

ВВЕДЕНИЕ

В дисциплине «Устройства генерирования и формирования сигналов» изучаются вопросы теории и техники устройств генерирования, формирования и передачи, применяемых в телекоммуникационных системах.

Рассматриваются общие принципы построения радиопередатчиков, схемы, электрические режимы генераторов на радиолампах и транзисторах, методы их расчетов, и повышения эффективности.

Излагаются особенности радиопередатчиков с амплитудной, угловой, однополосной и импульсной модуляцией. Рассматриваются принципы построения и особенности вещательных, телевизионных, радиорелейных, тропосферных и спутниковых передатчиков, а также передатчиков мобильной связи

Дисциплина базируется на знаниях, полученных студентами в результате изучения дисциплины «Математика», «Физика», «Электромагнитные поля и волны», «Теория электрических цепей», «Физические основы электроники», «Электроника», «Теория электрической связи», «Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства» и др.

Настоящее учебное пособие представляет собой краткий обзор вопросов курса «Устройства генерирования и формирования сигналов». В учебном пособии акценты сделаны на наиболее существенные вопросы или те из них, что вызывают наибольшие трудности при изучении. Предполагается, что основные вопросы дисциплины должны быть проработаны по рекомендованной учебной литературе.

В конце пособия приведены основные определения по данной дисциплине.

Глава 1. УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

1.1. Место и функции радиопередающих устройств

Радиопередающими устройствами (более коротко – радиопередатчиками) называются радиотехнические аппараты, служащие для генерирования, усиления по мощности и модуляции высокочастотных (ВЧ) и сверхвысокочастотных (СВЧ) колебаний, подводимых к антенне и излучаемых в пространство.

Три функции – генерация, усиление и модуляция – объединяются общим понятием: формирование сигнала, под которым понимают колебание, несущее информацию. Такой электромагнитный сигнал, излученный в пространство, называется радиосигналом. Третья из названных функций – модуляция – есть процесс наложения исходного сообщения (например, речи или телевизионного изображения) на ВЧ или СВЧ колебания. В технологическом плане радиопередающие устройства представляют собой сборки интегральных микросхем, транзисторов, диодов, электровакуумных приборов, конденсаторов, трансформаторов и множества иных элементов, соединенных между собой согласно определенной электрической схеме. Наиболее совершенные конструкции полностью состоят из полупроводниковых гибридных и интегральных микросхем. Радиопередатчики служат для передачи информации в рамках определенной радиоэлектронной системы. К их числу относятся системы: звукового и телевизионного радиовещания; радиосвязи с помощью наземных средств, в частности сотовая радиосвязь; глобальные космические радиосвязи, телевизионного радиовещания и радионавигации; радиоуправления и радиотелеметрического контроля разнообразными объектами; радиолокационные, дальнего и ближнего радиуса действия. В зависимости от назначения радиоэлектронной системы применяют тот или иной тип радиопередатчика: ламповый или полупроводниковый, ВЧ или СВЧ диапазона, небольшой или повышенной мощности, работающий в непрерывном или импульсном режиме. Определим место радиопередатчика в составе радиоэлектронной системы, которая в целом может быть представлена в виде своеобразной пирамиды (рис. 1.1). Следующий уровень – блоки, такие как малошумящий СВЧ усилитель, модем-модулятор и демодулятор сигнала, блок обработки сигнала, блок усиления мощности ВЧ или СВЧ колебаний, линейный тракт радиоприемника, антенно-фидерный тракт и т.д. Еще более высокий «этаж» пирамиды включает в себя функционально законченные устройства – радиоприемники, радиостанции, радиолокаторы, телевизоры и т.д., которые работают самостоятельно в составе различных радиотехнических систем. Именно на этом уровне рассматриваемой «пирамиды»

и располагаются радиопередающие устройства. Нижний уровень «пирамиды» составляет элементная база, включающая транзисторы, диоды, конденсаторы, интегральные микросхемы и десятки иных наименований.

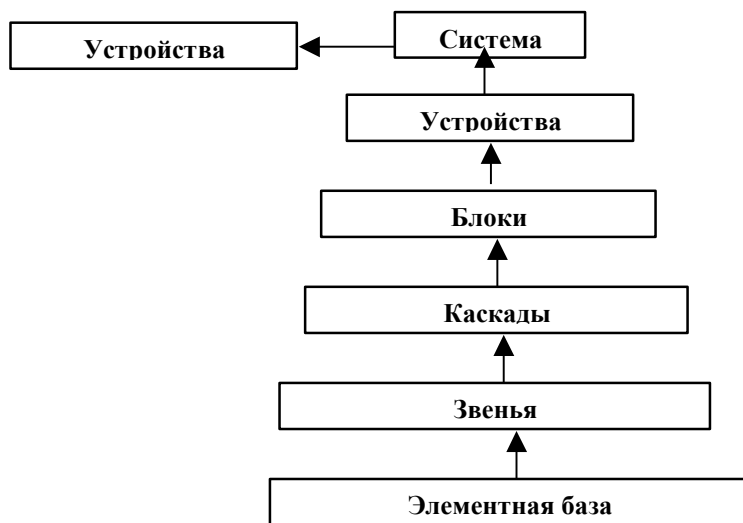


Рис. 1.1. Иерархия компонентов РЭС

Из них составляются звенья, объединяемые в функционально законченные цепи – каскады, такие как автогенератор, преобразователь частоты, модулятор, усилитель мощности колебаний, демодулятор, усилители сверхвысокой, высокой, промежуточной и низкой частоты и т.д. Следующий уровень – блоки, такие как малощумящий СВЧ усилитель, модем-модулятор и демодулятор сигнала, блок обработки сигнала, блок усиления мощности ВЧ или СВЧ колебаний, линейный тракт радиоприемника, антенно-фидерный тракт и т.д. Еще более высокий «этаж» пирамиды включает в себя функционально законченные устройства – радиоприемники, радиостанции, радиолокаторы, телевизоры и т.д., которые работают самостоятельно в составе различных радиотехнических систем. Именно на этом уровне рассматриваемой «пирамиды» и располагаются радиопередающие устройства. В случае применения в устройствах только интегральных микросхем три нижних уровня объединяются в один. Определив место радиопередатчика в составе радиоэлектронной системы, сформулируем цель настоящего учебника. Она заключается в следующем: в изложении основ теории работы радиопередающих устройств; анализе физических процессов, связанных с генерированием,

усилением и модуляцией ВЧ и СВЧ колебаний; рассмотрении принципов расчета и проектирования современных радиопередающих устройств; рассмотрении вопросов применения радиопередатчиков в различных радиоэлектронных системах; изложении методов измерения параметров и характеристик радиопередающих устройств; рассмотрении способов регулировки и испытаний радиопередатчиков.

Таким образом, изучение работы радиопередающих устройств осуществляется по двум основным направлениям: рассмотрение работы отдельных каскадов и блоков, из которых состоит радиопередатчик, и рассмотрение работы всего устройства в целом.

1.2. Истоки развития радиопередатчиков

У истоков радио стоят два человека: русский ученый Александр Степанович Попов (1859–1906) и итальянский изобретатель Гульельмо Маркони (1874–1937). Но кто из них все же первым передал на расстояние информацию с помощью электромагнитных волн, распространяющихся в свободном пространстве, или, как было принято говорить, с помощью беспроводного телеграфа? Прежде чем ответить на этот вопрос, несколько слов о предшественниках двух великих изобретателей. В 1873 г. английский ученый Джеймс Клерк Максвелл опубликовал работу «Трактат по электричеству и магнетизму». Как следствие, из составленных им уравнений следовал вывод о возможности распространения электромагнитных волн в свободном пространстве со скоростью света. Спустя 15 лет немецкий ученый Генрих Рудольф Герц экспериментальным путем доказал справедливость теории Максвелла. Сущность опытов Герца состояла в следующем. К двум латунным стержням с малым зазором между ними подключалась индукционная катушка, создающая высокое напряжение (рис. 1.2).

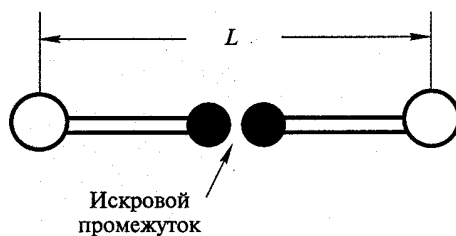


Рис. 1.2. Осциллятор Герца

Когда это напряжение превышало напряжение пробоя, в зазоре проскакивала искра и происходило возбуждение электромагнитных колебаний с длиной волны λ , равной примерно $2L$. Излученные колебания

регистрировались на расстоянии в несколько десятков метров, что неопровержимо доказывало распространение электромагнитных волн. Герцем была получена минимальная длина волны $\lambda=60$ см, или частотой $f=500$ МГц, при $L=26$ см.

В дальнейшем устройство, приведенное на рис. 1.2, получило название осциллятор Герца. В современном представлении этот осциллятор есть открытый колебательный контур, в котором при возбуждении его искровым способом возникают затухающие колебания, излучаемые в пространство. Осциллятор Герца является прототипом современного полуволнового вибратора, используемого в качестве простейшей антенны. От опытов Герца, опубликовавшего результаты своих экспериментальных исследований, отталкивались как Попов, так и Маркони. Впервые 7 мая 1895 г. А.С. Попов продемонстрировал на заседании физического отделения Русского физико-химического общества свой чувствительный радиоприемник, названный в начале грозоотметчиком, принимавший колебания, излучаемые видоизмененным осциллятором Герца. Этот день в нашей стране отмечается как День радио. Отчет о знаменательном заседании с описанием доклада и эксперимента Попова был опубликован в журнале общества в августе 1895 г. и январе 1896 г. На заседании того же общества 24 марта 1896 г. А.С. Попов помимо радиоприемника продемонстрировал и созданный им искровой радиопередатчик, передав из одного здания в другое азбукой Морзе первую в мире радиотелеграмму. Текст ее был краток: «ГЕНРИХ ГЕРЦ». Этой телеграммой Александр Степанович продемонстрировал дань уважения своему предшественнику. В 1897 г. при испытаниях на кораблях дальность связи с помощью аппаратов Попова достигла 5 км, а к 1900 г., во время спасательных работ севшего на камни корабля в Балтийском море, она возросла до 47 км. Совсем в ином ключе действовал другой изобретатель радио – Маркони. Еще в юношеские годы он решил стать не только великим изобретателем, но и богатым человеком. Вот что он говорил о себе в зрелом возрасте: «Я никогда не изучал физики и электротехники систематически, хотя еще мальчиком я очень интересовался этими вопросами. Однако я прослушал полный курс лекций по физике... и я был достаточно хорошо знаком с публикациями того времени, относящимися к научным вопросам, включая также работы Герца, Бранли и Риги». В 1896 г. Маркони из Италии переселился в Великобританию, где его изобретением заинтересовались Почтовое ведомство и Адмиралтейство. В 1896 г. Маркони подал заявку на изобретение, связанное с передачей импульсов, а в июле 1897 г. получил на него первый английский патент. В том же году он создал крупное акционерное общество «Маркони и К». Маркони в Великобритании зарекомендовал себя не только великим изобретателем, но и крупным предпринимателем, сумевшим быстро и эффективно внедрить в промышленное производство изобретенные им

радиотелеграфные аппараты, приносившие созданной им компании большую прибыль. В 1901 г. с помощью аппаратов Маркони была установлена радиосвязь через Атлантический океан с Америкой, а в 1918 г. – с Австралией. В 1909 г. за изобретение радио Маркони была присуждена Нобелевская премия по физике. За три года до этого события скончался А.С. Попов. Поскольку Нобелевская премия присуждается только при жизни, то кандидатура А.С. Попова не рассматривалась. Внимательно изучая различные источники, в том числе и такой авторитетный, как «Британская энциклопедия», можно сделать вывод о том, что первым публично продемонстрировал и сделал сообщение о своем изобретении радио А.С. Попов. А вот в деле патентования и продвижения в промышленное производство созданных им радиотелеграфных аппаратов преуспел Маркони. Рассмотрим, как был устроен первый в мире радиопередатчик, изобретенный А.С. Поповым. Схема радиопередатчика, приведенная на рис. 1.3, а, включает следующие основные элементы: антенный контур, состоящий из антенны (А) и вторичной обмотки индукционной катушки (L), искровой разрядник (P), прерыватель (П), ключ (K) и источник постоянного тока. Форма колебаний, излучаемых радиопередатчиком, показана на рис. 1.3, б. Чтобы понять, как происходила генерация высокочастотных колебаний в таком радиопередатчике, рассмотрим его упрощенный вариант, включающий в себя колебательный контур, источник питания и две контактные группы (рис. 1.3, а). В схеме, когда контакт 1 замкнут, контакт 2 разомкнут, и наоборот. При замыкании контактов 1 конденсатор емкостью С заряжается до напряжения источника постоянного тока Е.

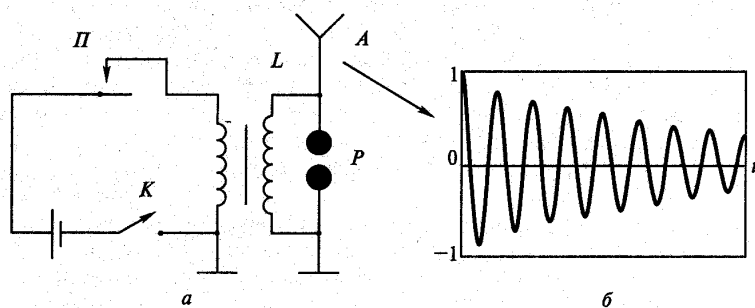


Рис. 1.3. Работа радиопередатчика

При размыкании контактов 1 и замыкании 2 в контуре возникает затухающий колебательный процесс, описываемый выражением

$$u(t) = E \cdot e^{-\alpha t} \cdot \cos(\omega t), \quad (1.1)$$

где $\omega = 1/\sqrt{LC}$ – частота колебаний;

α – коэффициент затухания.

График функции (1.1) приведен на рис. 1.3, б. В радиопередатчике Попова (рис. 1.3, а) роль контактных групп выполнял прерыватель П, создающий при нажатом ключе К импульсы в первичной обмотке индукционной катушки. Высокое напряжение, возникающее при этом во вторичной обмотке, периодически приводило к электрическому пробоему разрядника Р, и в антенном контуре возникали затухающие колебания. Таким образом, при нажатом ключе происходило излучение «пачки» высокочастотных импульсов, каждый из которых имел вид, показанный на рис. 1.3, б. Длительность излучаемой посылки, состоящей из серии высокочастотных импульсов, определялась временем нажатия ключа. Более длинная посылка соответствовала тире, короткая – точке. Выражаясь современным языком, радиопередатчик Попова работал в режиме амплитудной радиотелеграфии, излучая высокочастотные импульсы согласно азбуке Морзе. Таким образом, в радиопередатчике Попова присутствовали все необходимые элементы, обеспечивающие выполнение функций, свойственных радиопередающим устройствам. Генерация в схеме осуществлялась преобразованием энергии источника постоянного тока в энергию ВЧ колебаний с помощью прерывателя, антенного контура и искрового разрядника, модуляция – с помощью ключа, излучение – посредством штыревой антенны.

