* = 200 бит/с. В результате получим:

$$A = 11 + 8 + 2 \cdot 5 + 8/8 = 30 \text{ байт, время } T = 8 \cdot 30/200 = 1{,}2 \text{ с.}$$

Служебное сообщение – S байт	Показания аналоговых датчиков – 2M байт	Показания цифровых датчиков 2K – байт	Показания дискретных датчиков – N/8 байт

а)

Служебное сообщение – S байт	*Команды* управления 2L– байт	*Команды* регулирования 2R–байт

б)

Рис. 21.4

Структура сообщения по линии ЦДП – КП. Информация, поступающая по радиоканалу с ЦДП на КП, передается в виде рабочего кадра, содержащего следующие байты:

- вызывной сигнал (2 байта),
- номер пункта (1 или 2 байта),
- длина сообщения (2 байта),
- код командного или текстового сообщения (1 байт),
- запрос дискретных датчиков (1 байт),
- запрос аналоговых датчиков (1 байт),
- запрос цифровых датчиков (1 байт),
- команды по управлению объектом (по 2 байта на каждую команду),
- команды по регулированию объектом (по 2 байта на каждую команду),

• контрольная сумма (2 байта).

Таким образом, объем передаваемой информации технологического характера (за исключением текстовой информации) в рамках одного кадра (рис. 21.4,б) по линии КП-ЦДП составит в байтах:

$$C = S + 2L + 2R,$$

где S = 11...12 – число служебных байтов;

L – число команд управления;

R – число команд регулирования.

Время передачи одного кадра сообщения в секундах

$$T = 8 \cdot C / V,$$

где V – скорость передачи информации, бит/с.

Обычно значения A и C не превышают в рассматриваемом классе систем 100–200 байт за сеанс радиосвязи. При этом и текстовые сообщения также не должны превышать 200 байт, т.е. 200 знаков.

Расчет линии радиосвязи в декаметровом диапазоне волн. В случае работы прямым лучом расчет линии радиосвязи можно произвести по методике, рассмотренной в § 20.2. При работе в декаметровом диапазоне волн и использовании в качестве антенн четвертьволновых вибраторов расчет проводится по методике, разработанной академиком Б. А. Введенским [8]. В основе такой методики лежат две формулы, позволяющие рассчитать линию УКВ радиосвязи не только в пределах прямой видимости, но и за линией радиогоризонта. Расстояние до линии радиогоризонта для идеальной модели Земли, т.е. шара радиусом 6370 км

$$R_{гор} = 3{,}57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \quad [км], \qquad (21.1)$$

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

Напряженность электрического поля в точке приема при четвертьволновом вертикальном вибраторе в месте излучения сигнала

$$E = \frac{90\, h_1 h_2 \sqrt{P_1}}{\lambda R^2 K_P K_3} \quad [мкВ/м], \qquad (21.2)$$

где P_1 – излучаемая мощность, Вт; λ – длина волны, м; R – протяженность радиолинии, км; $K_P > 1$ – коэффициент дополнительных потерь, учитывающий затухание сигнала вдоль трассы распространения волны за счет атмосферы и разного рода препятствий–

зданий и иных сооружений, $K_З$ – коэффициент загоризонтной радиосвязи.

Значение $K_Р$ определяется экспериментально для разных трасс распространения радиоволн при определенной частоте сигнала. Согласно проведенным измерениям в г. Москве при частоте 40 МГц значение $K_Р$ колеблется в пределах 5...10.

При использовании декаметрового диапазона волн можно выделить три зоны приема: ближнюю, среднюю и дальнюю. Ближней будем называть зону приема в пределах прямой радиовидимости, т. е. в теоретической модели распространения радиоволн при $R \leq R_{гор}$. В средней зоне, лежащей за линией радиогоризонта и ориентировочно ограниченной пределами $R_{гор} \leq R \leq (2...3)R_{гор}$, прием сигнала возможен за счет явлений дифракции и рефракции, приводящих к искривлению луча и распространению поверхностной волны, огибающей Землю. В дальней зоне, лежащей за пределами $R >> R_{гор}$, прием сигнала возможен за счет пространственной волны и ионосферной рефракции, т.е. путем дальнего тропосферного распространения радиоволн, что позволяет удлинить трассу радиоприема до 3000...4000 км.

