

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
«Гомельский государственный технический
университет имени П. О. Сухого»

Кафедра «Промышленная электроника»

Е. А. Храбров, Ю. Е. Котова

АНАЛИЗ ЛИНИЙ РАДИОСВЯЗИ

**ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ
по курсу «Радиоприемные и радиопередающие
устройства» для студентов специальности
1-36 04 02 «Промышленная электроника»
дневной формы обучения**

Электронный аналог печатного издания

Гомель 2011

УДК 621.396(075.8)
ББК 32.884я73
Х88

*Рекомендовано к изданию научно-методическим советом
факультета автоматизированных и информационных систем
ГГТУ им. П. О. Сухого
(протокол № 7 от 28.02.2011 г.)*

Рецензент: канд. техн. наук, доц. каф. «Автоматизированный электропривод»
ГГТУ им. П. О. Сухого *М. Н. Погуляев*

Храбров, Е. А.
Х88 Анализ линий радиосвязи : лаборатор. практикум по курсу «Радиоприемные и радиопередающие устройства» для студентов специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника» днев. формы обучения / Е. А. Храбров, Ю. Е. Котова. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2011. – 110 с. – Систем. требования: PC не ниже Intel Celeron 300 МГц ; 32 Mb RAM ; свободное место на HDD 16 Mb ; Windows 98 и выше ; Adobe Acrobat Reader. – Режим доступа: <http://lib.gstu.local>. – Загл. с титул. экрана.

ISBN 978-985-535-029-4.

Содержит теоретические сведения, необходимые для выполнения лабораторных работ на темы, затрагивающие такие вопросы, как общие принципы радиосвязи, принципы стабилизации частоты, детектирование, модуляция, космические линии радиосвязи.

Для студентов специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника» дневной формы обучения.

УДК 621.396(075.8)
ББК 32.884я73

ISBN 978-985-535-029-4

© Храбров Е. А., Котова Ю. Е., 2011
© Учреждение образования «Гомельский
государственный технический университет
имени П. О. Сухого», 2011

1. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

1.1. История радиосвязи

Обобщая обширный опытный материал, собранный естествоиспытателями, английский физик Джеймс Максвелл создал в 60-х гг. XIX в. теорию электромагнитного поля, установившую общую природу световых и радиоволн, а также открыл законы их распространения. В дальнейшем были изучены другие виды излучения: ультрафиолетовое, инфракрасное, рентгеновское и т. п. Исследования показали, что, несмотря на различие ряда свойств этих видов излучения, их природа одна и та же: все они представляют собой электромагнитные волны, а особенности их физических проявлений определяются различием в длине волны.

В 1886–1888 гг. немецкий физик Генрих Герц экспериментально подтвердил основные выводы теории Максвелла, показав, что законы распространения, отражения и преломления радиоволн аналогичны законам распространения света. Это послужило толчком к интенсивным исследованиям в отношении использования радиоволн для нужд связи.

Важнейшим свойством переменного электромагнитного поля является то, что оно не локализуется в месте возникновения. От точки, где оно возникло, возмущение начинает распространяться во все стороны в окружающее пространство, порождая электромагнитные волны, подобно тому, как всплеск воды от камня, брошенного в пруд, создает разбегающиеся по его поверхности круги.

Электромагнитные волны являются носителями энергии. За счет лучистой энергии, приносимой ими с поверхности Солнца, существует жизнь на Земле. Следовательно, создание электромагнитного излучения должно явиться результатом процессов преобразования энергии. Такое преобразование произойдет, например, если заставить электрон двигаться с ускорением. Энергия, затрачиваемая устройством, вынуждающим электрон двигаться с ускорением, превращается в энергию электромагнитного излучения.

В радиотехнике основное практическое применение нашел метод использования ускоренного движения свободных электронов, находящихся в огромном количестве в телах проводников.

Очевидно, что создать ускоренное движение электронов в одном направлении длительно практически невозможно, поэтому приходит-

ся ускорение в одном направлении сменяется замедлением, т. е. ускорением в противоположном направлении. Подобный цикл может быть повторен неоднократно. Это можно осуществить путем присоединения каких-либо проводников к зажимам источника переменной ЭДС, под действием которой свободные электроны проводника начинают совершать колебательное движение, создавая электромагнитное излучение в окружающем пространстве. Такой проводник, преобразующий энергию источника переменной ЭДС в энергию электромагнитных волн, называется *передающей антенной*.

Теория Максвелла позволила установить, что скорость распространения электромагнитных волн в какой-либо среде $V = \frac{c}{\sqrt{\xi\mu}}$, где

c – скорость распространения света в вакууме; ξ – диэлектрическая, а μ – магнитная проницаемости среды. Для воздуха $\xi \approx \mu \approx 1$, а скорость распространения электромагнитных волн близка к скорости света в вакууме: $V = c \approx 300000$ км/с.

Колебания электронов в антенне создаются источником периодически изменяющейся ЭДС с периодом T . Если в некоторый момент поле у антенны имело максимальное значение, то такое же значение оно будет иметь спустя время T . За это время существовавшее в начальный момент у антенны электромагнитное поле переместится на расстояние λ , называемое длиной волны, т. е. минимальное расстояние между двумя точками пространства, поле в которых имеет одинаковое значение. Длина волны λ зависит от скорости ее распространения и периода колебаний электронов в антенне.

История развития техники как радиопередающих, так и радиоприемных устройств берет начало 7 мая 1895 г., когда русским физиком и электротехником А. С. Поповым были построены и продемонстрированы первые радиоустройства, а в 1897 г. запатентованы итальянским изобретателем Г. Маркони. В марте 1896 г. впервые в мире А. С. Попов осуществил радиопередачу осмысленного текста «Генрих Герц» на расстояние 250 м. В дальнейшем для увеличения дальности радиосвязи А. С. Попов применил антенну на передатчике, и к 1897 г. ему удалось перекрыть связью расстояние до 5 км, а к 1899 г. – до 45 км. В радиопередатчике А. С. Попова использовался единственно известный в то время принцип получения колебаний высокой частоты – с помощью искрового разряда. Отсюда название таких радиопередатчиков – искровые.

Наряду с совершенствованием искровых радиопередатчиков во втором десятилетии XX в. для генерации колебаний высокой частоты начали широко использоваться устройства, основанные на применении других принципов. Так были получены незатухающие высокочастотные колебания в резонансном контуре, присоединенном параллельно к вольтовой дуге (дуговые радиопередатчики). В этих передатчиках использовалось наличие падающего участка вольтамперной характеристики дуги, соответствующего отрицательному сопротивлению. Это сопротивление компенсирует в контуре генератора сопротивление потерь, и в нем возникают незатухающие колебания. Радиотелеграфные сигналы передавались изменением частоты высокочастотных колебаний с помощью замыкания и размыкания части витков катушки индуктивности колебательной системы. Незатухающие колебания генерировались также с помощью электромашины высокой частоты (машинные радиопередатчики).

Машинные и дуговые радиопередатчики к концу 1914 г. практически полностью вытеснили искровые. В нашей стране были построены мощные дуговые передатчики под руководством В. М. Лебедева и М. В. Шулейкина. Один из них мощностью 110 кВт был установлен в 1920 г. в Москве.

Как дуговые, так и машинные радиопередатчики имели ряд существенных недостатков: сложность генерирования, усиления и управления высокочастотными колебаниями в широком диапазоне частот и мощностей, низкая стабильность частоты, сложность проектирования и изготовления. Поэтому к 30-м гг. прошлого столетия дуговые и машинные радиопередатчики были полностью вытеснены ламповыми.

Первые ламповые радиопередатчики появились в 1914–1916 гг. Первые отечественные генераторные лампы были созданы в 1914 г. Н. Д. Папалекси. В развитии и распространении ламповых передатчиков большую роль сыграла Нижегородская радиолaborатория, созданная в 1918 г.

Уже в 1930-х гг. и особенно в 1940-е гг. началось интенсивное освоение метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов волн. Именно благодаря использованию этих диапазонов удалось осуществить высококачественную передачу телевизионных изображений, внедрить в практику частотную модуляцию, широко использовать для передачи сообщений радиорелейные и спутниковые линии связи. Освоение новых диапазонов потребовало создания новых элек-

тронных приборов для усиления и генерирования сверхвысокочастотных колебаний (СВЧ). В частности, были разработаны магнетроны, многорезонаторные пролетные клистроны, лампы бегущей волны.

Качественно новый этап развития техники радиоприемных устройств, как и радиопередающей аппаратуры, начался с применения электронных ламп-диода (1904), использовавшихся преимущественно в качестве детектора, и особенно триода (1907), применение которого для усиления мощности принятых сигналов обеспечило многократное повышение чувствительности ламповых приемников по сравнению с детекторными.

В 1918 г. был разработан обладающий значительными преимуществами супергетеродинный метод приема, однако, его широкое внедрение стало реальным только с появлением в тридцатые годы прошлого столетия экранированных ламп-тетродов, пентодов, и других многосеточных усилительно-преобразовательных ламп. С начала 1930-х гг. этот метод приема является основным во всем радиодиапазоне волн.

В этот же период в связи с перегруженностью освоенных радиодиапазонов и потребностями высококачественного телевизионного вещания усиленно изучался и осваивался диапазон ультракоротких волн (УКВ), для повышения качества и надежности радиоприема разрабатывались эффективные методы модуляции и борьбы с помехами.

В решении проблемы помехоустойчивости радиоприема возникло новое направление, основанное на изучении и использовании различий в статистических характеристиках сигналов и помех с помощью методов теории передачи информации. Одним из важнейших достижений на этом направлении было создание в 1946 г. теории потенциальной помехоустойчивости приема, на базе которой развивается современная теория анализа и синтеза радиосистем, оптимальных по помехоустойчивости.

В 1950-е гг. начался новый этап развития техники радиоприема на основе достижений полупроводниковой электроники. Широкому внедрению полупроводниковых приборов способствовало изобретение в 1947 г. транзистора. Быстрый процесс «транзисторизации» привел к вытеснению электронных ламп из радиоприемной аппаратуры умеренно высоких частот, а разработка малощумящих полупроводниковых параметрических усилителей и появление туннельного диода, также использовавшегося для малощумящего усиления, вытеснили электронные лампы в СВЧ диапазоне.

Замена ламп транзисторами в технике радиопередающих устройств вызвана значительными преимуществами этих приборов: малыми массой и габаритными размерами, мгновенной готовностью к работе, долговечностью, низковольтным питающим напряжением. В настоящее время транзисторы используются как в маломощных радиопередатчиках и возбуждителях, так и в передатчиках средней мощности. При этом наряду с биполярными в передающих устройствах применяют полевые транзисторы. По мере разработки все более высокочастотных генераторных транзисторов создаются радиопередатчики с использованием транзисторов, работающих на частотах до нескольких гигагерц.

В 1960-х гг. начинает развиваться микроэлектроника, а 1980-е гг. характеризуется широким внедрением в радиоприемных устройствах сначала аналоговых, а затем и цифровых интегральных микросхем, что наряду с дальнейшим повышением надежности и улучшением других технических показателей радиоприемников позволило осуществлять сложные методы приема и обработки сигналов.

1.2. Принципы радиосвязи

Общие схемы организации радиосвязи

Система передачи информации, в которой сигналы электросвязи передаются посредством радиоволн в открытом пространстве, называется радиосистемой. Радиосистемы подразделяются на радиолинии и радиосети.

По способу организации радиолиний различают одностороннюю и двустороннюю радиосвязь. Радиосвязь, при которой одна из радиолиний осуществляет только передачу, а другая – только прием, называется односторонней. Односторонняя радиосвязь, при которой радиопередачу одной (основной) радиостанции могут принимать одновременно несколько корреспондентов, называется циркулярной. Примерами односторонней циркулярной передачи сообщений являются системы оповещения, службы передачи сообщений из пресс-центров редакциям газет, журналов и т. д. Сети телевизионного и звукового вещания также представляют собой типичные образцы циркулярного способа организации радиосвязи. При этом радиопередающая станция, среда распространения радиосигналов (открытое пространство) и каждое радиоприемное устройство, находящееся в зоне действия станции, образуют одностороннюю радиолинию, а совокупность таких радиолиний – сеть радиовещания.

Двусторонняя радиосвязь предполагает возможность передачи и приема информации каждой радиостанцией. Для этого нужны два комплекта оборудования односторонней связи, т. е. в каждом пункте надо иметь и передатчик и приемник. Двусторонняя связь может быть симплексной и дуплексной (рис. 1.1). При симплексной радиосвязи передача и прием на каждой радиостанции ведутся поочередно. Радиопередатчики в конечных пунктах линии связи в этом случае работают на одинаковой частоте, на ту же частоту настроены и приемники.

При дуплексной радиосвязи радиопередача осуществляется одновременно с приемом. Для каждой дуплексной линии радиосвязи должны быть выделены две разные частоты. Это делается для того, чтобы приемник принимал сигналы только от передатчика с противоположного пункта и не принимал сигналы собственного радиопередатчика. Радиопередатчики и радиоприемники обоих корреспондентов дуплексной радиосвязи включены в течение всего времени работы линии радиосвязи.

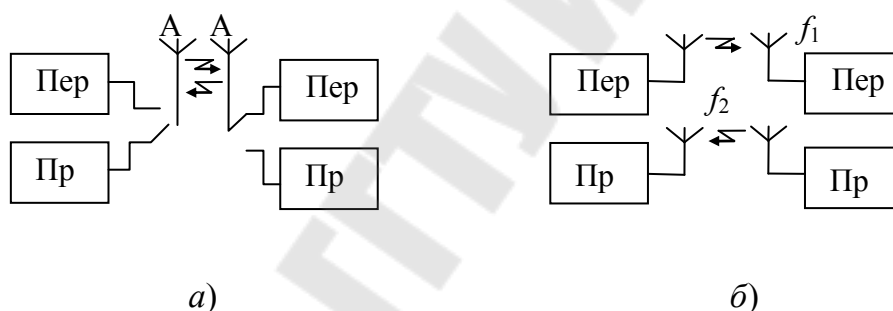


Рис. 1.1. Функциональные схемы организации двусторонней радиосвязи:
а – симплексная; б – дуплексная

Симплексная связь используется, как правило, при наличии относительно небольших информационных потоков. Для систем передачи с большой информационной нагрузкой характерна дуплексная связь.

Если необходимо иметь радиосвязь с большим числом корреспондентов, то организуется радиосеть (рис. 1.2).

В этом случае одна радиостанция, называемая главной, может передавать сообщения как для одного, так и для нескольких подчиненных корреспондентов. Ее радиооператор контролирует режим работы в радиосети и непосредственно устанавливает очередность на передачу подчиненных станций.

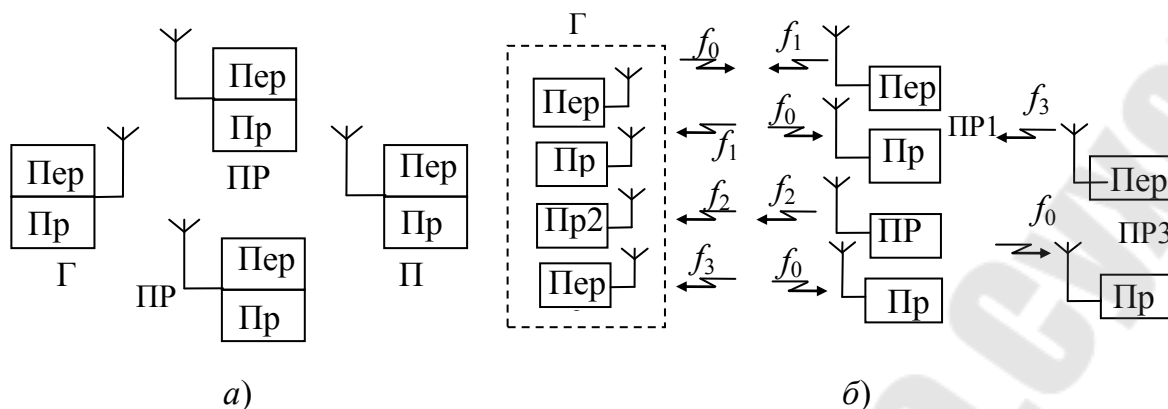


Рис. 1.2. Функциональные схемы организации радиосети:
 а – сложный симплекс; б – сложный дуплекс

Последние при соответствующем разрешении могут обмениваться информацией не только с главной радиостанцией, но и между собой. Этот вариант организации радиосети может быть построен на основе как сложного симплекса (рис. 1.2, а), так и сложного дуплекса (рис. 1.2, б). В первом случае возможно использование радиостанций (радиопередатчиков), работающих на одной (общей) радиоволне (частоте). Во втором случае главная радиостанция ведет передачу на одной частоте, а принимает на нескольких (по числу подчиненных радиостанций).

Любая радиолиния передачи информации (связная, звукового или телевизионного вещания) содержит на концах радиопередающие и радиоприемные устройства, снабженные антеннами. Передающая антенна излучает электрический сигнал передатчика в виде радиоволны. Приемная антенна улавливает радиоволну, и с ее выхода электрический сигнал поступает на вход приемника. Линии передачи электромагнитной энергии, соединяющие антенну с радиопередатчиком или с приемником, называются *фидерами*.

Антенно-фидерные устройства – очень важные элементы линии радиосвязи. На практике очень часто применяются антенны, обладающие направленным действием. При передаче направленная антенна излучает энергию радиоволн в определенном направлении. Чем больше направленность антенны, тем при меньшей мощности передатчика возможна радиосвязь. Приемные направленные антенны увеличивают отношение сигнал-помеха на входе приемного устройства, что также позволяет уменьшить необходимую мощность радиопередатчика.

Успешная работа радиолиний зависит не только от конструктивных особенностей и качества изготовления радиоаппаратуры.

При сооружении и эксплуатации радиолиний необходимо учитывать особенности распространения радиоволн на пути от передающей до приемной антенны. Эти особенности различны в зависимости от диапазона частот. Деление радиоволн на диапазоны в соответствии с регламентом радиосвязи приведено в табл. 1.1.

Радиоволны на радиолиниях распространяются в естественных условиях, а эти условия разнообразны и непостоянны. Прежде всего, необходимо учитывать, что Земля круглая. На пути от передающей до приемной антенны радиоволны должны обогнуть выпуклость Земли.

Таблица 1.1

Деление радиоволн на диапазоны

Частоты	Длина волн	Метрическое наименование диапазона волн	Наименование диапазона частот	Поддиапазон волн
От 3 до 30 кГц	От 100 до 10 км	Мириаметровые	Очень низкие	Сверхдлинные
От 30 до 300 кГц	От 10 до 1 км	Километровые	Низкие	Длинные
От 0,3 до 3 МГц	От 1 км до 100 м	Гектометровые	Средние	Средние
От 3 до 30 МГц	От 100 до 10 м	Декаметровые	Высокие	Короткие
От 30 до 300 МГц	От 10 до 1 м	Метровые	Ультравысокие	Ультракороткие
От 0,3 до 3 ГГц	От 1 м до 1 дм	Дециметровые	Сверхвысокие	
От 3 до 30 ГГц	От 10 до 1 см	Сантиметровые	Крайне высокие	
От 30 до 300 ГГц	От 10 до 1 мм	Миллиметровые		
От 300 до 3000 ГГц	От 1 до 0,1 мм	Децимиллиметровые		

Сами по себе электромагнитные колебания информации не несут. Для передачи информации необходимо на электромагнитные колебания наложить отпечаток сообщения, т. е. использовать высокочастотные электромагнитные колебания лишь в роли переносчика сообщения, содержащего информацию. С этой целью нужно изменять один или несколько параметров несущего колебания (например, амплитуду, частоту, фазу и другие параметры) в соответствии с изменениями сообщения. Тогда получается высокочастотное колебание

с меняющимися во времени параметрами по закону передаваемого сообщения. Рассмотренный процесс называется *модуляцией*.

Таким образом, всякое радиопередающее устройство должно состоять из генератора электрических колебаний, подключенного к передающей антенне, и модулятора, с помощью которого осуществляется модуляция.

В приемном пункте должно находиться устройство, преобразующее энергию электромагнитных волн в энергию электрических колебаний, т. е. приемная антенна. Антенна улавливает электромагнитные волны, излучаемые разными передатчиками, работающими на различных частотах. Чтобы принимать сигналы только одной станции, необходимо иметь избирательное устройство, способное выделить из колебаний различных частот только те колебания, которые передаются нужной радиостанцией. Для решения этой задачи используются электрические колебательные контуры, настраиваемые на частоту принимаемой радиостанции.

Выделенные с помощью колебательного контура высокочастотные колебания нужно подвергнуть обратному преобразованию, т. е. получить из них токи или напряжения, изменяющиеся в соответствии с законом модуляции электрических колебаний в радиопередатчике. Для решения этой задачи приемник должен иметь специальное устройство, которое называется детектором.

Наконец, выделенный сигнал нужно подать на некоторое оконечное устройство, которое запишет его или позволит человеку воспринимать его в виде звука или света (изображения).

Передатчики

Схема и конструкция радиопередатчика зависят от различных факторов: назначения, диапазона рабочих частот, мощности и т. д. Тем не менее, можно выделить некоторые типовые блоки, которые, однако, имеются в большинстве передатчиков.

Структура передатчика (рис. 1.3) определяется его основными общими функциональными возможностями, к которым относятся:

- получение высокочастотных колебаний требуемой частоты и мощности;
- модуляция высокочастотных колебаний передаваемым сигналом;
- фильтрация гармоник и прочих колебаний, частоты которых выходят за пределы необходимой полосы излучения и могут создать помехи другим радиостанциям;
- излучение колебаний через антенну.

Остановимся более подробно на требованиях к отдельным функциональным узлам радиопередатчика.

Генератор высокой частоты, часто называемый *задающим*, или опорным генератором, служит для получения высокочастотных колебаний, частота которых соответствует высоким требованиям к точности и стабильности частоты радиопередатчиков.

Синтезатор преобразует частоту колебаний опорного генератора, которая обычно постоянна, в любую другую частоту, которая в данное время необходима для радиосвязи или вещания. Стабильность частоты при этом преобразовании не должна существенно ухудшаться. В отдельных случаях синтезатор частоты не нужен, например, если генератор непосредственно создает колебания нужной частоты. Однако с синтезатором легче обеспечить требуемую высокую точность и стабильность частоты, т. к. он, во-первых, работает на более низкой частоте, на которой легче обеспечить требуемую стабильность; во-вторых, он работает на фиксированной частоте. Кроме того, современные синтезаторы приспособлены для дистанционного или автоматического управления синтезируемой частотой, что облегчает общую автоматизацию передатчика.

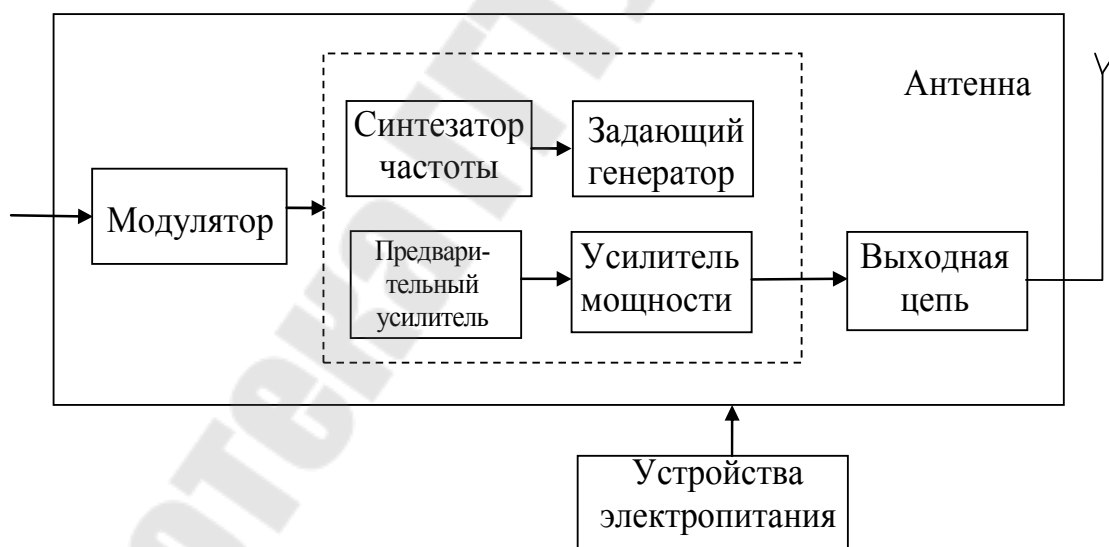


Рис. 1.3. Функциональная схема радиопередатчика

Промежуточный усилитель высокой частоты, следующий за синтезатором, необходим по следующим причинам:

– благодаря промежуточному усилителю с достаточно большим коэффициентом усиления от опорного генератора и синтезатора не требуется значительной мощности;

– применение промежуточного усилителя между синтезатором и мощным усилителем ослабляет влияние на генератор и синтезатор возможных регулировок в мощных каскадах передатчика и в антенне.

Усилитель мощности (его называют *генератором с внешним возбуждением*) увеличивает мощность радиосигнала до уровня, определяемого требованиями системы радиосвязи. Главным требованием к усилителю мощности является обеспечение им высоких экономических показателей, в частности КПД.

Выходная цепь служит для передачи усиленных колебаний в антенну, для фильтрации высокочастотных колебаний и для согласования выхода мощного оконечного усилителя с антенной, т. е. для обеспечения условий максимальной передачи мощности.

Модулятор служит для модуляции несущих высокочастотных колебаний передатчика передаваемым сигналом. Для этого модулятор воздействует в зависимости от особенностей передатчика и вида модуляции (амплитудная, частотная, однополосная и др.) на один или несколько блоков из числа обведенных пунктиром на рис. 1.3. Например, частотная модуляция может получаться в синтезаторе частоты либо (реже) в генераторе; амплитудная модуляция получается воздействием на мощный и промежуточный усилители.

Устройство электропитания обеспечивает подведение ко всем блокам токов и напряжений, необходимых для нормальной работы входящих в их состав транзисторов, ламп и прочих электронных элементов, а также систем автоматического управления, устройств защиты от аварийных режимов и прочих вспомогательных цепей и устройств. Система электропитания содержит выпрямители, электромашинные генераторы с двигателями внутреннего сгорания, аккумуляторы, инверторы (преобразователи) низкого постоянного напряжения в более высокое или обратно, трансформаторы, коммутационную аппаратуру, резервные источники питания и устройства для автоматического перехода с основного источника на резервный в случае неисправностей и т. п.

На рис. 1.3 не показаны многочисленные объекты вспомогательного оборудования, входящие в состав передатчика (особенно мощного), например, средства автоматического и дистанционного управления; контрольно-измерительные приборы, устройства дистанционного контроля и сигнализации; устройства защиты и блокировки, выключающие цепи высокого напряжения при аварийных режимах или опасности для обслуживающего персонала и др.

Радиопередатчики диапазонов километровых, гектометровых и декаметровых волн обычно размещаются группами на специальных предприятиях – передающих радиостанциях. При большом числе передатчиков радиостанции называются радицентрами. Радиовещательные передатчики метровых и дециметровых волн, как правило, размещаются вместе с передатчиками телевизионного вещания. Предприятия связи, на которых установлены эти передатчики, называются радиотелевизионными передающими станциями (центрами).

Технические показатели радиопередатчика

К основным показателям радиопередатчика относятся: диапазон волн, мощность, коэффициент полезного действия, вид и качество передаваемых сигналов.

В соответствии с классификацией радиоволн (табл. 1.1) различают передатчики километровых, гектометровых, декаметровых и других волн. С этим различием связаны соответствующие особенности конструкций, т. к. в разных диапазонах различны конструкции колебательных контуров и типов усилительных элементов. Передатчик может работать на одной или нескольких выделенных для него фиксированных волнах, либо он может настраиваться на любую длину волны в непрерывном диапазоне волн.

Мощность передатчика обычно определяется как максимальная мощность высокочастотных колебаний, поступающая в антенну при отсутствии модуляции и при непрерывном излучении. Однако этой характеристики недостаточно для оценки мощности радиопередатчика. Дело в том, что в технике радиосвязи часто приходится иметь дело с сигналами, напряжение которых изменяется в очень широких пределах и в сравнительно короткие промежутки времени может принимать значения, в несколько раз превосходящие средний уровень. Характерным примером подобного режима может служить радиолокационный передатчик, излучающий импульсы длительностью около 1 мкс, разделенные интервалами около 1 мс, т. е. в 1000 раз большей длительности. Если бы при проектировании передатчика расчет велся на то, что в моменты этих выбросов мощность излучения соответствовала бы номинальной, то фактическая средняя мощность излучения была бы во много раз меньше. Передатчик был бы использован значительно слабее своих возможностей, а при необходимости, чтобы обеспечить большую дальность радиосвязи, потребовалось бы применить передатчик значительно большей мощности.

В системах радиовещания промежутки времени, в которые амплитуда колебаний достигает максимальных значений, занимают обычно большую часть общего времени работы передатчика (например, 40...20 %), длительность их доходит до десятков миллисекунд, но и в этом случае описанное временное форсирование передатчика возможно, хотя и в меньших пределах.

В соответствии с изложенным, мощность передатчика, помимо цифры максимальной мощности, при непрерывной работе характеризуют значениями *пиковой* мощности, которая может быть обеспечена в течение ограниченных промежутков времени. Например, если средняя мощность передатчика при непрерывной работе 100 кВт, то она может доходить до 200 кВт, если длительность импульсов не превышает интервалов между ними.

Важнейшими показателями радиопередатчика являются *стабильность* излучаемой им частоты и *уровень* побочных излучений. Дело в том, что если строго соблюдается присвоенная данному передатчику частота сигнала, то настроенный на эту частоту приемник начинает принимать передаваемые сигналы тотчас после включения, не требуя подстроек; это способствует удобству эксплуатации и высокой надежности радиосвязи, а также облегчает автоматизацию оборудования. Кроме того, частотные диапазоны, используемые для радиосвязи и вещания, переуплотнены сигналами одновременно работающих радиостанций, поэтому если частота передатчика отличается от разрешенного значения, то она может приблизиться к частоте другого передатчика, что вызовет помехи приему его сигналов.

По существующим международным нормам отклонение от номинала частоты передатчика для радиосвязи на гектометровых волнах не должно превышать 0,005 %; для радиовещательных передатчиков отклонение частоты в этом диапазоне не должно превышать 10 Гц. На декаметровых волнах допустимая нестабильность частоты для передатчиков мощностью более 0,5 кВт равна $15 \cdot 10^{-6}$, что соответствует в диапазоне 4...30 МГц абсолютному отклонению частоты от 60 до 450 Гц. Некоторые системы радиосвязи по своему принципу работы требуют, чтобы стабильность частоты была значительно лучше, чем предусматривается указанными нормами.

Побочными излучениями радиопередатчика называются излучения на частотах, расположенных за пределами полосы, которую занимает передаваемый радиосигнал. К побочным излучениям относят-

ся гармонические излучения передатчика, паразитные излучения и вредные продукты взаимной модуляции.

Гармоническими излучениями (гармониками) передатчика называются излучения на частотах, в целое число раз превышающих частоту передаваемого радиосигнала.

Паразитными излучениями называются возникающие иногда в передатчиках колебания, частоты которых никак не связаны с частотой радиосигнала или с частотами вспомогательных колебаний, используемых в процессе синтеза частот, модуляции и других процессах обработки сигнала.

Известно, что при действии в нелинейной цепи, например, двух ЭДС с частотами f_1 и f_2 спектр тока содержит, помимо составляющих с этими частотами и их гармоник, также составляющие с частотами вида $mf_1 \pm nf_2$, где m и n – целые числа. Это явление и лежит в основе взаимной модуляции; оно обусловлено наличием в передатчике элементов, обладающих нелинейными характеристиками, главным образом транзисторов или электронных ламп.

Интенсивность побочных излучений характеризуется мощностью соответствующих колебаний в антенне передатчика. Например, по действующим международным нормам радиопередатчики на частотах до 30 МГц должны иметь мощность побочных излучений не менее чем в 10000 раз (на 40 дБ) ниже мощности основного излучения и не более 50 мВт.