1.3. Основные этапы развития техники и теории РПДУ

Условно можно выделить четыре этапа развития РПДУ. Этим этапам соответствует применение в РПДУ новых электронных приборов и освоение все более высоких по частоте диапазонов. Первый этап (1896–1920) включает в себя создание искровых радиопередатчиков, использующих машинные генераторы высокой частоты. Мощность последних достигала нескольких киловатт, а частота – 20 кГц. Помимо А.С. Попова среди русских ученых, внесших наиболее весомый вклад в развитие этого направления, следует назвать В.П. Вологодина и М.В. Шулейкина. Второй этап (с 1920 г. по настоящее время) связан с изобретением электровакуумных приборов – триода, тетрода и пентода. В России первый электровакуумный прибор, пригодный для генерации и усиления ВЧ колебаний, был разработан в Нижнем Новгороде под руководством М.А. Бонч-Бруевича. Ламповые радиопередатчики, мощность которых непрерывно наращивалась, достигнув нескольких сотен киловатт, полностью вытеснили искровые. Так, в Москве под руководством А.Л. Минца в 1929 г. была построена радиовещательная станция в диапазоне длинных волн мощностью 100 кВт, в 1933 г. – 500 кВт, в

1943 г. – 1200 кВт. В этот же период важный вклад в развитие теории радиопередающих устройств внес А.И. Берг, издавший книгу «Теория и расчет ламповых генераторов» (1932). В настоящее время электровакуумные приборы применяются в основном только в радиовещательных радиопередатчиках мощностью более нескольких киловатт. Третий этап (с 1938 г. по настоящее время) связан, в первую очередь, с телевидением и радиолокацией, развитие которых требовало освоения все более высоких частот – перехода к дециметровым и сантиметровым волнам. Обычные электровакуумные приборы (триоды и тетроды) не справлялись с этой задачей: с их помощью можно было генерировать и усиливать колебания коротковолнового (КВ) диапазона, т.е. метрового диапазона волн. Поэтому появилась настоятельная необходимость в разработке принципиально новых приборов, работающих в СВЧ диапазоне. Такие приборы – магнетроны, клистроны, лампы бегущей волны, в которых электронный поток взаимодействует с электромагнитной системой распределенного типа, – были разработаны, что и позволило создавать СВЧ радиопередатчики. Мощность этих приборов непрерывно возрастала, достигнув нескольких киловатт в непрерывном режиме и мегаватт – в импульсном. Среди российских ученых у истоков этого направления стояли создатели новых типов СВЧ электронных приборов: Н.Ф. Алексеев, Д.Е. Маляров, В.Ф. Коваленко и др. В настоящее время СВЧ электровакуумные приборы применяются в основном только в СВЧ радиопередатчиках повышенной мощности. Четвертый этап (с 1960 г. по настоящее время) связан с созданием мощных ВЧ и СВЧ транзисторов. Первый транзистор, за который американским ученым Шокли, Бардину и Брайтену в 1956 г. присудили Нобелевскую премию по физике, был сделан в 1950 г. Однако первые транзисторы имели ограничения, как по частоте, так и по мощности. Только с созданием многоэмиттерных полупроводниковых структур оба ограничения были преодолены и появилась возможность изготавливать мощные ВЧ и СВЧ транзисторы, а на их основе и полупроводниковые радиопередатчики мощностью в несколько десятков и даже сотен ватт, в том числе и в СВЧ диапазоне. В настоящее время полупроводниковые (точнее, транзисторные) радиопередатчики занимают доминирующее положение. Они имеют преимущества по сравнению с ламповыми по таким параметрам, как долговечность, надежность, пониженное напряжение питания, масса, габаритные размеры, технологичность изготовления.

Выводы по главе

Большинство выпускаемых в настоящее время радиопередатчиков самого различного назначения являются транзисторными. Однако как в ВЧ, так и СВЧ диапазонах при повышенной мощности излучения по-прежнему находят применение и ламповые радиопередающие устройст-

ва. Поэтому далее излагается теория и методы проектирования как транзисторных, так и ламповых радиопередатчиков.

Вопросы для самоконтроля

1. В чем заключались опыты Г. Герца?
2. Как был устроен первый радиопередатчик А.С. Попова?
3. Назовите четыре этапа в развитии радиопередатчиков.
4. Какие радиопередатчики применяются в настоящее время?
5. В чем состоят преимущества транзисторных радиопередатчиков перед ламповыми?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой:

Основная: 1–3, дополнительная 4–6.

Глава 2. КЛАССИФИКАЦИЯ, КАСКАДЫ, СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ПАРАМЕТРЫ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

2.1. Классификация РПДУ

РПДУ классифицируют по назначению, объекту использования, диапазону частот, мощности и виду излучения.

Назначение РПДУ определяется радиотехнической системой, в которой оно используется, и связано с видом передаваемой информации. Различают: радиосвязные, радиовещательные, телевизионные, радиолокационные, радиотелеметрические, радионавигационные и другие.

Объект использования определяется местом установки РПДУ: наземные стационарные, самолетные, спутниковые, корабельные, носимые, мобильные, т.е. устанавливаемые на автомобилях, железнодорожном транспорте и иных наземных передвижных объектах.

По диапазону частот РПДУ различают на: сверхдлинноволновые, длинноволновые, средневолновые, коротковолновые, ультра-коротковолновые, дециметровые, сантиметровые, миллиметровые. Передатчики пяти первых диапазонов объединяются общим названием – высокочастотные, трех последних – сверхвысокочастотные. Границей между РПДУ ВЧ и СВЧ диапазонов является частота 300 МГц. При частоте менее 300 МГц передатчик относится к ВЧ диапазону, выше – к СВЧ диапазону.

По мощности ВЧ сигнала, подводимого к антенне, РПДУ различают: малой – до 10 Вт, средней – 10... 500 Вт, большой- 500 Вт... 10 кВт, сверхбольшой – выше 10 кВт.

По виду излучения передатчики разделяют на работающие в непрерывном и импульсном режимах.

Для характеристики типа радиопередатчика следует указать, к какому виду он относится в каждом из пяти названных разрядов.

Пример 1. Радиосвязной радиопередатчик самолетного типа, УКВ диапазона, средней мощности, непрерывного излучения. Пример 2. Радиолокационный радиопередатчик, мобильный, сантиметрового диапазона, сверхбольшой мощности, импульсного излучения.

В табл. 2.1 приведены некоторые типы радиосистем и радиопередатчиков различного назначения с привязкой к диапазонам волн.

2.2. Каскады и блоки РПДУ

Радиопередатчик представляет собой сборку из отдельных каскадов и блоков, каждый из которых функционирует самостоятельно, и в сочетании с другими частями всего устройства. К числу каскадов относятся:

– автогенератор, или генератор с самовозбуждением, – источник ВЧ или СВЧ колебаний. В зависимости от метода стабилизации частоты различают кварцевые и бескварцевые автогенераторы;

– генератор с внешним или независимым возбуждением – усилитель ВЧ или СВЧ сигнала по мощности.

В зависимости от полосы пропускания различают узко- и широкополосные генераторы;

– умножитель частоты, служащий для умножения частоты колебаний;

– преобразователь частоты, предназначенный для смещения частоты колебаний на требуемую величину;

– делитель частоты, служащий для деления частоты колебаний;

– частотный модулятор, осуществляющий частотную модуляцию;

– фазовый модулятор, осуществляющий фазовую модуляцию;

– фильтры, служащие для пропускания сигнала только в определенной полосе частот;

– сумматор (делитель) мощностей сигналов, в котором происходит суммирование мощностей однотипных сигналов или деление сигнала по мощности в требуемое число раз;

– мостовое устройство – разновидность сумматора при сложении мощностей двух сигналов или делении в два раза мощности сигнала;

– направленный ответвитель, служащий для отбора части мощности сигнала из основного канала его распространения;

Таблица 2.1

Классификация частот и их применение

Наименование диапазона	Длина волны	Частота	Назначение системы и радиопередатчика
1	2	3	4
Мириаметровые (сверхдлинные волны)	100... 10 км	3... 30 кГц	Дальняя радионавигация
Километровые (длинные волны)	100...1 км	30...300 кГц	Радиовещание
Гектометровые (средние волны)	1000...100 м	0,3...3 МГц	Радиовещание
Декаметровые (короткие волны)	100...10 м	3...30 МГц	Радиовещание Мобильная радиосвязь Любительская радиосвязь (диапазон 27 МГц)

Окончание табл. 2.1

1	2	3	4
Метровые (ультракороткие волны)	10...1м	30...30 МГц	УКВ ЧМ вещание Теле- визионное вещание Мобильная радиосвязь Самолетная радиосвязь
Дециметровые (L, S диапазоны)	1...0,1 м	0,3...3 ГГц	Телевизионное вещание Космическая радиосвязь и радионавигация Сотовая радиосвязь Радиолокация
Сантиметровые (C, X, K диапазо- ны)	10...1 см	3...30 ГГц	Космическая радиосвязь Радиолокация Радионавигация Радио- астрономия
Миллиметровые	10...1 мм	30...300 ГГц	Космическая радиосвязь Радиолокация Радиоастрономия

– согласующее устройство, предназначенное для согласования вы-
ходного сопротивления радиопередатчика с входным сопротивлением
антенны;

- аттенуатор, служащий для регулирования мощности сигнала;
- фазовращатель, необходимый для управления фазой сигнала;
- ферритовые однонаправленные устройства (циркуляторы и вен-
тили), служащие для пропускания сигнала только в одном направлении;
- балластные сопротивления, в которых происходит рассеивание
мощности.

К числу основных блоков, составляемых из каскадов, относятся:

- блок усиления ВЧ или СВЧ сигнала по мощности, выполняемый
из последовательно включенных генераторов с внешним возбуждением;
- блок умножителей частоты, применяемый в случае большого ко-
эффициента умножения;
- синтезатор частот, предназначенный для образования дискретно-
го множества частот;
- возбудитель, включающий в свой состав синтезатор частот и час-
тотный или фазовый модулятор;
- амплитудный модулятор, служащий для осуществления ампли-
тудной модуляции;
- импульсный модулятор, предназначенный для осуществления
импульсной модуляции;

- антенно-фидерное устройство, соединяющее выход радиопередатчика с антенной и включающее фильтр, направленный ответвитель, ферритовое однонаправленное и согласующее устройства;
- блоки автоматического регулирования, служащие для стабилизации или управления параметрами радиопередатчика.

К их числу относятся: устройства автоматической подстройки частоты, автоматической перестройки электрических цепей усилительных каскадов, автоматической перестройки согласующего устройства, автоматического управления мощностью, автоматического поддержания теплового режима. Современные устройства автоматического регулирования строятся на основе микропроцессора.

2.3. Структурная схема РПДУ

Разнообразные типы радиопередатчиков выполняются как комбинация соответствующих каскадов и блоков. Обобщенная структурная схема РПДУ представлена на рис. 2.1. Возбудитель служит для формирования сетки рабочих частот с требуемой стабильностью. При небольшом числе рабочих частот возбудитель строится по принципу «кварц – волна», что означает: каждой из частот соответствует свой кварцевый автогенератор. Переход с одной частоты на другую осуществляется с помощью электронного коммутатора.

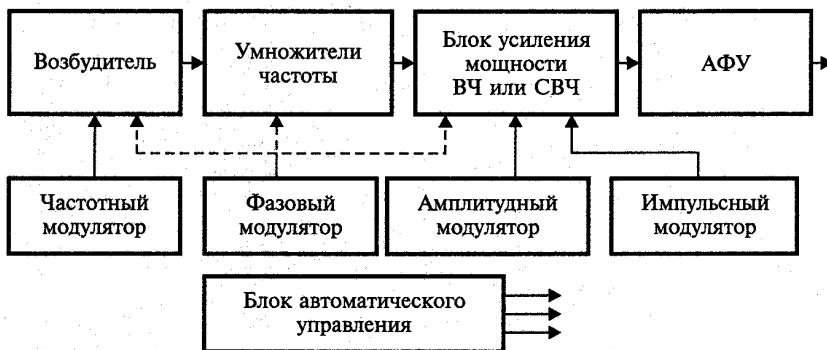


Рис. 2.1. Обобщенная структурная схема РПДУ

При большом числе частот возбудитель представляет собой цифровой синтезатор частот, в состав которого входит кварцевый автогенератор, называемый опорным, делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД) и устройство автоматической подстройки частоты. Такой синтезатор может быть построен на основе большой интегральной мик-

росхемы. Частота кварцевых автогенераторов обычно не превышает 100 Гц. Поэтому при частоте передатчика больше данного значения в устройство включаются умножители частоты, повышающие частоту сигнала в необходимое число раз. Получение требуемой выходной мощности радиопередатчика осуществляется с помощью блока усиления мощности, каскадно-включенных ВЧ или СВЧ генераторов с внешним возбуждением. При выходной мощности передатчика, превышающей мощность одного прибора, в выходном каскаде происходит суммирование мощностей генераторов. Между выходным каскадом радиопередатчика и антенной включается антенно-фидерное устройство (АФУ). В состав АФУ входят: фильтр для подавления побочных излучений радиопередатчика, датчики падающей и отраженной волны и согласующее устройство. При работе в СВЧ диапазоне вместо последнего обычно применяется ферритовое однонаправленное устройство – вентиль или циркулятор. Частотная модуляция осуществляется в возбuditеле радиопередатчика, фазовая – в возбuditеле или ВЧ умножителях и усилителях, амплитудная и импульсная – в ВЧ усилителях. С помощью блока автоматического управления выполняются автоматическая стабилизация параметров радиопередатчика (в первую очередь, мощности и температурного режима), защита при нарушении нормальных условий эксплуатации (например, при обрыве антенны) и управление (включение-выключение, перестройка по частоте). При составлении и расчете структурной схемы транзисторного радиопередатчика исходят из его назначения, условий работы и следующих основных параметров: P_A – выходной мощности, подводимой к антенне; $f_1 \dots f_2$ – диапазона рабочих частот, стабильности частоты, вида модуляции и характеристик модулирующего сигнала.