В радиосвязи декаметрового диапазона используются ближняя и средняя зоны приема, в загоризонтной радиолокации – средняя и дальняя. Следует иметь в виду, что деление зон приема на ближнюю и среднюю зоны в реальных условиях достаточно условно, поскольку в ближней зоне ($R \leq R_{гор}$) из-за рельефа местности и разного рода строений, особенно в условиях города, радиовидимость между пунктами связи может отсутствовать, а прием основываться на явлении дифракции, т. е. огибании поверхностной радиоволной препятствий. Будем, однако, для определенности считать, что в формуле (21.2) в ближней зоне, т. е. при $R \leq R_{гор}$, коэффициент $K_З = 1$, а все дополнительные потери в радиотрассе учитывать за счет коэффициента $K_Р$. В средней зоне, т. е. при $R_{гор} \leq R \leq (2...3)R_{гор}$, возникают дополнительные потери, учитываемые с помощью коэффициента загоризонтной радиосвязи:

$$K_З = (R/R_{гор})^n. \qquad (21.3)$$

где $n > 1$ – показатель степени, зависящий от многих факторов, в том числе от рельефа местности, состояния атмосферы и частоты сигнала. Согласно экспериментальным данным для диапазона частот 30...40 МГц значение $n = 1,5...3$. Поскольку значение n возрастает с повышением частоты сигнала, то при загоризонтной радиосвязи диапазон 27...58 МГц более предпочтителен, чем 146...174 МГц.

При вертикальном четвертьволновом вибраторе в месте приема мощность сигнала на входе радиоприемника с входным сопротивлением 50 Ом

$$P_{прм} = (E^2\lambda^2/800)\cdot 10^{-12}\ [\text{Вт}]. \qquad (21.4)$$

Подставив (21.2) в (21.4), получим

$$P_{прм} = \frac{10P_1h_1^2h_2^2}{R^4K_P^2K_З^2}10^{-12}\ [\text{Вт}]. \qquad (21.5)$$

Согласно (21.5) при антеннах – вертикальных четвертьволновых вибраторах на обоих концах радиолинии – мощность принимаемого сигнала не зависит от длины волны и с расстоянием уменьшается по закону $1/R^4$.

Выразим (21.5) в децибелах относительно уровня 1 Вт

$$P_{прм} = -110+10\lg P_1+20\lg(h_1h_2) - 40\lg R - 20\lg K_р - 20\lg K_З,\ [\text{дБВт}]. \qquad (21.6)$$

В частности, при мощности P_1 = 10 Вт и K_p = 10 из (21.6) имеем

$$P_{прм} = -120 + 20\lg(h_1h_2) - 40\lg R - 20\lg K_З,\ [\text{дБВт}].$$

Значение $P_{прм}$, вычисленное по (21.6), должно превышать реальную чувствительность приемника, определяемую согласно (18.11):

$$P_{прм\,д}\ (\text{дБВт}) = -137 + 20\lg U_{прм\,ч}.$$

При $U_{прм\,ч}$ = 1,0 мкВ значение $P_{прм}$ = – 137 дБВт.

При $U_{прм\,ч}$ = 0,1 мкВ значение $P_{прм}$ = – 157 дБВт.

На линии радиогоризонта при P_1 = 10 Вт, K_P = 10 и $K_З$ = 1 из (21.6) с учетом (21.1) получим:

$$P_{прм} = -142 + 40\lg\frac{\sqrt{h_1h_2}}{\sqrt{h_1}+\sqrt{h_2}}\ [\text{дБВт}]. \qquad (21.7)$$

Согласно (21.7) при h_1 = 10 м и h_2 = 20 м имеем $P_{прм}$ = –131,3 дБВт, т. е. уровень сигнала в точке приема $R_{гор}$ = 27,2 км соответствует чувствительности приемника в 2 мкВ. Следовательно, при реально достижимой чувствительности радиоприемника 0,1мкВ запас уровня сигнала в точке приема превышает 20 дБ. Такое превышение сигнала позволяет организовать радиосвязь не только в области до радиогоризонта, но и за его пределами. Как показали экспериментальные

исследования, при частоте 40 МГц дальность линии радиосвязи превышает значение $R_{гор}$ в 2...4 раза, т. е. при умеренной высоте подъема антенн в 10...20 м может достигать 50...100 км.

Определим согласно (21.5) зависимость требуемой мощности радиопередатчика на линии радиогоризонта в зависимости от высоты поднятия четвертьволновых антенн над уровнем Земли. В составленной программе, приведенной на рис. 21.5, приняты следующие обозначения:

P1, P2, P3 – требуемая мощность радиопередатчика P_1, дБВт;

PS – чувствительность радиоприемника $P_{прм}$, дБВт;

R – протяженность радиотрассы R, км;

KB – коэффициент дополнительных потерь K_P;

K3 – коэффициент загоризонтной радиосвязи $K_З$;

H1, H2 – высота поднятия антенн над уровнем Земли h_1, h_2, м.

Графики зависимости мощности радиопередатчика P_1 от высоты поднятия антенны h_1 при h_2 = const, рассчитанные по программе рис. 21.5, приведены на рис. 21.6.