Показатели, определяющие качество передачи вещательного сигнала (*электроакустические показатели*), в принципе не отличаются от аналогичных параметров электрического канала вещания, что естественно, поскольку передатчик является частью канала – трактом вторичного распределения.

Некоторое отличие заключается лишь в том, что эти показатели нормируются и измеряются относительно уровня сигнала, соответствующего определенному коэффициенту модуляции сигналом частотой 1000 Гц. Для допустимого отклонения амплитудно-частотной характеристики этот коэффициент равен 50 %.

Коэффициент гармоник определяется при коэффициенте модуляции 50, 90, а также 10 %, что обусловлено наличием в модуляторе передатчика специфических искажений вида двустороннего ограничения, заметных при большом коэффициенте модуляции, вида «центральной отсечки», заметных при малом коэффициенте модуляции. Защищенность от интегральной помехи и от психометрического шума измеряет-

ся относительно уровня модулирующего сигнала, соответствующего 100%-й модуляции. Эксплуатационный персонал часто употребляет термин «уровень шумов», который оценивается в децибелах относительно уровня модулирующего сигнала с частотой 1000 Гц, соответствующего коэффициенту модуляции 100 %. Численно он равен величине защищенности от интегральной помехи, взятой со знаком «минус».

Радиопередатчики можно классифицировать по назначению, по диапазону волн, по мощности, по роду работы, способу транспортировки. Так, в зависимости от назначения передатчики делятся на связные, радиовещательные, телевизионные, радиолокационные, радионавигационные, телеметрические и т. д. По мощности передатчики подразделяются на маломощные (до 100 Вт), средней мощности (до 10 кВт), мощные (до 1000 кВт) и сверхмощные (свыше 1000 кВт). По роду работы (виду излучения) различают передатчики телеграфные, телефонные, однополосные, импульсные и т. д. По способу транспортировки передатчики подразделяются на стационарные и подвижные (переносные, автомобильные, корабельные, самолетные и т. д.).

Принципы стабилизации частоты

Частота свободных колебаний в контуре зависит главным образом от его индуктивности и емкости. Эти параметры не только связаны со свойствами катушки и конденсатора, но зависят и от присоединенных к колебательному контуру внешних цепей. Температура и другие параметры окружающей среды могут вызывать изменение результирующих индуктивности и емкости и через них влиять на частоту колебаний контура. В случае генератора это приведет к изменению частоты генерируемых колебаний, которая изменяется также при любых регулировках или изменениях в присоединенных цепях.

Внутренняя емкость усилительного элемента и его входное и выходное активные сопротивления зависят от приложенного напряжения питания. Поэтому непостоянство напряжения питания транзистора или туннельного диода и других электронных элементов, входящих в состав генератора или подключенных к нему, также вызывает изменение частоты. Механические сотрясения и удары также могут приводить к изменениям частоты из-за изменений емкости и индуктивности.

Для улучшения температурной стабильности при изготовлении колебательного контура выбирают материалы, наименее подверженные влиянию температуры. Дополнительно применяют температурную компенсацию, включая в состав контура компенсационный конденсатор, емкость которого благодаря специальному подбору изоля-

ционного материала уменьшается при повышении температуры и вызывает повышение частоты, что компенсирует ее понижение из-за влияния температуры на другие элементы.

Чтобы устранить влияние внешней температуры и других свойств внешней среды на генератор, его помещают в герметичный термостат-камеру с точно стабилизированной температурой.

Влияние подключенных к контуру внешних цепей и элементов уменьшается ослаблением связи контура с ними и, в частности, с нагрузкой. Чтобы уменьшить влияние нагрузки, между ней и генератором используют промежуточный «буферный» усилитель.

Нестабильность питающего напряжения устраняется применением стабилизатора. Воздействие механических сотрясений предотвращается амортизацией, т. е. упругой подвеской генератора.

Эффективный способ получения колебаний стабильной частоты состоит во включении в генератор кварцевого резонатора. Такой резонатор представляет собой пластину, вырезанную из кристалла кварца и помещенную между двумя металлическими обкладками (электродами). Кварцевые пластины обладают пьезоэлектрическим эффектом. При механической деформации пластины на ее поверхности возникают электрические заряды (прямой пьезоэлектрический эффект); при действии электрического поля пластина деформируется (обратный пьезоэлектрический эффект). Если приложенное напряжение переменное, то пластина совершает механические колебания.

Кварцевая пластина, как и всякое упругое тело, обладает резонансной частотой механических колебаний, зависящей от ее размеров. Будучи включенной в электрическую цепь, пластина представляет собой обычную резонансную систему, т. е. обладает свойствами колебательного контура.

Эквивалентная электрическая схема кварцевого резонатора представляет собой последовательно включенные индуктивность, емкость и активное сопротивление, параллельно которым включена емкость между выводами резонатора. В соответствии со схемой на рис. 1.4 кварцевый резонатор имеет две резонансные частоты: частоту

последовательного резонанса $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}$ и частоту параллельного

резонанса – $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k \frac{C_k C_0}{C_k + C_0}}}$. Поскольку емкость последова-

тельно соединенных конденсаторов C_k и C_0 меньше емкости C_k ,

то $\omega_0 > \omega_k$. Следует отметить, что разница между этими частотами составляет несколько сотен герц. Так как C_0 зависит и от внешних цепей и от ω_0 , она менее стабильна, чем ω_k .

Замечательным свойством кварцевого резонатора является слабая зависимость его параметров от изменения температуры и напряжения питания. Так, относительное изменение частоты генератора с кварцевым резонатором при изменении окружающей температуры на 1°C или питающего напряжения на $0,1\text{ В}$ не превышает 10^{-8} . Это и определило исключительную популярность кварцевых резонаторов для обеспечения стабильной частоты автогенераторов.

Существует большое число различных схем автогенераторов с кварцевым резонатором, отличающихся активным (усилительным) элементом (транзистор, туннельный диод, интегральный модуль и т. д.) и способом или местом включения резонатора (резонатор в качестве одного из сопротивлений трехточечной схемы, резонатор в цепи положительной обратной связи и т. д.). Наиболее часто в качестве активного элемента используются транзистор и туннельный диод.

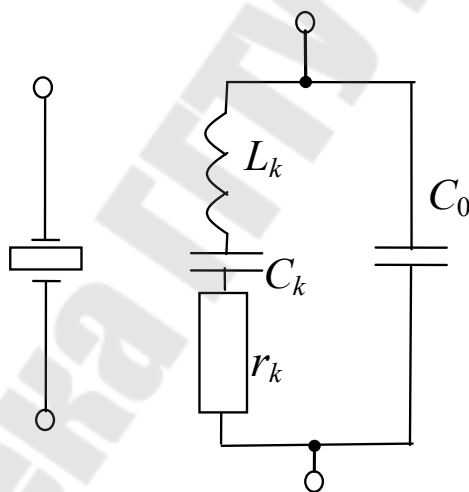


Рис. 1.4. Эквивалентная электрическая схема кварцевого резонатора

Одна из возможных практических схем транзисторного кварцевого автогенератора приведена на рис. 1.5. Кварцевый резонатор возбуждается на частоте, близкой к частоте последовательного резонанса ω_k . Для коррекции частоты предусмотрена катушка L , включенная последовательно с резонатором П. Рабочая точка транзистора определяется сопротивлениями резисторов R_1 – R_2 . Конденсаторы C_1 и C_2 совместно с резонатором и катушкой L_k образуют схему емкостной трехточки.

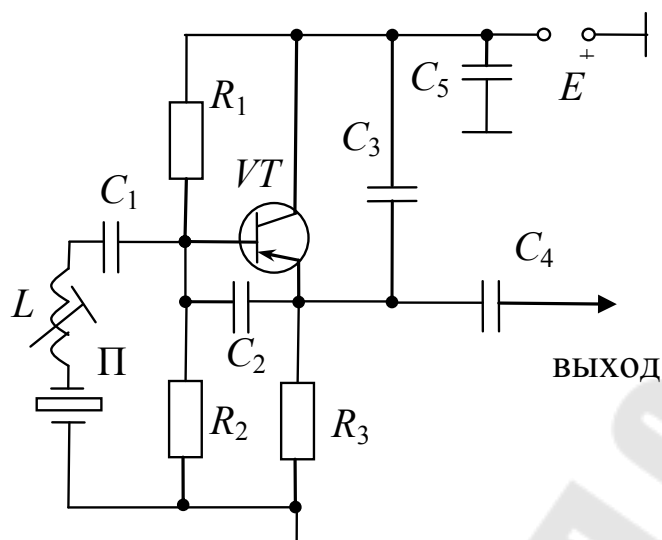


Рис. 1.5. Схема кварцевого автогенератора

Современные передатчики, как правило, предназначены для работы не на одной частоте, а в широком диапазоне частот. При этом, на какой бы частоте ни работал передатчик, он должен обеспечить требуемую стабильность частоты. Использовать для каждой частоты кварцевый генератор нецелесообразно. Поэтому разработаны специальные устройства – *синтезаторы частоты*, в которых используются способы прямого или косвенного синтеза частоты на основе стабильного опорного генератора.

При прямом синтезе выходная частота синтезатора получается путем многократных последовательно проводимых операций деления, умножения, сложения и вычитания частоты колебания опорного генератора и частот, получающихся при этих операциях колебаний.

Деление частоты производится специальными каскадами – делителями частоты, в качестве которых можно использовать, например, триггеры.

В качестве умножителей обычно используются генераторы гармоник, формирующие короткие импульсы из колебания, частота которого подлежит умножению. Спектр этих импульсов богат гармониками. С помощью узкополосного полосового фильтра из спектра импульсов выделяется сигнал требуемой гармоники.

Сложение и вычитание частот получается в процессе преобразования частоты в преобразователях (иногда их называют смесителями). На входы преобразователя подаются два сигнала с частотами, которые надо сложить или вычесть. При взаимодействии этих сигналов в преобразователе возникают составляющие различных комбинацион-

ных частот, в том числе суммарной и разностной, одна из которых выделяется фильтром.

Принцип прямого синтеза частоты можно пояснить с помощью рис. 1.6, где приняты следующие обозначения: Γ – кварцевый генератор частоты 1 МГц; Д1...Д3 – делители частоты на 10; У1...У3 – умножители частоты с изменяемым коэффициентом умножения; Пр1, Пр2 – преобразователи частоты.

Предположим, что необходимо получить частоту 156 кГц. После делителей частоты Д1...Д3 получаются частоты соответственно 100, 10 и 1 кГц. Установив переключатели настройки умножителей У1...У3 в положения 1, $n_2 = 5$ и $n_3 = 6$, получим на выходах умножителей соответственно частоты 100, 50 и 6 кГц. На выходе преобразователя Пр2 выделяется суммарный сигнал с частотой $50 + 6 = 56$ кГц, а после преобразователя Пр1 – нужная частота 156 кГц.

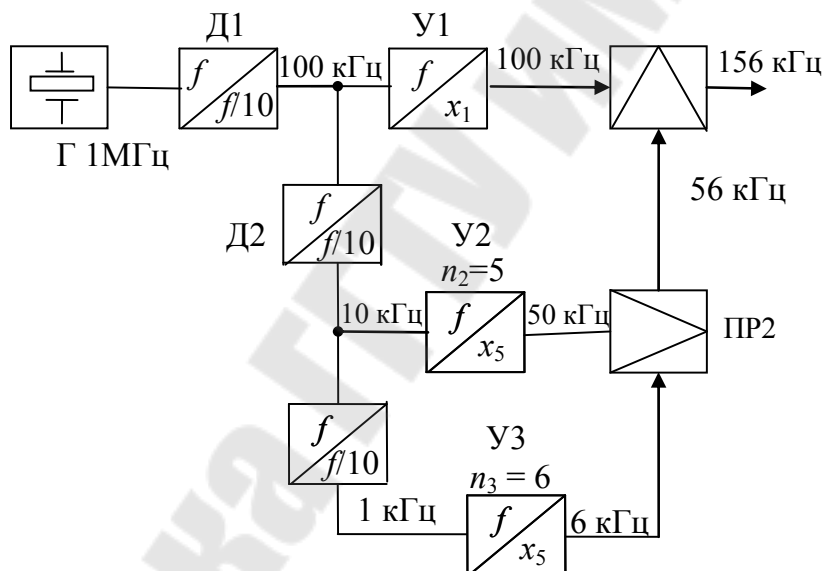


Рис. 1.6. Структурная схема синтезатора частоты

Выделение нужных частот после умножителей и преобразователей производится резонансными контурами или фильтрами. Следует иметь в виду, что для уменьшения побочных составляющих (соседние гармоники, остатки слагаемых или вычитаемых в преобразователях сигналов, их комбинационных составляющих) необходимо использовать достаточно сложные фильтрующие устройства.

В синтезаторах косвенного синтеза источником колебаний рабочей частоты служит перестраиваемый по частоте управляемый напряжением генератор (УГ). Текущая частота УГ преобразуется в час-

тоту, равную частоте опорного сигнала или частоте другого колебания, полученного из сигнала опорного генератора, и сопоставляется с ней. В результате сравнения частот (с точностью до фазы) вырабатывается сигнал ошибки, который и подстраивает управляемый генератор. Цепь, выполняющая эти операции, называется системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Обычно используются два типа систем фазовой автоподстройки: с делением частоты в цепи приведения частоты управляемого генератора к частоте опорного сигнала и с суммированием или вычитанием сигналов в этой цепи, т. е. с преобразованием частоты [2].

Принцип работы системы ФАПЧ первого типа состоит в следующем (рис. 1.7).

Колебания управляемого напряжением генератора УГ подаются на один из двух входов фазового детектора (ФД) через делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД), который делит частоту сигнала генератора в n раз. На второй вход фазового детектора подается сигнал опорного генератора (ОГ) с частотой f_0 . Выходное напряжение фазового детектора через фильтр нижних частот (ФНЧ) воздействует на УГ так, что частота его сигнала, поделенная в n раз, будет равна частоте опорного генератора. Изменяя коэффициент деления ДПКД, можно изменять частоту генератора с шагом, равным частоте f_0 . В качестве ДПКД обычно используются счетчики импульсов, выполненные на цифровых элементах.

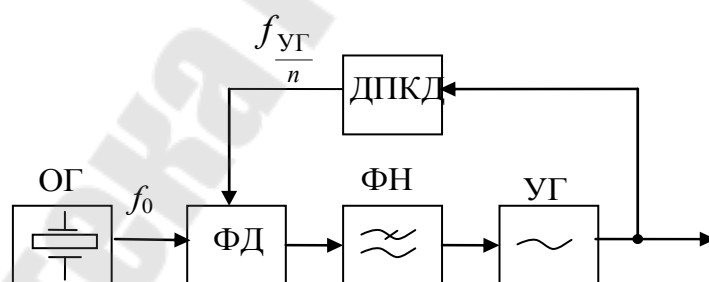


Рис. 1.7. Синтезатор частоты с ФАПЧ первого типа

Принцип работы системы ФАПЧ второго типа поясняется рис. 1.8. Колебания управляемого генератора с частотой $f_{УГ}$ и колебания генератора сдвига (ГС) с частотой f_C подаются на входы преобразователя частоты Пр. На выходе последнего полосовым фильтром (ПФ) выделяется сигнал разностной частоты $\Delta f = f_C - f_{УГ}$ или $\Delta f = f_{УГ} - f_C$. Этот сигнал подается на один вход фазового детектора, на второй его вход поступает сигнал опорного генератора f_0 . На выходе детектора обра-

зуется управляющее напряжение, которое изменяет частоту управляемого генератора до получения равенства $\Delta f - f_0$. В качестве генератора сдвига можно использовать синтезатор, выполненный на основе метода прямого синтеза частоты.

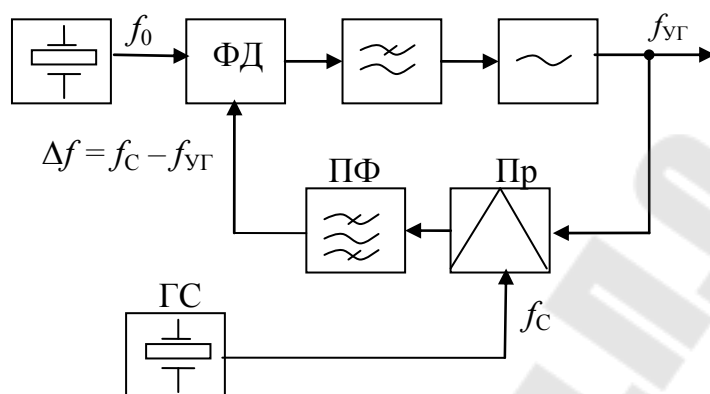


Рис. 1.8. Синтезатор частоты с ФАПЧ второго типа

1.3. Назначение и виды радиоприемных устройств

В соответствии с занимаемым в радиоканале местом радиоприемное устройство должно обеспечивать выполнение следующих основных функций:

- выделение полезного сигнала из смеси с шумом или другими мешающими сигналами;
- усиление полезного сигнала;
- ослабление мешающего действия помех, присутствующих в спектре воспринимаемых электромагнитных колебаний;
- детектирование радиочастотных сигналов с целью формирования колебаний, соответствующих передаваемому сообщению. Помимо вышеперечисленных основных функций для многих современных радиоприемных устройств характерно выполнение дополнительных достаточно сложных операций, например:
 - частотное преобразование принимаемых радиосигналов с целью перенесения в область частот, где обеспечиваются наилучшие условия для их обработки;
 - изменение отдельных параметров радиоприемного устройства для достижения заданного или наилучшего качества его работы, т. е. адаптация при изменениях электромагнитной обстановки в месте приема, определяемой совокупностью воздействующих помех.

Обобщенная структурная схема, отражающая основные рабочие функции радиоприемных устройств, приведена на рис. 1.9 [3]. Схема состоит из пяти функциональных блоков.

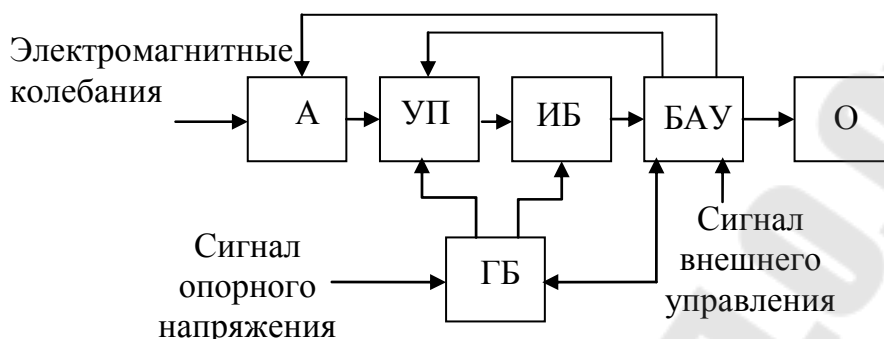


Рис. 1.9. Структурная схема радиоприемника

В усилительно-преобразовательном блоке (УПБ) осуществляется выделение полезного сигнала из всей совокупности поступающих от антенны А сигналов и помех, не совпадающих по частоте с полезным сигналом, и усиление последнего до уровня, необходимого для нормальной работы последующих каскадов.

В информационном блоке (ИБ) осуществляется основная обработка принятого сигнала с целью выделения содержащейся в нем информации (демодуляция) и ослабление мешающего воздействия помех. При этом важнейшей задачей является выделение информации с максимальной достоверностью – так называемый оптимальный прием. Для этого в составе ИБ могут использоваться оптимальный фильтр, цепи последетекторной обработки, следящие системы частотной (ЧАПЧ) и фазовой (ФАПЧ) автоматических подстроек частоты, используемые для демодуляции сигнала, а также для его поиска.

Гетеродинный блок (ГБ) преобразует частоту собственного или внешнего опорного генератора и формирует сетки частот, необходимые для работы преобразователей частоты в УПБ, следящих систем и устройств обработки сигнала в ИБ. Фактически гетеродинный блок представляет собой синтезатор частот.

Блок адаптации, управления и контроля (БАУК) позволяет осуществлять ручное, дистанционное и автоматическое управление режимом работы радиоприемного устройства (включение и выключение, поиск и выбор сигнала, адаптация к изменяющимся условиям приема) и отражает качество его работы на специализированных индикаторах.

В конечном устройстве (ОУ) энергия принятого сигнала используется для получения требуемого выходного эффекта – акустического (телефон, громкоговоритель), оптического (кинескоп, дисплей), механического (печатающее устройство).

Рассмотренная структурная схема является наиболее общей, однако, в конкретных радиоприемных устройствах отдельные связи между блоками и даже некоторые блоки могут отсутствовать или выполнять более ограниченный набор операций, при этом упрощение структуры приемного устройства и ограничение функций отдельных блоков снижают полноту реализации возможностей радиоприема.

Существуют различные системы классификации радиоприемных устройств. По основному функциональному назначению радиоприемные устройства делятся на *профессиональные* и *вещательные*. К профессиональным приемникам, предназначенным для использования в системах передачи информации, относятся связные, телевизионные, телеметрические и другие радиоприемные устройства. Вещательные приемники обеспечивают прием программ звукового и телевизионного вещания. Их массовое производство и необходимость относительно невысокой стоимости обуславливают сравнительно простые технические решения. Профессиональные радиоприемные устройства отличаются большой сложностью и стоимостью, зачастую соизмеримой со стоимостью передающего оборудования.

Радиоприемные устройства классифицируются и в зависимости от используемого спектра радиочастот. Приемники различных диапазонов волн могут существенно отличаться по структуре, схемной и конструктивной реализациям, элементной базе. Однако существуют радиоприемные устройства звукового и телевизионного вещания, которые работают в нескольких диапазонах радиоволн, т. е. являются «всеволновыми».

По виду принимаемых сигналов приемники делят на аналоговые и цифровые. По характеру принимаемой информации различают радиотелефонные, звукового вещания, факсимильные, телевизионные, передачи данных и другие радиоприемные устройства. В зависимости от вида используемой модуляции бывают приемники амплитудно-модулированных (АМ), частотно-модулированных (ЧМ), фазомодулированных (ФМ) сигналов, сигналов с одной боковой полосой частот (ОБП) и различными видами импульсной модуляции.

Кроме того, различают радиоприемные устройства *по месту установки* (стационарные, мобильные, бортовые, переносные), *по способу питания* (питаемые от сети переменного тока, от аккумуля-

торов, солнечных батарей, с универсальным питанием), по способу управления (с ручным, частично или полностью автоматизированным, дистанционным, комбинированным управлением).

Основные показатели радиоприемных устройств

Качественные показатели радиоприемных устройств определяются электрическими, конструктивно-эксплуатационными и производственно-экономическими характеристиками.

Одна из важнейших электрических характеристик любого радиоприемника – *чувствительность*, под которой понимают способность приемника принимать слабые сигналы. Количественно чувствительность оценивается минимальной ЭДС в антенне E_{A0} (для радиоприемных устройств, работающих в диапазонах умеренно высоких частот) или номинальной мощностью P_{A0} (для радиоприемника СВЧ типа) модулированного сигнала, при которых на выходе приемника сигнал воспроизводится с требуемым качеством. Под требуемым качеством обычно понимается либо получение заданного уровня сигнала на выходе, обеспечивающего нормальное функционирование оконечного блока при определенном отношении мощности сигнала к мощности шумов (С/Ш), либо реализация одного из вероятностных критериев принятого сигнала. При этом чувствительность ограничена усилением, которое обеспечивается усилительно-преобразовательным блоком: чем выше усиление, тем больше уровень сигнала на выходе радиоприемного устройства и тем легче получить нужное качество приема.

Чувствительность радиоприемников в зависимости от их назначения может колебаться в широких пределах. Например, чувствительность радиовещательных приемников находится в пределах 50...300 мкВ в зависимости от класса качества. Чувствительность радиолокационных приемников имеет значения порядка 10^{-12} ... 10^{-15} Вт.

Однако в реальных условиях эксплуатации радиоприемных устройств чаще имеют место ситуации, когда пренебречь влиянием помех на радиоприем нельзя. Если принимаемый сигнал и помехи соизмеримы, увеличение усиления радиоприемника не приводит, очевидно, к росту чувствительности и, таким образом, наименьший уровень сигнала, который может быть принят, определяется фактически уровнем не самого сигнала, а помех. Воздействующие на приемник помехи могут быть как внешними (от других радиосистем, промышленного или природного происхождения), так и внутренними (шумы). Причем если внешние помехи отсутствуют, на выходе радиоприемного устройства, всегда присутствуют внутренние помехи, обусловленные

в основном его флуктуационными шумами. В последнем случае предел чувствительности приемника определяется его внутренними шумами. Такое положение особенно характерно для радиоприемных устройств СВЧ диапазона, в котором уровень внешних помех сравнительно мал и решающее значение имеют внутренние шумы. Чувствительность, ограниченную внутренними шумами, количественно оценивают реальной или пороговой чувствительностью, коэффициентом шума или шумовой температурой.

Избирательностью (селективностью) называется способность радиоприемного устройства выделять полезный сигнал, ослабляя действие мешающих сигналов (помех). Основана она на использовании тех или иных различий полезных и мешающих сигналов: направления прихода и времени действия, поляризации, амплитуды, частоты и фазы.

Пространственная избирательность достигается с помощью остронаправленных приемных антенн или путем электронного управления синтезированной диаграммой направленности фазированной антенной решетки. *Поляризационная избирательность* реализуется также приемной антенной, настраиваемой на вид поляризации волны полезного сигнала. *Временная избирательность* (при приеме импульсных сигналов) достигается включением приемника только на время действия полезного сигнала.

Основное значение имеет *частотная избирательность*, поскольку в системах радиосвязи, звукового вещания и телевидения сигналы обычно отличаются по частоте, и их разделение осуществляется с помощью резонансных цепей и фильтров. Различают односигнальную и эффективную частотную избирательность.

Односигнальная избирательность определяется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) фильтров усилительно-преобразовательного блока приемника при действии на его входе только одного сигнала небольшой величины (полезного или мешающего), не вызывающего нелинейных эффектов. Нормированной АЧХ УПБ называют величину $\gamma(f) = K(f)/K_0$, где $K(f)$ – модуль коэффициента усиления (передачи) УПБ по напряжению на произвольной частоте f , K_0 – резонансный коэффициент усиления на частоте настройки радиоприемника f_0 . Количественно односигнальная избирательность радиоприемного устройства оценивается величиной, обратной $\gamma(f)$, т. е. $Se = K_0/K(f)$ и определяет ослабление помехи при ее заданной расстройке $\Delta f = f - f_0$ относительно f_0 . Зависимость $Se(\Delta f)$ называется характеристикой односигнальной избирательности (рис. 1.10). Поскольку в со-

временных радиоприемных устройствах пределы изменений $Se(\Delta f)$ весьма значительны, обычно используется оценка избирательности в децибелах: $Se[\text{дБ}] = 20 \lg \left[\frac{K_0}{K(\Delta f)} \right]$ (рис. 1.11). Наибольший интерес представляют величины избирательности на частотах, вблизи или на которых в УПБ могут попасть помехи.

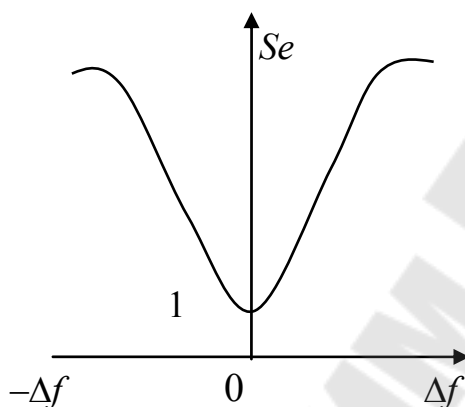


Рис. 1.10. Характеристика односигнальной избирательности

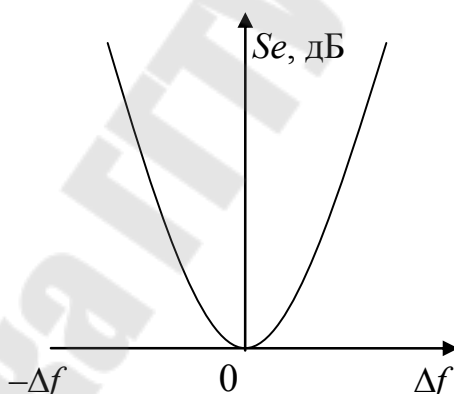


Рис. 1.11. Характеристика односигнальной избирательности, оцениваемой в дБ

Идеальной характеристикой избирательности является прямоугольная с полосой пропускания, равной ширине спектра полезного сигнала, в пределах которой $Se = 1$, а за ее пределами $Se \rightarrow \infty$. При такой характеристике обеспечиваются неискаженное воспроизведение спектра сигнала и бесконечно большое подавление любой внеполосной помехи. Для оценки степени близости реальной характеристики избирательности к идеальной используется коэффициент прямоугольности $k_{пр} = \Pi_{\gamma} / \Pi_{0,7}$, где $\Pi_{0,7}$ – полоса пропускания УПБ на уров-

не $1/\sqrt{2}$; 0,707 (3 дБ) и P_γ – полоса на заданном уровне γ , который выбирается равным одному из значений: 0,1; 0,01; 0,001 и т. д. Для идеальной характеристики $k_{\text{пр}} = 1$, т. е. избирательность тем выше, чем ближе коэффициент прямоугольности к единице.

В большинстве систем радиосвязи и радиовещания полезный сигнал принимается на фоне одной или нескольких значительных по уровню внеполосных помех, при этом даже незначительная нелинейность УПБ приводит к таким эффектам, как перекрестная модуляция, сжатие амплитуды, блокирование, интермодуляция. Перекрестная модуляция проявляется в переносе модуляции помехи на полезный сигнал. Перекрестная модуляция ухудшает отношение сигнал-помеха или делает прием полезного сообщения вообще невозможным. Сжатие амплитуды радиосигнала, т. е. нарушение линейной зависимости между амплитудами сигнала на выходе и входе УПБ, наблюдается в режиме большого полезного сигнала и обусловлено уменьшением средней крутизны усилительных приборов за период под его воздействием. Блокирование полезного сигнала возникает также вследствие уменьшения коэффициента усиления УПБ, но уже под действием сильных мешающих сигналов с частотами, отличающимися от частот основного и побочного каналов приема.

Интермодуляция заключается в том, что при воздействии на какой-либо нелинейный элемент в УПБ двух или более помех с частотами $f_{n1}, f_{n2}, f_{n3} \dots$ на выходе этого элемента возникает сложный спектр интермодуляционных колебаний вида $mf_{n1} \pm nf_{n2} \pm pf_{n3} \dots$, где m, n, p – целые числа. Если частоты одной или нескольких составляющих этого спектра совпадают с частотой настройки радиоприемного устройства или любого побочного канала приема, такие составляющие усиливаются в УПБ наравне с полезным сигналом, накладываются на него, снижают отношение С/Ш и искажают принимаемое сообщение.

В условиях действия сильных помех, приводящих к указанным эффектам, наиболее полезную характеристику избирательных свойств приемника дает *эффективная, или многосигнальная частотная избирательность*.

Помехоустойчивостью называется способность радиоприемного устройства обеспечивать нормальное функционирование в условиях воздействия помех. Существуют различные критерии количественной оценки помехоустойчивости: вероятностный, энергетический, артикуляционный. При приеме дискретных сигналов применяется вероятностный критерий, связанный с определением средней вероятности

искажения элементарного сигнала, зависящей от превышения сигнала над помехой. При приеме аналоговых сигналов для оценки помехоустойчивости удобен энергетический критерий, предполагающий измерение отношения мощностей или эффективных напряжений сигнала и помехи на выходе радиоприемного устройства при заданном отношении на выходе радиоприемного устройства при заданном отношении $S/\text{Ш}$ на входе. Артикуляционный критерий используется для оценки помехоустойчивости приема речевых сообщений и реализуется путем количественной экспертной оценки разборчивости передаваемых тестовых текстов.