Общий коэффициент усиления сигнала по мощности радиопередатчика

$$K_P = P_A / (K_{AFU} \cdot P_{возб}),$$

где P_A – мощность сигнала, поступающего в антенну;

$K_{AFU} < 1$ – коэффициент передачи АФУ;

$P_{возб}$ – мощность сигнала возбuditеля (обычно $P_{возб} < 10 \dots 20$ МВт).

Тот же параметр, выраженный в децибелах относительно мощности в 1 Вт:

$$K_P (дБ) = 10 \lg P_A - 10 \lg P_{возб} - 10 \lg K_{AFU}, \quad (2.1)$$

где $P_A, P_{возб}$ – мощность, Вт.

Общий коэффициент умножения по частоте

$$K_f = f_1 / f_{1возб} = f_2 / f_{2возб}, \quad (2.2)$$

где $f_1 \dots f_2$ – диапазон частот радиопередатчика;

$f_{1возб} \dots f_{2возб}$ – диапазон частот возбuditеля.

Исходя из значения K_f , равного произведению коэффициентов умножения отдельных каскадов, определяется число умножителей, каждый из которых имеет значение $K_{f_{\text{кас}}} = 2 \dots 3$.

Общий коэффициент усиления сигнала по мощности радиопередатчика есть произведение коэффициентов усиления отдельных каскадов. Выбрав тип электронного прибора в каждом из каскадов и определив по справочнику или рассчитав значения коэффициентов усиления данных приборов, можно составить структурную схему проектируемого радиопередатчика. Рассмотрим пример при следующих исходных данных: мощность сигнала, передаваемого в антенну, $P_A = 20$ Вт; коэффициент передачи АФУ K_{AFU} составляет 0,8 или 1 дБ; мощность возбудителя $P_{\text{возб}} = 5$ МВт. Согласно (2.1) общий коэффициент усиления сигнала по мощности радиопередатчика

$$K_P \text{ (дБ)} = 10 \lg 20 - 10 \lg 0,8 - 10 \lg 0,005 = 13 + 1 + 23 = 37 \text{ дБ}$$

или $K_p = 5000$.

Например, при коэффициенте усиления одного электронного прибора, равном 10 дБ, т.е. в 10 раз по мощности, для получения общего коэффициента усиления в 37 дБ потребуется четыре последовательно включенных ВЧ генератора – усилителей мощности ВЧ колебаний.

2.4. Параметры радиопередатчика

К основным параметрам радиопередатчика, характеризующим его технические показатели, относятся:

диапазон частот несущих колебаний $f_1 \dots f_N$;

число частот N внутри этого диапазона, в самом простом случае радиопередатчик может быть одночастотным и тогда $N=1$;

шаг сетки рабочих частот $\Delta f_{\text{ш}}$ в заданном диапазоне, определяемый согласно выражению

$$\Delta f_{\text{ш}} = \frac{f_N - f_1}{N - 1}, \quad (2.3)$$

где $N \geq 2$. Радиопередатчик может работать на любой из фиксированных частот внутри диапазона $f_1 \dots f_N$ (рис. 2.2). Например, радиопередатчик системы УКВ самолетной радиосвязи работает в диапазоне частот 118...136 МГц при шаге $\Delta f_{\text{ш}} = 25$ кГц, общее число частот согласно (3.1) $N=721$.

Недопустимо излучение радиопередатчика не только вне закрепленного за ним диапазона частот $f_1 \dots f_N$, но и на частоте, отличной от фиксированной сетки частот, например между частотами f_2 и f_3 ; нестабильность частоты несущих колебаний. Различают абсолютную и отно-

сительную нестабильность частоты, долговременную и кратковременную.

Абсолютной нестабильностью частоты называется отклонение частоты f излучаемого радиопередатчиком сигнала от номинального значения частоты $f_{ном}$. Например, $f_{ном}=120$ МГц, а фактически радиопередатчик излучает сигнал с частотой $f=119,9994$ МГц. Следовательно, абсолютная нестабильность частоты

$$\Delta f_{нест} = f_{ном} - f = 120 - 119,9994 \text{ МГц} = 0,0006 \text{ МГц} = 0,6 \text{ кГц}.$$

Относительной нестабильностью частоты называется отношение абсолютной нестабильности частоты к ее номинальному значению:

$$\Delta f = \Delta f_{нест} / f_{ном} \quad (2.4)$$

Согласно (2.4) в рассмотренном примере относительная нестабильность $\Delta f = 0,0006/120 = 0,000005 = 5 \cdot 10^{-6}$.

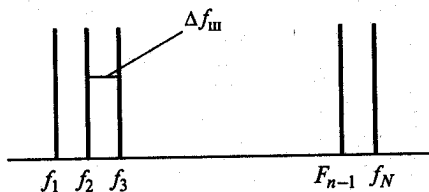


Рис. 2.2. Сетка частот генератора $f_1 \dots f_N$

В современных радиопередатчиках относительная нестабильность частоты обычно не превышает $(2 \dots 3) \cdot 10^{-6}$. Но в некоторых случаях, например системах радионавигации, к этому параметру предъявляются еще более жесткие требования: в них следует иметь $\Delta f \leq 10^{-9}$.

В режиме несущих колебаний радиопередатчик излучает сигнал

$$u = U_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0),$$

где f_0 – частота несущих колебаний.

Спектр такого колебания имеет одну составляющую (рис. 2.3, а). При любом виде модуляции – амплитудной, частотной, фазовой и импульсной – спектр сигнала становится или линейчатым (рис. 2.3, б), или сплошным (рис. 2.3, в), занимая определенную полосу частот $\Delta f_{сн}$.

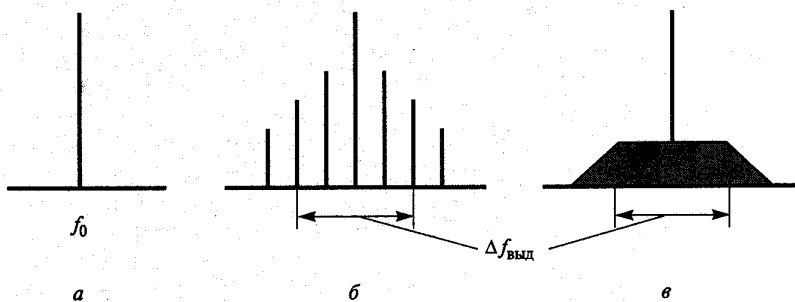


Рис. 2.3. Спектры несущего и модулированного колебаний

Для этого спектра выделяется определенная полоса частот $\Delta f_{\text{выд}}$. При этом следует соблюдать неравенство $\Delta f_{\text{сп}} \leq \Delta f_{\text{выд}}$, т.е. спектр сигнала должен укладываться в выделенную для него полосу. В противном случае излучения одного радиопередатчика могут мешать другим радиопередатчикам, проникая в выделенные для них полосы излучения.

Выходная мощность несущих колебаний P_A – активная мощность, поступающая из радиопередатчика в антенну. Антенна имеет входное комплексное сопротивление $Z_A = R_A + jX_A$. Поэтому при измерении выходной мощности радиопередатчика антенна может быть заменена эквивалентным сопротивлением $Z_{\text{экв}} = Z_A$. Мощность, рассеиваемая в активной составляющей сопротивления P_A , и есть выходная мощность радиопередатчика P_A , излучаемая антенной (рис. 2.4, а).

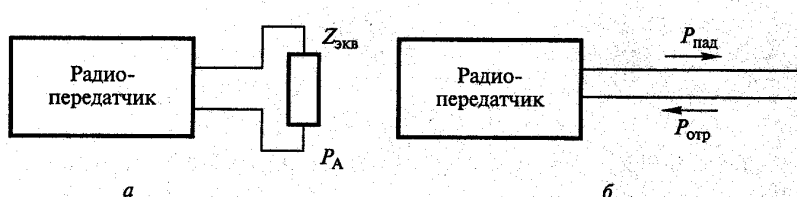


Рис. 2.4

Мощность P_A можно определить и вторым способом при непосредственном подключении радиопередатчика к антенне. По связывающему их фидеру распространяются две волны: в прямом направлении – падающая, в обратном – отраженная от антенны (рис. 2.4, б). При этом мощность радиопередатчика

$$P_A = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}}, \quad (2.5)$$

где $P_{пад}$ – мощность падающей волны;
 $P_{отр}$ – мощность отраженной волны;
 суммарная мощность, потребляемая радиопередатчиком от источника или блока питания по всем цепям, $P_{0\text{ общ}}$

коэффициент полезного действия, или промышленный КПД, определяемый как отношение выходной мощности радиопередатчика к потребляемой:

$$\eta = P_A / P_{0\text{ общ}} \cdot$$

Вид модуляции и определяющие его параметры. При амплитудной модуляции таким параметром является коэффициент модуляции $m \leq 1$, при частотной – девиация частоты $\Delta f_{дев}$, а при фазовой – девиация фазы $\Delta \varphi_{дев}$ при импульсной – длительность импульса τ и период их повторения T . Параметры передаваемого сообщения. Таким сообщением может быть речевая, факсимильная, телевизионная, телеметрическая и другая разнообразная информация, в том числе и считываемая с компьютера. Сообщение может передаваться в форме аналогового (рис. 2.5, а) или цифрового сигнала (рис. 2.5, б). При аналоговом сообщении основным характеризующим его параметром является полоса частот спектра сигнала, при цифровом – число бит в секунду (битом называется единица цифровой информации при двоичном коде это 1 или 0). Параметры, характеризующие допустимые искажения передаваемого сообщения. В результате процесса модуляции, т.е. наложения на несущие колебания исходного сообщения, последнее претерпевает некоторые изменения или, иначе говоря, искажается. В каждом конкретном случае устанавливается вид и норма на эти искажения. Например, при передаче сообщения в виде синусоидального сигнала таким параметром является коэффициент нелинейных искажений, определяющий появление в исходном сигнале 2, 3-й и последующих гармоник.

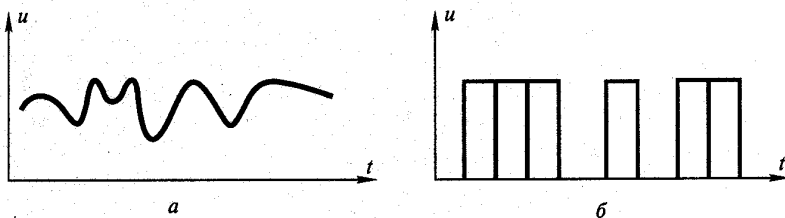


Рис. 2.5

При передаче импульсных сигналов искажения можно характеризовать по изменению формы сигнала – допустимой длительности фронта. Побочные излучения радиопередатчика. В идеальном случае радиопередатчик должен излучать только сигнал на частоте несущей, и его спектр должен укладываться в выделенную полосу частот (рис. 2.6, а). Однако по нескольким причинам, основной из которых является нелинейный характер процессов, протекающих в каскадах радиопередатчика, в спектре излучаемого им сигнала появляются побочные составляющие (рис. 2.6, б). Побочные излучения, лежащие за пределами, но вблизи выделенной полосы частот, называются внеполосными. Кроме них радиопередатчик может излучать гармоники – сигналы с частотой $2f_0$, $3f_0$ и т.д., а также субгармоники – сигналы с более низкой частотой f_0/n . Кроме того, возможно излучение так называемых «паразитных» колебаний, причиной возникновения которых является самовозбуждение в усилительных каскадах радиопередатчика. Возникновение «паразитных» колебаний должно быть практически исключено.

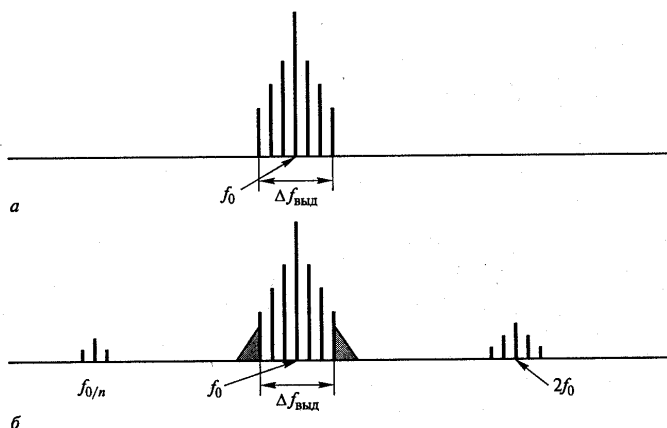


Рис. 2.6. Нелинейные преобразования сигнала

Поскольку полностью исключить побочные излучения нельзя, особенно в мощных радиопередатчиках, то устанавливается норма на их значение или в абсолютных единицах (т.е. указывается, что мощность такого то побочного излучения не должна превышать N МВт), или в относительных единицах к мощности основного, полезного излучения. Обычно эта норма составляет не менее -60 дБ, т.е. по мощности побочное колебание должно быть меньше мощности основного не менее чем в 10 раз. На некоторых частотах эта норма может достигать -100 дБ, -110 дБ и т.д. Нормы, связанные с управлением радиопередатчика: время

установления в нем нормального режима работы после включения, время перехода с одной частоты несущей на другую, режим полной или частичной мощности излучения и другие требования. Нормы на надежность и долговечность, массу и габаритные размеры радиопередатчика устанавливаются в соответствии с общими нормами для радиотехнической аппаратуры. В радиопередатчиках повышенной мощности устанавливаются специальные нормы, диктуемые техникой безопасности.

2.5. Излучения радиопередатчика и проблема электромагнитной совместимости

В мире работают миллионы радиопередатчиков, создающих вокруг Земли электромагнитное поле. Радиосигналы приходят на Землю и из космоса: на околоземных орбитах находятся сотни спутников, на каждом из них установлено по несколько радиопередатчиков. Только систем дальней спутнико-космической радиосвязи в мире насчитывается около 50. Каждой радиотехнической системе отводится строго определенная полоса частот, в которой допускается радиоизлучение. Однако фактически радиопередатчик помимо полезного сигнала излучает и побочные колебания, которые по отношению к другой радиотехнической системе являются помехами. Обратимся в этой связи к рис. 2.6, б. Пусть номинальная частота радиопередатчика равна f_0 . Но помимо нее радиопередатчик излучает и сигнал, пусть и весьма малой мощности, на частоте $2f_0$. Именно на эту частоту настроены радиоприемники другой радиотехнической системы. По отношению к ним сигнал частотой $2f_0$ является помехой, причем весьма сильной, если радиопередатчик первой системы расположен близко от радиоприемника второй системы. В целом данная проблема, связанная с одновременной работой нескольких радиотехнических систем без взаимного влияния друг на друга, называется электромагнитной совместимостью. При этом следует рассматривать электромагнитную совместимость радиотехнической аппаратуры, работающей в пределах одного объекта, на обширной территории. На многих современных объектах – кораблях, самолетах, спутниках – располагается много разнообразной радиотехнической аппаратуры, относящейся к разным системам и работающей в разных частотных диапазонах.