На рис. 21.6,*а* представлены графики зависимости протяженности радиотрассы до линии горизонта R (км) от высоты поднятия одной из антенн h_1(м) при h_2 = 2 м (нижний график) и 20 м (верхний график), рассчитанные согласно (21.1).

$$KB := 10 \qquad K3 := 1 \qquad H2 := 20$$

$$ORIGIN := 1 \qquad PS := \begin{pmatrix} -130 \\ -140 \\ -150 \end{pmatrix}$$

$$F(H1) := 40 \cdot \log\left[\frac{\left(\sqrt{H1} + \sqrt{H2}\right)}{\sqrt{H1 \cdot H2}}\right]$$

$$P1(H1) := 132 + 20 \cdot \log(KB) + 20 \cdot \log(K3) + PS_1 + F(H1)$$

$$P2(H1) := 132 + 20 \cdot \log(KB) + 20 \cdot \log(K3) + PS_2 + F(H1)$$

$$P3(H1) := 132 + 20 \cdot \log(KB) + 20 \cdot \log(K3) + PS_3 + F(H1)$$

$$R(H1) := 3.57 \cdot \left(\sqrt{H1} + \sqrt{H2}\right)$$

Рис. 21.5

R1(H1)
R2(H1)
60
50
40
30
20
10
0
20
40
60
80
100
H1

а)

P1(X)
P1(X)
P1(X)
15
10
5
0
−5
−10
−15
−20
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
H1

б)

P1(X)
P2(X)
P3(X)
25
20
15
10
5
0
−5
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
H1

в)

Рис. 21.6

На рис. 21.6,*б* представлены графики зависимости требуемой мощности радиопередатчика P_1 (дБВт) от высоты поднятия одной из антенн h_1(м) при h_2 = 20 м и трех значениях чувствительности радиоприемника $P_{прд}$, = –130 дБВт, (верхний график), –140 дБВт (средний график) и –150 дБВт (нижний график).

На рис. 21.6,*в* представлены графики тех же зависимостей при h_2 = 2 м.

Еще раз подчеркнем, что эти графики относятся к случаю радиосвязи в области, ограниченной горизонтом, при прямой видимости между антеннами. В загоризонтной области происходит резкое уменьшение напряженности поля и здесь в основу проектирования следует положить предварительно проведенные измерения уровня сигнала.

21.3. Перспективы развития радиоэлектроники и связи

В последние годы четко обозначались тенденции развития радиоэлектроники. В отношении систем радиосвязи в целом можно выделить такие направления:

– создание всемирной, глобальной системы радиосвязи, позволяющей установить связь между любыми пунктами на Земле в любое время суток;

– многофункциональный характер глобальной системы радиосвязи, позволяющей передавать не только речь, но и разнообразные данные, в том числе и информацию, считываемую с компьютера;

– объединение системы радиосвязи с радионавигационной системой, позволяющей с высокой точностью определять местоположение корреспондентов.

В отношении технологии изготовления радиоэлектронных устройств отметим следующие тенденции:

– дальнейшая микроминиатюризация аппаратуры с переходом в перспективе к электронике на молекулярном уровне;

– тесная связь полупроводниковой электроники со смежными с ней научными дисциплинами – акустоэлектроникой, магнитоэлектроникой, оптоэлектроникой – и внедрением их результатов в промышленные изделия;

– повышение надежности и долговечности радиоэлектронных изделий широкого применения.

В отношении создания нового поколения радиоэлектронных устройств отметим такие направления:

– повсеместный переход к цифровым методам передачи информации;

– совершенствование цифровых методов обработки информации, позволяющих улучшить помехоустойчивость систем радиосвязи;

– сжатие передаваемой информации с полным ее восстановлением при приеме, что позволит существенно повысить пропускную способность каналов связи;

– совершенствование методов формирования сигналов с целью решения вопросов по электромагнитной совместимости различных систем радиосвязи;

– полная автоматизация по управлению работой сложных радиотехнических комплексов и по способам контроля работы и измерению параметров радиоэлектронных устройств.

Контрольные вопросы

1. В чем состоит принцип работы сотовой системы радиосвязи?
2. Как осуществляется множественный доступ к каналу радиосвязи в сотовой системе?
3. Какой системе радиосвязи следует отдать предпочтение – аналоговой или цифровой?
4. Перечислите основные функции систем радиосвязи производственного назначения.
5. Назовите структуры построения систем радиосвязи производственного назначения.
6. Перечислите основные параметры систем радиосвязи производственного назначения
7. Какова структура сообщения по линии КП – ЦДП?
8. Какова структура сообщения по линии ЦДП – КП?
9. Как определяется напряженность поля в месте приема сигнала?
10. Как определяется требуемая мощность радиопередатчика до линии радиогоризонта?
11. Как протяженность линии радиотрассы зависит от высоты поднятия антенн?
12. Что означает понятие «загоризонтная радиосвязь»?