Вышеперечисленные показатели (реальная чувствительность, избирательность и помехоустойчивость) в значительной мере определяют характеристику электромагнитной совместимости (ЭМС), отражающую возможность радиоприемного устройства работать как в комплексе с радиоэлектронными устройствами данной радиосистемы (внутрисистемная ЭМС), так и с другими радиосистемами (межсистемная ЭМС). Указанные показатели характеризуют восприимчивость радиоприемника к мешающим электромагнитным воздействиям через антенну и по цепям питания, управления и коммутации.

Способность приемника в отсутствии помех воспроизводить на выходе закон модуляции входных сигналов с заданной точностью называют *верностью воспроизведения сообщений*. Количественно верность воспроизведения оценивается искажениями выходного сигнала – изменениями его формы по отношению к модулирующей функции. Различают *статические* и *динамические* характеристики искажений.

К статическим относятся характеристики линейных искажений, нелинейных искажений и искажений, связанных с ограничением динамического диапазона. Линейные искажения проявляются в различных условиях прохождения отдельных составляющих спектра полезного сигнала через приемный тракт. Они обусловлены инерционностью элементов тракта, не сопровождаются появлением в спектре новых составляющих и не зависят от уровня входного сигнала и глубины модуляции: Линейные искажения могут быть амплитудными и фазовыми.

Нелинейные искажения обусловлены главным образом нелинейностями характеристик усилительных элементов, связаны с появлением в спектре модулирующего сигнала на выходе радиоприемного устройства новых составляющих и зависят от уровня сигнала и глубины модуляции. Оцениваются они коэффициентом гармоник модулирующего:

$$k_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_{\text{ВЫХ}2}^2 + U_{\text{ВЫХ}3}^2 + \dots}}{U_{\text{ВЫХ}1}^2},$$

где $U_{\text{ВЫХ}1}^2$, $U_{\text{ВЫХ}2}^2$, $U_{\text{ВЫХ}3}^2$ – эффективные значения напряжения соответствующих гармонических составляющих частоты модуляции f_M . Нелинейные искажения возникают на участках приемного тракта с высокими уровнями сигнала и при слуховом приеме, например, ухудшают его качество.

Таким образом, максимальный уровень входного сигнала $E_{\text{вх.доп}}$ в приемнике ограничен допустимыми нелинейными искажениями в УПБ. Минимальный уровень $E_{\text{вх min}}$ определяется уровнем собственных шумов, т. е. реальной чувствительностью приемника. Эти уровни ограничивают динамический диапазон D по основному каналу радиоприемного устройства $D = 20 \lg(E_{\text{вх.доп}}/E_{\text{вх min}})$, характеризующий пределы изменения уровня входных сигналов, при которых обеспечивается допустимая потеря информации, содержащейся в полезном сигнале. У современных приемников динамический диапазон может достигать 100...120 дБ.

К характеристикам частотной настройки радиоприемного устройства относят: диапазон рабочих частот $f_{0\text{min}} \dots f_{0\text{max}}$, в пределах которого приемник может плавно или дискретно перестраиваться; набор рабочих частот приемника, предназначенного для приема сигналов на фиксированных частотах. Диапазон рабочих частот характеризуется коэффициентом перекрытия диапазона $k_d = f_{0\text{min}}/f_{0\text{max}}$. Для повышения k_d при сохранении заданного качества приема диапазон рабочих частот разбивают на поддиапазоны с равными коэффициентами перекрытия или равными частотными интервалами. К характеристикам частотной настройки относят также погрешность настройки и ее отсчета, плотность настройки, шаг перестройки по частоте.

К основным конструктивно-эксплуатационным характеристикам радиоприемного устройства относят надежность работы, массогабаритные показатели, стабильность и устойчивость работы, экономичность питания, ремонтоспособность и эргономические показатели.

Особо следует подчеркнуть, что перечисленные выше основные показатели и характеристики радиоприемного устройства не просто представляют собой набор отдельных свойств, а образуют сложную систему взаимосвязанных и взаимозависимых качеств приемника.

Структурные схемы радиоприемных устройств различаются прежде всего построением цепей высокой частоты.

Наиболее простым является принцип построения приемника прямого детектирования (детекторного), структурная схема которого представлена на рис. 1.12. Входная цепь (ВЦ) в виде резонансной системы или фильтра обеспечивает частотную избирательность радиоприемного устройства, настройка на частоту принимаемого сигнала осуществляется перестройкой или переключением ВЦ. Принципиальным является отсутствие усиления сигнала до детектора (Д), ведущее к значительному упрощению устройства приемника, но одновременно обуславливающее его низкую чувствительность и избирательность. Указанные недостатки такой схемы не устраняются наличием усилителя частоты модуляции (УЧМ). Вследствие этого в настоящее время радиоприемные устройства прямого детектирования применяются практически лишь в миллиметровом, децимиллиметровом и оптическом диапазонах волн.

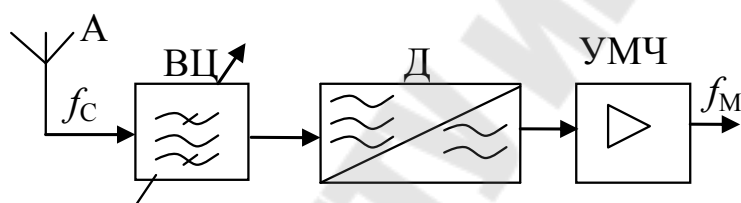


Рис. 1.12. Структурная схема приемника прямого детектирования

Структурная схема приемника прямого усиления представлена на рис. 1.13 [3]. От описанного выше этот приемник отличается наличием усилителя радиочастоты (УРЧ) и, как следствие, значительно большими чувствительностью и избирательностью. Входная цепь и избирательные цепи УРЧ настроены на частоту принимаемого радиосигнала, на которой и осуществляется усиление, причем ВЦ обеспечивает предварительную, а УРЧ основную частотную избирательность и значительное (до $10^6 \dots 10^7$ по напряжению) усиление сигнала.

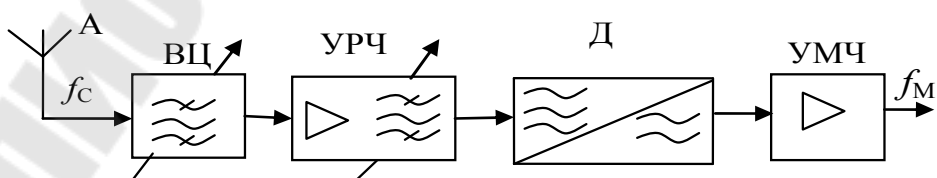


Рис. 1.13. Структурная схема приемника прямого усиления

При необходимости получения большого усиления УРЧ может содержать несколько каскадов, что сопряжено со снижением его устойчивости и общей избирательности приемника, а также затрудняет техническую реализацию перестройки по частоте. Трудности, связанные с многокаскадностью УРЧ, позволяют устранить использование регенеративных и сверхрегенеративных усилителей, обеспечивающих большее усиление на каскад. Однако такие усилители обладают повышенными искажениями, относительно низкой устойчивостью по отношению к дестабилизирующим факторам, повышенной вероятностью паразитного излучения. По этой причине они применяются редко, в частности, в портативных приемниках СВЧ диапазона. При любых типах используемых УРЧ полностью преодолеть присущие схеме прямого усиления недостатки не удастся. Поэтому в настоящее время радиоприемные устройства прямого усиления применяются практически лишь в микроволновом и оптическом диапазонах.

Значительное улучшение большинства показателей радиоприемного устройства достигается на основе принципа преобразования частот принимаемого сигнала – переноса его в частотную область, где он может быть обработан с наибольшей эффективностью. Самое широкое распространение во всех радиодиапазонах получила построенная на этом принципе схема супергетеродинного приемника (рис. 1.14) [3].

В таком приемнике сигналы частоты f_c преобразуются в преобразователе частоты, состоящем из смесителя (См) и генератора вспомогательных колебаний – гетеродина (Г), в колебания фиксированной, так называемой промежуточной частоты $f_{пр}$, на которой осуществляются основное усиление и частотная избирательность.

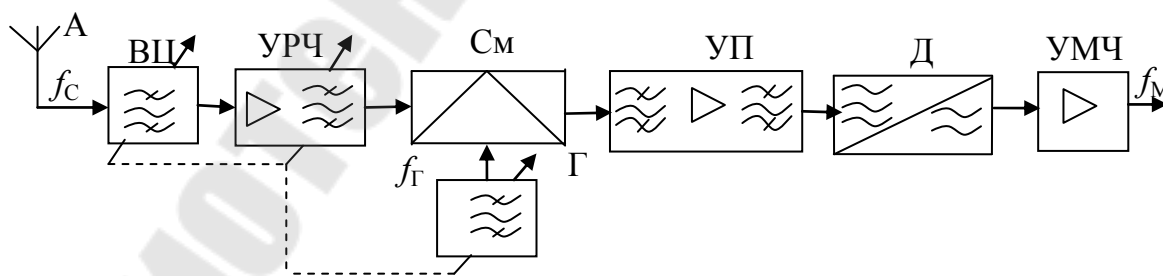


Рис. 1.14. Структурная схема супергетеродинного приемника

Смеситель содержит нелинейный элемент или элемент с переменным параметром, поэтому в результате воздействия принятого сигнала и колебаний гетеродина с частотой $f_Г$ на его выходе возникают

колебания с комбинационными частотами $f = |mf_{\Gamma} \pm nf_{C}|$, где m, n – целые числа. Одна из этих комбинационных составляющих выделяется фильтром (резонансной системой) на выходе смесителя и используется в качестве новой несущей частоты выходного сигнала, усиленного затем усилителем промежуточной частоты (УПЧ). Обычно используется наиболее интенсивная комбинационная составляющая с $m = 1, n = 1$, т. е. простое преобразование, но иногда и с $m \neq 1, n = 1$ (сложное или комбинационное преобразование). При этом можно использовать как разность частот f_{Γ} и f_{C} (разностное преобразование), так и их сумму (суммарное преобразование). При наиболее широко применяемом простом разностном преобразовании обычно $f_{\text{пр}} = f_{\Gamma} - f_{C}$ («верхняя» настройка гетеродина), но возможна и «нижняя» настройка с $f_{\text{пр}} = f_{C} - f_{\Gamma}$. В обоих случаях f_{Γ} выбирается так, чтобы $f_{\text{пр}}$ была ниже границы диапазона рабочих частот ($f_{\text{пр}} < f_{C \text{ min}}$).

Для того чтобы $f_{\text{пр}}$ оставалась постоянной при перестройке приемника в некотором диапазоне частот ($f_{\text{min}} \dots f_{\text{max}}$), осуществляется сопряженная перестройка ВЦ, резонансных цепей УРЧ и гетеродина. Поскольку сигнал несет в себе полезную информацию, которая в процессе преобразования должна сохраняться, преобразователь частоты должен быть линейным по отношению к сигналу, несмотря на принципиально нелинейный характер происходящих в нем процессов. Следовательно, при преобразовании частоты происходит перенос спектра сигнала в область промежуточной частоты без нарушения амплитудных и фазовых соотношений его составляющих.

Поскольку радиочастотные цепи обладают в большинстве случаев относительно широкой полосой пропускания, они обеспечивают лишь предварительную частотную избирательность (селекцию), вследствие чего ВЦ и УРЧ называют *преселектором*. Основная же избирательность приемника реализуется в тракте промежуточной частоты.

Чем выше частота принимаемого сигнала, тем сложнее в принципе достигнуть устойчивого малошумящего усиления в УРЧ. Поэтому в диапазонах сантиметровых и особенно миллиметровых и оптических волн радиоприемники чаще всего не имеют УРЧ, при этом функция предварительной избирательности ложится полностью на ВЦ, а к характеристикам преобразователя частоты, в частности шумовым, предъявляются повышенные требования.

Перенос сигнала на более низкую фиксированную частоту имеет следующие преимущества:

- возможность реализации высокого устойчивого усиления за счет ослабления роли паразитных обратных связей;
- сужения полосы пропускания без усложнения фильтрующих (резонансных) цепей;
- упрощение реализации УПЧ вследствие отсутствия необходимости перестройки.

Однако преобразование частоты обуславливает и ряд особенностей супергетеродинного приема, требующих принятия специальных мер для нейтрализации их отрицательного влияния на показатели и характеристики радиоприемных устройств. К таким особенностям относят:

- образование побочных каналов приема, по которым в тракт радиоприемника проникают различные помехи;
- влияние нестабильности частоты гетеродина на настройку приемника;
- возможность излучения колебаний гетеродина через приемную антенну.

При высоких требованиях к избирательности по побочным каналам приема приходится применять двух- или трехкратное последовательное преобразование частоты, понижая ее до основной промежуточной, на которой и достигаются обычно необходимая избирательность по соседнему каналу и усиление.

Как при суммарном, так и при разностном преобразовании возможно такое преобразование частоты, когда $f_{\text{пр}} > f_{\text{с max}}$. Такой супергетеродинный приемник называется *инфрадином* и отличается тем, что при его работе в диапазоне частот перестраивается только гетеродин, а преселектор может либо не перестраиваться вообще (широкополосные преселекторы), либо перестраиваться переключением входных фильтров (фильтровые преселекторы) [3]. Высокую промежуточную частоту приходится затем понижать с помощью другого преобразователя. Достоинствами инфрадина являются возможность значительного подавления побочных каналов за счет высокой избирательности более сложных и совершенных неперестраиваемых ВЦ, а также упрощение настройки. Недостатки: опасность перегрузки усилительных элементов широкополосных входных каскадов посторонними мешающими сигналами и повышение требования к стабильности частоты высокочастотного гетеродина. Применяются инфрадины в системах подвижной связи и в других системах с беспойсковой настройкой приемника.

Рассмотрим более подробно основные особенности супергетеродинной схемы построения радиоприемных устройств, являющейся

наиболее совершенной и распространенной в настоящее время. Многие из этих особенностей обусловлены образованием ложных сигналов, называемых соседними и побочными каналами приема, по которым в тракт радиоприемного устройства проникают различные помехи с частотами f_n . Основным каналом приема является полоса пропускания приемника, в которой находится спектр сигнала. Соседний канал приема – это канал на частоте $f_{ск}$, примыкающий к основному каналу на частоте f_c . Вследствие недостаточной избирательности приема он не отфильтровывается преселектором и образует в преобразователе частоты сигнал с $f'_{пр} = |f_{\Gamma} - f_{ск}| \approx f_{пр}$, попадающий в полосу пропускания УПЧ, и поэтому усиливается и обрабатывается наравне с полезным сигналом. Основная мера борьбы с помехами по соседнему каналу – повышение избирательности УПЧ.

Общую формулу для частот всех побочных каналов приема можно в принятых ранее обозначениях записать в виде $f_n = \frac{(mf_{\Gamma} \pm f_{пр})}{n}$, где знак «плюс» соответствует «нижней» настройке гетеродина, знак «минус» – «верхней».

Зеркальный, или симметричный, канал образуется внешней помехой на частоте $f_n = \frac{(mf_{\Gamma} \pm f_{пр})}{n}$, $f_n = f_{эк} = f_{\Gamma} + f_{пр} = f_c + 2f_{пр}$ ($m = 1, n = 1$) при «верхней» настройке или $f_n = f_{эк} = f_{\Gamma} - f_{пр} = f_c - 2f_{пр}$ – при «нижней». Если эта частота попадает в полосу пропускания преселектора, то в преобразователе частоты появляется составляющая с частотой $|f_{эк} - f_{\Gamma}| = f_{пр}$, т. е. такой же, какую образует полезный сигнал. В результате происходит наложение спектров полезного сигнала и помехи, и их частотная фильтрация становится невозможной. Для ослабления помех по зеркальному каналу необходимо повышать частотную избирательность преселектора. Увеличение $f_{пр}$ позволяет лучше отфильтровать в преселекторе эту составляющую, отстоящую от частоты полезного сигнала на $2f_{пр}$, но при этом затрудняется обеспечение высокой избирательности УПЧ с полосой пропускания, сопряженной с шириной спектра полезного сигнала. Если требования к ослаблению помех по соседнему и зеркальному каналам очень жесткие, применяются два-три последовательных преобразователя частоты.

Прямой канал приема, или канал промежуточной частоты образуется, когда помеха имеет частоту $f_n = f_{\text{пр}}$ ($m = 0, n = 1$) и без преобразования в преобразователе частоты проходит в тракт УПЧ. Основные меры борьбы – включение в ВЦ режекторного фильтра (фильтра-пробки) на частоту $f_{\text{пр}}$ и повышение избирательности преселектора.

Частоты, близкие к $f_{\text{пр}}$ могут образовываться также в результате преобразования помех на гармониках гетеродина ($m = 2, 3, \dots; n = 1; f_n = |mf_{\Gamma} \pm f_{\text{пр}}|$), на своих гармониках с участием гетеродина ($m = 1; n = 2, 3, f_n = \frac{(f_{\Gamma} \pm f_{\text{пр}})}{n}$), на комбинационных частотах ($m = 2, 3, n = 2, 3, \dots$). Основными мерами по ослаблению этих побочных каналов приема является снижение уровня гармоник гетеродина, повышение линейности преселектора, выбор соответствующего режима работы смесителя.

2. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

Основные положения

Детектирование – процесс извлечения сообщения из принятого радиосигнала. Детектирование является процессом, в определенном смысле противоположным модуляции. Детектирование осуществляется с помощью цепи, называемой детектором. Детектор является составной частью радиоприемного устройства, структурная схема которого приведена на рис. 2.1.

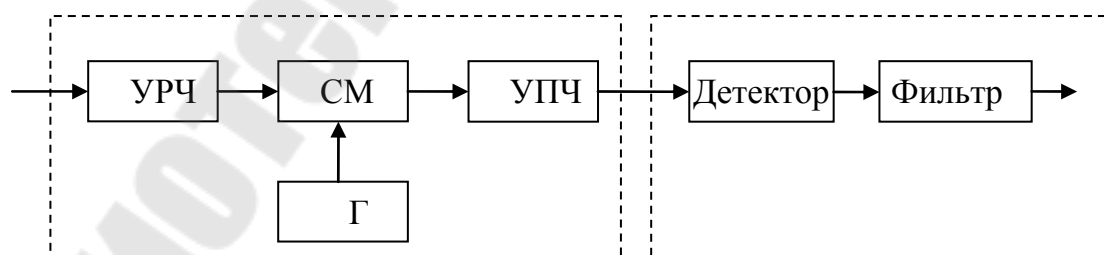


Рис. 2.1. Структурная схема радиоприемного устройства

Согласно рис. 2.1 схема радиоприемника состоит из двух основных частей: линейного высокочастотного тракта (ВЧ) и демодулятора. В состав линейного ВЧ тракта входят: усилитель принятого ра-

диосигнала (УРЧ), смеситель (СМ), гетеродин (Г) и усилитель сигнала промежуточной частоты (УПЧ). В линейном тракте происходит усиление принятого ВЧ-сигнала до требуемого значения мощности. В состав демодулятора, извлекающего сообщение из сигнала, входят детектор и фильтр нижних частот.

В зависимости от способа модуляции ВЧ-сигнала применяют соответствующий тип демодулятора. В этой связи различают амплитудный, частотный и фазовый демодуляторы. Кроме того, демодуляторы различают в зависимости от формы сообщения. По данному признаку демодуляторы делятся на аналоговые и цифровые.

Амплитудный аналоговый детектор

При приеме радиосигналов с амплитудной модуляцией демодулятор состоит из амплитудного детектора – нелинейного элемента – и фильтра нижних частот (ФНЧ), полоса пропускания которого устанавливается равной $F_{\text{ФНЧ}} = F_{\text{ВЫС}}$, где $F_{\text{ВЫС}}$ – верхняя частота в спектре модулирующего сигнала (рис. 2.2, а)

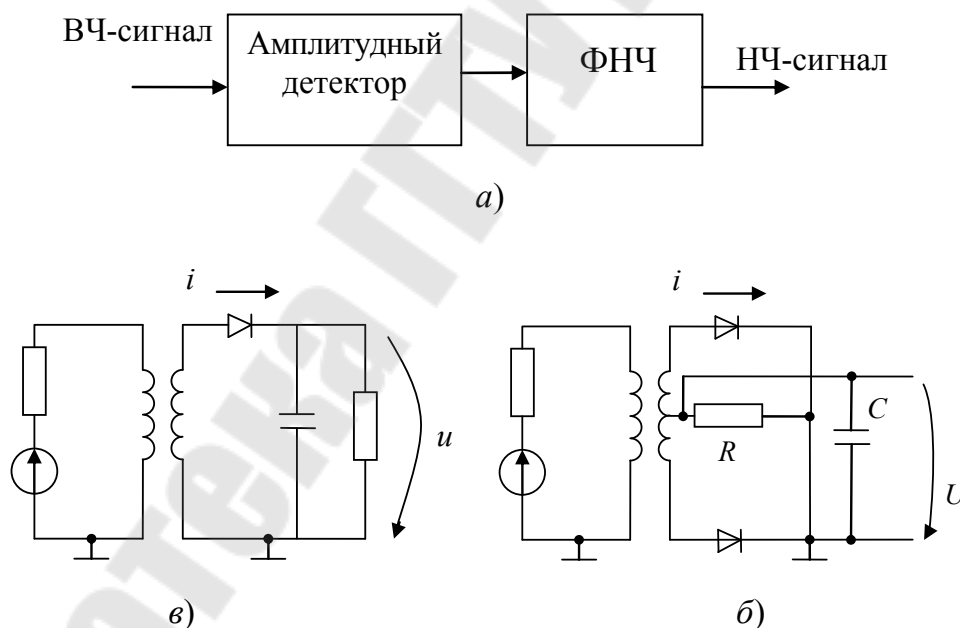


Рис. 2.2. Амплитудный аналоговый детектор:
а – структурная схема; б – одноконтурный; в – двухконтурный

Простая схема демодулятора с полупроводниковым диодом и RC-фильтром нижних частот приведена на рис. 2.2, б. Лучшие результаты по детектированию АМ-сигнала можно получить с помощью двухконтурного амплитудного детектора, схема которого приведена на

рис. 2.2, в. В качестве амплитудного детектора помимо диода может использоваться и транзистор.

Диод, имея малое сопротивление в прямом направлении и большое – в обратном (рис. 2.2), пропускает только сигнал с напряжением положительной полярности и отрезает сигнал при отрицательной полярности напряжения.

Проведем анализ работы однотактного и двухтактного амплитудного детектора с помощью программы *Multisim*. Схема первого из них приведена на рис. 2.3, а осциллограммы на входе и выходе демодулятора – на рис. 2.4 (верхняя осциллограмма – протектированный низкочастотный сигнал, нижняя – входной АМ-сигнал).

Путем правильного подбора постоянной времени фильтра $T = RC$ можно добиться наименьшего искажения протектированного сигнала в обеих схемах.

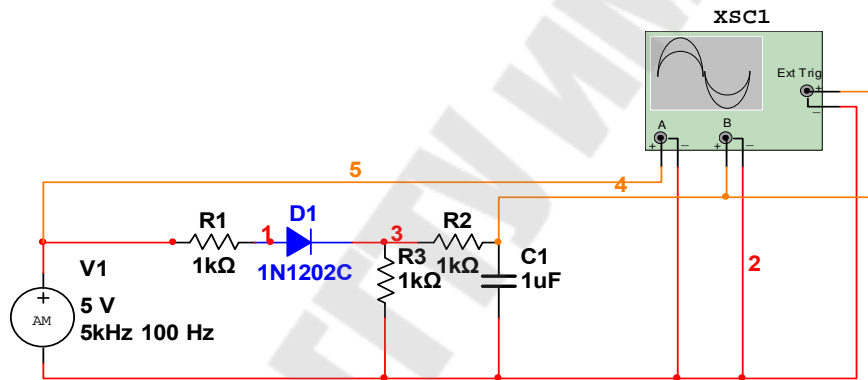


Рис. 2.3. Схема однотактного амплитудного детектора

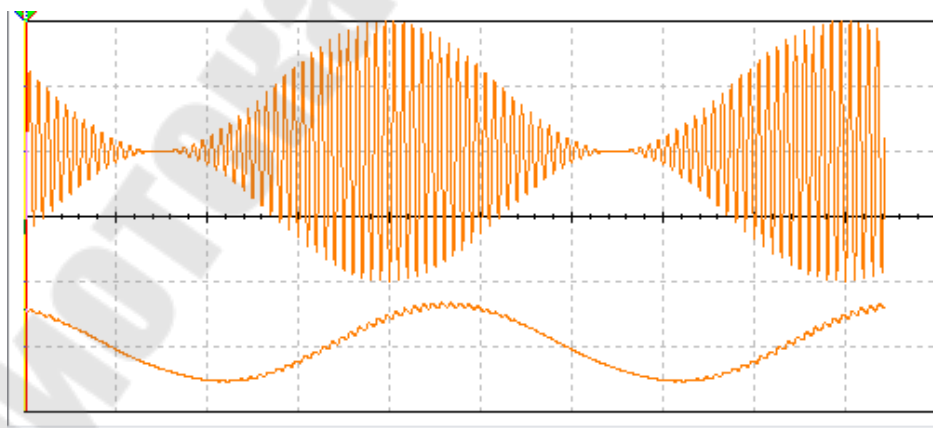


Рис. 2.4. Осциллограммы на входе и выходе однотактного амплитудного детектора

Задание к лабораторной работе № 1

Измените в схеме одноконтурного амплитудного модулятора (рис. 2.3) амплитуду и частоту сигналов несущей модуляции и установите их влияние на протектированный сигнал (рис. 2.4). Подберите новые параметры RC -фильтра.

Частотный аналоговый детектор

Частотная модуляция (ЧМ) является доминирующей в современных системах передачи информации СВЧ диапазона, в том числе спутнико-космических системах радиосвязи и телевидения. При ЧМ обеспечивается высокая помехоустойчивость и высокое качество передачи информации, допускается возможность одновременной работы в общем канале связи большего числа корреспондентов и реализуется более полное использование по энергетическим показателям радиопередающего устройства в силу постоянства амплитуды сигнала по сравнению с амплитудой модуляции.

Типовая схема частотного детектора приведена на рис. 2.5.



Рис. 2.5. Структурная схема частотного детектора

На схеме рис. 2.5 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 модулированного сигнала F_B . Полоса пропускания УПЧ выбирается исходя из ширины спектра принимаемого частотно-модулированного сигнала. Пренебрегая крайними спектральными составляющими, эту полосу сужают до величины $\Delta f_{СП} = 2(\Delta f_D + F_B)$.

Статическая характеристика частотного детектора имеет вид, показанный на рис. 2.6, а, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) по выходному сигналу демодулятора – на рис. 2.6, б. В зависимости от характеристики передаваемого сообщения в АЧХ осуществляется подъем или завал определенных участков, например так, как показано на рис. 2.6, в.

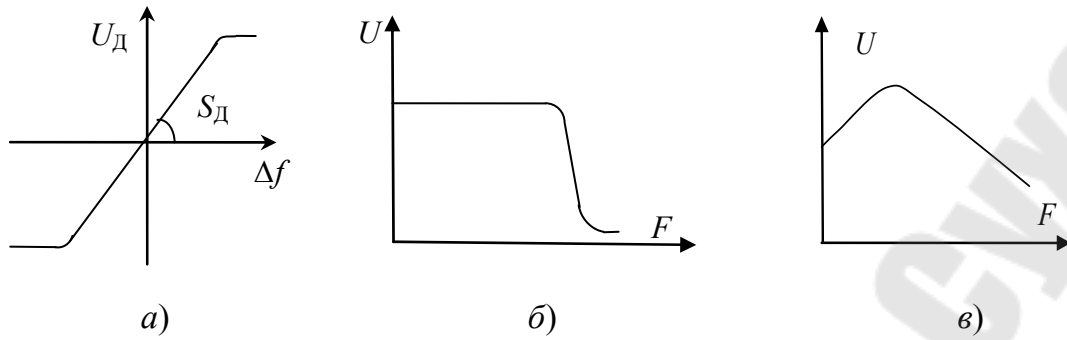


Рис. 2.6. АЧХ частотного детектора:
 а – статическая; б – по выходному сигналу;
 в – зависимость АЧХ от передаваемого сообщения

Одна из возможных схем частотного детектора, называемая схемой на расстроенных контурах, приведена на рис. 2.7.

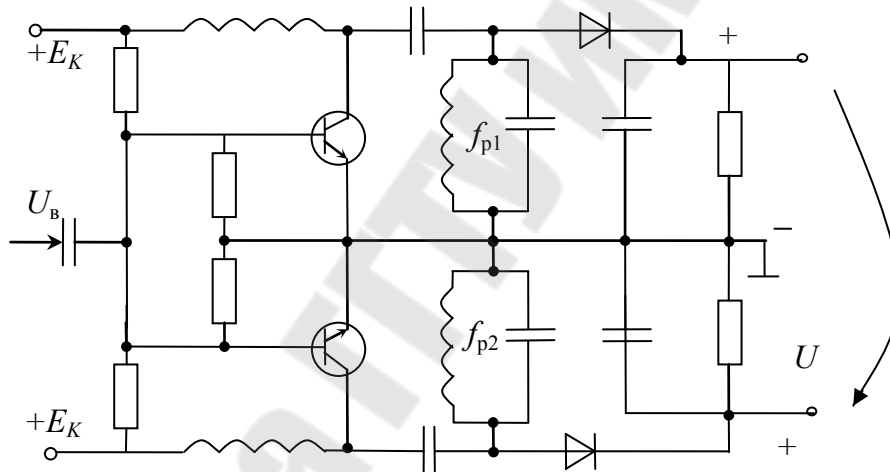


Рис. 2.7. Схема частотного детектора на расстроенных контурах

Схема, представляющая собой комбинацию двух амплитудных детекторов, работает следующим образом. Резонансная частота первого контура $f_{p1} > f_0$, второго $f_{p2} < f_0$, где f_0 – центральная частота, при которой выходное напряжение детектора $U = 0$. Напряжение на выходе амплитудных детекторов $U_{д1}$ и $U_{д2}$ определяется резонансной характеристикой каждого из контуров. Выходное напряжение частотного детектора есть разность напряжений $U_{д1}$ и $U_{д2}$.

$$U = U_{д1} - U_{д2} = U_0 \left[\frac{1}{\sqrt{1 + (x - x_p)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (x + x_p)^2}} \right], \quad (2.1)$$

где $x_p = 2Q \frac{\Delta f_p}{f_0}$, $x = 2Q \frac{\Delta f}{f_0}$, где Q – добротность контура, Δf_p – расстройка резонансной частоты каждого из контуров относительно центральной частоты f_0 .

Программа на языке *Mathcad* по расчету согласно (2.1) статической характеристики частотного детектора $U = \Phi(\alpha)$, где $\alpha = \Delta f / f_0$ – относительное изменение частоты, приведена на рис. 2.8.

Пример расчета по программе при добротности $Q = 30$, центральной частоте $f_0 = 100$ МГц и расстройке по частоте $\Delta f_p = 4$ МГц приведена на рис. 2.9. Полученная статическая характеристика частотного детектора на расстроенных контурах соответствует общей характеристике, представленной на рис. 2.6, а. Из построенного на рис. 2.9 графика следует, что крутизна линейного участка характеристики

$$S_D = \frac{U_{\max}}{\Delta f_0} = \frac{U_{\max}}{x_0 f_0} = \frac{8}{0,04 \cdot 100} = 2 \frac{B}{\text{МГц}}.$$

Изменяя значение добротности контура Q и расстройку Δf_p , можно регулировать крутизну и протяженность линейного участка этой характеристики.