Вот примерный перечень радиоаппаратуры, устанавливаемой на современном самолете гражданской авиации:

- связная радиостанция УКВ диапазона, с помощью которой летчик поддерживает радиотелефонную связь с наземными службами;
- связная радиостанция дециметрового диапазона спутнико-космической системы для радиосвязи самолета с дальними наземными объектами;

- радиодомпас, позволяющий определять направление полета;
- аппаратура дециметрового диапазона спутнико-космической радионавигационной системы для точного определения местоположения самолета;
- радионавигационная аппаратура длинноволнового диапазона, работающая по сигналам наземных радиопередатчиков;
- радиовысотомер сантиметрового диапазона для определения высоты полета; радиолокатор сантиметрового диапазона, с помощью которого просматривается окружающее пространство и обеспечивается безопасность полетов, исключающая возможность столкновения самолета с другими летательными аппаратами; комплекс радиоаппаратуры, обеспечивающий «слепую» посадку самолета.

Во все перечисленные радиотехнические устройства входят радиопередатчики и радиоприемники, и они не должны мешать друг другу при совместной, одновременной работе. Для обеспечения данного обязательного требования радиопередатчики должны излучать побочные колебания ниже определенной допустимой нормы. Только при этом условии может быть решена проблема электромагнитной совместимости радиоаппаратуры, работающей на одном объекте, в рассмотренном случае, самолете. Другая сторона электромагнитной совместимости связана с работой радиотехнических систем на обширных территориях. Обратимся в этой связи к космической системе радиосвязи, в которой на спутнике устанавливается антенна, «освещающая» большую территорию на Земле, например всю Россию. Чтобы радиоизлучения со спутника не влияли на наземные средства радиосвязи, мощность спутникового радиопередатчика должна быть ограничена. В этой связи вводится норма на плотность потока мощности, создаваемого излучениями спутника у поверхности Земли, которая не должна превышать $-152 \text{ дБ}\cdot\text{Вт}/\text{м}^2$ в полосе 4 кГц. Такие же жесткие требования вводятся на побочные излучения радиовещательных и телевизионных наземных радиопередатчиков с целью исключения их взаимного влияния друг на друга.

2.6. Международное сотрудничество в области радиосвязи

В каждой стране существует государственная служба (условно назовем ее «службой по радиочастотам»), регламентирующая весь комплекс вопросов, связанных с радиоизлучениями. Эти службы выдают лицензии фирмам на право работать в определенном диапазоне на строго фиксированных частотах; регламентируют нормы на параметры радиоэлектронных систем, в том числе на допустимые побочные излучения радиопередатчиков; следят за выполнением установленных норм, связанных с передачей радиосигнала. Никто не имеет права выходить в

эфир, т.е., проще говоря, включать радиопередатчик, без разрешения службы по радиочастотам. Такие же жесткие правила по радиоизлучениям существуют и в международном масштабе. Распределением частот, вопросами нормирования параметров радиоэлектронных систем, исследованием всего комплекса технических вопросов, связанных с передачей и приемом радиосигналов, занимается Международный союз электросвязи (МСЭ), членом которого является и Россия. Благодаря решениям, принимаемым МСЭ, понижается возможность взаимных радиопомех и создаются условия для одновременной работы множества радиоэлектронных систем во всем мире. Международный союз электросвязи исследует технические проблемы, относящиеся к космической, воздушной, морской и наземной подвижной и стационарной радиосвязи, к радионавигации и радиолокации. Его задачей является также разработка рекомендаций по организации всемирной службы передачи стандартных частот и сигналов времени, а также много других вопросов. В рамках МСЭ заключен ряд международных соглашений с участием всех развитых стран, в том числе и России, согласно которым никто не имеет право размещать на околоземных орбитах радиосвязные спутники без разрешения соответствующего международного органа. Последний выдает разрешения на работу в определенных частотных диапазонах, устанавливает технические характеристики систем космической радиосвязи, регламентирует нормы на излучения спутниковых радиопередатчиков, например на допустимую плотность потока мощности у поверхности Земли. Другой пример международного сотрудничества относится к системам самолетной и морской радиосвязи. За всеми аэродромами мира, связанными с международными авиалиниями, закреплены частоты, на которых работают наземные диспетчерские службы. Экипаж любого самолета, совершающего международные перелеты, может выходить в эфир только на выделенных ему частотах. Существует также частота для передачи срочных, аварийных сообщений. В системах УКВ радиосвязи такая «аварийная частота» равна 121,5 МГц. Аналогичная ситуация имеет место и в радиотехнических системах морской радиосвязи. В первую очередь это касается систем, дальней спутнико-космической радиосвязи и систем спасения на воде с помощью специальных радиобуев. Радиоизлучения во всех этих системах должны соответствовать международным нормам.

Выводы по главе

1. По диапазону частот РЧДУ различают на: сверхдлинноволновые, длинноволновые, средневолновые, коротковолновые, ультра-коротковолновые, дециметровые, сантиметровые, миллиметровые. Передатчики пяти первых диапазонов объединяются общим названием – высокочастотные, трех последних – сверхвысокочастотные. Границей между

РПДУ ВЧ и СВЧ диапазонов является частота 300 МГц. При частоте менее 300 МГц передатчик относится к ВЧ диапазону, выше – к СВЧ диапазону.

2. По мощности ВЧ сигнала, подводимого к антенне, РПДУ различают: малой – до 10 Вт, средней – 10... 500 Вт, большой – 500 Вт... 10 кВт, сверхбольшой – выше 10 кВт.

3. По виду излучения передатчики разделяют на работающие в непрерывном и импульсном режимах.

Вопросы для самоконтроля

1. В чем состоит назначение радиопередатчика?
2. Назовите радиотехнические системы, в которых применяются радиопередатчики.
3. На какие диапазоны делятся волны в радиотехнике?
4. Где проходит граница между высокими и сверхвысокими частотами?
5. Как радиопередатчики подразделяются по мощности?
6. На каких объектах используются радиопередатчики?
7. Назовите каскады, из которых состоит радиопередатчик.
8. Нарисуйте структурную схему радиопередатчика с амплитудной модуляцией.
9. Нарисуйте структурную схему радиопередатчика с частотной модуляцией.
10. Нарисуйте структурную схему радиопередатчика с импульсной модуляцией.
11. Зачем необходимо антенно-фидерное устройство?
12. Напишите выражение для коэффициента усиления радиопередатчика по мощности в размах и децибелах.
13. Рассчитайте коэффициент усиления радиопередатчика по мощности в размах и децибелах при мощности сигнала, передаваемого в антенну $P_A=1$ кВт, коэффициенте $K_{АФУ}=0,7$ и мощности возбудителя $P_{возб}=1$ МВт.
14. Рассчитайте коэффициент усиления радиопередатчика по мощности в размах и децибелах при коэффициенте усиления 1-го каскада 8 дБ, 2-го каскада – 9 дБ, 3-го каскада – 6 дБ.
15. Перечислите основные параметры радиопередатчика.
16. Как связаны абсолютная и относительная нестабильности частоты?
17. Что означает выделенная полоса частот? Можно ли выходить за ее пределы?
18. Как лучше измерить выходную мощность радиопередатчика?
19. Что такое промышленный КПД радиопередатчика?
20. Как выглядят аналоговое и цифровое сообщения?

21. Какие побочные колебания может излучать радиопередатчик?
22. Что такое электромагнитная совместимость радиоэлектронной аппаратуры?
23. В чем состоит сущность международного сотрудничества в области радиоизлучений?
24. Какие функции выполняют государственные службы по радиочастотам?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1–3; дополнительной: 4–6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 3. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ И УСИЛЕНИЯ ВЧ И СВЧ КОЛЕБАНИЙ

2.1. Классификация и физический механизм работы ВЧ и СВЧ генераторов

Основное назначение генератора состоит в преобразовании энергии источника постоянного тока в энергию ВЧ или СВЧ колебаний. Генераторы подразделяются на два основных типа:

– автогенераторы, работающие в режиме самовозбуждения или автоколебаний, частота которых определяется параметрами самого устройства;

– генераторы с внешним возбуждением, работающие в режиме усиления входного сигнала по мощности или умножения его частоты (рис. 3.1)

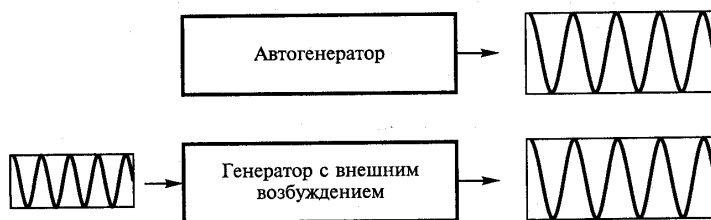


Рис. 3.1. Основные типы генераторов

В обоих типах генераторов используются одни и те же типы электронных приборов и физические принципы их работы можно рассматривать в рамках общей теории.

Известно большое число разнообразных электронных приборов – электровакуумных и полупроводниковых, применяемых в генераторах. В основе работы всех типов электронных приборов лежит общий физический принцип: взаимодействие потока движущихся носителей заряда с электромагнитным полем. Различие состоит в разном характере этого взаимодействия и в способах управления потоком носителей заряда. Основные электронные приборы, используемые в генераторах:

- электровакуумные приборы (триоды, тетроды и др.);
- полупроводниковые приборы (транзисторы биполярные и полевые, диоды (туннельные, диоды Ганна и лавинно-пролетные));
- клистроны;
- лампы бегущей волны;
- приборы магнетронного типа.

Работу различных типов электронных приборов объединяет физический принцип взаимодействия потока носителей заряда (сокращенно – потока) с электромагнитным полем (сокращенно – полем).

3.2. Генератор на электровакуумном приборе

Принцип устройства генератора с триодом приведен на рис. 3.2. Поток носителей зарядов (электронов) движется в приборе от катода к аноду, проходя сквозь управляющую сетку.

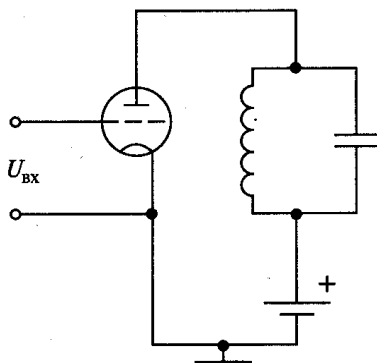


Рис. 3.2. Устройство генератора с триодом

Управление этим потоком – электростатическое, с помощью сигнала, приложенного к сетке. Ток прибора возбуждает электромагнитное поле в колебательном контуре, включенном в анодную цепь триода. В генераторе следует выполнить соотношение $\Delta = \omega T_{np} < 1$, где ω – частота сигнала, T_{np} – время пролета электронов.

3.3. Генератор на биполярном транзисторе

В приборе, состоящем из двух р-п-переходов, происходит перенос, как основных носителей заряда, так и неосновных. Управление током прибора осуществляется за счет заряда неосновных носителей заряда (в транзисторе типа n-p-n ими являются электроны), накапливаемых в области базы. С помощью входного сигнала, приложенного между базой и эмиттером, происходит управление этим процессом. Затем под действием постоянного напряжения носители из области базы переносятся к коллектору, возбуждая электромагнитное поле в колебательном контуре, включенном в коллекторную цепь транзистора. В транзистор-

ном генераторе следует выполнить соотношение: $\Delta = \omega T_{np} < 1$, где ω – частота сигнала T_{np} – время переноса носителей заряда из области базы к коллектору.

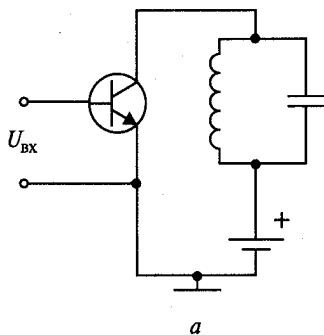


Рис. 3.3. Устройство генератора на биполярном транзисторе

3.4. Генератор на полевом транзисторе

В полевом транзисторе происходит перенос только основных носителей заряда (обычно ими являются электроны) – от истока к стоку. Управление током в приборе осуществляется за счет воздействия электрического поля на поток основных носителей заряда, движущихся в полупроводниковом канале. Это управляющее поле, создаваемое внешним сигналом возбуждения, приложенным к затвору, направлено перпендикулярно потоку. Как и в предыдущем случае, в генераторе с полевым транзистором следует выполнить условие: $\Delta = \omega T_{np} < 1$, где ω – частота сигнала; T_{np} – время переноса носителей заряда от истока к стоку.

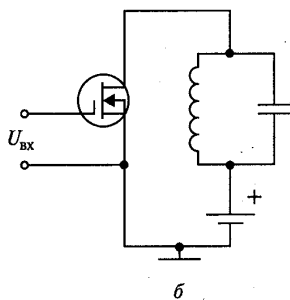


Рис. 3.4. Устройство генератора на полевом транзисторе

3.5. Генератор на диоде

Среди полупроводниковых диодов, используемых в схемах ВЧ и СВЧ генераторов можно выделить: туннельный диод; диод Ганна и лавинно-пролетный диод. Эквивалентные модели этих приборов можно представить в виде нелинейной реактивной и отрицательной активной проводимости. Благодаря последней, при подключении такого прибора к резонатору, возможна генерация или усиление СВЧ колебаний с частотой, определяемой из соотношения $\Delta = \omega T_{np} = \pi$, где T_{np} – время пролета носителей заряда – электронов или дырок – в пролетной части полупроводниковой структуры.

3.6. Клистронный генератор

Клистрон используется только в СВЧ диапазоне. В нем имеется два резонатора – входной, к которому подводится сигнал возбуждения, и выходной, с которого снимается сигнал, усиленный по мощности. Носители заряда – электроны – движутся в приборе от катода к коллектору, к которому приложено постоянное напряжение. Проходя сквозь зазор входного резонатора, поток электронов модулируется по скорости. Затем в пространстве дрейфа прибора, расположенном между резонаторами, происходит преобразование одного вида модуляции потока по скорости в другой – по плотности. Усиленный по мощности поток электронов, проходя сквозь зазор выходного резонатора, возбуждает в нем электромагнитное поле.