Приложение 1

Преобразование Фурье как частный случай преобразования Лапласа

Обратное преобразование Фурье имеет вид

$$\Phi(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S(j\omega)e^{j\omega t}d\omega \qquad (П1.1)$$

Тот же интеграл для функции $\Phi_1(t) = \Phi(t)\exp(-\sigma t)$ примет вид

$$\Phi_1(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S_1(\sigma+j\omega)e^{j\omega t}d\omega, \qquad (П1.2)$$

где $p=\sigma+j\omega$, $dp=jd\omega$, $d\omega=dp/j$ – новая переменная и ее производная, с учетом которых (П1.1) примет вид

$$\Phi(t)=\frac{1}{2\pi j}\int_{\sigma-j\omega}^{\sigma+j\omega}S(p)e^{pt}dp, \qquad (П1.3)$$

которое является преобразованием Лапласа.

Приняв $\sigma = 0$ и $p = j\omega$, получим из (П1.2) преобразование Фурье как частный случай преобразования Лапласа, что и требовалось доказать.

Приложение 2

Импульсная и переходная характеристики линейной цепи

Импульсная характеристика линейной цепи согласно (6.11):

$$h(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}K(j\omega)e^{j\omega t}d\omega =$$

$$=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left[D(\omega)\cos(\omega t)-M(\omega)\sin(\omega t)\right]d\omega +$$

$$+j\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left[M(\omega)\cos(\omega t)+D(\omega)\sin(\omega t)\right]d\omega,$$

где

$$K(j\omega) = |K(\omega)|\, e^{j\Theta(\omega)} = |K(\omega)| \cos\Theta(\omega) + j\,|K(\omega)| \sin\Theta(\omega) =$$
$$= D(\omega) + jM(\omega) - \text{коэффициент передачи.}$$

Подынтегральная функция первого интеграла является четной, второго – нечетной, поскольку $D(\omega)$ – четная функция, $M(\omega)$ – нечетная. Вследствие этого второй интеграл с учетом его пределов интегрирования равен 0 и выражение для импульсной характеристики линейной цепи примет вид

$$h(t) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty D(\omega)\cos(\omega t)\, d\omega - \frac{1}{\pi}\int_0^\infty M(\omega)\sin(\omega t)\, d\omega\ . \qquad (П2.1)$$

При $t < 0$ функция $h(t) = 0$ и поэтому

$$\int_0^\infty D(\omega)\cos(\omega t)\, d\omega = -\int_0^\infty M(\omega)\sin(\omega t)\, d\omega\ .$$

При этом необходимо выполнить условие об абсолютной интегрируемости подынтегральных функций в интервале $0 < \omega < \infty$ при любом t, т.е. иметь

$$\int_0^\infty K(j\omega)\, d\omega < \infty .$$

С учетом интегрального равенства преобразуем (П2.1) к виду

$$h(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty Д(\omega)\cos(\omega t)\, d\omega = 4\int_0^\infty Д(f)\cos(2\pi f t)\, df\ . \qquad (П2.2)$$

Выражением (П2.2) можно воспользоваться при анализе цепей интегрирующего типа, т.е. цепей, у которых степень полинома в знаменателе передаточной функции (6.2) хотя бы на единицу больше степени полинома в числителе, а амплитудно-частотная характеристика спадает к нулю в области верхних частот.

Выражение (П2.2) характеризует однозначную связь между вещественной и мнимой частями коэффициента передачи линейной цепи интегрирующего типа, что позволяет определять импульсную характеристику только через вещественную или только через мнимую

часть $K(j\omega)$.

Поскольку переходная характеристика связана с импульсной интегральным соотношением

$$\Phi(t) = \int_0^t h(t)dt \ , \qquad (П2.3)$$

то из (П2.2) путем интегрирования получим для переходной характеристики линейной цепи при условии выполнения сформулированного выше условия об абсолютной интегрируемости подынтегральных функций:

$$\Phi(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty \frac{Д(\omega)}{\omega}\sin(\omega t)d\omega = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty \frac{Д(f)}{f}\sin(2\pi f t)df \ . \qquad (П2.4)$$

Список литературы

Учебники и учебные пособия

1. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов. – М.: Высш. шк., 2000.

2. **Гоноровский И.С., Демин М.П.** Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов. – М.:Радио и связь, 1994.

3. **Нефедов В.И.** Основы радиоэлектроники и связи: Учеб. для вузов. – М.: Высш. шк., 2002.

4. **Радиотехнические** цепи и сигналы. Авторы: Васильев Д.В., Витоль Ю.Н., Горшенков Ю.Н. и др. Учеб. пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1983.

5. **Иванов М.Т., Сергиенко А.Б, Ушаков В.Н.** Теоретические основы радиотехники: Учеб. пособие для вузов. – М.: Высш. шк., 2002.

6. **Белик Ю.Д., Битюков В.К., Нефедов В.И., Чешев А.М.** Основы радиоэлектроники и связи. – Учеб. пособие для вузов. – М.: МИРЭА, 2004.