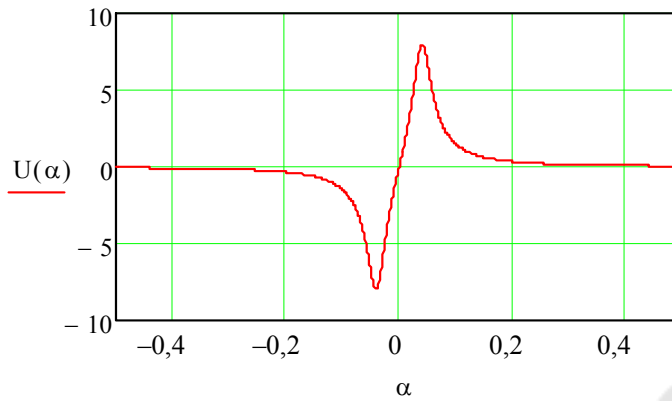
$$\begin{aligned} f_0 &:= 100 & U_0 &:= 10 \\ U(\alpha) &:= UD1(\alpha) - UD2(\alpha) & s_m &:= \frac{\Delta f_p}{f_0} \\ x_p &:= 2 \cdot Q \cdot \frac{\Delta f_p}{f_0} & Q &:= 30 \\ s &= 0.04 & \Delta f_p &:= 4 & x_p &= 2.4 \end{aligned}$$

Рис. 2.8. Программа расчета статической характеристики частотного детектора

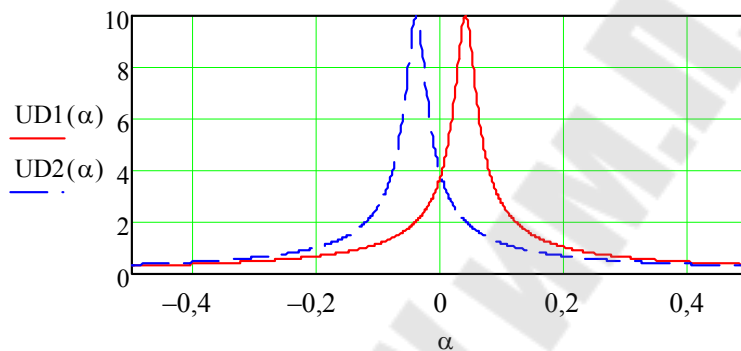
Задание к лабораторной работе № 2

1. По программе рис. 2.8 проведите расчет и постройте график статической характеристики частотного детектора при других значениях добротности и частотной расстройки контуров. Определите по графику крутизну статической характеристики частотного детектора.

2. Сравните между собой графики, построенные при разных исходных данных. Определите, как добротность и расстройка по частоте влияют на крутизну статической характеристики частотного детектора.



a)



б)

Рис. 2.9. Графики характеристик частотного детектора:
a – статическая характеристика; *б* – резонансные характеристики

Синхронный детектор

Рассмотрим случай взаимодействия двух сигналов с одинаковыми частотами, но разными начальными фазами. В результате перемножения таких сигналов получим:

$$\begin{aligned} u_1(t)u_2(t) &= U_1 \sin \omega t \cdot U_2 \sin(\omega t - \varphi_0) = \\ &= 0,5U_1U_2 [\cos \varphi_0 - \cos(2\omega t - \varphi_0)]. \end{aligned}$$

Отфильтровав в полученном выходном сигнале составляющую с частотой 2ω , имеем на выходе цепи постоянное напряжение, определяемое разностью фаз двух сигналов φ_0 .

Усложним рассматриваемую задачу, предположив, что первый сигнал является амплитудно-модулированным. В результате получим новое выражение:

$$\begin{aligned} u_1(t)u_2(t) &= U_1(1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t \cdot U_2 \sin(\omega t - \varphi_0) = \\ &= 0,5U_1U_2(1 + m \sin \Omega t) [\cos \varphi_0 - \cos(2\omega t - \varphi_0)]. \end{aligned}$$

Вновь отфильтровав в полученном выходном сигнале составляющую с частотой 2ω , имеем на выходе цепи огибающую амплитудно-модулированного колебания. Таким образом, путем перемножения двух колебаний с равными частотами удастся выделить огибающую одного из сигналов, т. е. произвести детектирование. Такой вид детектирования, требующий равенства частот двух колебаний, называется синхронным. Следовательно, синхронный детектор должен включать перемножитель двух колебаний и фильтр нижних частот, пропускающий только сигнал с частотой модулированного сигнала.

Одна из возможных схем синхронного детектора представлена на рис. 2.10. В качестве перемножителя двух колебаний в схеме используется операционный усилитель, на один из входов которого подается синусоидальный сигнал, а на второй вход – сигнал с амплитудной модуляцией. В качестве фильтра нижних частот используется П-образный фильтр, включающий одну индуктивность и две емкости. В рассматриваемом случае фильтр рассчитан на частоту модулирующего сигнала в 1 кГц.

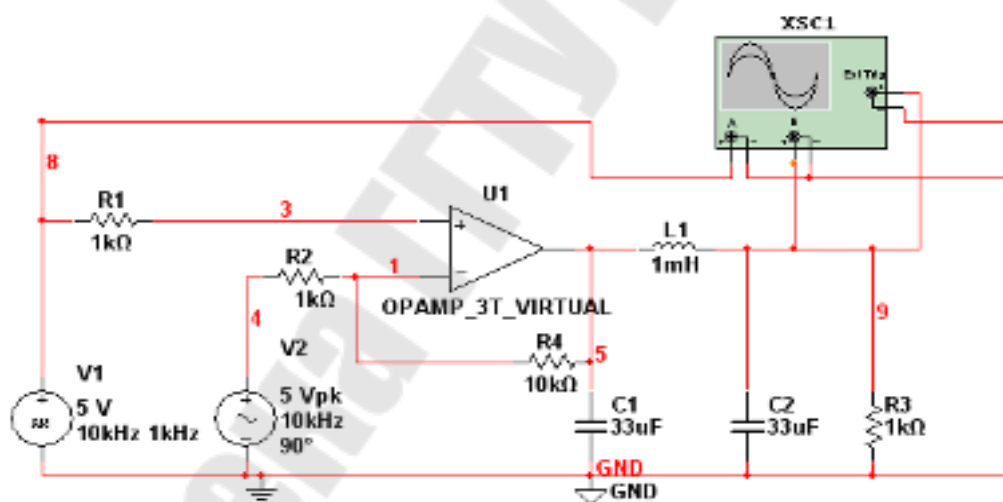


Рис. 2.10. Схема синхронного детектора

Осциллограммы сигналов на выходе синхронного детектора приведены на рис. 2.11, а на входе и выходе – на рис. 2.12. Из представленных осциллограмм видно, что с помощью схемы синхронного детектора (рис. 2.10) удастся выделить модулирующий сигнал, т. е. произвести амплитудное модулирование.

Задание к лабораторной работе № 3

Примите частоту несущих колебаний равной 10 кГц, а частоту модулирующего сигнала равной 1 кГц.

Измените параметры фильтра в схеме на рис. 2.11 исходя из частоты в 5 кГц.

Постройте осциллограммы на входе и выходе синхронного детектора с учетом произведенных изменений в параметрах сигналов.

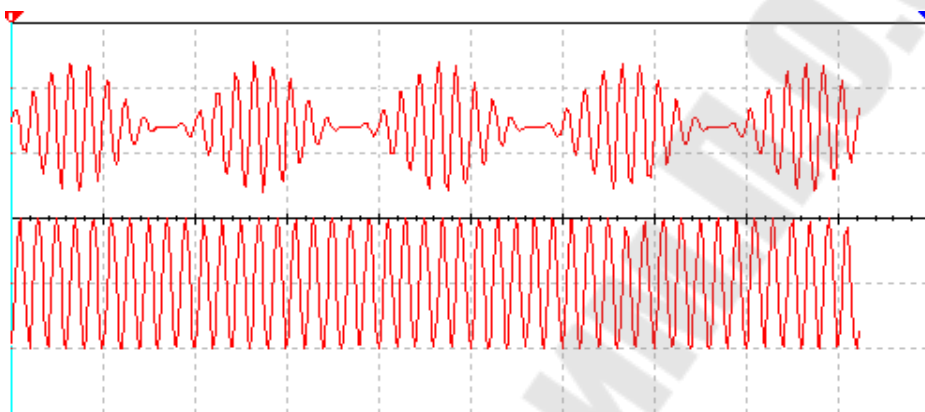


Рис. 2.11. Осциллограммы сигналов на выходе синхронного детектора

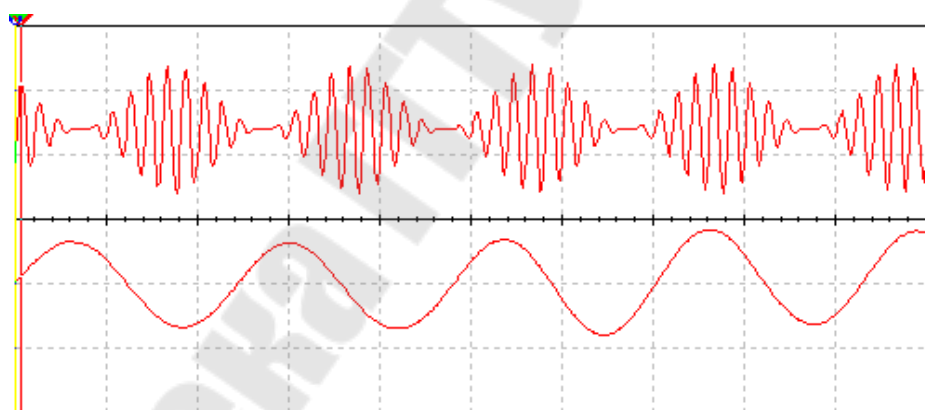


Рис. 2.12. Осциллограммы сигналов на выходе и входе синхронного детектора

3. МОДУЛЯЦИЯ И СПЕКТРЫ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Основные определения

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 коле-

бание, называемое несущим. Частота несущих колебаний должна быть на один или более порядков выше частоты модулирующего сигнала.

Классифицировать методы модуляции возможно по трем признакам:

– в зависимости от управляемого параметра высокочастотного сигнала: амплитудная, частотная, фазовая;

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

– в зависимости от вида передаваемого сообщения: аналогового (непрерывная модуляция), цифрового (со скачкообразным изменением управляемого параметра, называемую манипуляцией или телеграфным режимом) и импульсного (импульсная модуляция).

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 .

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

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

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

$$B = T\Delta f, \quad (3.1)$$

где T – длительность элемента сигнала.

При передаче аналоговых сообщений верхняя частота его спектра F связана с параметром T , трактуемым как время интервала отсчета, соотношением $T = \frac{1}{2} F$ и поэтому выражение (3.1) примет вид:

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

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 $T = \frac{1}{V}$ и поэтому выражение (3.1) принимает вид:

$$B = \frac{\Delta f_{\text{СП}}}{V}. \quad (3.3)$$

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

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

Амплитудная модуляция

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

Примем в качестве тестового аналогового сообщения синусоидальный сигнал:

$$u_M(t) = U_M \sin \Omega t. \quad (3.4)$$

Несущие, т. е. модулированные колебания:

$$u(t) = U_0 \sin \omega_0 t, \quad (3.5)$$

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

В результате воздействия колебаний (3.4) на амплитуду несущих колебаний (3.5) получим сигнал с амплитудной модуляцией:

$$u(t) = U_0 (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t, \quad (3.6)$$

где $m = \frac{U_M}{U_0} \leq 1$ – коэффициент амплитудной модуляции.

Графики трех названных колебаний приведены на рис. 3.1.

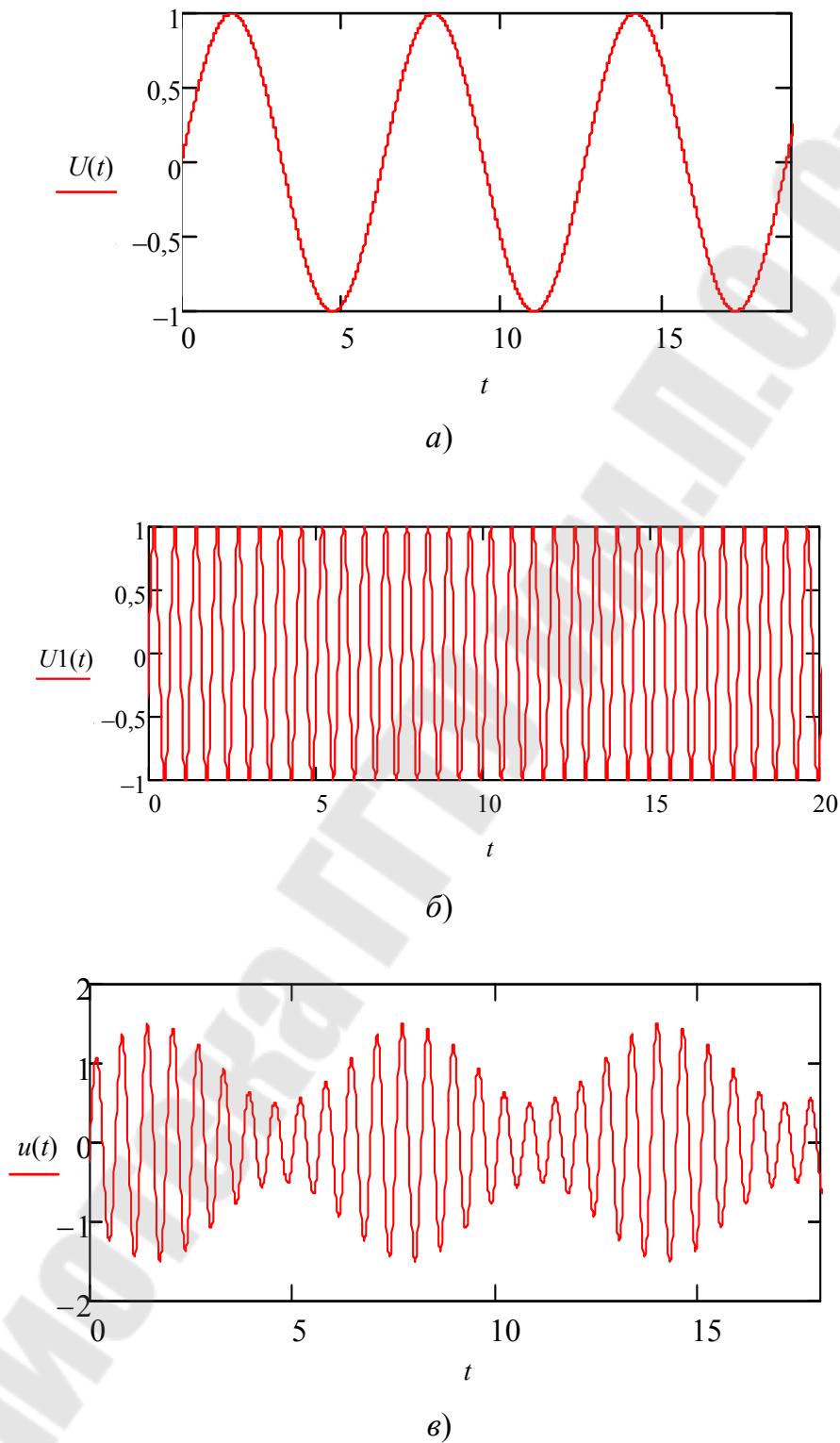


Рис. 3.1. Графики:
а – сигнала несущей; б – модулирующего сигнала;
в – промодулированного сигнала

Выражение (3.6) преобразуем к виду:

$$u(t) = U_0 \cos \omega_0 t + 0,5mU_0 \cos(\omega_0 - \Omega)t + 0,5mU_0 \cos(\omega_0 + \Omega)t, \quad (3.7)$$

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. 3.2). Амплитуда боковой составляющей $U_{б.с} = 0,5mU_0$.

Из рис. 3.2 следует, что ширина спектра АМ колебания $\Delta f_{СП} = 2F$ и согласно (3.2) база $B = 1$. Следовательно, сигнал при амплитудной модуляции относится к классу узкополосных.

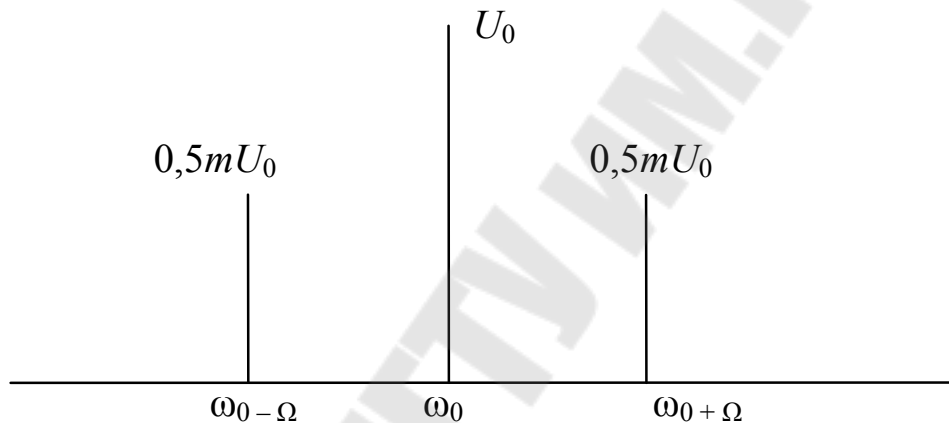


Рис. 3.2. Спектр сигнала при амплитудной модуляции

Проведем анализ типовой схемы амплитудной модуляции с помощью пакета программ *Multisim*. Как следует из рассмотрения рис. 3.3, к базе транзистора высокочастотного генератора подводится сигнал несущих колебаний амплитудой 1 В, частотой 200 кГц, а к коллектору – постоянное напряжение 20 В и с помощью низкочастотного трансформатора модулирующий сигнал амплитудой 17 В, частотой 10 кГц. На нижней осциллограмме (рис. 3.4) показано напряжение на коллекторе транзистора, изменяющееся в процессе модуляции от 0 до пикового значения 40 В, а на верхней – промодулированный высокочастотный сигнал на выходе генератора (постоянная составляющая напряжения в этом сигнале отсутствует).

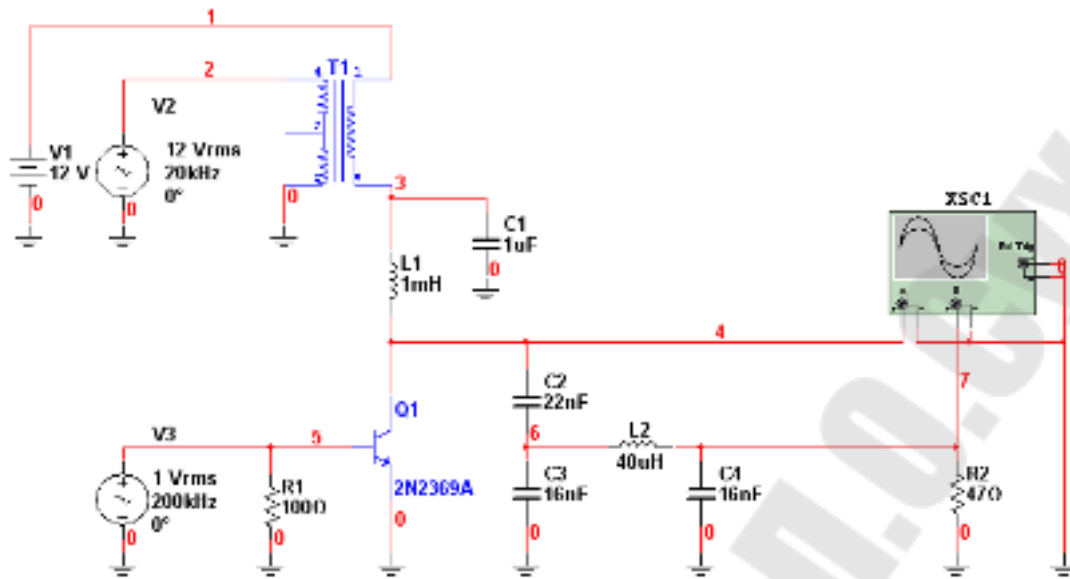


Рис. 3.3. Схема амплитудной модуляции.

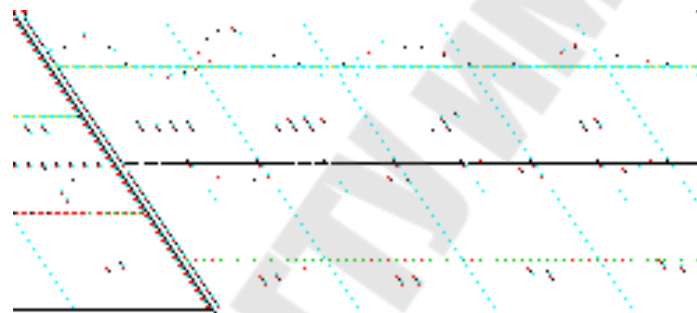


Рис. 3.4. Осциллограммы сигналов при амплитудной модуляции

Амплитудная модуляция цифровых сообщений. Такая модуляция может осуществляться с помощью электронного ключа. В качестве последнего может, например, использоваться операционный усилитель, на один вход которого подается сигнал несущих колебаний, а на другой – цифровой (рис. 3.5).

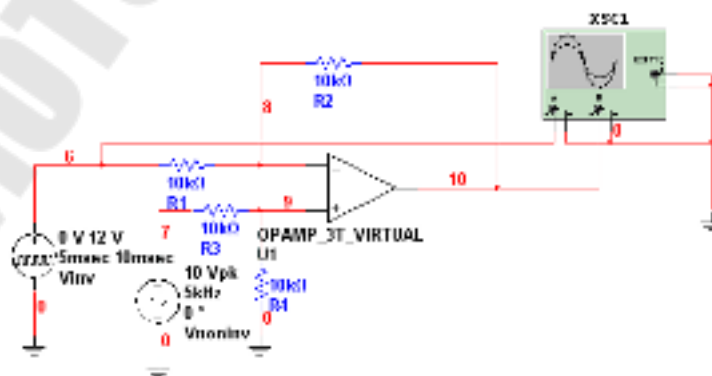


Рис. 3.5. Схема амплитудной модуляции цифровых сообщений

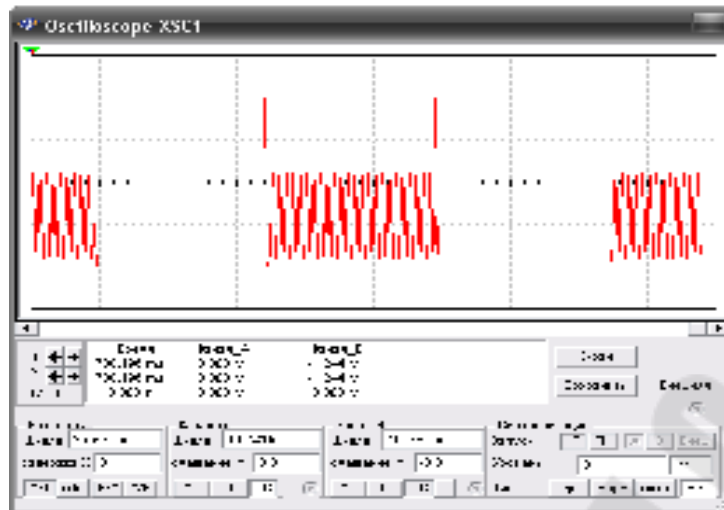


Рис. 3.6. Осциллограммы сигналов при амплитудной модуляции цифровых сообщений

В результате на выходе схемы будет получен сигнал, промодулированный по амплитуде цифровым двоичным сигналом, состоящим из 0 и 1. Осциллограммы этих сигналов приведены на рис. 3.6 (сверху цифровой сигнал модуляции, снизу – несущая после модуляции).

Задание к лабораторной работе № 4

Измените в схеме на рис. 3.3 амплитуду и частоту сигналов модуляции и несущей, установите их влияние на осциллограммы (рис. 3.4).

Измените в схеме на рис. 3.5 амплитуду и частоту сигналов модуляции и несущей, установите их влияние на осциллограммы (рис. 3.6).

Частотная и фазовая модуляция

Основные определения. Поскольку мгновенная частота $\omega(t)$ с фазой $\theta(t)$ сигнала связана соотношением

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt, \quad (3.8)$$

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

При частотной модуляции (ЧМ) мгновенная частота сигнала изменяется по закону модулирующего сигнала, при фазовой – изменяет-

ся фаза. Поэтому при модуляции тестовым синусоидальным сигналом частотой Ω

$$u_M(t) = U_M \sin \Omega t, \quad (3.9)$$

при ЧМ и ФМ, соответственно, получим:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_D \cos \Omega t, \quad (3.10)$$

где $\Delta\omega_D = kU_M$ – девиация частоты;

$$\theta(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi_D \cos \Omega t + \theta_0, \quad (3.11)$$

где $\Delta\varphi_D = kU_M$ – девиация фазы.

Высокочастотное несущее колебание

$$u(t) = U_0 \cos \theta(t) = U_0 \cos \int_0^t \omega(t) dt. \quad (3.12)$$

При частотной модуляции тональным сигналом (3.9) с учетом (3.10) несущее колебание (3.9) примет вид:

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + k \int_0^t U_M \cos \Omega t) = U_0 \cos(\omega_0 t + m_{\text{ч}} \sin \Omega t), \quad (3.13)$$

где $m_{\text{ч}} = \frac{\Delta\omega_D}{\Omega}$ – индекс частотной модуляции.

Графики модулирующего сигнала (3.9), несущих колебаний (3.12) и колебания с частотной модуляцией (3.13) приведены на рис. 3.7.

При фазовой модуляции тональным сигналом (3.9) с учетом (3.11) несущее колебание (3.12) примет вид:

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi_D \cos \Omega t + \theta_0), \quad (3.14)$$

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

Из (3.13) и (3.14) следует, что при частоте модулирующего сигнала $\Omega = \text{const}$ отличить частотную модуляцию от фазовой не представляется возможным. Это различие можно обнаружить только при изменении частоты Ω . При ЧМ согласно (3.13) девиация частоты $\Delta\omega_D = \text{const}$ при изменении частоты Ω , а девиация фазы сигнала меняется по закону $\Delta\varphi_D = \frac{\Delta\omega_D}{\Omega}$.

При ФМ согласно (3.14) амплитуда колебания фазы сигнала $\Delta\varphi_D = \text{const}$, а мгновенная частота сигнала меняется по закону

$$\omega(t) = \frac{d\theta}{dt} = \omega_0 - \Delta\omega_D \sin \Omega t, \quad (3.15)$$

и, следовательно, девиация частоты пропорциональна частоте модулирующего сигнала $\Delta\omega_D = \Delta\varphi_D \Omega$. Данное различие между ЧМ и ФМ иллюстрируется с помощью графиков, приведенных на рис. 3.8.

Таким образом, при обоих видах угловой модуляции – ЧМ и ФМ – меняется как мгновенная частота, так и фаза модулированного высокочастотного сигнала. Однако два основных параметра, характеризующих эти виды модуляции, – девиация частоты $\Delta\omega_D$ и девиация фазы $\Delta\varphi_D$ – по разному зависят от частоты модулирующего сигнала Ω .

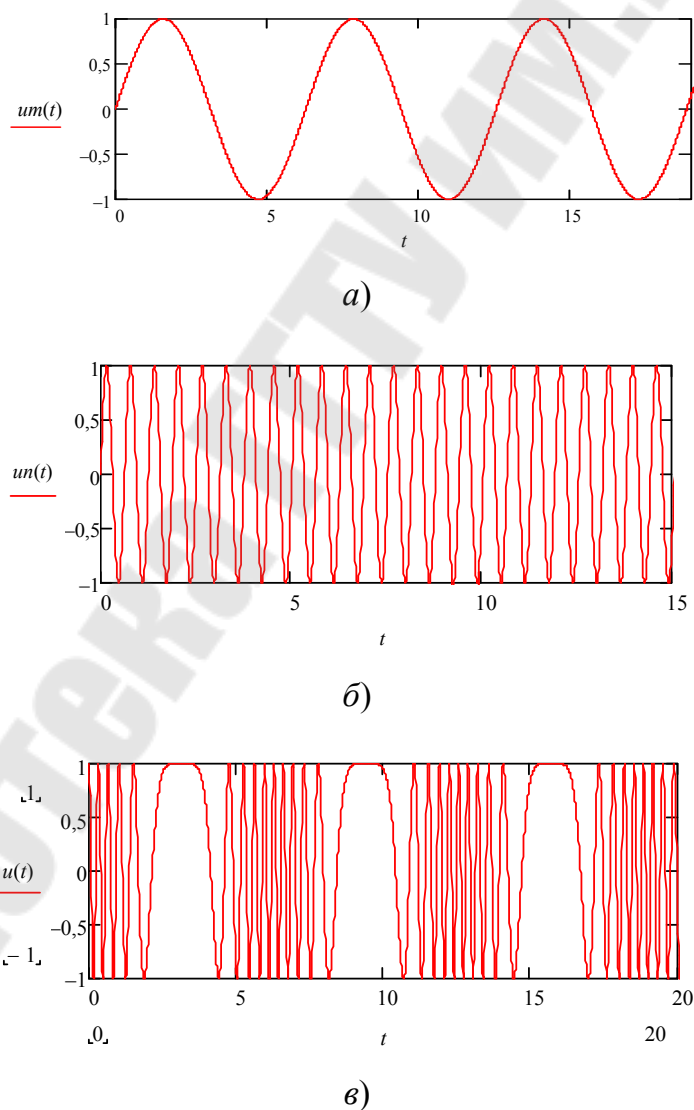


Рис. 3.7. Графики: а – модулирующего сигнала; б – несущих колебаний; в – промодулированного сигнала

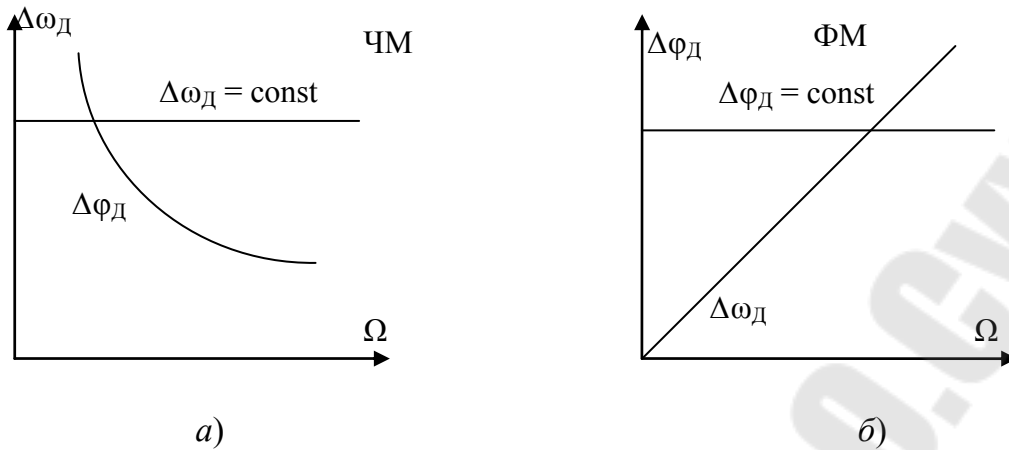


Рис. 3.8. АЧХ при частотной и фазовой модуляции:
 а – при частотной модуляции; б – при фазовой модуляции

Спектр сигнала при частотной и фазовой модуляции. Обратимся к выражению для ЧМ-сигнала (3.13), представив его в виде суммы двух слагаемых:

$$u(t) = U_0 \cos(m_{\text{ч}} \sin \Omega t) \cos \omega_0 t - U_0 \sin(m_{\text{ч}} \sin \Omega t) \sin \omega_0 t. \quad (3.16)$$

Разложив периодические функции в ряд Фурье, имеем:

$$u(t) = U_0 J_0(m_{\text{ч}}) \cos \omega_0 t + U_0 J_1(m_{\text{ч}}) [\cos(\omega_0 + \Omega)t - \cos(\omega_0 - \Omega)t] + \\
 + U_0 J_2(m_{\text{ч}}) [\cos(\omega_0 + 2\Omega)t + \cos(\omega_0 - 2\Omega)t] + \\
 + U_0 J_3(m_{\text{ч}}) [\cos(\omega_0 + 3\Omega)t - \cos(\omega_0 - 3\Omega)t] + \dots, \quad (3.17)$$

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

Пакет *Mathcad* представляет возможность путем обращения к функциям J_0, J_1, J_n вычислить значения бесселевой функции 1-го рода n -го порядка при любом значении аргумента $m_{\text{ч}}$. Такая программа с построением соответствующих графиков приведена на рис. 3.9.