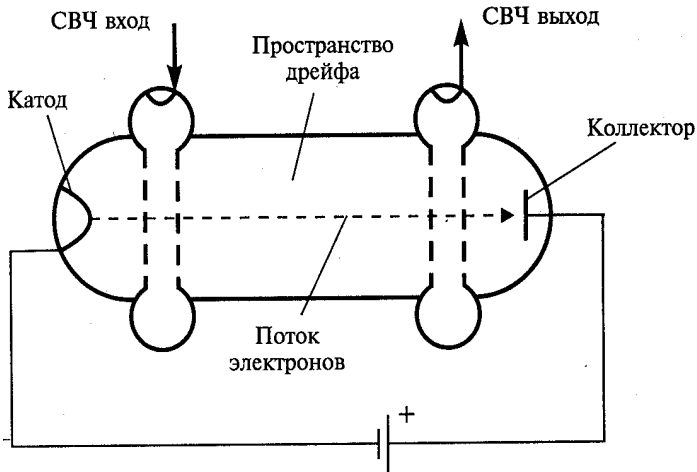


Рис. 3.5. Клистронный генератор

В клистронном генераторе взаимодействие потока с полем, происходящее в зазоре резонатора, носит кратковременный характер, но время пролета носителей от катода к коллектору T_{np} , относительно велико. Поэтому значение параметра $\Delta = \omega T_{np} \gg 1$. Помимо двухрезонаторного выпускаются многорезонаторные клистронные генераторы, имеющие большой коэффициент усиления по мощности.

3.7. Генератор на лампе бегущей волны

В лампе бегущей волны (ЛБВ) электромагнитная волна со скоростью света движется вокруг специальной спирали – замедляющей структуры, возбуждаемой СВЧ сигналом. Внутри спирали от катода к коллектору движется поток носителей заряда – электронов – со скоростью $v_э$. Фазовая скорость $v_ф$ электромагнитной волны, вектор которой направлен вдоль спирали, на порядок меньше скорости света.

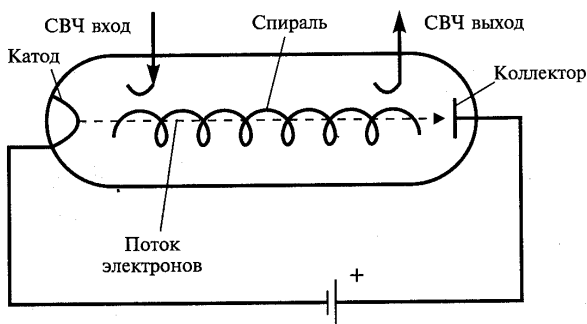


Рис. 3.6. Генератор на лампе бегущей волны

При этом добиваются следующего примерного равенства $v_э = v_ф$, благодаря чему происходит взаимодействие потока электронов с электромагнитной волной, движущейся в прямом направлении, которая увеличивает свою энергию по мере распространения. Увеличенный по мощности СВЧ сигнал снимается с противоположного от входа конца спирали. Существует несколько разновидностей ЛБВ, в том числе и такие, в которых взаимодействие потока электронов происходит не с прямой, а с обратной электромагнитной волной. Подобные приборы называются лампами с обратной волной (ЛОВ). В ЛБВ и ЛОВ имеет место длительное, непрерывное взаимодействие потока с полем и относительно большое время пролета носителей T_{np} от катода к коллектору. Поэтому у этих приборов, как и у клистрона, значение параметра

$\Delta = \omega T_{np} \gg 1$. Анализ работы различных электронных приборов позволяет выделить общие черты, свойственные всем типам ВЧ и СВЧ генераторов.

3.8. Время взаимодействия носителей заряда с электромагнитным полем

Как указывалось выше, в основе работы всех типов электронных приборов лежит общий физический принцип: взаимодействие потока движущихся носителей заряда с электромагнитным полем. Обозначим время этого взаимодействия через T_{np} . Так, в биполярном транзисторе под T_{np} следует понимать время переноса неосновных носителей заряда от эмиттера к коллектору, в полевом транзисторе – время переноса основных носителей заряда от истока к стоку, в электровакуумных лампах – время движения электронов от катода к аноду, в СВЧ лампах бегущей волны – время движения электронов вдоль спирали от катода к коллектору и т.д. В зависимости от обобщенного параметра $\Delta = \omega T_{np}$, где ω – частота сигнала, электронные генераторные приборы можно разделить на три основные группы: 1) $\Delta < 1$; 2) $\Delta = \pi$; 3) $\Delta \gg 1$.

ВЧ генераторные приборы – электровакуумные приборы и транзисторы – относятся к первой группе; СВЧ полупроводниковые генераторные диоды – лавинно-пролетные и Ганна – ко второй, СВЧ электровакуумные приборы – к третьей. В приборах первой группы при нарушении соотношения $\Delta < 1$, т.е. при частоте $\omega > 1/T_{np}$, резко уменьшается их выходная мощность, коэффициент усиления и КПД. Этот недостаток преодолен в приборах третьей группы. Благодаря увеличению T_{np} , т.е. длительному взаимодействию потока с полем, мощность СВЧ электровакуумных приборов существенно превышает мощность СВЧ полупроводниковых генераторов. Если удастся создать полупроводниковые структуры, в которых значение T_{np} будет увеличено без снижения частоты колебаний ω , то мощность полупроводниковых генераторов будет повышена.

3.9. Принцип синхронизма и фазировки носителей заряда с электромагнитным полем

Процессы усиления и генерации ВЧ и СВЧ колебаний сопровождаются двумя характерными явлениями. Первое связано с модуляцией потока носителей заряда по скорости и плотности (или только по плотности). В результате происходит синхронное изменение частот колебаний потока и электромагнитного поля, а также обмен энергией между

ними. В этом равенстве или кратности частот колебаний потока и поля и заключается соблюдение принципа синхронизма. Однако соблюдения одного принципа синхронизма недостаточно, поскольку генерация и усиление ВЧ и СВЧ колебаний, сопровождающиеся передачей энергии от потока полю, возможны только при торможении носителей заряда электромагнитным полем. Иначе говоря, перемещение носителей заряда под воздействием высокочастотного поля должно быть противоположно их движению за счет постоянного поля. В этом и заключается сущность принципа фазировки. Для его соблюдения необходимо иметь определенную разность фаз между векторами, характеризующими поток и поле, или между током $i(t)$, наведенным во внешней цепи, и напряжением $u(t)$ на электродах прибора. При торможении носителей заряда полем ток $i(t)$ и напряжение $u(t)$ должны находиться в противофазе.

3.10. Мощность взаимодействия носителей заряда с электромагнитным полем

Мощность взаимодействия между потоком носителей заряда и электромагнитным полем, определяет мощность, генерируемую электронным прибором. Поток носителей заряда будем характеризовать током $i(t)$, наведенным во внешней цепи, а электромагнитное поле – напряжением $u(t)$ на электродах прибора. Из-за 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:

$$i(t) = I_0 + I_{a1} \cos \omega t + I_{b1} \sin \omega t + I_{a2} \cos 2\omega t + I_{b2} \sin 2\omega t + \dots, \quad (3.1)$$

$$u(t) = U_0 + U_{a1} \cos \omega t + U_{b1} \sin \omega t + U_{a2} \cos 2\omega t + U_{b2} \sin 2\omega t + \dots, \quad (3.2)$$

где I_0 – постоянная составляющая тока;

U_0 – напряжение источника питания генератора.

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

$$P_{e31} = 0,5 \dot{I}_1 \dot{U}_1 = \operatorname{Re} P_{e31} + j \operatorname{Im} P_{e31}, \quad (3.3)$$

где \dot{I}_1 – комплексно-сопряженная амплитуда 1-й гармоники тока,

\dot{U}_1 – комплексная амплитуда напряжения.

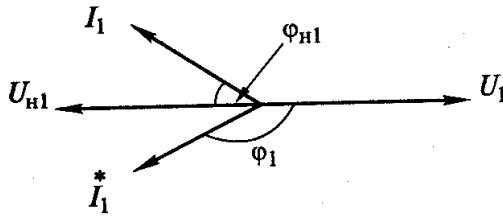


Рис. 3.7

Из (3.3) для активной и реактивной составляющих мощности взаимодействия получим

$$P_{\text{эз.а1}} = \text{Re } P_{\text{эз1}} = 0,5 |\dot{I}_1| |\dot{U}_1| \cos \varphi_1,$$

$$P_{\text{эз.р1}} = \text{Im } P_{\text{эз1}} = 0,5 |\dot{I}_1| |\dot{U}_1| \sin \varphi_1,$$

где φ_1 – фазовый угол между двумя векторами (рис. 3.8).

При $P_{\text{эз.а1}} < 0$ поток носителей зарядов отдает – мощность электромагнитному полю или электронный прибор – электрической цепи.

При $P_{\text{эз.а1}} > 0$, наоборот, поле отдает мощность потоку зарядов и поэтому колебания в устройстве затухают, или вообще не возникают.

Неравенство $P_{\text{эз.а1}} < 0$ соблюдается при $0,5\pi < \varphi_1 < 1,5\pi$, т.е. при выполнении условия фазировки. Мощность 1-й гармоники сигнала, передаваемая в активную нагрузку:

$$P_{н1} = -P_{\text{эз.а1}} = 0,5 |\dot{I}_1| |\dot{U}_1| \cos \varphi_{н1}, \quad (3.4)$$

где $\varphi_{р1} = \pi - \varphi_1$ – разность фаз согласно рис. 3.7.

В выражении (3.3) реактивная составляющая мощности взаимодействия $P_{\text{эз.р1}}$ характеризует обмен энергией между потоком и полем по 1-й гармонике сигнала или между электронным прибором и электрической цепью.

Мощность, потребляемая электронным прибором:

$$P_0 = I_0 U_0. \quad (3.5)$$

С учетом (3.4) и (3.5) КПД генератора

$$\eta = -\frac{P_{\text{эз.а1}}}{P_0} = \frac{P_{н1}}{P_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{|\dot{I}_1|}{I_0} \cdot \frac{|\dot{U}_1|}{U_0} \cdot \cos \varphi_{н1}.$$

Значение КПД генератора зависит от типа электронного прибора, частоты и мощности усиливаемого сигнала и колеблется от 90% в нижней части ВЧ диапазона до 3 – 5% – в верхней части СВЧ диапазона. Мощность генераторных приборов U колеблется от десятков мегаватт в импульсном режиме работы до долей ватта в непрерывном режиме.

Выводы по главе

1. Основные электронные приборы, используемые в генераторах:
 - электровакуумные приборы (триоды, тетроды и др.);
 - полупроводниковые приборы (транзисторы биполярные и полевые, диоды (туннельные, диоды Ганна и лавинно-пролетные));
 - клистроны;
 - лампы бегущей волны;
 - приборы магнетронного типа.
2. Работу различных типов электронных приборов объединяет физический принцип взаимодействия потока носителей заряда (сокращенно – потока) с электромагнитным полем (сокращенно – полем).

Вопросы для самоконтроля

1. В чем состоит назначение генератора высокочастотных колебаний?
2. Чем отличается генератор с внешним возбуждением от автогенератора?
3. Чем отличаются друг от друга разные типы электронных приборов?
4. В чем состоит принцип работы генератора с биполярным и полевым транзистором?
5. В чем состоит принцип работы триодного генератора?
6. В чем состоит принцип работы клистронного генератора?
7. В чем состоит принцип работы генератора на лампе бегущей волны?
8. В чем состоит принцип синхронизма?
9. В чем состоит принцип фазировки?
10. Что такое время и мощность взаимодействия?
11. Как определяются активная и реактивная мощности взаимодействия?
12. Как определяется КПД генератора?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия.

Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1 – 2; дополнительной: 4 – 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 4. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ВЧ ГЕНЕРАТОРА С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

4.1. Обобщенная схема генератора с внешним возбуждением и ее анализ

Большое число разнообразных схем ВЧ генераторов с внешним возбуждением, являются частным случаем обобщенной структурной схемы (рис. 4.1,а), состоящей из трех, каскадно-включенных, четырех-полосников (ЧП) – входной и выходной согласующих электрических цепей и электронного прибора – транзистора или лампы.

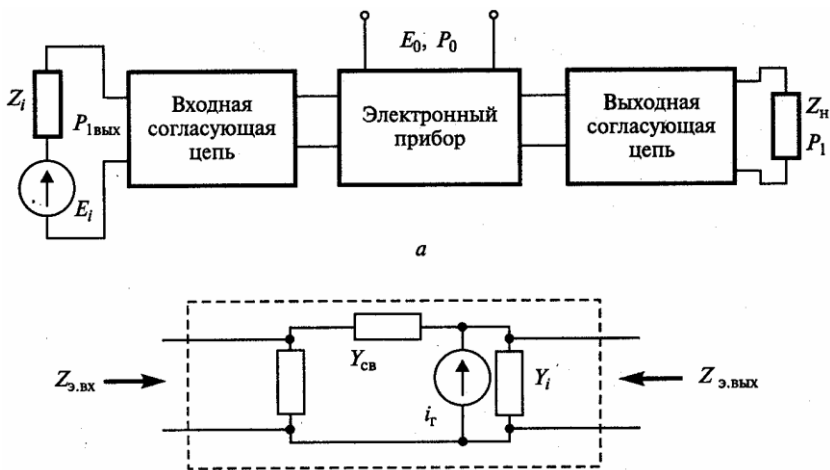


Рис. 4.1. Обобщенная схема ВЧ генератора с внешним возбуждением

Назначение электрических цепей состоит в согласовании входного и выходного сопротивлений электронного прибора соответственно с источником возбуждения и нагрузкой и в фильтрации высших гармоник сигнала. Электронный прибор может быть представлен в виде генератора тока i_r , имеющего внутреннюю проводимость Y_i входного $Z_{э.вх}$ и выходного $Z_{э.вых}$, сопротивлений (рис. 4.1,б). Все эти элементы являются нелинейными и частотно-зависимыми. Конечная цель анализа работы ВЧ генератора (см. рис. 4.1,а) при подаче на его вход одночастотного сигнала $u_{ex} \approx U_{ex} \sin \omega t$ состоит:

– в определении его энергетических параметров – выходной колебательной мощности ВЧ сигнала, поступающего в нагрузку, P_1 ; мощно-

сти потребления по постоянному току от источника питания P_0 ; коэффициента полезного действия (КПД) $\eta = P_1/P_0$, коэффициента усиления по мощности $K_P = P_1/P_{1ex}$, где P_{1ex} – мощность входного источника сигнала;

– в определении условий оптимального режима работы ВЧ генератора согласно определенному критерию, такими критериями могут являться: максимум колебательной мощности в нагрузке P_1 максимальный КПД η , максимальный коэффициент усиления по мощности K_P , минимум искажений, вносимых усилителем в сигнал, максимальная ширина полосы пропускания;

– в расчете и построении различных характеристик генератора: динамической, нагрузочной, амплитудной, фазоамплитудной, амплитудно-частотной, фазочастотной в одночастотном режиме работы. Определение данных характеристик дается ниже. Дополнительный анализ работы ВЧ генератора может проводиться при усилении модулированных и сложных ВЧ сигналов, например многочастотных. Перечисленные параметры и характеристики ВЧ генератора можно найти с помощью метода гармонической линеаризации (рис. 4.2).