Теоретические основы радиосвязи

7. **Харкевич А.А.** Спектры и анализ. – М.: ГИТТЛ, – 1956.

8. **Введенский Б.А.** Распространение ультракоротких радиоволн. – М.: Наука, 1973.

9. **Финк Л.М.** Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Сов. радио,1970.

10. **Финк Л.М.** Сигналы, помехи, ошибки. – М.: Связь, 1978.

11. **Зюко А.Г.** Помехоустойчивость и эффективность систем связи. – М.: Связь, 1972.

12. **Семенов А.М., Сикарев А.А.** Широкополосная радиосвязь. – М.:Воениздат, 1970.

13. **Петрович Н.Т.** Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. – М.: Сов. радио, 1965.

14. **Денисенко А.Н., Стеценко О.А.** Теоретическая радиотехника: Справочное пособие, ч.1: Детерминированные сигналы. – М.: Из-во стандартов, 1993.

15. **Денисенко А.Н.** Теоретическая радиотехника. Сигналы с фазовой и частотной модуляцией. – М.: Из-во стандартов, 1994.

16. **Каганов В.И.** Радиотехника + компьютер + *Math*cad. – М.: Горячая линия – Телеком, 2001.

Радиотехнические цепи и устройства

17. **Капланов М.Р., Левин В.А.** Автоматическая подстройка частоты. – 3-е изд.– М.: Госэнергоиздат, 1962.

18. **Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А.** Системы фазовой автоподстройки частоты. – М.: Связь, 1972.

19. **Каганов В.И.** Системы автоматического регулирования в радиопередатчиках. – М.: Связь, 1969.

20. **Каганов В.И.** Транзисторные радиопередатчики. – 2-е изд. – М.: Энергия, 1976.

21. **Ратынский М.В.** Основы сотовой связи. – М.:Радио и связь, 1998.

22. **Андрианов В.И., Соколов А.В.** Средства мобильной связи. – СПб.: BHV– Санкт-Петербург, 1998.

23. **Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т.** Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. т.1, 2. Пер. с англ./ Под ред. Л.В. Алексеева и Ф.В. Кушнира. – М.: Связь, 1971.

Дискретные устройства

24. **Прокис Джон.** Цифровая связь. Пер. с англ./ Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000.

25. **Куприянов М.С., Матюшкин Б.Д.** Цифровая обработка сигналов: процессоры, алгоритмы, средства проектирования. – СПб.: Политехника, 1998.

26. **Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н.** Цифровая обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1985.

27. **Основы** *цифровой обработки сигналов: курс лекций. Авторы: Со*ломина А.И., Улахович Д.А., Арбузов С.М. и др.- СПб, БХВ-Петербург, 2003

28. **Каринский С.С.** Устройства обработки сигналов на ультразвуковых поверхностных волнах. – М.: Радио и связь, 1975.

Смежные дисциплины

29. **Шеннон К.** Работы по теории информации и кибернетике: Пер. с англ. / Под ред. Р.Л.Добрушина и О.Б.Лупанова. – М.: ИЛ, 1963.

30. **Бриллюэн Л.** Наука и теория информации. Пер. с англ./ Под ред. Харкевича А.А. – М.:ГИФМЛ, 1960.

31. **Васильев В.Н., Гуров И.П.** Компьютерная обработка сигналов..– СПб.: БХВ -Санкт-Петербург, 1998.

32. **Семенюк В.В.** Экономное кодирование дискретной информации. – СПб: СПб ГИТМО (ТУ), 2001.

33. **Кричевский Р.Е.** Сжатие и поиск информации. – М.: Радио и связь, 1989.

Математика и программирование

34. **Смирнов В.И.** Курс высшей математики, т.1-4. – М.: ГИТТЛ, 1957.

35. **Зельдович Я.Б., Мышкис А.Д.** Элементы прикладной математики. – М.: Наука, 1972.

36. **Вентцель Е.С.** Теория вероятностей. – М.: ГИФМЛ, 1962.

37. **Корн Г., Корн Т.** Справочник по математике: Пер. с англ./ Под ред. И.Г. Арамановича – М.: Наука, 1978.

38. **Каганов В.И.** Компьютерные вычисления в средах Excel и *Math*cad. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003.

39. **Кудрявцев Е.М.** *Math*cad 2000 *Pro*. – М.: ДМК Пресс, 2001.

40. **Дьяконов В.П., Абраменкова И.В.** *Math*cad 8 *PRO* в математике, физике и *Internet*. – М.: Нолидж, 2000.

41. **Информационные** технологии в радиотехнических системах. Под ред. *И.Б.Федорова. М.: Из-во МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2003.*

42. **Ивановский Р.И.** Практика применения *Math*CAD *PRO*, М.: Высшая школа, 2003.