Согласно (3.17) при ЧМ спектр высокочастотного 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 – $U_0 J_n(m_{\text{ч}})$. Аналогичный результат получается и при фазовой модуляции с заменой параметра $m_{\text{ч}}$ на $\Delta\varphi_{\text{Д}}$.

С помощью программы (рис. 3.9) можно вычислить значение бесселевой функции и построить спектр ЧМ и ФМ сигнала при за-

данном значении $m_{\text{ч}} = x$ или $\Delta\varphi_{\text{Д}} = x$. В качестве примера такие спектрограммы при $m_{\text{ч}} = 5$ и $m_{\text{ч}} = 2,4$ приведены на рис. 3.10.

```
n := 0..5  x := 0, 0.1 .. 20  I0(x) := J0(x)  I1(x) := J1(x)
I2(x) := Jn(2, x)  I3(x) := Jn(3, x)  I4(x) := Jn(4, x)
I5(x) := Jn(5, x)
```

Рис. 3.9. Программа расчета бesselевой функции 1-го рода

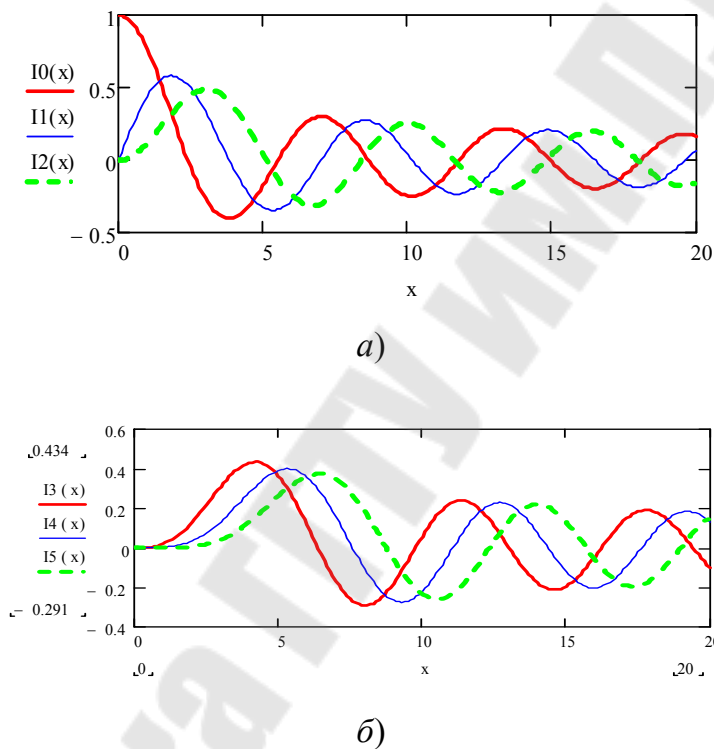


Рис. 3.10. Графики бesselевой функции 1-го рода:
а – при $m_{\text{ч}} = 5$; б – при $m_{\text{ч}} = 2,4$

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

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

$$\Delta f_{\text{СП}} = 2(1 + m_{\text{ч}} + \sqrt{m_{\text{ч}}})F, \quad (3.18)$$

где F – высшая частота в спектре модулирующего сигнала.

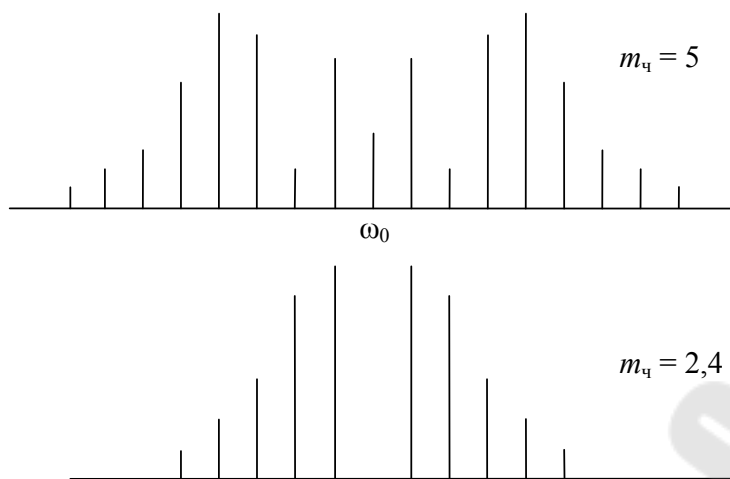


Рис. 3.11. Спектры сигнала при разных значениях индекса частотной модуляции

Именно на эту величину и следует рассчитывать полосы пропускания высокочастотных трактов радиопередатчиков и радиоприемников. При $m_{\text{ч}} \ll 1$ ширина спектра ЧМ-сигнала: $\Delta f_{\text{СП}} = 2F$.

Частотная модуляция с индексом $m_{\text{ч}} < 1$ является узкополосной, с индексом $m_{\text{ч}} > 2-3$ – широкополосной. Преимущества частотной модуляции в полной мере реализуются при $m_{\text{ч}} > 1$.

Частотная и фазовая модуляции цифровых сообщений. При передаче цифровой кодированной информации – комбинации двоичных сигналов, состоящих из логических 1 и 0, модуляцию также называют манипуляцией сигнала, а устройство, реализующее данный процесс, как модулятором, так и манипулятором. Кроме того, процесс манипуляции называют также телеграфным режимом работы, соответственно заменяя название АМ на АТ, ЧМ на ЧТ, ФМ на ФТ.

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 $\Delta\phi$, например, на π , по отношению к фазе предыдущего бита, а при передаче логического 0 – фаза остается той же, что и у предыдущего бита.

Общим для обоих видов манипуляции (ЧМ и ФМ) является скорость передачи сообщения V , равная количеству передаваемых элементарных посылок (бит) в секунду (бит/с = бод), или длительность

элементарной посылки $\tau = \frac{1}{V}$ (рис. 3.12, а). Кроме того, ЧМ характеризуется дискрет частоты $\Delta F = F_1 - F_2$ (рис. 3.12, б), а ФМ – девиация или дискрет фазы $\Delta\phi$ (рис. 3.12, в), позволяющие различать логические 1 и 0.

Проведем анализ схем частотной и фазовой модуляции с помощью пакета программ *Multisim*.

Модуляция в схеме осуществляется с помощью двух электронных ключей, в качестве которых используются операционные усилители (ОУ) *AR1* и *AR2*. На один вход первого ОУ подается сигнал несущих колебаний с частотой 200 кГц, а на другой – цифровой с частотой 20 кГц. На один вход второго ОУ подается сигнал несущих колебаний с частотой 400 кГц, а на другой – тот же цифровой сигнал с частотой 20 кГц. Ключи (ОУ) открываются попеременно, что достигается с помощью третьего ОУ *AR3*, поворачивающего фазу модулирующего сигнала на 180° . В результате при передаче 1 частота промодулированного сигнала равна 400 кГц, а при передаче 0 – 200 кГц, что подтверждается осциллограммами, приведенными на рис. 3.14 (сверху цифровой сигнал модуляции, снизу – несущая после частотной модуляции).

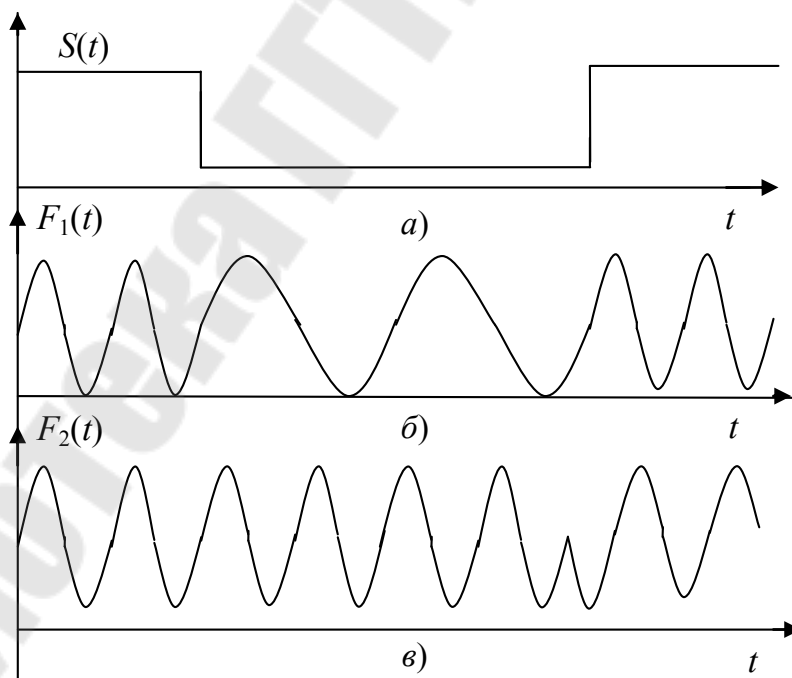


Рис. 3.12. Пример относительной и фазовой модуляции

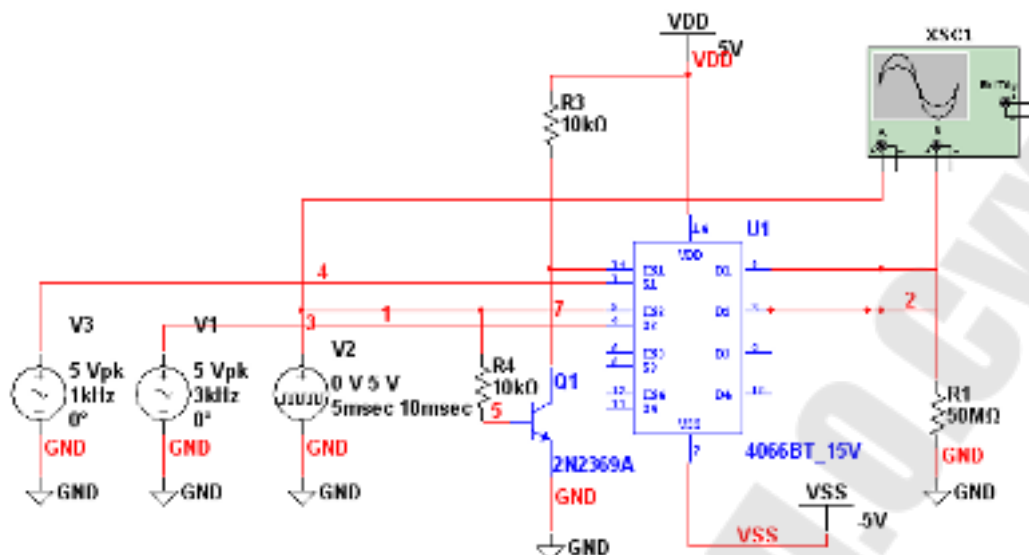


Рис. 3.13. Схема частотной модуляции цифровых сообщений

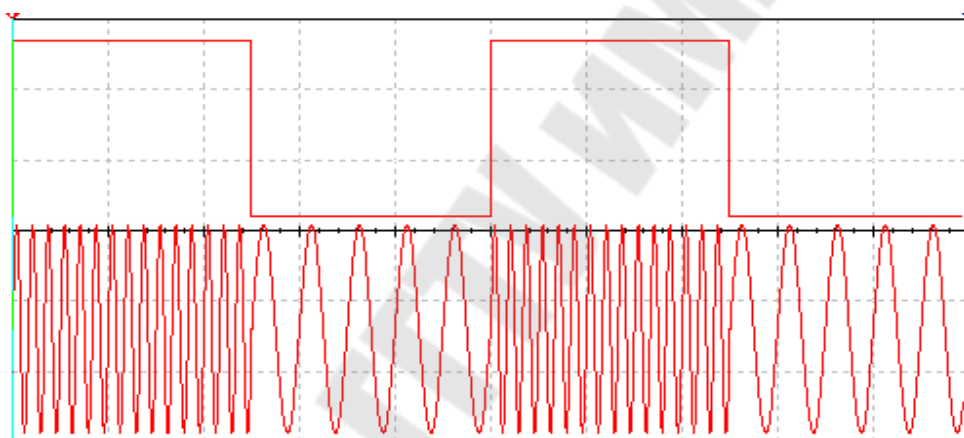


Рис. 3.14. Осциллограммы сигналов при частотной модуляции

Как и в предыдущем случае, модуляция в схеме, приведенной на рис. 3.15, осуществляется с помощью двух электронных ключей, в качестве которых используются операционные усилители $AR1$ и $AR2$. На первый вход обоих ОУ подается сигнал несущих колебаний с одной и той же частотой 400 кГц, но с разными начальными фазами, отличающимися на 180° , что достигается с помощью ВЧ-трансформатора. На второй вход обоих ОУ подается цифровой модулированный сигнал с частотой 20 кГц. Ключи (ОУ) открываются попеременно, что достигается с помощью третьего ОУ $AR3$, поворачивающего фазу модулирующего сигнала на 180° . В результате при переходе от 1 к 0 и обратно происходит скачок фазы модулированного сигнала на 180° , что подтверждается осциллограммами, приведенными на рис. 3.16 (сверху цифровой сигнал модуляции, снизу – несущая после фазовой модуляции).

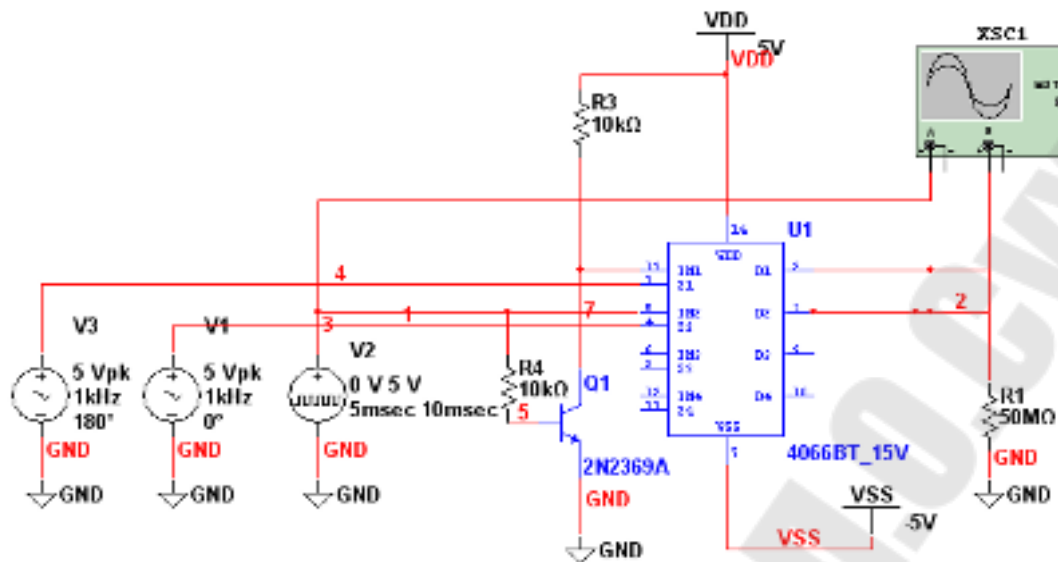


Рис. 3.15. Схема фазовой модуляции цифровых сообщений

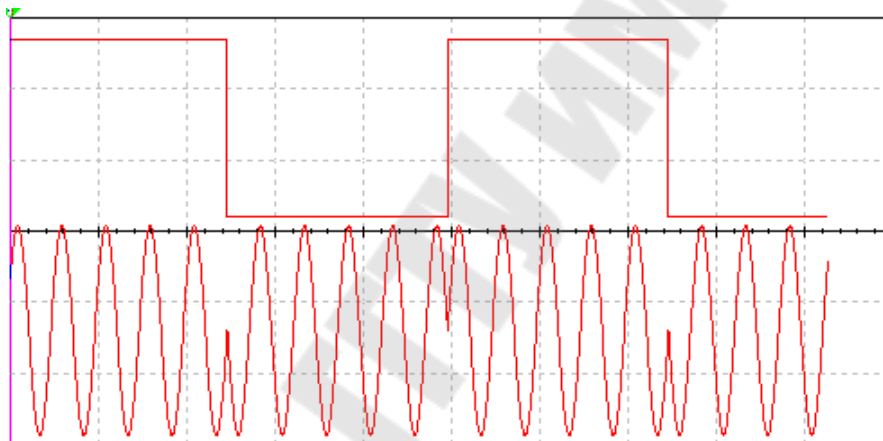


Рис. 3.16. Осциллограммы сигналов при фазовой модуляции

Импульсная модуляция

Параметры и спектр сигнала при импульсной модуляции. Импульсная модуляция широко используется в радиолокации, при передаче телеметрической информации и других случаях. Излучаемый радиопередатчиком сигнал, промодулированный последовательностью прямоугольных импульсов (рис. 3.17, а), имеет вид, представленный на рис 3.17, б. Поскольку спектр радиосигнала при импульсной модуляции достаточно широк, то ее применяют, в основном, в радиопередатчиках СВЧ диапазона.

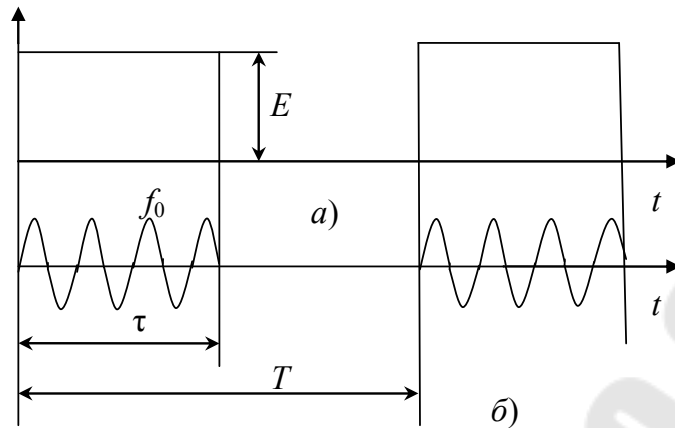


Рис. 3.17. Сигналы при импульсной модуляции

Следующие параметры определяют сигнал при импульсной модуляции: τ – длительность импульса; T – период повторения импульсов; $q = \frac{T}{\tau}$ – скважность; f_0 – частота несущей; P_H – мощность сигнала в импульсе; $P_{cp} = P_H \frac{\tau}{T}$ – средняя мощность сигнала; $\Delta f_{СП}$ – ширина спектра излучаемого сигнала.

Спектр сигнала при импульсной модуляции определяется в два этапа. На 1-м этапе определяется спектр периодической последовательности импульсов, модулирующих несущую; на 2-м этапе – спектр промодулированной импульсами несущей. При периодической последовательности прямоугольных импульсов (рис. 3.17, а) спектр можно получить, разложив функцию в ряд Фурье. Спектральные составляющие следуют через интервалы $\Omega = \frac{2\pi}{T}$ или $F = \frac{1}{T}$, их амплитуды определяются выражением:

$$A_k = \frac{2E}{\pi k} \left| \sin\left(\pi k \frac{\tau}{T}\right) \right| = \frac{2E}{\pi k} \left| \sin(0,5k\tau\Omega) \right|, \quad (3.19)$$

где E – амплитуда импульса (рис. 3.17, а), k – целое положительное число.

Программа на языке *Mathcad* по расчету спектра согласно (3.19) приведена на рис. 3.18. В программе принято $AM = E$, $\alpha = \frac{\tau}{T}$, N – число рассчитываемых спектральных составляющих, A_k – амплитуда k -й

гармоники, $AD_k = 20 \lg\left(\frac{A_k}{A_1}\right)$ – значение гармоники, выраженное в децибелах, относительно 1-й гармоники сигнала.

Пример расчета по программе при $AM = E = 1$, $\alpha = \frac{\tau}{T} = 0,1$, $N = 20$ приведена на том же рис. 3.18. По результатам расчета на рис. 3.19 построен рассчитанный линейчатый спектр. Из (3.19) и рассмотренного примера следует, что при $k = \frac{n}{\alpha}$, где n – целое число, гармоники с круговой частотой: $\Omega_k = k\Omega = k \frac{2\pi}{T} = \frac{n}{\alpha} \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi n}{\tau}$ или частотой $F_k = \frac{n}{\tau}$ имеют значение амплитуды $A_k = 0$.

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

$$A_k := \left(2 \cdot \frac{AM}{\pi \cdot k} \right) \cdot |\sin(\pi \cdot k \cdot \alpha)|$$

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

A =

	0
0	0
1	0.197
2	0.187
3	0.172
4	0.151
5	0.127
6	0.101
7	0.074
8	0.047
9	0.022
10	0
11	0.018
12	0.031
13	0.04
14	0.043
15	...

AD =

	0
0	0
1	0
2	-0.436
3	-1.183
4	-2.277
5	-3.779
6	-5.799
7	-8.542
8	-12.477
9	-19.085
10	-328.04
11	-20.828
12	-15.999
13	-13.919
14	-13.158
15	...

Рис. 3.18. Программа по расчету спектра сигнала

Спектр периодической последовательности радиоимпульсов (рис. 3.17, б) подобен спектру на рис. 3.19, но является симметричным и смещенным относительно начала координат на частоту несущей f_0 . Пример центральной части такого спектра представлен на рис. 3.20.

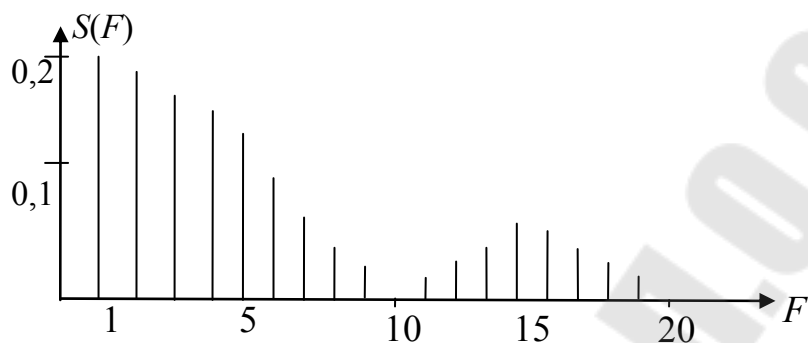


Рис. 3.19. Спектр последовательности радиоимпульсов

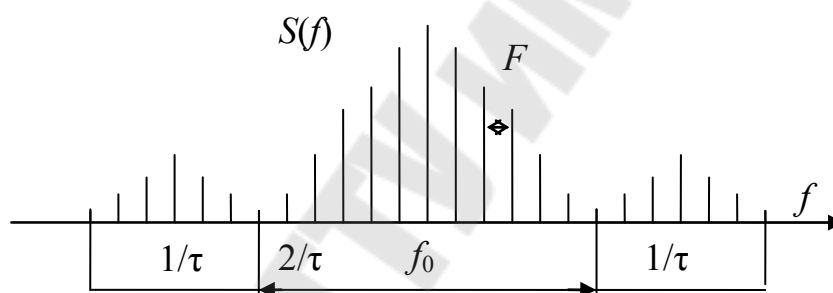


Рис. 3.20. Центральная часть спектра последовательности радиоимпульсов

Теоретически ширина спектра рассматриваемого сигнала бесконечна. Однако большая часть его энергии сосредоточена в полосе $\Delta f_{СП} = \frac{6}{\tau}$ (согласно рис. 3.20 принимается во внимание основной и по два с каждой стороны «лепестка» спектра).

Задание к лабораторной работе № 5

По программе рис. 3.9 рассчитайте значение функции Бесселя при $m_{ч} = 1; 10$, и по аналогии с рис. 3.11 постройте спектры ЧМ-сигнала.

Измените в схеме на рис. 3.13 амплитуду и частоту сигналов модуляции и несущей и установите их влияние на осциллограмму частотно-модулированного сигнала (рис. 3.14).

Измените в схеме на рис. 3.13 амплитуду и частоту сигналов модуляции и несущей и установите их влияние на осциллограмму фазомодулированного сигнала (рис. 3.16).

По программе, приведенной на рис. 3.18, рассчитайте спектр сигнала при импульсной модуляции и постройте его график.

Импульсный модулятор жесткого типа с емкостным накопительным элементом. Радиопередатчики в импульсе могут излучать очень большую мощность – в десятки и даже сотни МВт. Поскольку эти импульсы излучаются с большой скважностью q , то, используя принцип накопления энергии в паузе между импульсами, мощность первичного источника можно понизить в то же число q раз. Структурная схема такого модулятора приведена на рис. 3.21.

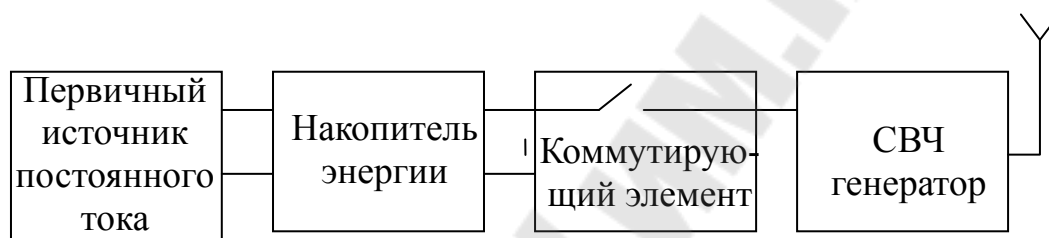


Рис. 3.21. Структурная схема импульсного модулятора

Классификация импульсных модуляторов осуществляется по двум признакам: по типу накопительного элемента и виду коммутирующего устройства. Возможны три типа накопительных элементов: емкостного, индуктивного и смешанного вида. Коммутирующие устройства также можно подразделить на два типа: жесткого типа (электроракумные лампы и высоковольтные транзисторы) и мягкого типа (тиратроны и тиристоры – кремниевые управляемые вентили).

В импульсных накопителях 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.

4. АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Основные определения

Автогенератором называется устройство, служащее для генерации высоко- или сверхвысокочастотных колебаний. Обобщенная

структурная схема, в которой происходит преобразование энергии постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний, приведена на рис. 4.1.

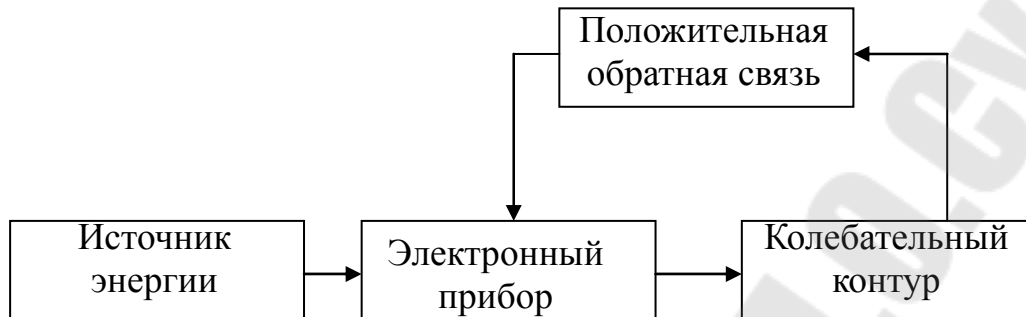


Рис. 4.1. Структурная схема автогенератора

В схеме, представленной на рис. 4.1, 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 его активного сопротивления потерям. Во-вторых, дополнительные колебания должны совпадать по фазе с основными колебаниями. Пример схемы транзисторного автогенератора, отвечающего данным требованиям, приведен на рис. 4.2.

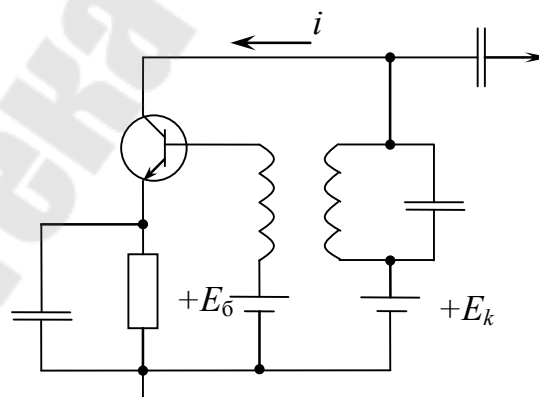


Рис. 4.2. Схема транзисторного автогенератора

Анализ работы автогенератора можно провести на основе метода гармонической линеаризации, позволяющего получить следующее уравнение в комплексной форме по 1-й гармонике сигнала:

$$S_y Z_3 K = 1, \quad (4.1)$$

где S_y – крутизна характеристики электронного прибора по 1-й гармонике сигнала; Z_3 – эквивалентное сопротивление контура по частоте 1-й гармоники; K – комплексный коэффициент обратной связи.

Крутизна $S_y = \frac{I_1}{U_y} = \frac{I_m \alpha_1}{U_y}$, где I_1 – амплитуда тока 1-й гармоники,

U_y – амплитуда напряжения на входе прибора.

Уравнение (4.1) распадается на уравнения для произведения модулей и суммы фаз, соответственно называемые уравнениями баланса амплитуд и фаз:

$$S_y Z_3 K = 1, \quad (4.2)$$

$$\varphi_y + \varphi_3 + \varphi_k = 2\pi n. \quad (4.3)$$

Уравнение баланса амплитуд (4.2) указывает на необходимость такого пополнения энергии в контуре за счет цепи обратной связи, которое покрывало бы потери в нем. Уравнение баланса фаз (4.3) определяет 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 сигнала на величину, близкую к π , то согласно (4.3) на такую же величину должен происходить поворот фазы сигнала и за счет цепи обратной связи.

При $t = 0$ ввиду малости амплитуды колебаний крутизна $S_y = S_0$ статической крутизне характеристики электронного прибора. При этом должно быть выполнено условие самовозбуждения автогенератора:

$$S_y Z_3 K > 1. \quad (4.4)$$

После выключения автогенератора амплитуда возникших в нем автоколебаний возрастает, стремясь к установившемуся значению. Типичный график установления автоколебаний приведен на рис. 4.3.

Наиболее распространенной является трехточечная схема автогенератора, представленная в двух вариантах на рис. 4.4, а, б. Первая из схем (рис. 4.4, а) называется емкостной, в ней модуль коэффициента обратной связи $K = C_1/C_2$; вторая (рис. 4.4, б) – индуктивной, в ней

модуль $K = L_1/L_2$. Обе схемы могут рассматриваться и как эквивалентный по отношению к двухконтурной (рис. 4.4, в) и иным схемам автогенератора.

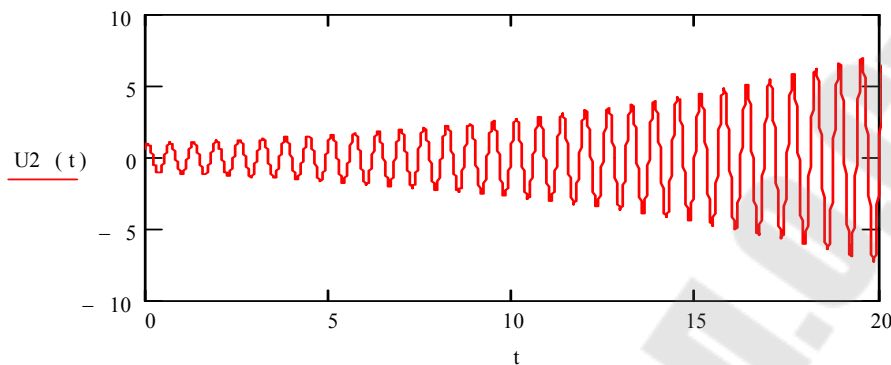


Рис. 4.3. График установившихся автоколебаний

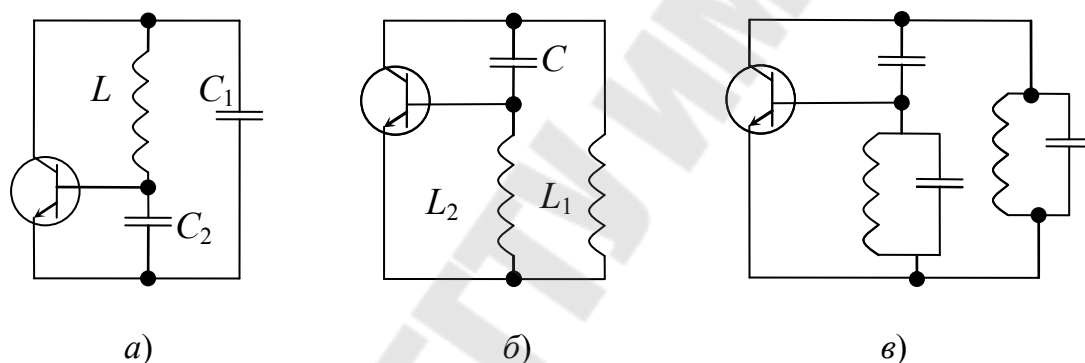


Рис. 4.4. Схемы автогенераторов

Особую группу составляют кварцевые автогенераторы, в которых высокая точность и стабильность частоты генерируемых колебаний обеспечивается за счет кварцевого резонатора.