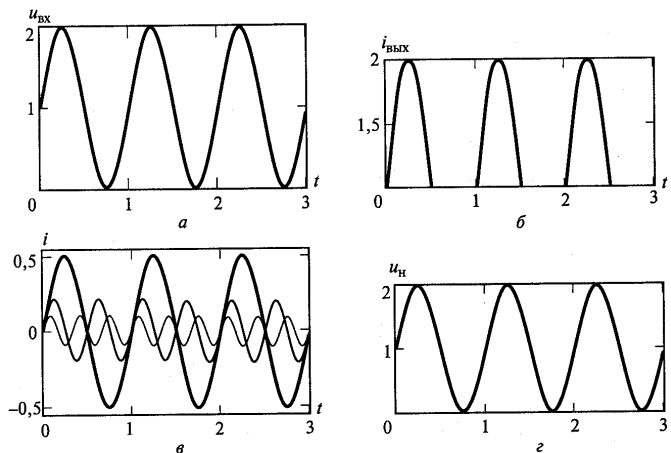


Рис. 4.2. Принцип метода гармонической линеаризации

Электронный прибор и ВЧ генератор в целом являются нелинейными устройствами. В частности, при подаче на вход такого прибора синусоидального напряжения (рис. 4.2,а) сигнал на его выходе искажается (рис. 4.2,б). Согласно разложению функции в ряд Фурье (4.5) сигнал, приведенный на рис. 4.2,б, можно представить в виде суммы постоянной составляющей и нескольких гармоник (рис. 4.2,в). Из этой «сме-

си» с помощью фильтра можно выделить только 1-ю гармонику сигнала. Именно такую функцию и выполняет выходная согласующая цепь в схеме ВЧ генератора (рис. 4.1,а). Поэтому напряжение на нагрузке генератора снова приобретает синусоидальную форму (рис. 4.2,г).

Именно в фильтрации несинусоидального сигнала, выделении из него 1-й гармоники сигнала и преобразовании его вновь в синусоидальный сигнал и состоит метод гармонической линеаризации, лежащий в основе анализа ВЧ генератора. Сам анализ включает в себя:

- определение с помощью ВАХ электронного прибора формы тока на его выходе при подаче на вход синусоидального сигнала;
- разложение в ряд Фурье согласно (4.5) полученной несинусоидальной зависимости для тока i_T эквивалентного генератора электронного прибора (см. рис. 4.1,б);
- определение напряжения на выходе электронного прибора; определение выходной мощности 1-й гармоники P_1 поступающей в нагрузку;
- определение потребляемой мощности P_0 от источника постоянного тока и КПД генератора;
- анализ входной цепи ВЧ генератора, определение мощности входного сигнала P_{1ex} , и коэффициента усиления генератора по мощности K_p ,
- выбор схемы и расчет выходной и входной согласующих электрических цепей ВЧ генератора (см. рис. 4.1,а).

4.2. Баланс мощностей в ВЧ генераторе

Поскольку в ВЧ генераторе происходят процессы преобразования энергии разных источников, то важно составить баланс мощностей для выходной и входной цепей всего устройства.

В выходной цепи происходит преобразование энергии источника постоянного тока мощностью P_0 в энергию высокочастотных колебаний мощностью P_1 . Поэтому для нее баланс мощностей имеет вид

$$P_0 = P_1 + P_p, \quad (4.1)$$

где P_p – мощность, рассеиваемая в виде тепла в электронном приборе (в лампе – на аноде, в биполярном транзисторе – на коллекторе, в полевом – на стоке).

Мощность рассеивания можно определить как разность $P_p = P_0 - P_1$ или с помощью определенного интеграла:

$$P_p = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) u(\omega t) d\omega t, \quad (4.2)$$

где $i(\omega t)$, $u(\omega t)$ – ток и напряжение на выходе электронного прибора. Во входной цепи первичным источником является высокочастотный генератор с ЭДС E_i (см. рис. 4.1,а), отдающий ВЧ генератору мощность P_{1ex} . Поэтому во входной цепи баланс мощностей имеет вид

$$P_{1ex} = P_{0ex} + P_{P.ex}, \quad (4.3)$$

где P_{0ex} – мощность, передаваемая источнику постоянного тока во входной цепи, если таковой имеется;

$P_{P.ex}$ – мощность, рассеиваемая в виде тепла в электронном приборе (в лампе – на управляющей сетке, в биполярном транзисторе – в базе, в полевом – на затворе).

Суммарная мощность тепла, рассеиваемая в электронном приборе, согласно (4.1) и (4.3) запишется в виде $P_T = P_P + P_{P.ex}$. Значение P_T не должно превышать максимально допустимую мощность рассеивания электронного прибора, указываемую в его паспорте.

4.3. Динамические характеристики ВЧ генератора и максимально отдаваемая им мощность

Любой генератор отдает максимальную мощность в нагрузку при выполнении определенного условия. Из курса электротехники известно, что генератор с ЭДС $e \hat{=} E_i \sin \omega t$ и внутренним сопротивлением R_i ; при E_i и $R_i = const$ отдает в нагрузку максимальную мощность, равную $P_{Г.ном} = E_i^2 / 8R_i$, при $R_i = R_H$ (рис. 4.3). Мощность $P_{Г.ном}$ называется номинальной мощностью генератора.

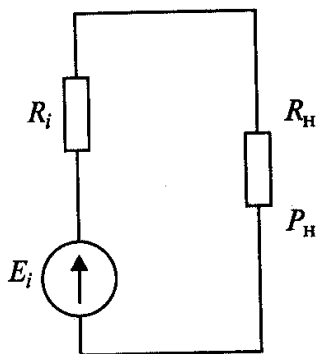


Рис. 4.3. Определение номинальной мощности генератора.

В ВЧ генераторах оба параметра (E_i и R_i), зависящие от многих факторов, не являются постоянными величинами, и поэтому здесь условие получения максимальной мощности, передаваемой генератором в нагрузку, усложняется и вытекает из понятия «динамическая характеристика генератора по 1-й гармонике сигнала». Пусть в результате эксперимента или расчета найдены зависимости для функций напряжения $u(\omega t)$ и тока $i(\omega t)$, на выходе электронного прибора. Пример графиков таких функций приведен на рис. 4.4,а,б. Из двух данных зависимостей, исключив время t , можно получить третью $i = \Phi(u)$, называемую динамической характеристикой ВЧ генератора для мгновенных значений тока и напряжения (рис. 4.4,в).

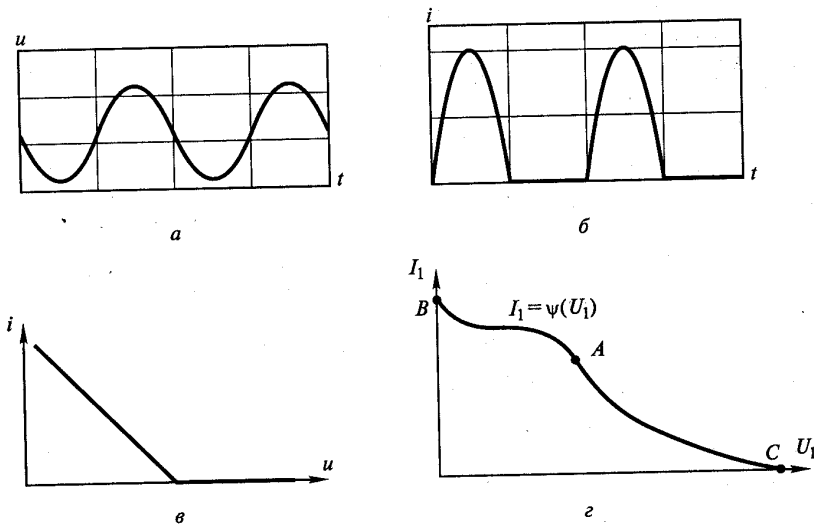


Рис. 4.4. Динамическая характеристика ВЧ генератора для мгновенных значений тока и напряжения

Разложив в ряд Фурье семейство функций $u(\omega t)$ и $i(\omega t)$, определим первые гармоники тока I_1 и напряжения U_1 . Зависимость $I_1 = \psi(U_1)$ называется динамической характеристикой по 1-й гармонике сигнала. Пример такой характеристики приведен на рис. 4.5,г. С ее помощью определим условия передачи максимальной мощности от генератора в нагрузку. Функция $I_1 = \psi(U_1)$ является нелинейной, зависящей от частоты и мощности входного сигнала и напряжения питания. Зафиксируем данные параметры и запишем для мощности, передаваемой генератором в нагрузку:

$$P_{n1} = 0,5I_1 \overset{\sim}{\Phi}_1 U_1 \cos \varphi_{n1}, \quad (4.4)$$

где $I_1(U_1)$ – динамическая характеристика ВЧ генератора по 1-й гармонике сигнала (см. рис. 4.5, г);

φ_{n1} – фазовый угол между векторами I_1 и U_1 .

Найдем частную производную функции (4.4) и приравняем ее к нулю для определения экстремума функции:

$$\frac{\partial P_{n1}}{\partial U_1} = \frac{1}{2} \frac{\partial I_1}{\partial U_1} U_1 \cos \varphi_{n1} + \frac{1}{2} I_1 \cos \varphi_{n1} = 0, \quad (4.5)$$

Из (4.5) при $\varphi_{n1} = const$ получим:

$$\frac{I_1}{U_1} = - \frac{\partial I_1}{\partial U_1}. \quad (4.6)$$

На графике функции $I_1 = \Phi \overset{\sim}{\Phi}_1$ (см. рис. 4.5, г) условию (4.6) передачи максимальной мощности от генератора в нагрузку соответствует точка А, режиму короткого замыкания – точка В, холостого хода – точка С. Раскроем физическое содержание выражения (4.6). Под отношением

$$\frac{\partial I_1}{\partial U_1} = |Y_{1ou\phi 1}|$$

следует понимать модуль внутренней дифференциальной проводимости по 1-й гармонике сигнала эквивалентного генератора. Ее равенство проводимости нагрузки и есть условие передачи максимальной мощности (4.6), которое можно представить в виде

$$|Y_{n1}| = |Y_{1ou\phi 1}|,$$

где Y_{n1} – проводимость нагрузки, подключенной к выходу электронного прибора, на частоте 1-й гармоники сигнала.

Точку А на динамической характеристике (рис. 4.4, г) можно найти графическим путем как точку пересечения двух графиков согласно (4.6). Для этого необходимо в n-точках динамической характеристики определить значения ее координат I_1 и U_1 и производную dI_1/dU_1 как тангенс угла касательной в этой точке. Далее согласно (4.6) построим два графика:

$$\frac{I_1}{U_1} = \Phi_1 \overset{\sim}{\Phi}_1 \quad \left| \frac{dI_1}{dU_1} \right| = \Phi_2 \overset{\sim}{\Phi}_1.$$

Точка пересечения данных графиков определяет условия получения максимальной мощности P_1 отдаваемой ВЧ генератором в нагрузку.

Чтобы убедиться в этом, следует построить график зависимости $P_1(U_1)$.
 Пример таких построений приведен на рис. 4.5. На рисунке показаны зависимости $I_1(U_1)$ (рис. 4.5,а), $\Phi_1(U_1)$ и $\Phi_2(U_1)$ (рис. 4.5,б), $P_1(U_1)$ (рис. 4.5,в).

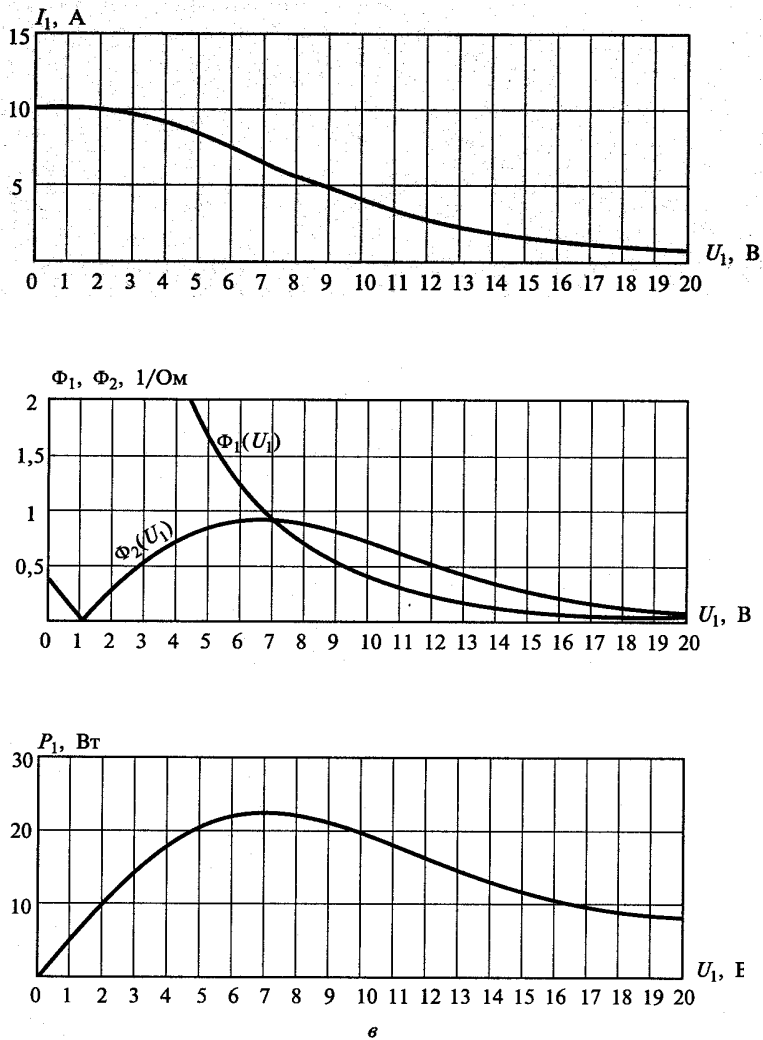


Рис. 4.5. Условие получения максимальной мощности, отдаваемой генератором по 1-й гармонике сигнала

4.4. Нагрузочные, амплитудные и частотные характеристики ВЧ генератора

Помимо динамической характеристики работа ВЧ генератора определяется еще тремя видами характеристик: нагрузочной, амплитудной и частотной. Нагрузочные характеристики ВЧ генератора есть 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_0 и КПД η от сопротивления нагрузки генератора R_1 . С их помощью можно выбрать оптимальный режим работы генератора по различным критериям (например, получению максимального КПД) и определить влияние изменения нагрузки (например, влияние входного сопротивления антенны) на выходные параметры ВЧ генератора. Примеры таких характеристик приведены на рис. 4.6.