43. **Айфичер Э.С, Джервис Б.У.** Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е изд., Пер. с англ. – М.: Издатедьский дом «Вильямс», 2004.

44. **Сэломон Д.** Сжатие данных, изображений и звука. – М.:, Техносфера, 2004.

Оглавление

Предисловие ... 3
Введение ... 5
ЧАСТЬ 1. ПРИНЦИПЫ ПЕРЕДАЧИ И ПРИЕМА СООБЩЕНИЙ ... 8
Глава 1. Основы теории информации и кодирования сообщений .. 8
1.1. Определение информации ... 8
1.2. Формы и параметры сообщения ... 11
1.3. Кодирование передаваемых сообщений ... 15
1.4. Пропускная способность цифрового канала радиосвязи ... 22
1.5. Сжатие передаваемой информации ... 25
Глава 2. Основы построения систем радиосвязи ... 33
2.1. Способы передачи сообщения на расстояние ... 33
2.2. Распространение радиоволн ... 36
2.3. Состав систем радиосвязи ... 41
ЧАСТЬ 2. СИГНАЛЫ ... 46
Глава 3. Основы спектральной теории сигналов ... 46
3.1. Виды сигналов ... 46
3.2. Спектральный анализ периодических сигналов ... 48
3.3. Одиночный импульс и интеграл Фурье ... 61
3.4. Спектры радиоимпульсов ... 75
3.5. Синтез сигналов ... 79
3.6. Тестовые сигналы ... 80
3.7. Дискретизация сигнала и интерполяция функций ... 88
3.8. Сигналы с ограниченным спектром и теорема Котельникова ... 94
3.9. Корреляционная функция детерминированного сигнала ... 97
3.10. Преобразования сигналов ... 100
Глава 4. Сигналы при модуляции ... 107
4.1. Назначение и виды модуляции ... 107
4.2. Сигнал при амплитудной модуляции ... 109
4.3. Сигнал при частотной и фазовой модуляциях аналоговых сообщений ... 113

4.4. Сигнал при частотной и фазовой модуляциях цифровых сообщений ... 119
4.5. Сигнал при импульсной модуляции ... 127
Глава 5. Основы теории случайных сигналов ... 135
5.1. Стационарный (гауссовский) случайный процесс ... 135
5.2. Функция корреляции и энергетический спектр ... 141
5.3. Узкополосный случайный сигнал ... 155
ЧАСТЬ 3. ЦЕПИ НЕПРЕРЫВНОГО ТИПА ... 159
Глава 6. Анализ линейных цепей ... 159
6.1. Назначение и классификация линейных цепей ... 159
6.2. Параметры и характеристики линейных цепей ... 160
6.3. Частотные и временные характеристики двух типовых звеньев ... 168
6.4. Анализ многокаскадных линейных цепей ... 172
6.5. Матричный анализ линейных цепей ... 174
6.6. Устойчивость линейных цепей ... 179
Глава 7. Прохождение сигналов через линейные цепи ... 183
7.1. Методы анализа линейных цепей ... 183
7.2. Воздействие синусоидального сигнала на колебательный контур ... 185
7.3. Прохождение сигнала с фазовой модуляцией через линейную цепь ... 197
7.4. Спектральный метод анализа линейной цепи ... 200
7.5. Прохождение случайного сигнала через линейную цепь ... 204
Глава 8. Фильтры и согласующие цепи ... 211
8.1. Назначение и классификация фильтров и согласующих цепей . 211
8.2. Алгоритм синтеза фильтров и согласующих цепей ... 215
8.3. Параметрический синтез фильтра ... 220
8.4. Активные фильтры ... 223
8.5. Согласующие цепи ... 226
Глава 9. Нелинейные цепи ... 232
9.1. Особенности нелинейных цепей ... 232
9.2. Нелинейная цепь с фильтром и метод гармонической линеаризации ... 235

9.3. Спектральный метод анализа нелинейных динамических цепей при многочастотных сигналах 238
9.4. Преобразование частоты высокочастотных колебаний 242
Глава 10. Цепи распределенного типа 245
10.1. Назначение цепей распределенного типа 245
10.2. Распространение волн в длинной линии 247
10.3. Основные типы фидерных линий 259
10.4. СВЧ цепи и устройства на основе микрополосковых линий 263
10.5. Волноводы и объемные резонаторы 269
Глава 11. Цепи с переменными параметрами 276
11.1. Параметрические колебания 276
11.2. Управляемый реактивный элемент 277
11.3. Параметрическое возбуждение 279
ЧАСТЬ 4. ЦЕПИ ДИСКРЕТНОГО ТИПА И ЦИФРОВАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ 285
Глава 12. Свойства и преобразования дискретных сигналов 285
12.1. Описание дискретного сигнала и его воздействие на линейную цепь 285
12.2. Связь между аналоговым и дискретным сигналами и быстрое преобразование Фурье 294
12.3. Дискретное преобразование Лапласа и метод Z-преобразования 299
Глава 13. Основы цифровой обработки сигналов 304
13.1. Структура и характеристики цифрового фильтра 304
13.2. Синтез цифрового фильтра 311
ЧАСТЬ 5. ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ 317
Глава 14. Генерирование высокочастотных колебаний 317
14.1. Назначение, классификация и принцип генерации высокочастотных колебаний 317
14.2. Фазовая плоскость 321
14.3. Основное уравнение автогенератора 324
14.4 Стабильность частоты автогенераторов 328
14.5. Фазовая автоподстройка частоты колебаний 333
Глава 15. Усиление мощности высокочастотных колебаний 340
15.1. Принципы усиления высокочастотных колебаний 340
15.2. Основы теории высокочастотного генератора 343