Проведем анализ нескольких типовых схем автогенератора с помощью пакета программ *Multisim*.

Автогенератор с параметрической стабилизацией

Схемы автогенераторов с параметрической стабилизацией частоты называют также бескварцевыми. Первая такая схема автогенератора – трехточечная с емкостной связью приведена на рис. 4.5.

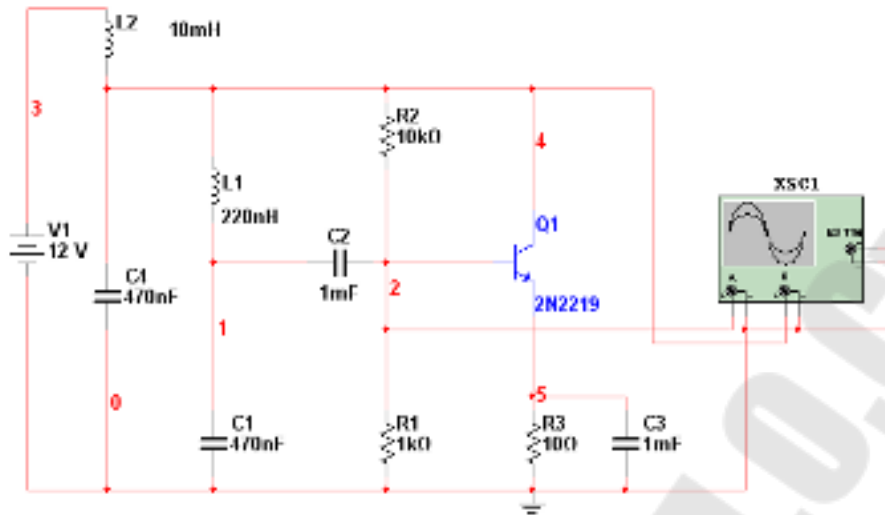


Рис. 4.5. Трехточечная схема автогенератора с емкостной связью

Контроль за работой схемы осуществляется с помощью амперметра постоянного тока и двулучевого осциллографа. Коэффициент обратной связи автогенератора $K = \frac{C_1}{C_2} = \frac{0,5 \text{ мкФ}}{0,5 \text{ мкФ}} = 1$, частота автоколебаний:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_1 C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{0,2 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}}{0,5 \cdot 10^{-6} + 0,5 \cdot 10^{-6}}}} = 712 \text{ кГц.}$$

Осциллограммы, снятые в двух точках автогенератора, приведены на рис. 4.6. Из осциллограмм следует, что колебания на базе и коллекторе транзистора находятся в противофазе.

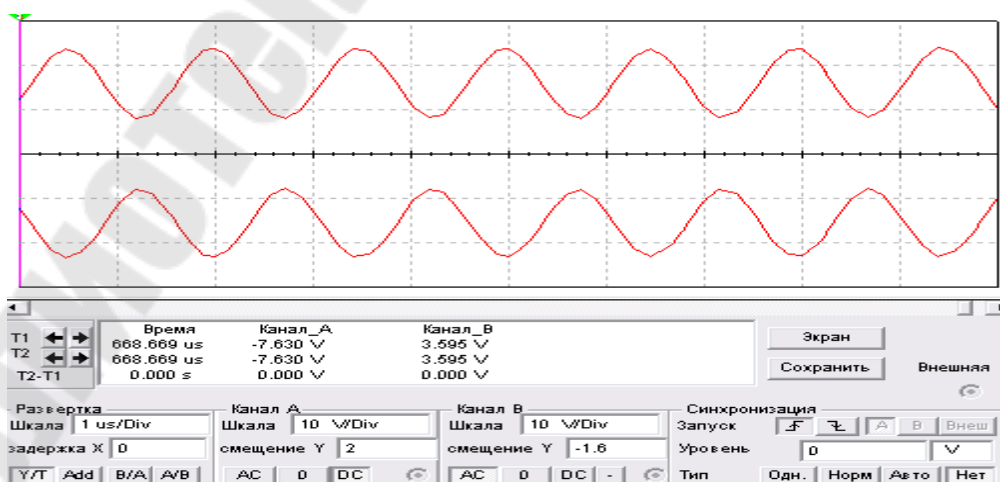


Рис. 4.6. Осциллограммы автогенератора

С помощью осциллограмм определим частоту генерируемых колебаний. При цене одного деления 0,5 мкс длительность периода колебаний составляет: $T = 0,5 \cdot 2,8 = 1,4$ мкс, что соответствует частоте

$$f = \frac{1}{1,4 \text{ мкс}} = 714 \text{ кГц.}$$

Данный результат практически совпадает с полученным выше значением частоты автоколебаний, вычисленных по формуле.

Вторая схема автогенератора – двухтактного типа – приведена на рис. 4.7.

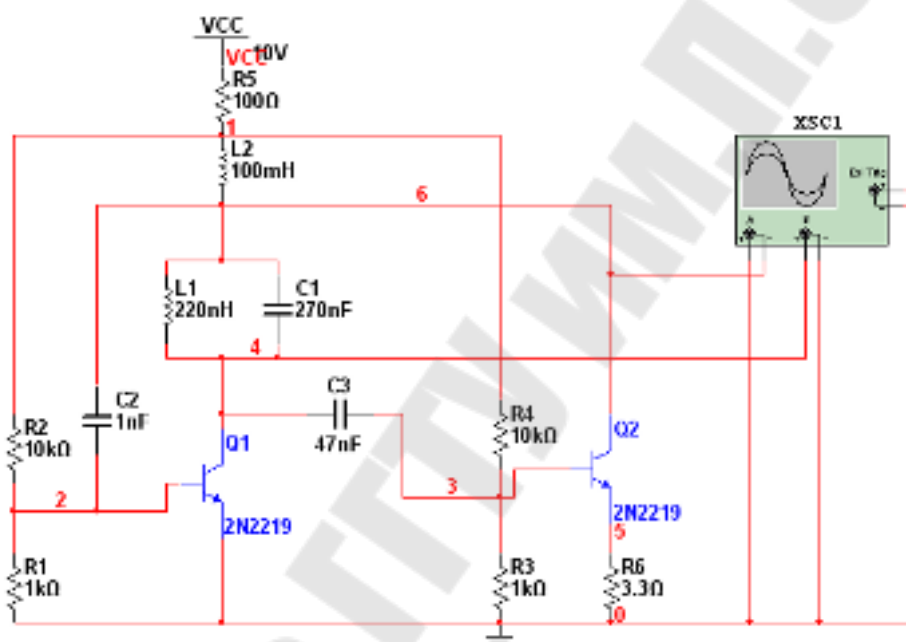


Рис. 4.7. Двухтактный автогенератор

В этой схеме имеются две цепи обратной связи, полученные за счет соединения коллектора одного транзистора с базой другого, что и создает условия для самовозбуждения. Значение коэффициента обратной связи определяется величиной емкости, соединяющей коллектор с базой. Частота автоколебаний в базе близка к резонансной частоте контура, включенного между коллекторами транзисторов. Как и в предыдущем случае, значение этой частоты равно 712 кГц, что подтверждается осциллограммами, представленными на рис. 4.8. Напряжения на коллекторах транзисторов находятся в противофазе.

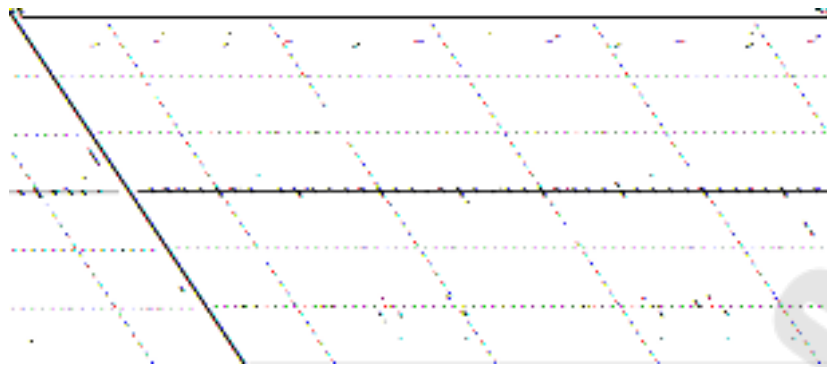


Рис. 4.8. Осциллограммы напряжений двухтактного генератора

Третья схема автогенератора с трансформаторной связью приведена на рис. 4.9, а полученные в данной схеме осциллограммы – на рис. 4.10.

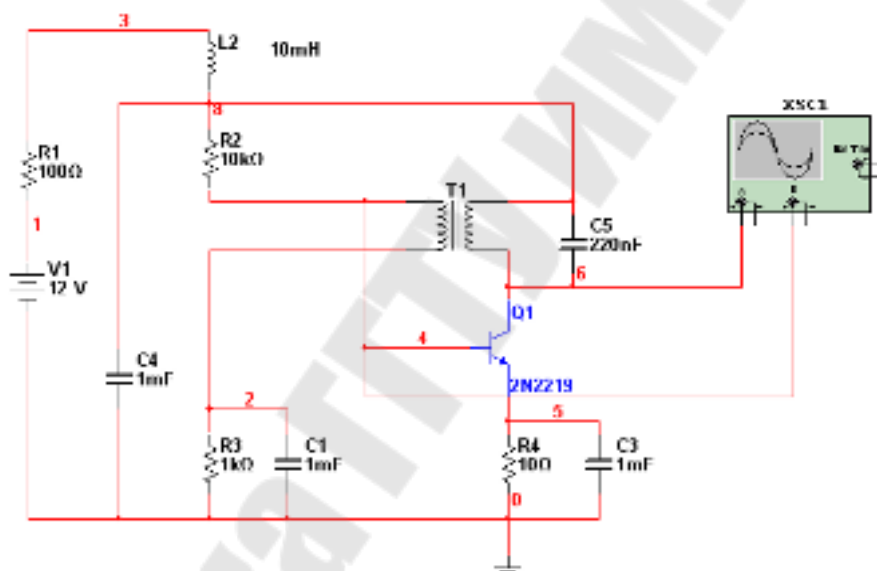


Рис. 4.9. Схема автогенератора с трансформаторной связью

Первичная обмотка высокочастотного трансформатора $T1$ величиной индуктивности $0,2 \text{ мкГн}$ и емкостью – $0,25 \text{ мкФ}$ составляет контур, включенный в коллекторную цепь транзистора и определяющий частоту автоколебаний. Вторичная обмотка трансформатора $T1$ включена в базовую цепь транзистора. Включение обмоток трансформатора осуществляется таким образом, что напряжение база–эмиттер (нижняя осциллограмма на рис. 4.10) по отношению к напряжению коллектор–эмиттер (верхняя осциллограмма на рис. 4.10) повернуто по фазе на 180° .

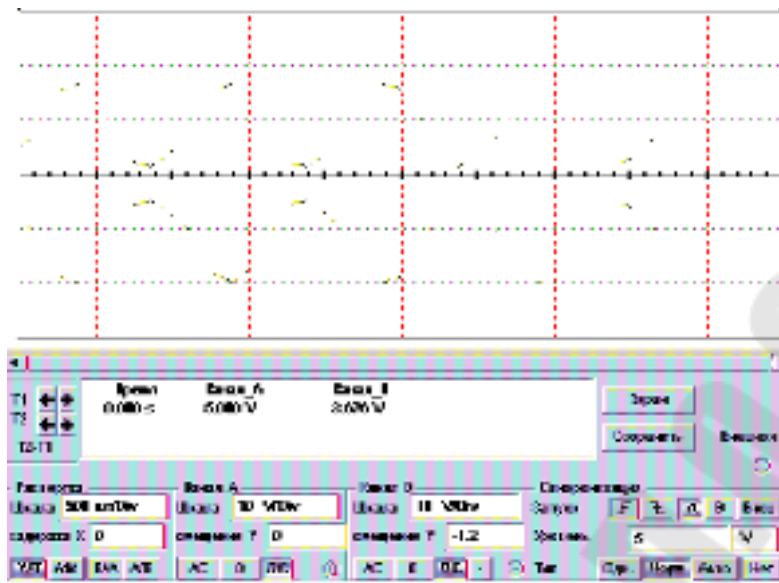


Рис. 4.10. Осциллограммы напряжений автогенератора с трансформаторной связью

Задание к лабораторной работе № 6

1. Рассчитайте параметры трехточечной схемы автогенератора (рис. 4.5) для получения частоты автоколебаний 5 МГц. Постройте осциллограммы по аналогии с рис. 4.6.
2. Рассчитайте параметры двухтактной схемы автогенератора (рис. 4.7) для получения частоты автоколебаний 10 МГц. Постройте осциллограммы по аналогии с рис. 4.8.
3. Рассчитайте параметры схемы автогенератора с трансформаторной связью (рис. 4.9) для получения частоты автоколебаний 2 МГц. Постройте осциллограммы по аналогии с рис. 4.10.

5. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Общие принципы усиления и генерации высокочастотных и сверхвысокочастотных колебаний

Основное назначение генератора с внешним возбуждением (сокращенно – генераторе) 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 основных 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 катода 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:

1) $\Delta < 1$; 2) $\Delta \approx \pi$; 3) $\Delta \gg 1$.

ВЧ генераторные приборы – электровакуумные приборы и транзисторы – относятся к 1-й группе. СВЧ полупроводниковые генераторные диоды – лавинопролетные и Ганна – ко 2-й, большинство СВЧ электровакуумных приборов – например, ампы бегущей волны – к 3-й.

В приборах 1-й группы при нарушении соотношения $\Delta < 1$, т. е. при частоте $\omega > \frac{1}{T_{пр}}$ резко уменьшается их выходная мощность, коэффициент усиления и КПД. Этот недостаток удалось преодолеть в приборах 3-й группы.

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 и 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 гово-

ря, 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 ток 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 генератора. 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 $u(t)$ и 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:

$$i(\omega t) = I_0 + \operatorname{Re} \sum_{k=1}^{\infty} \dot{I}_k e^{jk\omega t}; \quad (5.1)$$

$$u(\omega t) = U_0 + \operatorname{Re} \sum_{k=1}^{\infty} \dot{U}_k e^{jk\omega t}, \quad (5.2)$$

где U_0 – напряжение источника питания генератора; I_0 – постоянная составляющая тока; \dot{I}_k, \dot{U}_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:

$$P_{\text{вз1}} = 0,5 \dot{I}_1^* \dot{U}_1 = \operatorname{Re} P_{\text{вз1}} + j \operatorname{Im} P_{\text{вз1}}, \quad (5.3)$$

где \dot{I}_1^* – комплексно-сопряженная амплитуда 1-й гармоники тока, \dot{U}_1 – комплексная амплитуда напряжения.

Из (5.3) для активной и реактивной составляющих мощности взаимодействия получим:

$$P_{вз\ A1} = \operatorname{Re} P_{\varepsilon 31} = 0,5 |I_1| |U_1| \cos \varphi_1; \quad (5.4)$$

$$P_{вз\ P1} = \operatorname{Im} P_{\varepsilon 31} = 0,5 |I_1| |U_1| \sin \varphi_1, \quad (5.5)$$

где φ_1 – фазовый угол между двумя векторами (рис. 5.1).

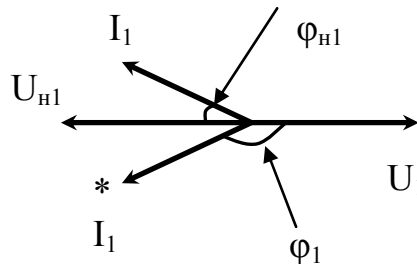


Рис. 5.1. Векторная диаграмма токов и напряжений

При $P_{вз\ A1} < 0$ поток носителей зарядов отдает мощность электромагнитному полю (или электронный прибор – электрической цепи). При $P_{вз\ A1} > 0$, наоборот, поле отдает мощность потоку зарядов и поэтому колебания в устройстве затухают или вообще не возникают. Неравенство $P_{вз\ A1} < 1$ 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:

$$P_H = -P_{вз\ A1} = 0,5 |I_1| |U_1| \cos \varphi_{H1}, \quad (5.6)$$

где $\varphi_{H1} = \pi - \varphi_1$ разность фаз согласно рис. 5.1.

В выражении (5.3) реактивная составляющая мощности взаимодействия $P_{вз\ P1}$ характеризует обмен энергией между потоком и полем по 1-й гармонике сигнала или между электронным прибором и электрической цепью.

Мощность, потребляемая электронным прибором:

$$P_0 = U_0 I_0. \quad (5.7)$$

С учетом (5.6) и (5.7) КПД генератора:

$$\eta = -\frac{P_{вз\ A1}}{P_0} = \frac{P_{H1}}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{|I_1| |U_1|}{I_0 U_0} \cos \varphi_{H1}. \quad (5.8)$$

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 диапа-

зона. Мощность генераторных приборов колеблется от нескольких МВт в импульсном режиме работы до нескольких Вт в непрерывном режиме.

Основы теории высокочастотного генератора

Электрическая и эквивалентная схемы генераторов. Известно большое число разнообразных схем полупроводниковых ВЧ генераторов с внешним возбуждением, одна из них – с биполярным мощным транзистором приведена на рис. 5.2.

В схеме в качестве выходной электрической цепи используется фильтр нижних частот. Ввиду низкого напряжения питания (обычно не выше 26 В) нагрузка транзистора является сравнительно низкоомной, что позволяет при необходимости иметь широкую полосу пропускания генератора.

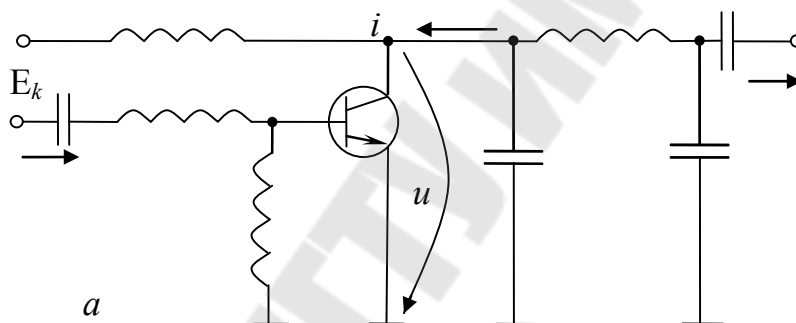


Рис. 5.2. Схема генератора на биполярном транзисторе

Обобщенная схема для всех типов генераторов состоит из трех каскадно включенных четырехполюсников: входной и выходной согласующих электрических цепей и электронного прибора – транзистора (рис. 5.3, а).

Назначение электрических цепей состоит в согласовании входного и выходного сопротивлений электронного прибора соответственно с источником возбуждения и нагрузкой и в фильтрации высших гармоник сигнала. В свою очередь, электронный прибор может быть представлен в виде генератора тока i_r и трех комплексных проводимостей: внутренней проводимости генератора – Y_i , входной проводимости $Y_{вх}$ и проводимости связи – $Y_{св}$ (рис. 5.3, б). Все названные элементы являются нелинейными и частотно-зависимыми.

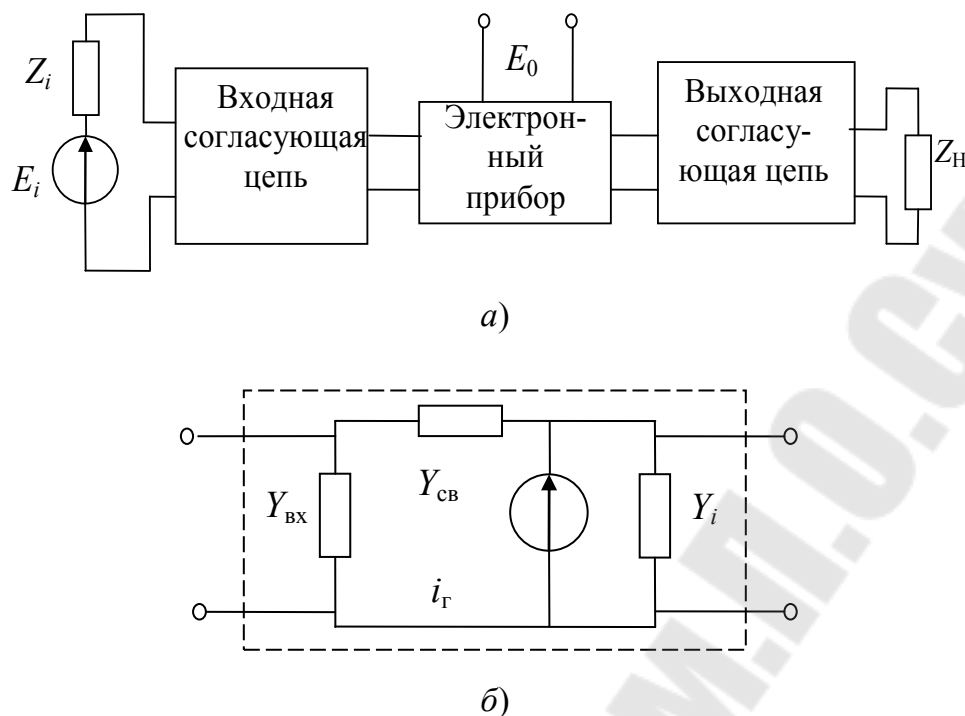


Рис. 5.3. Схема:

а – генератора; б – электронного прибора

Определение форм тока и напряжения на выходе электронного прибора. ВЧ генератор относится к классу существенно нелинейных устройств со сложными диаграммами тока и напряжения на выходе электронного прибора. Два примера таких диаграмм приведены на рис. 5.4.

Определение этих форм тока и напряжения проводится или экспериментальным путем, или по специализированным программам, учитывающим индивидуальные особенности каждого типа электронного прибора, или приближенным аналитическим методом. Общий подход к решению данной задачи состоит в следующем. Составляется система из двух уравнений вида:

$$i = \psi(u, u_{вх}) \quad \text{или} \quad i = \psi(u, i_{вх}); \quad (5.9)$$

$$i = \Pi(u). \quad (5.10)$$

Здесь (5.9) есть функция, описывающая вольтамперные 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 (5.9). Уравнение (5.10) описывает процесс, протекающий в выходной электрической цепи генератора, причем Π есть линейный оператор, характеризующий эту цепь.

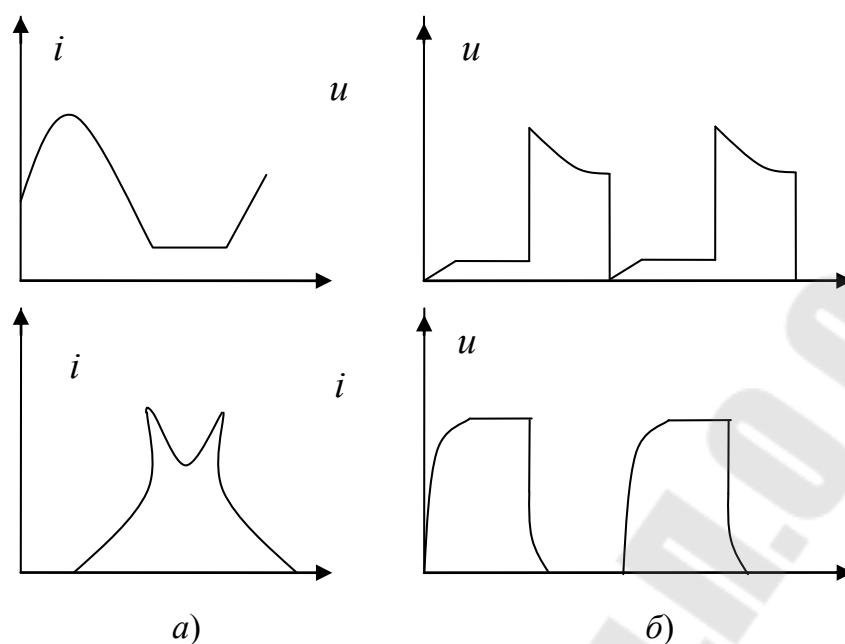


Рис. 5.4. Диаграммы: а – токов прибора; б – напряжений прибора

Уравнения (5.9) и (5.10) 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. При анализе лампового генератора в рамках данного метода используется обычно кусочно-линейная аппроксимация вольтамперных характеристик электровакуумного прибора.

Для определения энергетических параметров генератора периодические функции $i(t)$ и $u(t)$ разлагаются в ряд Фурье.

Динамические характеристики генератора. Свойства электронного прибора во многом определяются семейством статических вольтамперных характеристик. Например, в случае биполярного транзистора таковыми являются зависимости коллекторного тока от постоянного коллекторного напряжения и тока базы; в случае лампы – зависимость анодного тока от постоянных напряжений на аноде и управляющей сетке.

Картина значительно усложняется при определении свойств ВЧ генератора в динамическом режиме, т. е. при усилении высокочастотного сигнала. В этом случае при фиксированной частоте и мощности входного сигнала свойства ВЧ генератора определяют три вида характеристик:

– динамическая характеристика для мгновенных значений тока и напряжения на выходе электронного прибора;

– динамическая характеристика для первых гармоник выходного тока и напряжения электронного прибора;

– нагрузочная характеристика генератора, т. е. зависимость выходных электрических параметров (тока, напряжения, мощностей, КПД) от сопротивления нагрузки.

Рассмотрим сначала более подробно две первые характеристики.

Примеры зависимостей для мгновенного тока $i(\omega t)$ и напряжения $u(\omega t)$ на выходе электронного прибора в динамическом режиме приведены на рис. 5.4. Из двух данных функций, исключив время, получим третью зависимость $i = \Phi(u)$, которая и является динамической характеристикой для мгновенных значений тока и напряжения. По расположению данной характеристики на плоскости вольтамперных характеристик электронного прибора можно судить о режиме работы ВЧ генератора.

Четыре примера таких характеристик и соответствующие им формы коллекторного тока генератора приведены на рис. 5.5.

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 первой гармонике сигнала, пример которой приведен на рис. 5.6.

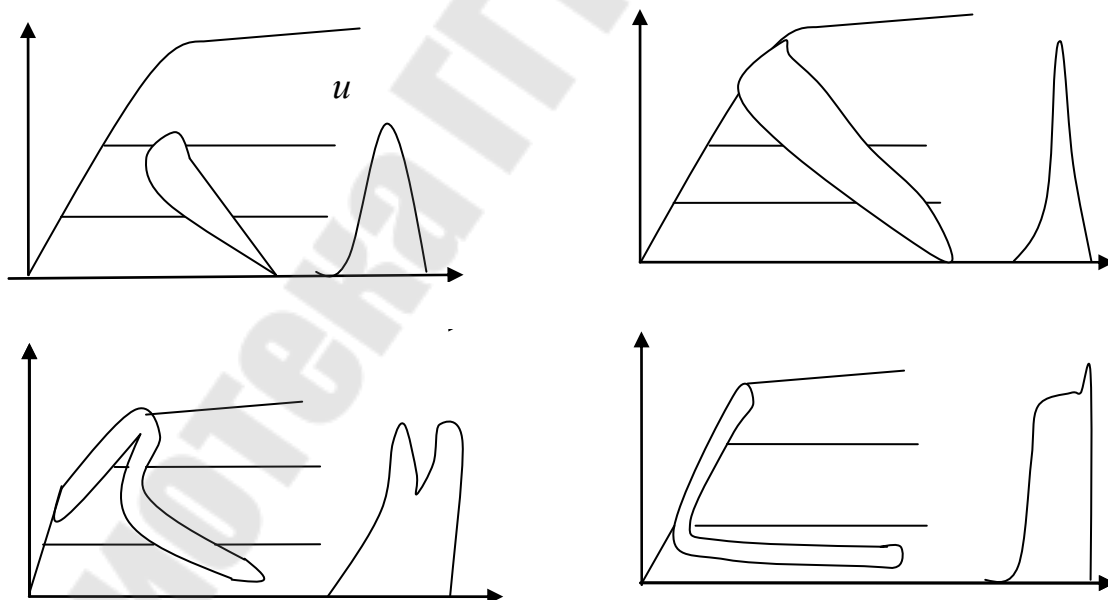


Рис. 5.5. Примеры динамических характеристик и форм коллекторного тока генератора

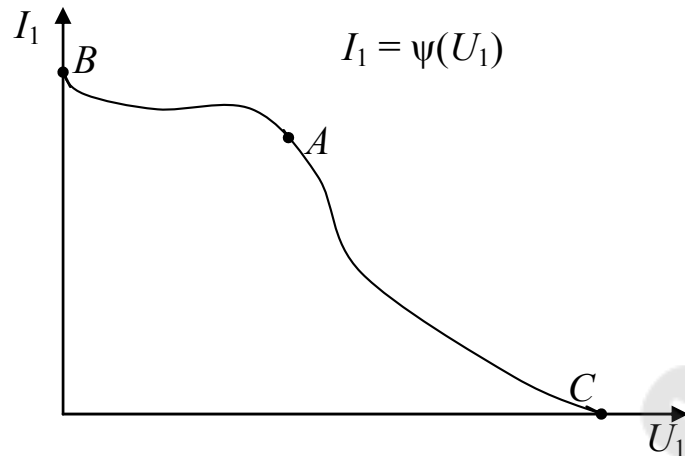


Рис. 5.6. Динамическая характеристика по первой гармонике сигнала

С помощью динамической характеристики 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 согласно (5.6) для мощности, передаваемой генератором в нагрузку:

$$P_{н1} = 0,5I_1(U_1)U_1 \cos \varphi_{н1}. \quad (5.11)$$

Найдем частную производную функции (5.11) и приравняем ее к нулю для определения экстремума функции:

$$\frac{\partial P_{н1}}{\partial U_1} = \frac{1}{2} \frac{\partial I_1}{\partial U_1} U_1 \cos \varphi_{н1} + \frac{1}{2} I_1 \cos \varphi_{н1} = 0. \quad (5.12)$$

Из (5.12) при $\varphi = \text{const}$ получим:

$$\frac{I_1}{U_1} = -\frac{\partial I_1}{\partial U_1}. \quad (5.13)$$

На графике функции $I_1 = \psi(U_1)$ (рис. 5.6) условию (5.13) передачи максимальной мощности от генератора в нагрузку соответствует точка «А», режиму короткого замыкания – точка «В», холостого хода – точка «С». Раскроем физическое содержание выражения (5.13). Под отношением

$$\frac{\partial I_1}{\partial U_1} = |Y_{иддн1}|. \quad (5.14)$$

следует понимать модуль внутренней дифференциальной проводимости по 1-й гармонике сигнала эквивалентного генератора. Ее равенство проводимости нагрузки и есть условие передачи максимальной мощности (5.13), которое представим в виде:

$$|Y_{н1}| = |Y_{идиф1}|, \quad (5.15)$$

где $Y_{н1}$ – проводимость нагрузки, подключенной к выходу электронного прибора, на частоте 1-й гармоники сигнала.

Точку «А» на динамической характеристике (рис. 5.6) можно найти графическим путем как точку пересечения двух графиков согласно (5.13).