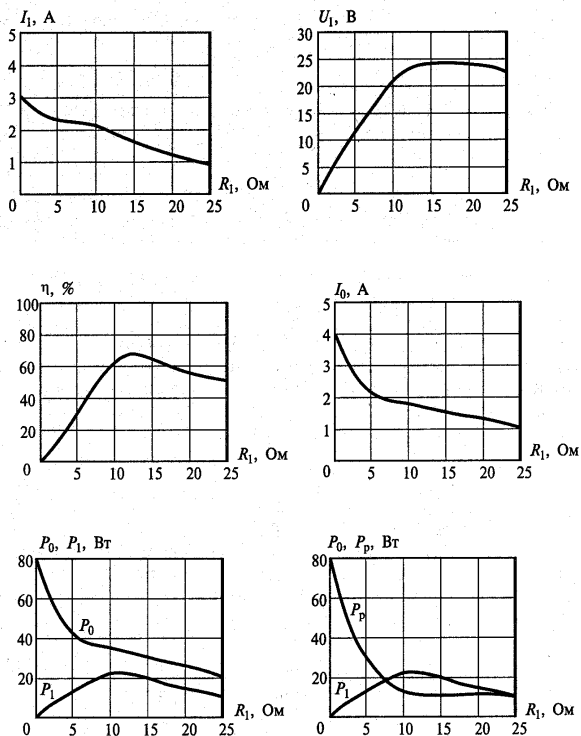


Рис. 4.6. Нагрузочные характеристики ВЧ генератора

Амплитудные и частотные характеристики ВЧ генератора. При подаче на вход ВЧ генератора синусоидального сигнала $u_{\text{вх}} \overset{\sim}{=} U_{\text{вх}} \sin(\omega t + \varphi_{\text{вх}})$, сигнал на его выходе или нагрузке (см. рис. 4.1, а) имеет вид $u_{\text{вых}} \overset{\sim}{=} U_{\text{вых}} \sin(\omega t + \varphi_{\text{вых}})$, т.е. отличается от входного амплитудой сигнала и фазой. Амплитудные характеристики есть зависимости амплитуды и фазы выходного сигнала от амплитуды входного сигнала:

$$U_{\text{вых}} = \psi(U_{\text{вх}}); \Delta\varphi_{\text{вых}} = \varphi_{\text{вых}} - \varphi_{\text{вх}} = \Phi(U_{\text{вх}}).$$

Пример таких характеристик приведен на рис. 4.7.

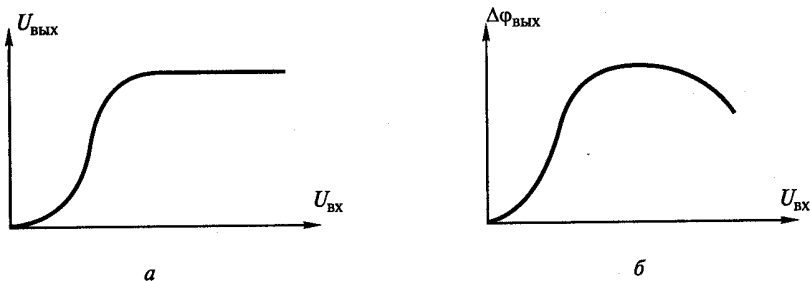


Рис. 4.7. Амплитудные характеристики ВЧ генератора

С помощью амплитудных характеристик, определяемых в одночастотном режиме работы, можно, например, рассчитать выходной комбинационный спектр при многочастотном входном сигнале. Частотные характеристики есть зависимости номинального коэффициента усиления по мощности ВЧ генератора $K_{Pнно}$ и фазы выходного сигнала от частоты входного сигнала:

$$K_{Pнно} = \psi(f); \Delta\varphi_{\text{вых}} = \varphi_{\text{вых}} - \varphi_{\text{вх}} = \Phi(f).$$

Данные характеристики определяют частотные свойства ВЧ генератора. Пример амплитудно-частотной характеристики приведен на рис. 4.8. С помощью данной характеристики, построенной в одночастотном режиме работы, можно определить прохождение через усилитель широкополосных сигналов, а также использование ВЧ генератора в диапазонных радиопередатчиках без перестройки электрических согласующих цепей.

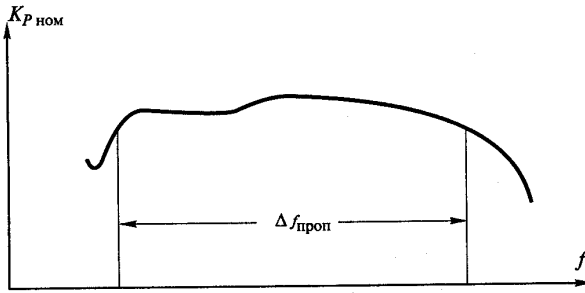


Рис. 4.8. Частотные характеристики ВЧ генератора

4.5. Согласование электронного прибора с источником возбуждения и нагрузкой и номинальный коэффициент усиления по мощности ВЧ генератора

Номинальный коэффициент передачи или усиления по мощности ЧП. Структурная схема ВЧ усилителя состоит из трех каскадно соединенных ЧП (рис. 4.1, а). Рассмотрим, как передается мощность сигнала через один отдельно взятый ЧП (рис. 4.9, а). Параметром, количественно оценивающим данный процесс, является номинальный коэффициент передачи или усиления ЧП по мощности, равный отношению активной мощности, переданной в нагрузку P_n к номинальной мощности высокочастотного источника возбуждения:

$$K_{P, ном} = P_n / P_{Г. ном} \quad (4.7)$$

где $K_{P, ном} = E_i^2 / 8 \operatorname{Re} Z_i$ – номинальная мощность источника возбуждения с амплитудой E_i и внутренним комплексным сопротивлением Z_i , где $\operatorname{Re}(Z_i) = R_i$ – действительная, активная часть этого сопротивления.

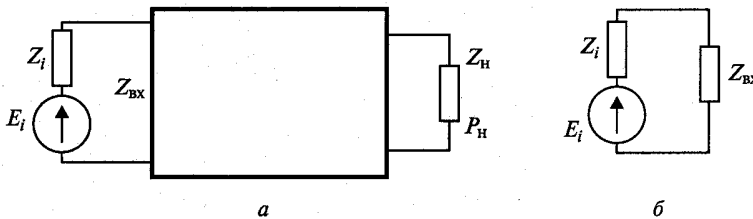


Рис. 4.9. Передача мощности сигнала через один отдельно взятый ЧП

В активном четырехполюснике, т.е. содержащем электронный прибор усилительного типа, можно получить значение $K_{P_{нно}} > 1$. В реактивном ЧП, т.е. содержащем только реактивные элементы – конденсаторы и индуктивности – значение $K_{P_{нно}} < 1$, поскольку такой ЧП не может усиливать сигнал по мощности. При реактивном ЧП в случае $K_{P_{нно}} = 1$ имеет место оптимальное согласование источника возбуждения с нагрузкой, при котором номинальная мощность полностью, без потерь поступает в нагрузку.

В случае прямого присоединения нагрузки к генератору (рис. 4.10) для коэффициента передачи мощности с учетом (4.7) получим

$$K_{P_{нно}} = \frac{P_n}{P_{Г.ном}} = \frac{4 \operatorname{Re} \{Z_i\} \operatorname{Re} \{Z_n\}}{|Z_i + Z_n|^2}. \quad (4.8)$$

Пример. При $Z_i = 50 - j30$ и $Z_n = 50 + j20$ согласно (4.8) получим $K_{P_{нно}} = 0,8$. Максимальное значение $K_{P_{нно}} = 1$ в схеме на рис. 4.10 имеет место при выполнении условия

$$\dot{Z}_i = \dot{Z}_n, \quad (4.9)$$

т.е. когда сопротивления являются комплексно сопряженными (их действительные части равны, а реактивные части равны по модулю и противоположны по знаку). При расчете коэффициента $K_{P_{нно}}$ в схеме с реактивным ЧП (см. рис. 4.9,а) можно воспользоваться эквивалентной схемой, приведенной на рис. 4.9,б, где $Z_{вх}$ – входное сопротивление ЧП, нагруженного на сопротивление Z_n . Значение $K_{P_{нно}}$ в схеме на рис. 4.9,б рассчитывается по формуле (4.8) путем замены Z_n на $Z_{вх}$. Номинальный коэффициент усиления по мощности ВЧ генератора. В ВЧ генераторе (см. рис. 4.1,а) два ЧП (входная и выходная согласующие цепи) являются реактивными, а средний (с электронным прибором) – активным. Для всего соединения в целом – трех каскадно включенных ЧП – номинальный коэффициент усиления генератора можно представить в виде произведения трех множителей:

$$K_{У.ном} = K_{Ц.вх} \cdot K_{ЭР} \cdot K_{Ц.вых}, \quad (4.10)$$

где $K_{Ц.вх} \leq 1$ – коэффициент передачи по мощности входной согласующей цепи;

$K_{ЭР}$ – собственный коэффициент усиления электронного прибора (лампы или транзистора);

$K_{Ц.вых} \leq 1$ – коэффициент передачи по мощности выходной согласующей цепи.

Согласно (4.10) для получения максимально возможного коэффициента усиления ВЧ генератора с внешним 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 необходимо знать входное $Z_{\text{вх}}$ и выходное $Z_{\text{вых}}$ сопротивления электронного прибора (см. рис. 4.1,б) и произвести их оптимальное согласование соответственно с внутренним сопротивлением источника возбуждения Z_i и нагрузкой Z_H , т.е. выполнить условие (4.9).

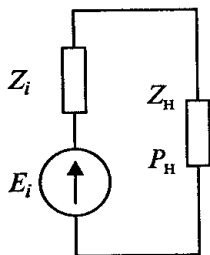


Рис. 4.10.

При этом схему ВЧ генератора (см. рис. 4.1,а) можно представить в виде двух частей: для входной и выходной цепей (рис. 4.11).

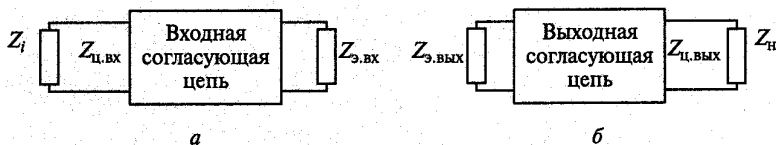


Рис. 4.11. Входная и выходная части согласующей цепи

Согласно обозначениям, приведенным на рис. 4.11, условиями оптимального согласования для входной и выходной согласующих цепей является выполнение соответственно следующих равенств:

$$\dot{Z}_i = \hat{Z}_{\text{Цвх}}; \dot{Z}_H = \hat{Z}_{\text{Цвых}}. \quad (4.11)$$

При выполнении условий (4.11) значения коэффициентов передачи входной и выходной согласующих цепей $K_{\text{Ц.вх}} = 1$ и $K_{\text{Ц.вых}} = 1$ и коэффициент усиления ВЧ генератора (4.10) принимает максимальное значение $K_{У.ном} = K_{\text{ЭР}}$, определяемое только электронным прибором.

Выводы по главе

Именно в фильтрации несинусоидального сигнала, выделении из него 1-й гармоники сигнала и преобразовании его вновь в синусоидальный сигнал и состоит метод гармонической линеаризации, лежащий в основе анализа ВЧ генератора. Сам анализ включает в себя:

- определение с помощью ВАХ электронного прибора формы тока на его выходе при подаче на вход синусоидального сигнала;
- разложение в ряд Фурье согласно (4.5) полученной несинусоидальной зависимости для тока i_T эквивалентного генератора электронного прибора рис. 4.1,б);
- определение напряжения на выходе электронного прибора; определение выходной мощности 1-й гармоники P_1 поступающей в нагрузку;
- определение потребляемой мощности P_0 от источника постоянного тока и КПД генератора;
- анализ входной цепи ВЧ генератора, определение мощности входного сигнала $P_{\text{вх}}$, и коэффициента усиления генератора по мощности K_P ;
- выбор схемы и расчет выходной и входной согласующих электрических цепей ВЧ генератор.

Вопросы для самоконтроля

1. Составьте обобщенную структурную схему генератора с внешним возбуждением.
2. Перечислите основные этапы анализа работы генератора с внешним возбуждением.
3. В чем заключается метод гармонической линеаризации?
4. Составьте уравнение баланса мощностей в генераторе.
5. Нарисуйте динамические характеристики генератора.
6. Нарисуйте нагрузочные характеристики генератора.
7. Нарисуйте амплитудно-частотные характеристики генератора.
8. Нарисуйте фазочастотные характеристики генератора.
9. Что такое номинальная мощность генератора?
10. Что такое номинальный коэффициент передачи по мощности сигнала?
11. Напишите условия оптимального согласования генератора с нагрузкой.

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1 – 2; дополнительной: 4 – 12 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 5. ЛАМПОВЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

5.1. Типовая электрическая схема лампового ГВВ

Типовая схема лампового ГВВ (рис. 5.1) содержит: электровакуумный прибор – тетрод; выходную электрическую цепь – параллельный колебательный контур; входную электрическую цепь – высокочастотный трансформатор; цепи питания анода, управляющей и экранной сеток.

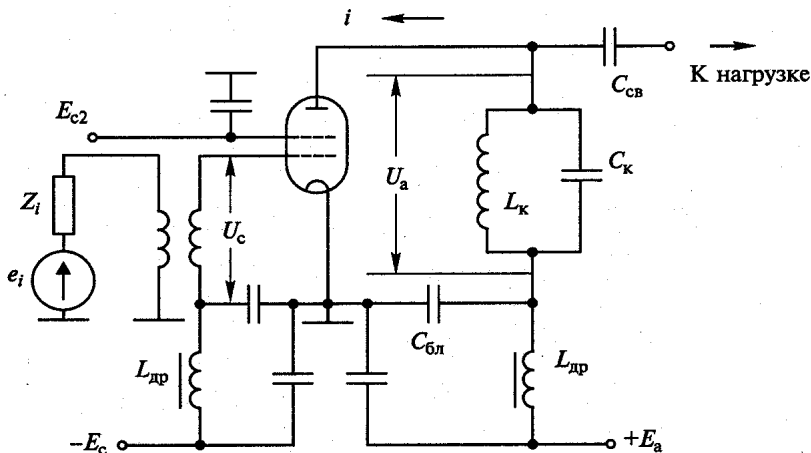


Рис. 5.1. Типовая схема лампового ГВВ

АЧХ контура, в анодной цепи, имеет вид

$$\frac{U_{\text{к}}}{U_{\text{рез}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2 x^2}}, \quad (5.1)$$

где $U_{\text{рез}}$ – напряжение при резонансной частоте $f_{\text{рез}}$,
 Q – добротность контура;
 $x = \left(\frac{f}{f_{\text{рез}}} - \frac{f_{\text{рез}}}{f} \right) / \frac{f_{\text{рез}}}{f_{\text{рез}}}$ – относительная расстройка.