15.3. Транзисторные высокочастотные усилители мощности..... 357
Глава 16. Модуляция высокочастотных колебаний 384
16.1. Амплитудная модуляция 384
16.2. Частотная и фазовая модуляции..... 396
16.3. Импульсная модуляция 401
ЧАСТЬ 6. РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА 410
Глава 17. Радиопередающие устройства..... 410
17.1. Назначение и классификация радиопередатчиков 410
17.2. Каскады, блоки и структурная схема радиопередатчика..... 411
17.3. Параметры радиопередатчика 415
17.4. Суммирование мощностей сигналов генераторов 423
17.5. Цифровой синтезатор частот 432
17.6. Радиовещательные и телевизионные радиопередатчики .. 434
17.7. Радиопередатчики различных систем радиосвязи 442
Глава 18. Радиоприемные устройства 449
18.1. Помехи и критерии приема радиосигналов 449
18.2. Линейный тракт радиоприемника 455
18.3. Демодуляция радиосигнала 459
18.4. Оптимальня обработка сигналов..... 475
18.5. Типовая структурная схема радиоприемника..... 486
ЧАСТЬ 7. СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ..... 489
Глава 19. Принципы построения систем радиосвязи..... 489
19.1. Классификация и основные параметры
систем радиосвязи 489
19.2. Методы множественного доступа к каналу радиосвязи..... 492
Глава 20. Спутнико-космические системы радиосвязи 500
20.1. Классификация и основные параметры систем
космической радиосвязи 500
20.2. Расчет космической линии радиосвязи..... 505
20.3. Примеры систем космической радиосвязи 510
Глава 21. Системы с использованием наземных средств 517
21.1. Система сотовой радиосвязи..... 517
21.2. Система радиосвязи производственного назначения..... 518
21.3. Перспективы развития радиоэлектроники и связи..... 531
Приложения..... 533
Список литературы 536

Вышли в свет и имеются в продаже:

Головин О. В., Чистяков Н. И., Шварц В., Хардон Агиляр И. **Радиосвязь** / Под ред. проф. О. В. Головина. – 2-е изд., – М.: Горячая линия–Телеком, 2003, – 288 с.: ил., ISBN 5-93517-033-7.

Рассмотрены этапы и итоги формирования знаний об электромагнитных волнах, их свойствах и ресурсах их технических применений для создания и развития систем и сетей беспроводной связи. Популярно показана физическая картина процессов получения основных свойств и распространения радиоволн. Объяснены основные принципы различных современных систем радиосвязи и тенденции их дальнейшего развития.

Для широкого круга читателей – от специалистов до студентов вузов

Игумнов Д. В., Костюнина Г. П. **Основы полупроводниковой электроники.** Учебное пособие. – М: Горячая линия–Телеком, 2005. – 392 с.: ил., ISBN 5-93517-226-7.

В книге изложены основы построения современных полупроводниковых аналоговых и цифровых устройств. Приведены сведения о физических явлениях в полупроводниковых элементах, рассмотрены различные диоды, биполярные и полевые транзисторы. Описаны особенности интегральных схем. Основное внимание уделяется рассмотрению разнообразных транзисторных и интегральных устройств непрерывного и импульсного действия.

Для студентов вузов, будет полезна специалистам смежных с электроникой областей, которые занимаются вопросами, требующими от них дополнительных знаний по электронике.

Каганов В. И. **Радиотехника + компьютер + Mathcad.** – М.: Горячая линия–Телеком, 2001. – 416 с.: ил., ISBN 5-93517-054-X.

Излагаются теоретические основы радиотехники и ее взаимодействие с компьютерными вычислениями. Решение разнообразных задач по теории радиосигналов, линейным и нелинейным радиотехническим устройствам, по проблемам оптимизации, методам генерирования, усиления, формирования, приема и обработки радиосигналов проводится с помощью математического пакета программ «Mathcad», работающих в среде операционной системы «Windows». В общей сложности приведено 50 программ. Рассмотрены принципы построения систем радиосвязи и применение в них компьютеров.