Данная процедура может быть осуществлена по программе, приведенной на рис. 5.7. В 1-й столбец матрицы исходных данных DIN записываются значения 1-й гармоники тока I_1 , во 2-й – соответствующие им значения напряжения 1-й гармоники напряжения U_1 . Затем производится аппроксимация функции, представленной в табличной форме, с использованием сплайн – интерполяции (операторы *cspline* и *interp*). График динамической характеристики $I_1 = \psi(U_1)$ с учетом произведенной интерполяции приведен на том же рис. 5.7. Далее согласно (5.13) определяется проводимость нагрузки, как отношение и модуль внутренней дифференциальной проводимости I_1/U_1 по 1-й гармонике сигнала эквивалентного генератора тока согласно (5.14) и строятся графики двух данных функций. В программе они обозначены как $YH(U1)$ и $YG(U1)$.

Точка пересечения данных графиков соответствует условию передачи максимальной мощности от генератора в нагрузку. С целью проверки данного условия строится график зависимости колебательной мощности $P1(U1)$ согласно (5.11). Убеждаемся в том, что действительно точке пересечения графиков проводимости соответствует максимум колебательной мощности.

В заключение отметим, что условие передачи максимальной мощности от генератора в нагрузку (5.13) есть записанное в более общей форме то же условие при постоянных параметрах генератора равенство внутреннего сопротивления генератора $R_i = R_H$ – сопротивлению нагрузки.

$$\text{DIN} := \begin{pmatrix} 10 & 0.001 \\ 9 & 4 \\ 5.5 & 8 \\ 2.7 & 12 \\ 1.3 & 16 \\ 0.8 & 20 \end{pmatrix} \quad I := \text{DIN}^{\langle 0 \rangle} \quad R := \text{cspline}(X, I) \quad X := \text{DIN}^{\langle 1 \rangle} \\
 \Pi(U1) := \text{interp}(R, X, I, U1) \\
 P1(U1) := 0.5 \cdot U1 \cdot \Pi(U1) \quad YH(U1) := \frac{\Pi(U1)}{U1} \quad YQ(U1) := \left| \frac{d}{dU1} \Pi(U1) \right|$$

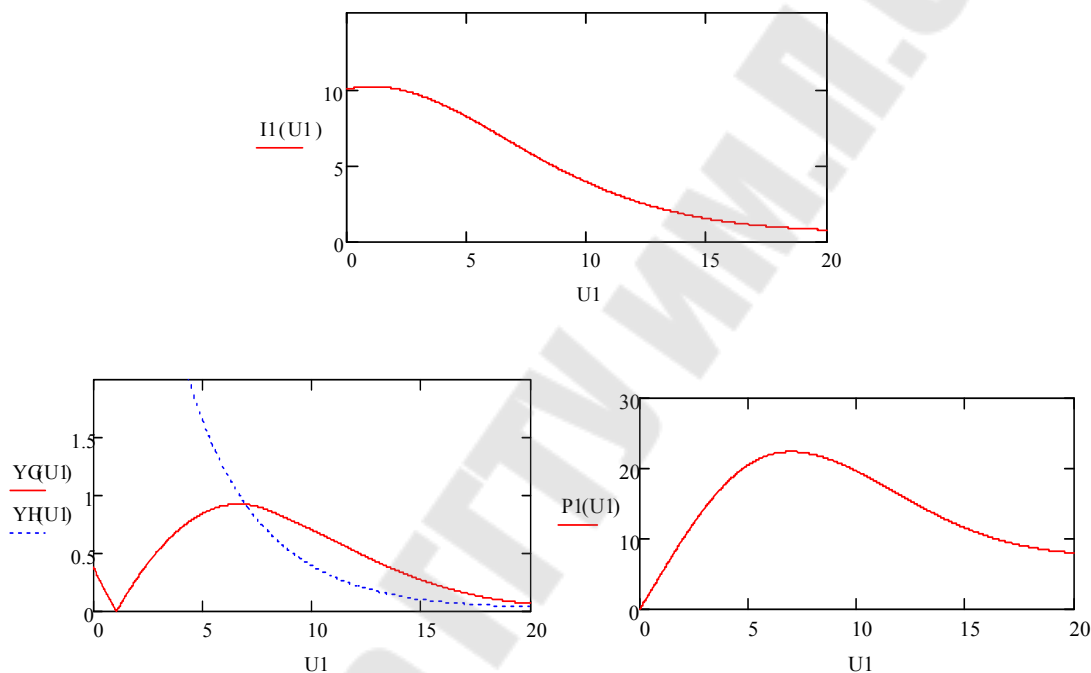


Рис. 5.7. Программа для определения динамических характеристик

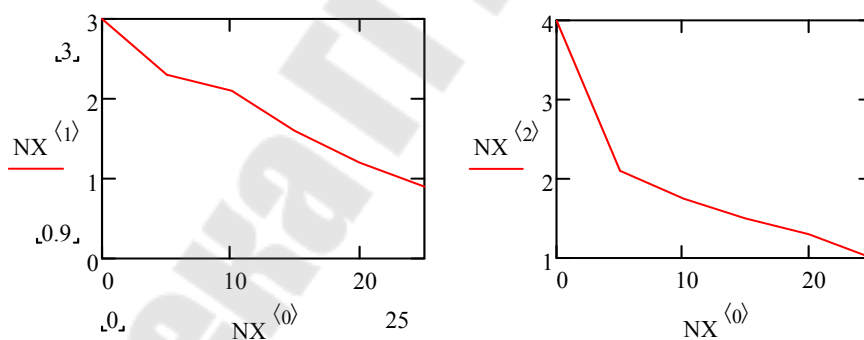
Режимы работы и характеристики высокочастотного генератора

Нагрузочные характеристики генератора. Данные характеристики – это зависимости его выходных электрических параметров: колебательной мощности P_1 , потребляемой – P_0 и мощности рассеивания в электронном приборе P_p , амплитуд первых гармоник тока I_1 и напряжения U_1 , постоянной составляющей тока I_1 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.

Сначала необходимо определить импульсы выходного тока генератора при различных сопротивлениях нагрузки R_1 и разложив их в ряд Фурье, найти зависимости $I_0, I_1 = \Phi(R_1)$. Другой путь определения данных зависимостей является экспериментальным. Все дальнейшие расчеты производятся по программе, приведенной на рис. 5.8.

В 1-й столбец матрицы исходных данных NX записываются значения сопротивления нагрузки R_1 , во 2-й – соответствующие им значения 1-й гармоники тока I_1 , в 3-й – значения постоянной составляющей тока I_0 . Затем производится аппроксимация двух функций, представленной в табличной форме, с использованием сплайн-интерполяции (операторы *cpline* и *interp*). Далее согласно приведенным выше формулам (все они воспроизводятся и в программе) рассчитываются зависимости, определяющие работу генератора, и строятся их графики.

$$\begin{array}{ccc}
 R_1 & I_1 & I_0 \\
 \begin{pmatrix} 0 & 3 & 4 \\ 5 & 2.3 & 2.1 \\ 10 & 2.1 & 1.75 \\ 15 & 1.6 & 1.5 \\ 20 & 1.2 & 1.3 \\ 25 & 0.9 & 1 \end{pmatrix} & & U_0 := 20
 \end{array}$$



$$\begin{array}{l}
 S := NX^{(1)} \quad X := NX^{(0)} \quad G := NX^{(2)} \\
 I1(R1) := \text{interp}(Q, X, S, R1) \quad Q := \text{cspline}(X, S) \\
 I1(R1) := \text{interp}(W, X, G, R1) \\
 W := \text{cspline}(X, G) \quad U1(R1) := R1 \cdot I1(R1) \\
 P1(R1) := 0.5 U1(R1) \cdot I1(R1) \quad P0(R1) := U0 \cdot I0(R1) \\
 PR(R1) := P0(R1) - P1(R1) \quad \eta(U1) := \frac{P1(U1) \cdot 100}{P0(U1)}
 \end{array}$$

Рис. 5.8. Программа расчета нагрузочных характеристик

Пример результатов такого расчета с построением графиков нагрузочных характеристик приведен на рис 5.9. В программе U_0 – напряжение питания, PR – мощность рассеивания в приборе, остальные обозначения соответствуют приведенным к программе на рис. 5.7. Все результаты расчета могут быть представлены и в табличной форме. Построенные графики позволяют определить сопротивление нагрузки, соответствующее получению максимальной мощности P_1 , проследить, как меняется, например, мощность рассеивания в электронном приборе при изменении нагрузки и т. д.

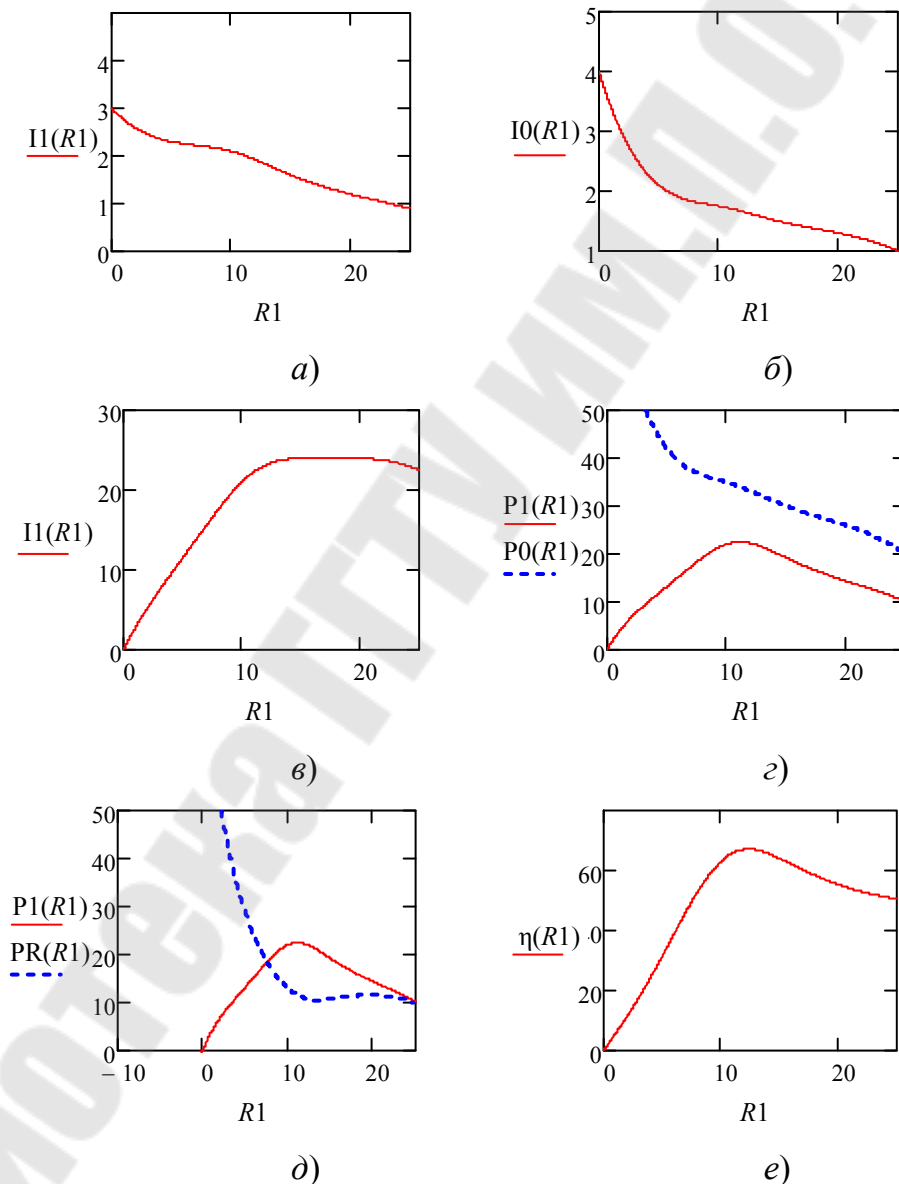


Рис. 5.9. Графики нагрузочных характеристик, т. е. зависимость от сопротивления нагрузки: а – амплитуды 1-й гармоники тока; б – амплитуды постоянной составляющей тока; в – амплитуды 1-й гармоники напряжений; г – колебательной мощности P_1 и потребляемой мощности P_0 ; д – потребляемой мощности P_0 и мощности рассеяния PR ; е – КПД $\eta = P_1 / P_0$

Режимы работы высокочастотного генератора. Различают четыре основных режима работы ВЧ генератора: граничный (его иногда называют критическим), недонапряженный, перенапряженный и ключевой.

Недонапряженному режиму соответствует условие $R_1 < R_{1гр}$, или $\zeta < \zeta_{гр}$. Динамическая характеристика $i = \Phi(u)$ занимает при данном режиме меньшую область на плоскости статических вольтамперных характеристик электронного прибора, чем при граничном (рис. 5.5, а).

Генератор в недонапряженном режиме недоиспользуется по мощности. КПД снижается, а мощность рассеивания существенно возрастает. Однако его использование в некоторых случаях необходимо с целью улучшения линейности амплитудной характеристики.

Перенапряженному режиму соответствует условие $R_1 > R_{1гр}$ или $\zeta > \zeta_{гр}$. Динамическая характеристика $i = \Phi(u)$ занимает при данном режиме значительную область на плоскости статических вольтамперных характеристик электронного прибора, заходя в область резкого спада тока (рис. 5.4, а и 5.5, в).

Как правило, в этом режиме наблюдается провал в импульсе тока. Физическая природа такого провала у разных электронных приборов различна. Так, в электровакуумных приборах провал в импульсе анодного тока вызван резким увеличением тока управляющей сетки, а в транзисторах – открытием коллекторного перехода при заходе в область насыщения. В перенапряженном режиме удается стабилизировать параметры ВЧ генератора – их относительную независимость от сопротивления нагрузки, что наглядно прослеживается при рассмотрении нагрузочных характеристик (рис. 5.9).

Номинальный коэффициент усиления по мощности. Данный параметр – отношение мощности сигнала в активной составляющей сопротивления нагрузки P_n к номинальной мощности источника возбуждения $P_{г.ном}$ в схеме, приведенной на рис. 5.3.

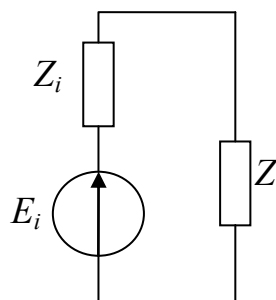


Рис. 5.10. Эквивалентная схема замещения генератора

$$K_{p.ном} = \frac{P_H}{P_{Г.ном}}, \quad (5.16)$$

где

$$P_{Г.ном} = \frac{E_i^2}{8 \operatorname{Re}(Z_i)}, \quad (5.17)$$

E_i – амплитуда ЭДС генератора; Z_i – комплексное внутреннее сопротивление.

В случае прямого присоединения нагрузки к генератору (рис. 5.10) для коэффициента передачи мощности с учетом (5.20) получим:

$$K_{Г.Н} = \frac{P_H}{P_{Г.ном}} = \frac{4 \operatorname{Re}(Z_i) \operatorname{Re}(Z_H)}{|Z_i + Z_H|^2}. \quad (5.18)$$

Программа по расчету коэффициента $K_{Г.Н}$ в соответствии с (5.18) при заданных значениях активной (R) и реактивной (X) составляющих сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления генератора приведена на рис. 5.11. В программе дан пример расчета.

$$\begin{aligned} RH &:= 50 & XH &:= 20 & RI &:= 50 \\ XI &:= 30 & j &:= \sqrt{-1} \\ ZI &:= RI + j \cdot XI & ZH &:= RH + j \cdot XH \\ KP &:= \frac{(4 \cdot \operatorname{Re}(ZI) \cdot \operatorname{Re}(ZH))}{(|ZI + ZH|)^2} \end{aligned}$$

Рис. 5.11. Программа по расчету коэффициента $K_{Г.Н}$

Согласование электронного прибора с источником возбуждения и нагрузкой

Для получения максимально возможного коэффициента усиления генератора с независимым возбуждением недостаточно иметь высокое значение данного 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 согласования необходимо определить входное сопротивление согласующих цепей – четырехполосников – в точках их присоединения к электронному прибору. В этой связи из обобщенной схемы генератора (рис. 5.3) составим схему, представленную на рис. 5.12, а, где ZI входное сопротивление 1-го четырехполосника в точках его присоединения ко входу электронного прибора, а ZH входное сопротивление 2-го четырехполосника в точках его присоединения ко выходу того же прибора.

Перейдя далее к схеме рис. 5.12, б, где ZB , ZA – входное и выходное комплексные сопротивления электронного прибора, получим согласно (5.18) для коэффициентов передачи по мощности 1-й и 2-й цепей:

$$K_1 = \frac{4 \operatorname{Re}(ZI) \operatorname{Re}(ZB)}{|ZI + ZB|^2}, \quad K_2 = \frac{4 \operatorname{Re}(ZH) \operatorname{Re}(ZA)}{|ZH + ZA|^2}. \quad (5.19)$$

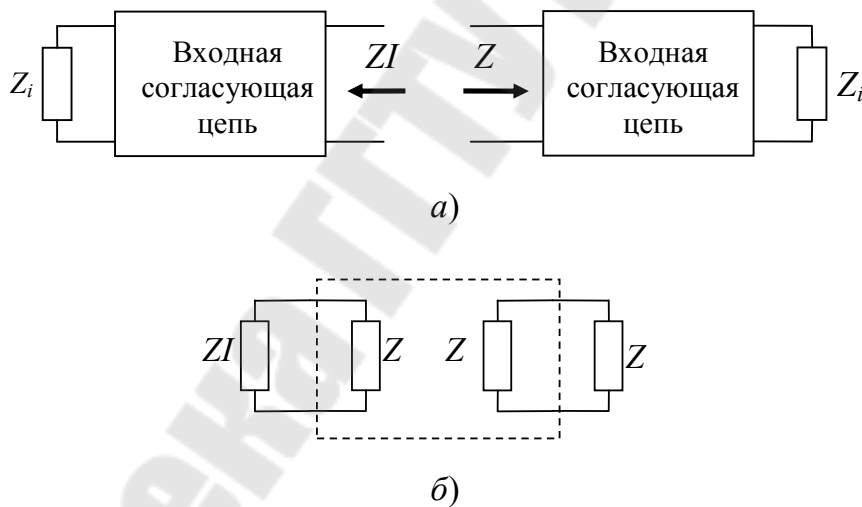


Рис. 5.12. Обобщенная схема генератора

Как и прежде, условия оптимального согласования имеют вид: $\dot{Z}I = \dot{Z}B \dots \dot{Z}H = \dot{Z}A$, т. е. сопротивления должны быть комплексно сопряженными величинами.

Составим программу (рис. 5.13) по расчету коэффициента усиления генератора с независимым возбуждением в полосе частот.

В программе приняты следующие обозначения:

$FХ$ – матрица исходных данных транзистора на шести частотах (их количество может быть изменено);

ИН – матрица исходных данных на шести частотах комплексных сопротивлений 1-й и 2-й согласующих цепей;

K_1, K_2 – коэффициенты передачи по мощности входной и выходной согласующих цепей, рассчитанные согласно (5.19);

КТ – коэффициент усиления электронного прибора, КТD – то же в дБ;

КУ – номинальный коэффициент усиления генератора по мощности $K_{p \text{ ном}}$, рассчитываемый согласно (5.16), КТУ – то же в дБ.

$$\begin{array}{l}
 \text{R1 XI RH XH} \qquad \qquad \qquad \text{f KT RB XB RA XA} \\
 \text{ИН} := \begin{pmatrix} 6 & -7 & 12 & -5 \\ 5.8 & 7.5 & 8.5 & -4.5 \\ 3.1 & -7 & 7.8 & -5 \\ 1.7 & -8 & 5 & -5.4-2 \\ 1.2 & -10 & 4.5 & -6.5 \\ 1 & -11 & 4 & -7 \end{pmatrix} \qquad \text{FX} := \begin{pmatrix} 1 & 10 & 1.5 & 8 & 6 & 0 \\ 1.1 & 8.5 & 1.7 & 8.5 & 5.5 & 2 \\ 1.2 & 6.8 & 1.85 & 9 & 5 & 4.2 \\ 1.3 & 5.7 & 1.9 & 10 & 4.7 & 4.8 \\ 1.4 & 4.8 & 1.95 & 10.8 & 4.2 & 5.8 \\ 1.5 & 4.5 & 2 & 11.3 & 3.8 & 7 \end{pmatrix} \\
 \text{ORIGIN}=1 \quad \text{f} := \text{FX}^{\langle 1 \rangle} \quad \text{KT} := \text{FX}^{\langle 2 \rangle} \quad \text{RB} := \text{FX}^{\langle 3 \rangle} \\
 \text{XB} := \text{FX}^{\langle 4 \rangle} \quad \text{RA} := \text{FX}^{\langle 5 \rangle} \quad \text{XA} := \text{FX}^{\langle 6 \rangle} \\
 \text{RI} := \text{ИН}^{\langle 1 \rangle} \quad \text{XI} := \text{ИН}^{\langle 2 \rangle} \quad \text{RH} := \text{ИН}^{\langle 3 \rangle} \quad \text{XH} := \text{ИН}^{\langle 4 \rangle} \\
 \text{n} := 1..6 \qquad \qquad \qquad \text{j} := \sqrt{-1} \\
 \text{ZI}_n := \text{RI}_n + \text{j} \cdot \text{XI}_n \quad \text{ZB}_n := \text{RB}_n + \text{j} \cdot \text{XB}_n \\
 \text{ZA}_n := \text{RA}_n + \text{j} \cdot \text{XA}_n \quad \text{ZH}_n := \text{RH}_n + \text{j} \cdot \text{XH}_n \\
 \text{K1}_n := \frac{(4 \cdot \text{Re}(\text{ZI}_n) \cdot \text{Re}(\text{ZB}_n))}{(|\text{ZI}_n + \text{ZH}_n|)^2} \quad \text{K2}_n := \frac{(4 \cdot \text{Re}(\text{ZH}_n) \cdot \text{Re}(\text{ZA}_n))}{(|\text{ZH}_n + \text{ZA}_n|)^2} \\
 \text{КТD}_n := 10 \cdot \log(\text{КТ}_n) \quad \text{КУD}_n := 10 \cdot \log(\text{КУ}_n) \quad \text{КУ}_n := \text{K1}_n \cdot \text{КТ}_n \cdot \text{K2}_n
 \end{array}$$

Рис. 5.13. Программа по расчету коэффициента усиления генератора с независимым возбуждением в полосе частот

Результаты примера расчета по программе приведены на рис. 5.14. Размерность величин: частота – в ГГц, сопротивление – Ом.

Как видно из полученного в результате расчета графика амплитудно-частотной характеристики $K_{p \text{ ном}} = \psi(f)$, за счет согласующих цепей удастся выровнять эту характеристику по сравнению с такой же зависимостью для собственно самого транзистора: неравномерность в 3,5 дБ уменьшается до 1 дБ.

$f_n =$	$K1_n =$	$K2_n =$
1	0.077	0.825
1.1	0.185	0.925
1.2	0.087	0.948
1.3	0.046	0.932
1.4	0.031	0.992
1.5	0.023	0.999

$KT_n =$	$KUD_n =$	$KU_n =$	$KTD_n =$
10	-1.974	0.635	10
8.5	1.619	1.452	9.294
6.8	-2.495	0.563	8.325
5.7	-6.137	0.243	7.559
4.8	-8.347	0.146	6.812
4.5	-9.868	0.103	6.532

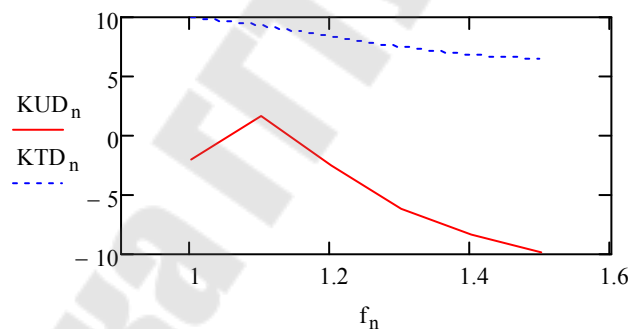


Рис. 5.14. Результаты расчета коэффициента усиления генератора с независимым возбуждением в полосе частот

Задание к лабораторной работе № 7

По программе, приведенной на рис. 5.7 произведите расчет динамических характеристик и постройте их графики.

По программе, приведенной на рис. 5.8 произведите расчет нагрузочных характеристик генератора и постройте их графики. Произведите повторный расчет при других параметрах сопротивления R_0 .

По программе, приведенной на рис. 5.11, рассчитайте коэффициент передачи мощности генератора $K_{г.н}$.

По программе рис. 5.14 проведите расчет коэффициента усиления широкополосного генератора и постройте график его амплитудно-частотной характеристики при других значениях параметров.

Определите, как изменение параметров влияют на полученные характеристики.

6. КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ

Три типа информационных систем

В современной технике передачи информации можно выделить три типа систем связи, которым в зависимости от зоны их действия дадим такие названия: глобальные, территориальные и автономные.

Первый тип систем включает интегрированные сети связи между абонентами, объединяющие различные физические каналы: радиоволновые наземные, радиоволновые 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 плотно населенные и высокоразвитые в технико-экономическом отношении регионы Земли, так и пустынные, малонаселенные области.

С помощью такой глобальной сети связи создана система «Internet», объединяющая миллионы компьютеров по всему миру, обменивающихся информацией на базе современных технологий.

В 2001 г. вступила в действие глобальная система космической радиосвязи, охватывающая всю нашу планету и обеспечивающая всемирную телефонную радиосвязь и передачу цифровой информации абонентам, находящимся в любой точке Земли. Разнообразные коллективные и индивидуальные пользователи могут воспользоваться услугами таких глобальных систем радиосвязи и с их помощью удовлетворить информационные потребности, находясь на территории любой страны.

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

Третье направление в технике связи направлено на информационное обслуживание ограниченного числа пользователей в рамках замкнутой, автономной системы, которая обычно является наземной, радиоволновой и принадлежащей определенному производству или предприятию рассредоточенного типа.

Так, 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 должна быть не хуже, например, 0,9999, с мгновенным сообщением о предаварийной или аварийной ситуации на контролируемых объектах, что сразу отмечает определенную группу систем радиосвязи. В третьем случае система радиосвязи не может предоставить весь требуемый набор информационных услуг, например, не обеспечивает передачу компьютерной информации, что сужает выбор конкурирующих между собой систем.

Рассмотрим принципы построения глобальных, территориальных и автономных информационных систем с использованием как космических, так и наземных средств радиосвязи.

Глобальные космические радиоэлектронные системы

Околосемные 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 околосемных орбит: геостационарные и не геостационарные, которые, в свою очередь, подразделяются на эллиптические, средневысотные и низкие 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 наземно-

му наблюдателю спутника постоянно в течение 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, имеющие между собой линии связи, можно с их помощью охватить радиосвязью всю Землю, за исключением территорий, лежащих за северным и южным полярными кругами (рис. 6.1, а).

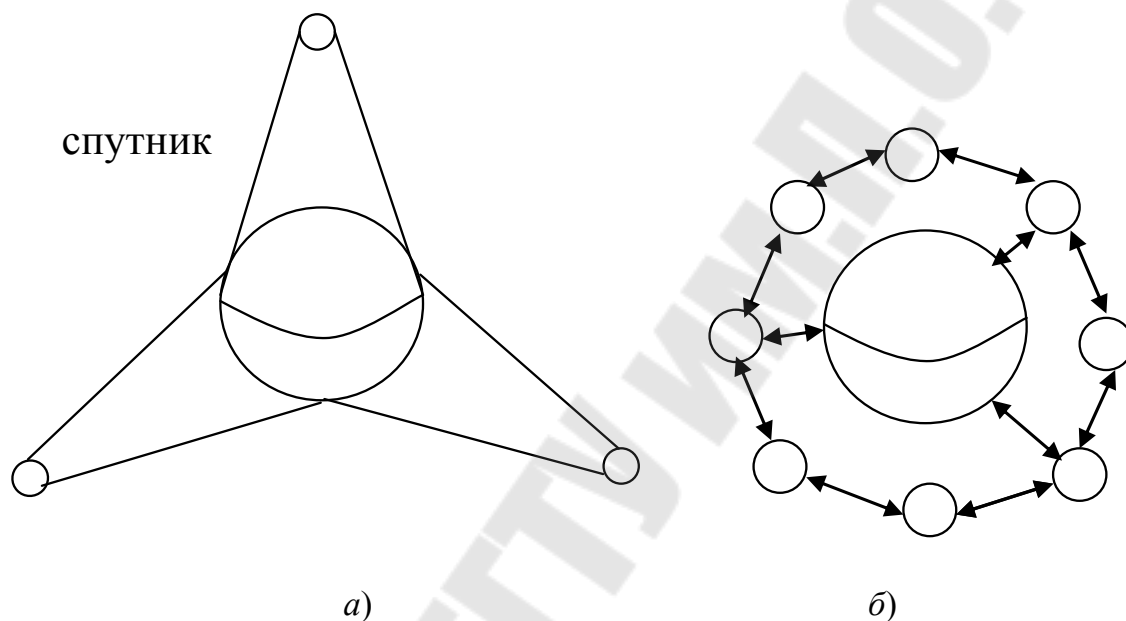


Рис. 6.1. Пример расположения спутников на орбите

Особенность данной системы радиосвязи состоит или в относительно большой мощности радиопередатчика наземного пользователя из-за большой протяженности радиотрассы, или необходимости высокоточного наведения наземной и спутниковой антенн, что не всегда возможно. Однако наметившаяся в последние годы тенденция по использованию на спутниках остронаправленных, многолучевых антенн позволяет разрешать технические трудности, возникающие при создании систем радиосвязи данного класса.

При средневысотной орбите спутник вращается на расстоянии в 5000...15000 км от поверхности Земли. Здесь непрерывную радиосвязь с помощью одного спутника можно иметь только в течение 1,5...2 часов. Поэтому для осуществления непрерывной круглосуточной связи в систему должно входить не менее 8...12 спутников (рис. 6.1, б).

При низкой круговой орбите спутник еще более приближен к Земле, всего на расстояние в 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 и 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. 6.1, б) или через специальные земные узловые станции (рис. 6.2).

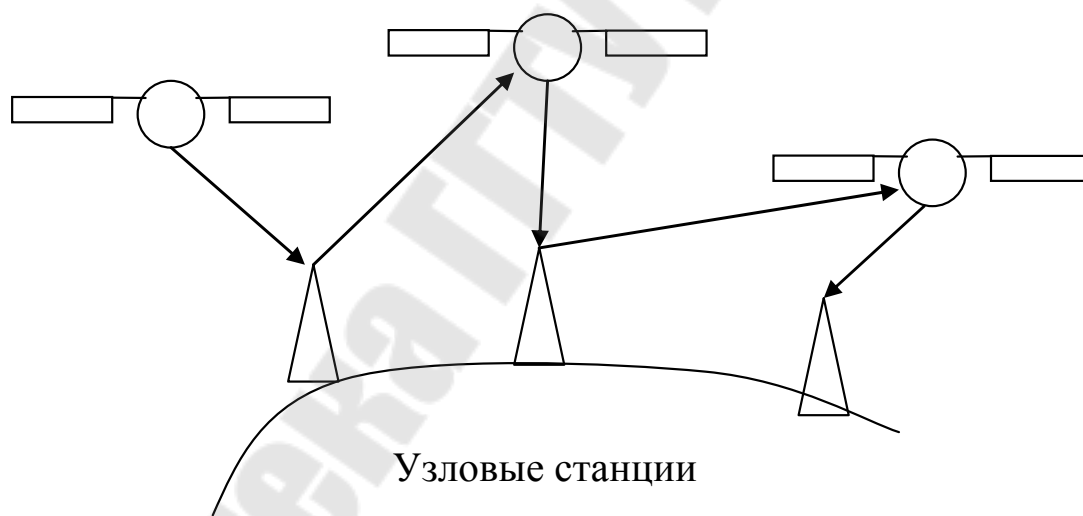


Рис. 6.2. Линия связи через наземные станции

Основные параметры спутнико-космических систем радиосвязи. Спутнико-космические системы радиосвязи состоят из двух основных частей или сегментов: космического и наземного. Космический сегмент включает определенное число спутников с установленными на них ретрансляторами радиосигнала. Наземный сегмент включает: 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:

- 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 каждом 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. 6.2).