Для специалистов в области радиоэлектроники и студентов вузов.

Крук Б. И., Попов Г. Н. **...И мир загадочный за занавесом цифр: Цифровая связь.** – 3-е изд., испр. – М.: Горячая линия–Телеком, 2004. – 264 с.: ил. (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1271), ISBN 5-93517-168-6.

Книга в занимательной форме рассказывает о проблемах цифровой связи. Открывает удивительный мир двух цифр: «0» и «1», с помощью которых можно «спрятать» в электронный «шкафчик» многотомные издания А. Дюма, разгадать тайну знаменитой Джоконды, «законсервировать» или передать на расстояние речь, музыку, изображение. Знакомит с линиями передачи цифровой информации, цифровыми многоканальными системами передачи.

Для любознательных читателей, для молодежи, выбирающей профессию, и всех, кто интересуется современными телекоммуникациями, будет полезна студентам.

Петров Б. М., Костромитин Г. И., Горемыкин Е. В. **Логопериодические вибраторные антенны:** Учебное пособие для вузов. М.: Горячая линия–Телеком, – 2005. – 271 с.; ил. 130, ISBN 5-93517-191-0.

Изложены методы расчёта и особенности конструкций применяющихся в дециметровом диапазоне длин волн широкополосных телевизионных, сотовой связи и радиотелефонных классических, частичнопечатных, печатных и с кусочно-линейными излучателями логопериодических вибраторных антенн; последние имеют меньшие габариты при одинаковых с другими типами вибраторных антенн электродинамических характеристиках; приведены программы расчётов и рекомендации по изготовлению антенн.

Для студентов, обучающихся по направлению «Радиотехника», радиоинженеров и квалифицированных радиолюбителей.

Покровский Ф. Н. **Материалы и компоненты радиоэлектронных средств:** Учебное пособие для вузов. – М: Горячая линия–Телеком, 2005. – 350 с.: ил., ISBN 5-93517-215-1.

Систематизированы базовые сведения о структуре твердых тел, применяемых в качестве радиоматериалов, а также их электрических, механических, химических свойствах, некоторых способах их промышленного получения. Приведены общие сведения о наиболее используемых радиокомпонентах (классификация, назначение, основные характеристики). Рассмотрены некоторые схемотехнические и конструктивные особенности применения компонентов в составе узлов и блоков радиоэлектронных средств (РЭС). Уделено внимание перспективным функциональным компонентам РЭС, принцип действия которых основан на физических явлениях и эффектах в твердом теле.

Для студентов радиотехнических специальностей, изучающих дисциплину «Радиоматериалы и радиокомпоненты», может быть полезна специалистам, занятым разработкой, изготовлением и ремонтом электронных устройств.

Тихонов В. И., Харисов В. Н. **Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем:** Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, Горячая линия–Телеком, 2004. – 608 с.: ил., ISBN 5-256-01701-2.

Приводятся необходимые сведения из теории вероятностей и на их основе рассматриваются статистические методы анализа линейных систем и нелинейных радиотехнических устройств. На единой базе теории фильтрации экономно и единообразно изложены современные методы синтеза аналоговых и цифровых радиотехнических систем различного назначения, включая и адаптивные. Методика применения теоретических результатов к решению практических задач проиллюстрирована содержательными примерами.

Для студентов радиотехнических специальностей вузов, полезна инженерам и аспирантам.

Справки по телефону: (495) 737-39-27, e-mail: radios_hl@mtu-net.ru

WWW.TECHBOOK.RU.

Заказать книги *наложенным платежом* можно, выслав почтовую открытку или письмо по адресу: 107113, Москва, а/я 10, «Dessy»; тел. (495) 304-72-31 или по электронной почте: post@dessy.ru.

Книги издательства «Горячая линия – Телеком»
**можно заказать через почтовое агентство DESSY: 107113, г.Москва, а/я 10,
а также интернет–магазин: www.dessy.ru**

В. И. Каганов
В. К. Битюков

Основы радиоэлектроники и связи

Изложены сведения по всем разделам вузовской программы одноименного курса. Рассмотрены основы теории информации, способы кодирования сообщений, принципы их передачи и приема с помощью радиосигналов, спектральная теория сигналов и их генерирование, усиление, преобразование, модуляция, детектирование, демодуляция и обработка. Изложена теория радиоэлектронных линейных, нелинейных и параметрических цепей аналогового и цифрового типа, устройство и принципы функционирования радиоэлектронных устройств и систем радиосвязи.

Для студентов вузов, обучающихся по специальности 210201 — «Проектирование и технология радиоэлектронных средств» направления 210200 — «Проектирование и технология электронных средств». Может быть использовано для повышения квалификации специалистами.

ISBN 5-93517-236-4
9 785935 172367

Сайт издательства:
www.te

интернет-магазин
OZON.ru
21895555