С помощью центральной станции осуществляется управление всей системой: удержание с необходимой точностью спутников на их орбитах, передача команд во все звенья и прием с необходимых телеметрических данных, позволяющий контролировать нормальное функционирование как отдельных частей, так и системы в целом, распределение потоков передаваемой системой информации, контроль за ее доставкой пользователям и т. д. Управление и контроль осуществляется 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. 6.2). Абонентские терминалы осуществляют связь друг с другом или непосредственно че-

рез 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. 6.1).

Таблица 6.1

Диапазон	Полоса частот, ГГц	
	1-й поддиапазон	2-й поддиапазон
<i>L</i>	1,452...1,500	1,610...1,710
<i>S</i>	1,930...2,700	–
<i>C</i>	3,400...5,250	5,725...7,075
<i>X</i>	7,250...7,750	7,900...0,400
<i>Ku</i>	10,700...12,750	12,750...14,800
<i>Ka</i>	14,400...20,500	27,000...50,200
<i>K</i>	84,000...86,000	–

Для радиосвязи центральной и узловой станций и абонентского терминала с высокоорбитальным геостационарным спутником используются обычно диапазоны частот *C*, *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, 146...150,05 МГц, 400,1 МГц, 406...406,1 МГц).

Пропускная способность системы определяется 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 .

Три данных параметра связаны между собой следующими соотношениями:

$$K_A = \frac{4\pi S_A}{\lambda^2}; \quad (6.1)$$

$$K_A = \frac{36000}{\Theta^2}, \quad (6.2)$$

в которых единицы измерения: S_A – м²; Θ – в град; λ – длина волны, в м. Коэффициент усиления антенны в децибелах K_A (дБ) = 10lg K_A .

Реальная чувствительность радиоприемника, определяемая мощностью радиосигнала на его входе для получения требуемого соотношения сигнал–шум $C_{с.ш}$ на выходе линейной части приемника или входе блока обработки сигнала учетом шумов канала радиосвязи и собственных шумов устройства. Имеем:

$$P_{\text{прм}} = \frac{kT_0 \Delta f C_{с.ш} (T_{\text{ш.л}} + T_{\text{ш.прм}})}{T_0}, \text{ Вт}, \quad (6.3)$$

где $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц – спектральная мощность шума при стандартной температуре $T_0 = 290$ К; $T_{\text{ш.л}}$ – эквивалентная температура шума линии связи; $T_{\text{ш.прм}}$ – эквивалентная температура шума приемника, пересчитанная к его входу; Δf – полоса пропускания тракта промежуточной частоты радиоприемника до блока обработки сигнала, Гц.

Та же чувствительность, выраженная в дБ относительно мощности в 1 Вт:

$$P_{\text{прмД}} = 10 \lg P_{\text{прм}} = -174 + 10 \lg \Delta f + 10 \lg C_{с.ш} + 10 \lg \frac{T_{\text{ш.л}} + T_{\text{ш.прм}}}{T_0}. \quad (6.4)$$

Мощность радиопередатчика $P_{\text{пер}}$ определяется 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 дБ · Вт/м² в полосе 4 кГц.

Эффективная изотропная излучаемая мощность (ЭИИМ), определяемая как произведение мощности радиопередатчика на коэффициент усиления антенны, т. е. мощность в луче антенны:

$$\text{ЭИИМ} = 10 \lg (P_{\text{пер}} K_{\text{ант}}), \text{ дБ} \cdot \text{Вт}. \quad (6.5)$$

Энергетическая добротность, определяемая с помощью двух параметров ретранслятора: температуры шумов радиоприемника и коэффициента усиления антенны:

$$Q_3 = 10 \lg \left(\frac{K_{\text{ант}}}{T_{\text{ш.прм}}} \right), \text{ дБ/Вт}. \quad (6.6)$$

Скорость передачи цифровой информации по каналу радиосвязи, определяемая как число бит или кбит в секунду. В зависимо-

сти от значения данной 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 бит/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. Связан с доступом абонентского терминала к общему каналу спутниковой системы радиосвязи. Метод многостанционного доступа во многом определяет функциональную схему спутникового ретранслятора и построение в целом спутнико-космической системы радиосвязи. Через одну наземную станцию такой системы может передаваться большое число аналоговых и цифровых сообщений, объединяемых в один общий многоканальный сигнал. Методы образования группового спектра такого многоканального сообщения те же, что и в радиорелейных линиях связи. Совокупность каналов передачи одной наземной станции образует ствол связи, характеризуемый определенным значением несущей частоты и ширины спектра излучения, зависящий от полосы частот многоканального сообщения и метода модуляции. Один ствол может использоваться и для передачи только одного широкополосного сообщения, например, телевизионного. Сигналы всех стволов связи, входящих в данную систему, проходят через общий или отдельные ретрансляторы, установленные на спутнике, и переизлучаются на других частотах в сторону Земли. Поэтому различают два канала радиосвязи Земля-спутник и спутник-Земля. Возможна различная организация доступа отдельных корреспондентов к стволам связи, т. е. различные методы многостанционного доступа в спутнико-космических системах радиосвязи. Основными из них являются:

- с частотным разделением каналов;
- с временным разделением каналов;
- с пространственным разделением каналов;
- с поляризационным разделением каналов;
- с кодовым разделением каналов;
- смешанные.

Рассмотрим первые три способа разделения каналов.

Многостанционный доступ с разнесением по частоте. При данном методе 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. 6.3).

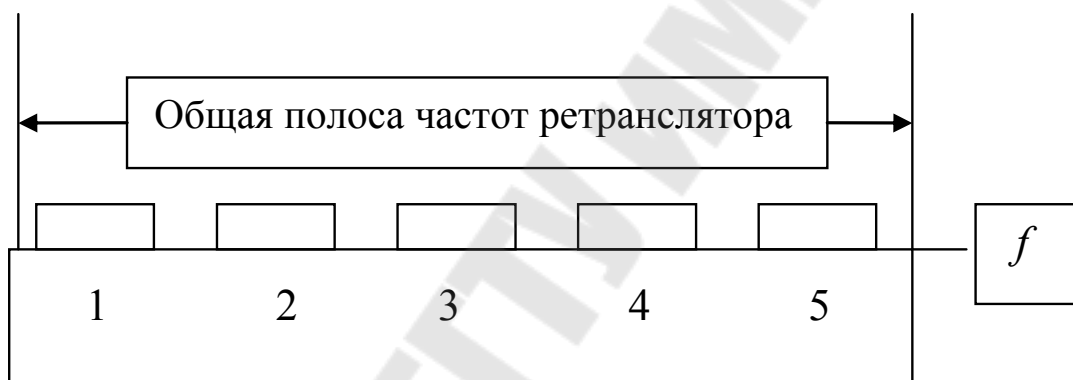


Рис. 6.3. Организация доступа к стволам связи с частотным разделением каналов

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 высокочастотного сигнала. Радиопередающий тракт с целью уменьшения перекрестных помех между стволами строится по принципу закрепления за каждым стволом отдельного тракта усиления сигнала по мощности. Возможная структурная схема одного ствола такого ретранслятора, называемого «прозрачным», приведена на рис. 6.4.

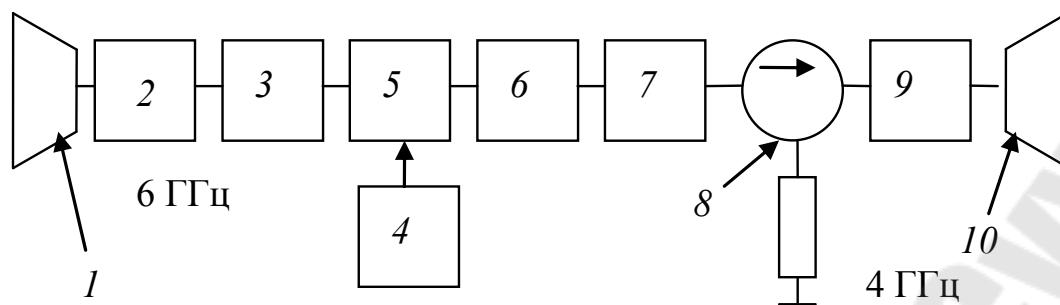


Рис. 6.4. Возможная структурная схема одного ствола ретранслятора, называемого «прозрачным»: 1, 10 – антенны; 2, 9 – полосовые фильтры; 3 – малошумящий усилитель СВЧ; 4 – смеситель; 5 – гетеродин; 6 – корректор фазы и амплитуды; 7 – усилитель мощности СВ; 8 – циркулятор

Разделение и сложение сигналов отдельных стволов (рис. 6.4) производится с помощью мультиплексоров, т. е. специальных многополюсных фильтров.

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.

Многостанционный доступ с разнесением по времени. При таком методе осуществляется поочередная работа корреспондентов во времени при одном значении частоты несущей и общей выделенной полосе частот. В этом случае необходима организация синхронного режима работы всех корреспондентов, объединяемых в одном стволе, при котором каждая наземная станция передает сообщение в строго фиксированные моменты времени. При таком методе доступа в ретрансляторе осуществляется обработка принятых сигналов, включающая их демодуляцию и уплотнение, разнесение во времени и объединение в общий групповой сигнал. Этот сигнал после модуляции на другой несущей излучается в сторону наземных станций, каждая из которых выбирает адресованное ей сообщение. Перечисленные операции осуществляются в ретрансляторе по специальной программе с помощью бортового процессора. Сам ретранслятор с демодуляцией принятого сигнала и последующей его модуляцией на другой несущей называют регенеративным.

Многостанционный доступ с пространственным разнесением стволов. При данном методе (рис. 6.5) используется многолучевая антенна на спутнике. Лучи такой антенны разнесены в пространстве,

за каждым из них закрепляется определенный ствол связи и каждый из них обслуживает определенную территорию не земной поверхности (рис. 6.5).

Высокий коэффициент усиления антенны в каждом луче и возможность использования одного и того же диапазона частот в каждом стволе благодаря их пространственному разнесению – являются значительными преимуществами данного метода.

Комбинированные методы многостанционного доступа. Например, с частотным разделением по линии Земля–спутник и временным по линии спутник–Земля. При таком методе на вход ретранслятора приходят много несущих, число которых равно числу корреспондентов N , с частотами $f_1, f_2, f_3, \dots, f_N$.

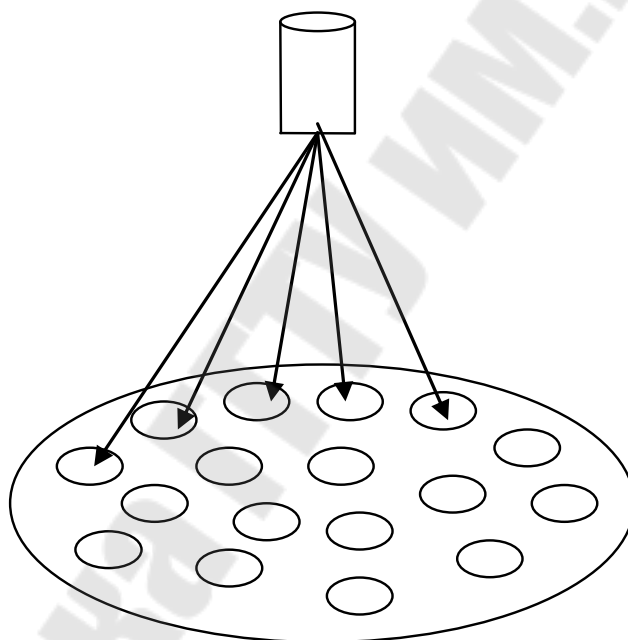


Рис. 6.5. Многостанционный доступ с пространственным разнесением стволов

Принятые сигналы усиливаются, демодулируются и с помощью блока уплотнения расставляются во времени, образуя групповой сигнал. Этот сигнал модулирует (по частоте или фазе) сигнал автогенератора синтезатора и усиливается по мощности. В результате ретранслятор излучает сигнал одной несущей, промодулированный групповым сигналом, содержащим информацию от всех принятых корреспондентов. Пример структурной схемы ретранслятора при таком методе многостанционного доступа приведен на рис. 6.6.

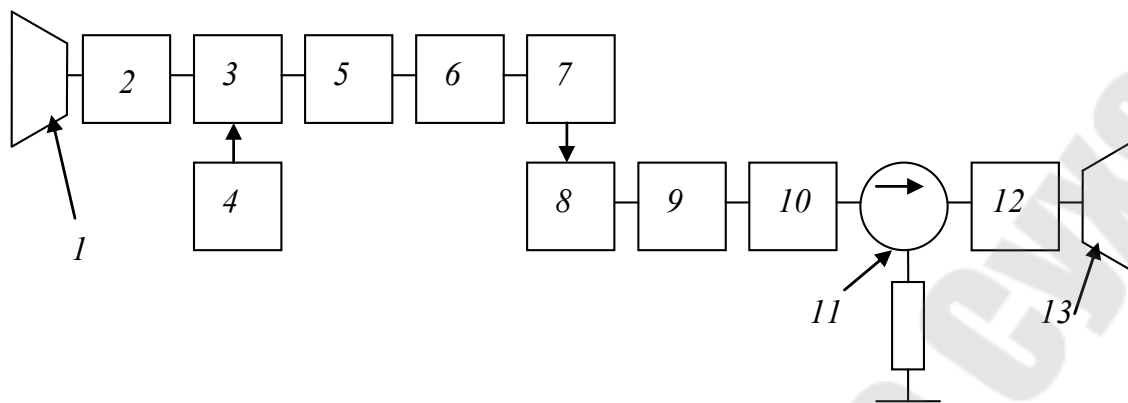


Рис. 6.6. Структурная схема ретранслятора при комбинированном методе многостанционного доступа: 1, 13 – антенны; 2 – усилитель СВЧ; 3 – смеситель; 4 – гетеродин; 5 – усилитель ПЧ; 6 – демодулятор; 7 – блок временного уплотнения; 8 – модулятор; 9 – синтезатор частот; 10 – усилитель мощности СВЧ; 11 – циркулятор; 12 – полосовой фильтр

Примеры спутнико-космических систем радиосвязи. К 2001 г. в мире действовало около 50-ти спутнико-космических систем радиосвязи, многие из которых на коммерческом основе предлагали свои услуги широкому кругу коллективных и индивидуальных пользователей. Чтобы лучше разобраться в этом обширном рынке информационных услуг для различного рода пользователей рассмотрим несколько характерных 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. 6.7.

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 (*EUTELTRASS*) 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.

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.

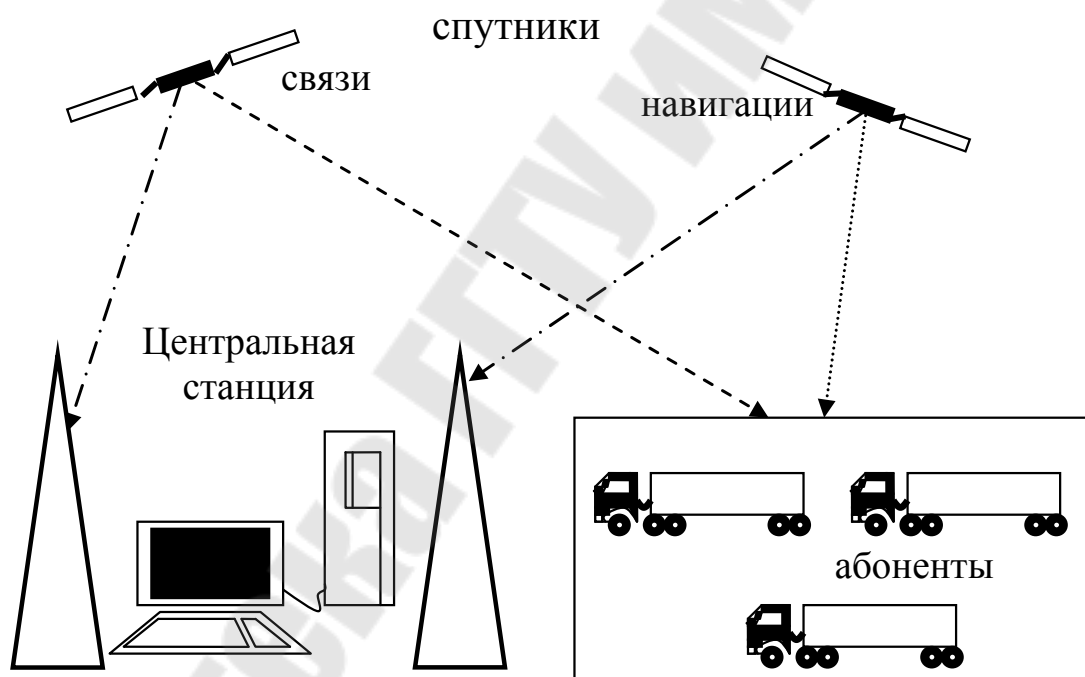


Рис. 6.7. Структурная схема системы космической радиосвязи с использованием геостационарного спутника по обслуживанию транспортных перевозок грузов

Система космической радиосвязи с использованием геостационарного спутника по обеспечению мобильной телефонной радиосвязи и передачи данных в пределах одного континента. Одна из подобных систем (*MSAT*), принадлежащая Канаде, охватывает Северную Америку, обеспечивая телефонную радиосвязь мобильным абонентам, находящимся в автомобиле и самолете. Система при пере-

даче данных может использоваться и для контроля работы удаленных стационарных и подвижных производственных объектов.

Основные характеристики данной системы:

- тип орбиты спутника – геостационарный;
- количество спутников – 1;
- количество стволов – 6;
- пропускная способность системы – 400 тыс. 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 дБ · Вт;
- 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 дБ · Вт (мобильный) и 16,5 дБ · Вт (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 четырех 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, позволяют 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 ме-

стоположения, а также для проведения поисково-спасательных работ на суше и воде.

Основные характеристики системы:

- тип орбиты спутника – круговая низкоорбитальная, с высотой 1000 км и периодом обращения спутника – 105 мин;
- количество спутников – 4;
- пропускная способность системы – 50 тыс. 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 элементарном посылки – 0,2...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.

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 (6.1) и (6.2);
- выбор диапазона частот или длины волны λ ;
- определение затухания в атмосфере Земли $V_{тр}$ с помощью таблиц или графиков в зависимости от длины волны λ ;
- определение затухания в антенно-фидерных трактах спутниковой и наземной радиостанций $V_{фид}$;
- 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 блока обработки сигнала радиоприемника $C_{с.ш}$;
- расчет реальной чувствительности радиоприемника согласно (6.3) или (6.4).

В формулах (6.3) и (6.4) значение температуры шумов канала радиосвязи $T_{ш.л}(f)$, обусловленной радиоизлучением Галактики и атмосферным поглощением, можно определить с помощью графиков, приведенных на рис. 6.8.

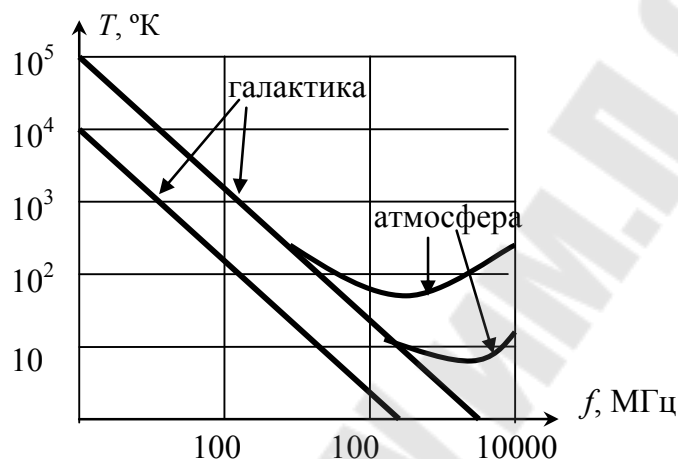


Рис. 6.8. Зависимости температуры шумов канала радиосвязи $T_{ш.л}(f)$

Конечная цель расчета радиопередачи 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_A мощность сигнала составит

$$P_c = \frac{P_{изл} S_A}{4\pi R^2}. \quad (6.7)$$

Заменив P_c на реальную чувствительность радиоприемника $P_{прм}$, а $P_{изл}$ на ЭИИМ т. е. произведение $P_{пер} K_{ант}$, получим из (6.7) с учетом коэффициентов потерь в тропосфере и фидере ($B_{тр}$ и $B_{фид}$) следующую формулу по определению требуемой мощности радиопередатчика:

$$P_{пер} = \frac{R^2 \lambda^2 P_{прм} B_{тр} B_{фид}}{S_{пер} S_{прм}}, \quad (6.8)$$

где $S_{прм} = S_A$ – площадь приемной антенны.

При неизменной площади передающей ($S_{\text{пер}}$) и приемной ($S_{\text{прм}}$) антенн с учетом (6.1) преобразуем (6.8) к виду:

$$P_{\text{пер}} = \frac{R^2 \lambda^2 P_{\text{прм}} B_{\text{тр}} B_{\text{фид}}}{S_{\text{пер}} S_{\text{прм}}}. \quad (6.9)$$

При неизменном значении коэффициентов усиления антенн формула (6.8) примет вид:

$$P_{\text{пер}} = \frac{(4\pi)^2 R^2 P_{\text{прм}} B_{\text{тр}} B_{\text{фид}}}{\lambda^2 K_{\text{пер}} S_{\text{прм}}}. \quad (6.10)$$

Из формулы (6.8) следует, что при $K_{\text{пер}} = \text{const}$ и $S_{\text{прм}} = \text{const}$ энергетика радиолинии практически не зависит от длины волны λ , значение которой может только влиять на величину коэффициента $B_{\text{тр}}$. При неизменной площади обеих антенн согласно (6.9) 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 (6.2) соответствующим образом меняется и ширина диаграммы направленности антенн и, следовательно, зона обслуживания наземных корреспондентов. Так, согласно (6.9) при $S_{\text{пер}} = \text{const}$ и $S_{\text{прм}} = \text{const}$ с целью уменьшения мощности радиопередатчика следует работать в более высокочастотных диапазонах. Однако при этом согласно (6.1) и (6.2) сужается луч антенны и уменьшается зона обслуживания наземных корреспондентов.

Для проведения расчетов значения первых трех, входящих в формулы (6.8)...(6.10), целесообразнее выразить в децибелах. Тогда, например, формула (6.8) примет вид:

$$P_{\text{перД}} = 10 \lg P_{\text{пер}} = 71 + 20 \lg R + 10 \lg P_{\text{прм}} + \\ + 10 \lg (B_{\text{тр}} B_{\text{фид}}) - 10 \lg K_{\text{пер}} - 10 \lg S_{\text{прм}} \quad (6.11)$$

Выразим также в децибелах относительно 1 Вт чувствительность радиоприемника:

$$P_{\text{перД}} = 10 \lg P_{\text{пер}} = -174 + 10 \lg \Delta f (\text{кГц}) + \\ + 10 \lg C_{\text{с.ш}} + 10 \lg K_T, \text{ дБ} \cdot \text{Вт}, \quad (6.12)$$

где $K_T = \frac{T_{ш.л} + T_{ш.прм}}{T_0}$ – реальный коэффициент шума (с учетом шума линии радиосвязи).

Пример расчета. Согласно формулам (6.11) и (6.12) произведем расчет линии космической радиосвязи при следующих исходных условиях:

- орбита спутника – низкоорбитальная – $R = 1000$ км;
- полоса пропускания радиоприемника – $\Delta f = 40$ кГц;
- температура шума радиолинии – $T_{ш.л} = 700$ К;
- температура шума радиоприемника – $T_{ш.прм} = 500$ 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 – $K_{пер}$;
- площадь приемной антенны – $S_{прм} = 0,1$ м².

Согласно (6.12) определим реальную чувствительность радиоприемника спутникового ретранслятора:

$$P_{перД} = -174 + 10\lg 40 + 10\lg 10 + 10\lg 4 = -174 + 16 + 10 + 6 = -142 \text{ дБ} \cdot \text{Вт.}$$

Согласно (6.11) мощность радиопередатчика наземного абонента:

$$P_{перД} = 71 + 20\lg 1000 - 142 + 2 + 3 - 10\lg 10 - 10\lg 0,1 = -6 \text{ дБ} \cdot \text{Вт}$$

$$\text{или } P_{пер} = 0,25 \text{ Вт.}$$

Как видно из приведенного примера, для радиосвязи наземного абонента со спутником в виду работы прямым лучом достаточна мощность радиопередатчика с весьма малой мощностью в 250 мВт.

Программа по расчету космической линии радиосвязи согласно (6.11) приведена на рис. 6.9. В программе приняты следующие обозначения:

- $P1, P2, P3$ – требуемая мощность радиопередатчика, дБ · Вт;
- PS – чувствительность радиоприемника $P_{пер}$;
- X – протяженность радиотрассы, R , км;
- BT – потери в тропосфере, дБ;
- BF – потери в фидере, дБ;
- KA – коэффициент усиления передающей антенны;
- S – площадь приемной антенны $S_{прм}$, м².

$$BT := 3 \quad B\Phi := 2 \quad KA := 10 \quad S := 0.1$$

$$ORIGIN := 1$$

$$PS := \begin{pmatrix} -137 \\ -142 \\ -157 \end{pmatrix} \quad X := 2000..1 \cdot 10^4$$

$$P1(X) := 71 + 20 \cdot \log(X) + BT + B\Phi - 10 \cdot \log(S) + PS_1$$

$$P2(X) := 71 + 20 \cdot \log(X) + BT + B\Phi - 10 \cdot \log(S) + PS_2$$

$$P3(X) := 71 + 20 \cdot \log(X) + BT + B\Phi - 10 \cdot \log(S) + PS_3$$

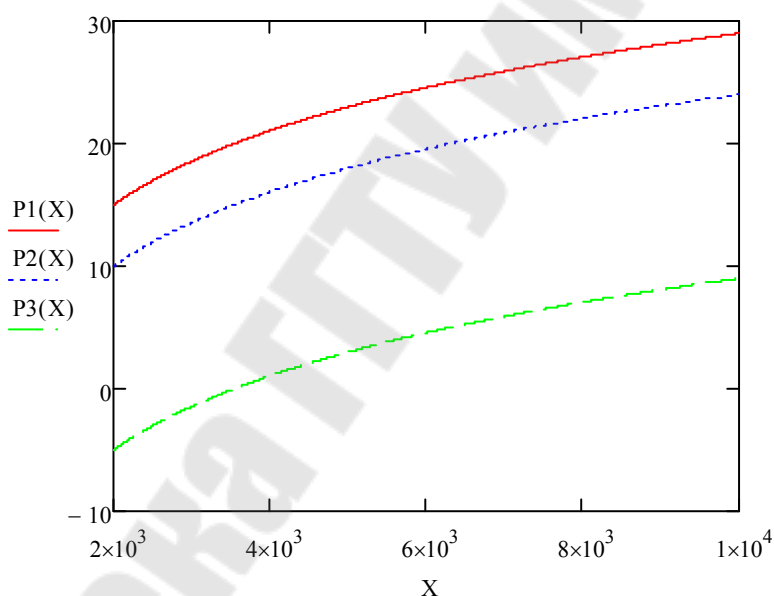


Рис. 6.9. Программа расчета космической линии связи

На том же рис. 6.9 построены графики зависимости $P_{\text{перд}}(R)$ при трех значениях чувствительности радиоприемника: -137 , -147 , -157 дБ · Вт. Данные 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.

Задание к лабораторной работе № 8

1. По программе рис. 6.9 проведите расчет космической линии радиосвязи и постройте графики зависимости мощности радиопередатчика от протяженности радиотрассы. Измените входные характеристики и постройте эти зависимости при других значениях чувствительности радиоприемника и протяженности радиотрассы.

2. Сравните между собой графики, построенные при разных исходных данных. Определите, как изменение параметров влияют на характеристики.

Литература

1. Радиопередающие устройства : учеб. для вузов / В. В. Шахгильдян [и др.] ; под ред. В. В. Шахгильдяна. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 2003. – 560 с. : ил.
2. Радиопередающие устройства : учеб. для вузов / Н. Н. Фомин [и др.] ; под ред. Н. Н. Фомина. – М. : Радио и связь, 2003. – 520 с.
3. Радиоприемные устройства / под ред. А. П. Жуковского. – М. : Высш. шк., 1989.
4. Богданович, Б. М. Радиоприемные устройства / Б. М. Богданович. – Минск : Высш. шк., 1991.
5. Устройства генерирования и формирования радиосигналов / Л. А. Белов [и др.] ; под ред. Г. М. Уткина, В. Н. Кулешова, М. В. Благовещенского. – М. : Радио и связь, 1994.
6. Петров, Б. Е. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах / Б. Е. Петров, В. А. Романюк. – М. : Высш. шк., 1989.
7. Рэд, Э. Т. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: схемы, блоки, 50-омная техника : пер. с нем. / Э. Т. Рэд. – М. : Мир, 1990.
8. Громаков, Ю. А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М. : Эко-Трендз, 1998.
9. ГОСТ 30170–95. Системы радиосвязи с использованием шумоподобных сигналов. Общие требования.
10. Волков, Л. Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики : учеб. пособие / Л. Н. Волков, М. С. Немировский, Ю. С. Шинаков. – М. : Эко-Трендз, 2005. – 392 с. : ил.

Содержание

1. Теоретические сведения	3
1.1. История радиосвязи	3
1.2. Принципы радиосвязи	7
Общие схемы организации радиосвязи	7
Передачики	11
Технические показатели радиопередатчика	14
Принципы стабилизации частоты	17
1.3. Назначение и виды радиоприемных устройств	23
Основные показатели радиоприемных устройств	26
2. Детектирование	37
Основные положения	37
Амплитудный аналоговый детектор	38
Задание к лабораторной работе №1	40
Частотный аналоговый детектор	40
Задание к лабораторной работе № 2	42
Синхронный детектор	43
Задание к лабораторной работе № 3	45
3. Модуляция и спектры модулированных сигналов	45
Основные определения	45
Амплитудная модуляция	47
Задание к лабораторной работе № 4	51
Частотная и фазовая модуляция	51
Импульсная модуляция	59
Задание к лабораторной работе № 5	62
4. Автогенераторы	63
Основные определения	63
Автогенератор с параметрической стабилизацией	66
Задание к лабораторной работе № 6	70
5. Высокочастотные генераторы с внешним возбуждением	70
Общие принципы усиления и генерации высокочастотных и сверхвысокочастотных колебаний	70
Принцип синхронизма и фазировки	71
Основы теории высокочастотного генератора	74
Режимы работы и характеристики высокочастотного генератора	80
Согласование электронного прибора с источником возбуждения и нагрузкой	84
Задание к лабораторной работе № 7	87

6. Космические системы радиосвязи	88
Три типа информационных систем	88
Глобальные космические радиоэлектронные системы	89
Расчет космической линии радиосвязи	102
Задание к лабораторной работе № 8.....	107
Литература	108

Учебное электронное издание комбинированного распространения

Учебное издание

Храбров Евгений Александрович
Котова Юлия Евгеньевна

АНАЛИЗ ЛИНИЙ РАДИОСВЯЗИ

Лабораторный практикум
по курсу «Радиоприемные и радиопередающие
устройства» для студентов специальности
1-36 04 02 «Промышленная электроника»
дневной формы обучения

Электронный аналог печатного издания

Редактор *А. Д. Федорова*
Компьютерная верстка *М. В. Аникеенко*

Подписано в печать 30.09.11.

Формат 60x84/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».

Ризография. Усл. печ. л. 6,51. Уч.-изд. л. 7,0.

Изд. № 9.

E-mail: ic@gstu.by

<http://www.gstu.by>

Издатель и полиграфическое исполнение:
Издательский центр учреждения образования
«Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого».

ЛИ № 02330/0549424 от 08.04.2009 г.

246746, г. Гомель, пр. Октября, 48.