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}}, \quad (5.2)$$

где L_k, C_k – индуктивность и емкость контура.

Графики функции (5.1) при $Q=30$ и $Q=100$ приведены на рис. 5.2. Кроме согласования с нагрузкой параллельный контур выполняет

функцию фильтра, так как при $Q \gg 1$ при небольшом отклонении частоты сигнала f от резонансной частоты $f_{рез}$ напряжение на нем резко падает. При $Q \gg 1$ полоса пропускания контура:

$$\Delta f_{np} = f_{рез} / Q . \quad (5.3)$$

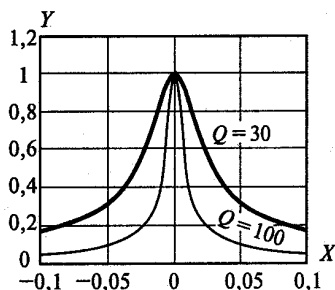


Рис. 5.2. АЧХ параллельного колебательного контура

Благодаря высокой добротности контура при $f=f_{рез}$, напряжение на выходе генератора является синусоидальным. Напряжение на входе лампы складывается из ВЧ сигнала источника возбуждения u_c и постоянного напряжения смещения E_c :

$$e_c = E_c + u_c = E_c + U_{cm} \cos \omega t ,$$

где U_{cm} — амплитуда ВЧ сигнала. Напряжение на выходе лампы, снимаемое с электродов анод-катод, складывается из постоянного напряжения E_a , и высокочастотного напряжения u_a на анодном контуре, резонансная частота которого $f_{рез}=f$ — равна частоте входного сигнала. Поскольку лампа поворачивает фазу сигнала на 180° , то перед u_a следует поставить знак «-»:

$$e_a = E_a - u_a = E_a - U_{am} \cos \omega t , \quad (5.4)$$

где U_{am} — амплитуда ВЧ сигнала на анодном контуре.

Для связи с нагрузкой (рис. 5.1) служит емкость $C_{св}$, не пропускающая на выход генератора постоянное напряжение. Для защиты от проникновения ВЧ сигнала в цепи питания включены дроссели $L_{др}$. Той же цели служат блокировочные конденсаторы $C_{бл}$, замыкающие ВЧ сигнал на землю.

5.2. Статические характеристики триода и тетрода и их аппроксимация

Лампа в схеме ГВВ предназначена для усиления мощности входного сигнала. Для определения параметров ГВВ необходимо найти анод-

ный ток лампы. Данная задача может быть решена с помощью статических характеристик электровакуумного прибора, которые делятся на три основных вида: анодно-сеточные – $i_a = \Phi_1(E_c)$ при разных значениях E_a и E_{c2} (рис. 5.3,а); анодные – $i_a = \Phi_2(E_a)$ при разных значениях E_c и E_{c2} (рис. 5.3,б); сеточные – $i_c = \Phi_3(E_a)$ при разных значениях E_a и E_{c2} (рис. 5.3,а).

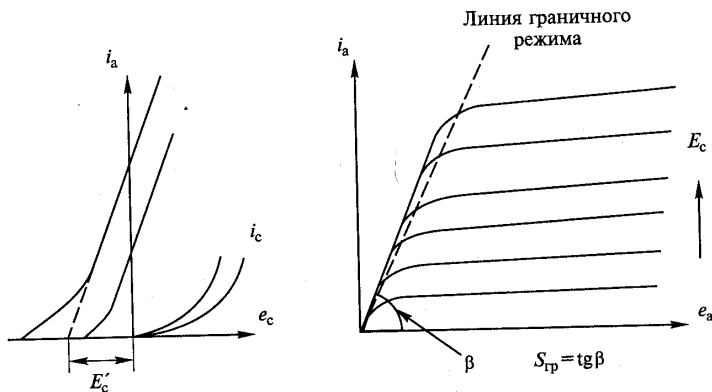


Рис. 5.3. Статические характеристики лампы

Эти характеристики называются статическими, потому что они снимаются при постоянных напряжениях на электродах без ВЧ сигнала.

При расчете ГВВ производится полигональная аппроксимация этих характеристик отрезками прямых (рис. 5.4).

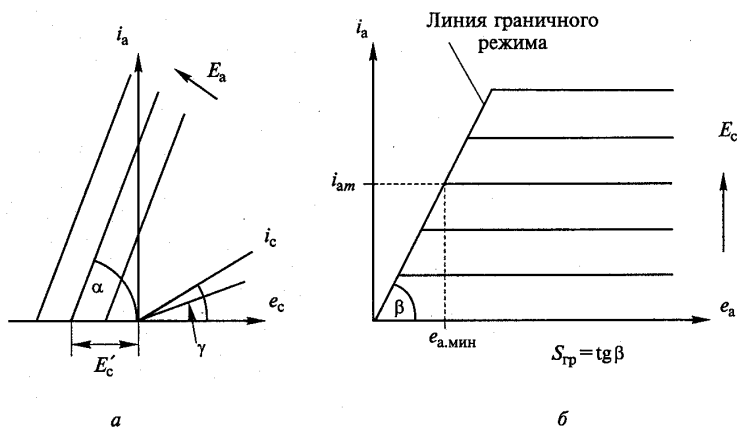


Рис. 5.4. Полигональная аппроксимация статических характеристик

Согласно рис. 5.4, а для анодного тока при $e_a = const$:

$$i_a = 0 \text{ при } e_c < E_c'; i_a = S \left(|E_c'| + e_c \right) \text{ при } e_c \geq E_c', \quad (5.5)$$

где E_c' – напряжение отсечки;

$S = tg\alpha$ – крутизна анодно-сеточной характеристики лампы (сокращенно – крутизна), измеряемая в мА/В.

Чем больше анодное напряжение E_a тем левее располагается характеристика $i_a = \Phi_1 \left(\overset{\sim}{e_c} \right)$. Для анодного тока (рис. 5.4,б) при $e_c = const$ имеем:

$$i_a = S_{zp} e_a \text{ при } e_a \leq e_{a.мин}; i_a = i_{am} \text{ при } e_a > e_{a.мин}, \quad (5.6)$$

где $S_{zp} = tg\beta$ – крутизна линии граничного режима, проводимая через точки резкого спада анодного тока (см. рис. 5.3,б), мА/В;

$e_{a.мин}$ – напряжение, при котором происходит излом анодной характеристики; значение $e_{a.мин}$ зависит от уровня напряжения на сетке e_c . Согласно рис. 5.4,а для сеточного тока при $e_a = const$ запишем:

$$i_c = S_{zp} e_{ca} \text{ при } e_c \geq 0; i_c = 0 \text{ при } e_c < 0, \quad (5.7)$$

где $S_c = tg\beta$ – крутизна сеточной характеристики лампы, мА/В.

5.3. Определение токов и напряжений в ламповом ГВВ

Определим анодный и сеточный токи в лампе графическим методом по аппроксимированным характеристикам (рис. 5.5). При выполнении построений принято во внимание, что анодный ток $i_a(t)$ протекает только при мгновенном значении напряжения на управляющей сетке $e_c \left(\overset{\sim}{\rangle} E_c' \right)$ а сеточный $i_c(t)$ – при $e_c \left(\overset{\sim}{\rangle} 0 \right)$. При остальных значениях напряжения $e_c(t)$ эти токи равны нулю. В результате анодный и сеточный токи приобретают форму импульсов косинусоидальной формы.

Эти импульсы характеризуются амплитудой и длительностью у основания, половина которой называется углом отсечки. Импульсы анодного тока имеют амплитуду I_{am} и угол отсечки θ , импульсы сеточного тока – I_{cm} , θ_c . Такие импульсы периодически повторяются через $\omega t = 2\pi$. Таким образом, в анодной цепи лампы протекает ток $i_a(t)$ импульсной формы (рис. 5.6,а), а в сеточной – ток $i_c(t)$ (рис. 5.6,б).

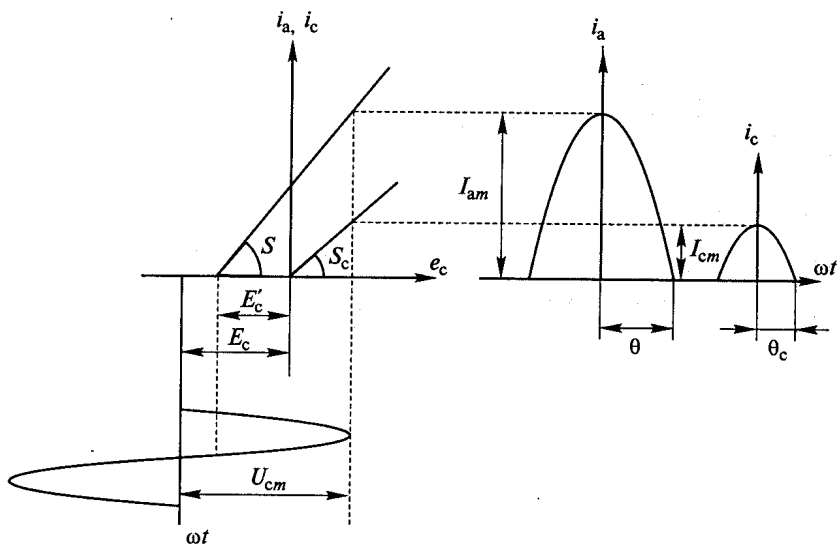


Рис. 5.5. Графический метод расчета анодного тока

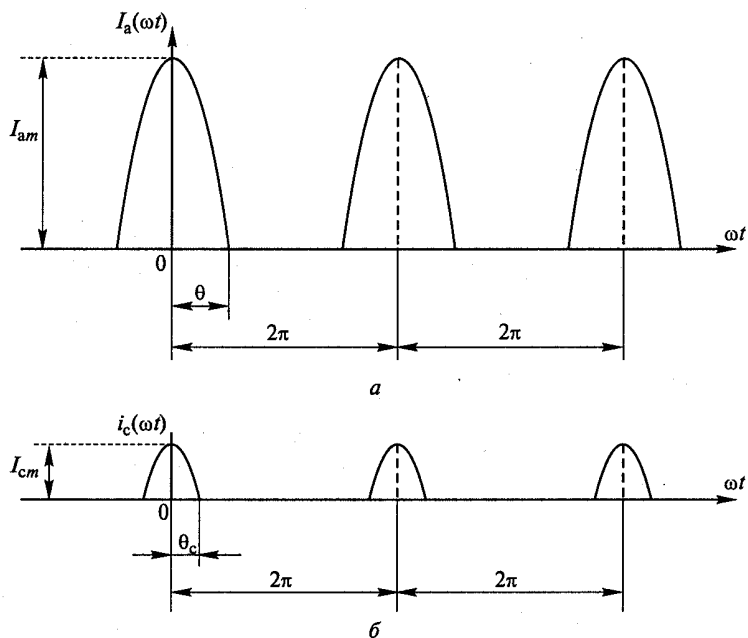


Рис. 5.6. Импульсные токи в анодной и сеточной цепи лампового ГВВ

Проведем ось ординат посредине первого косинусоидального импульса. Тогда согласно рис. 5.6,а для анодного тока при $-\pi \leq \omega t \leq \pi$ запишем:

$$\begin{aligned} i_a(\omega t) &= SU_{cm} \cos \omega t - \cos \theta \text{ при } |\omega t| \leq \theta; \\ i_a(\omega t) &= 0 \text{ при } \theta < |\omega t| \leq \pi \end{aligned} \quad (5.8)$$

где S – крутизна анодно-сеточной характеристики;
 U_{cm} – амплитуда входного сигнала.

Из (5.8) при $\omega t = 0$ получим для амплитуды анодного тока

$$I_{am} = SU_{cm}(1 - \cos \theta). \quad (5.9)$$

Косинус угла отсечки анодного тока согласно рис. 5.5

$$\cos \theta = \frac{|E_c| - |E_c'|}{U_{cm}}. \quad (5.10)$$

Аналогично для сеточного тока при $-\pi \leq \omega t \leq \pi$ запишем:

$$\begin{aligned} i_c \cos \omega t &= S_c U_{cm} (\cos \omega t - \cos \theta_c) \text{ при } |\omega t| \leq \theta_c; \\ i_c \cos \omega t &= 0 \text{ при } \theta_c < |\omega t| \leq \pi. \end{aligned} \quad (5.11)$$

Из (5.12) при $\omega t = 0$ получим для амплитуды сеточного тока

$$I_{cm} = S_c U_{cm} (1 - \cos \theta_c). \quad (5.12)$$

Косинус угла отсечки сеточного тока согласно рис. 5.5

$$\cos \theta = \frac{|E_c|}{U_{cm}}. \quad (5.13)$$

Разложим периодическую функцию $i_a(t)$ в ряд Фурье

$$i_a \cos \omega t = I_{a0} + I_{a1} \cos \omega t + I_{a2} \cos 2\omega t + I_{a3} \cos 3\omega t + \dots, \quad (5.14)$$

$I_{an} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_a \cos \omega t \cos n\omega t \cdot d\omega t$ - n-я гармоника анодного тока, где n=0,1, 2, 3....

Вычислив интеграл, получим для постоянной составляющей анодного тока с учетом (5.10)

$$I_{a0} = SU_{cm} \gamma_0 = I_{am} \alpha_0, \quad (5.15)$$

где $\gamma_0 = \frac{1}{\pi} (\ln \theta - \theta \cos \theta)$;

$$\alpha_0 \langle \varphi \rangle = \frac{\gamma_0 \langle \varphi \rangle}{1 - \cos \theta}.$$

Для n -й гармоники анодного тока с учетом (5.10)

$$I_{an} = SU_{cm} \gamma_n \langle \varphi \rangle = I_{am} \alpha_n \langle \varphi \rangle, \quad (5.16)$$

где

$$\gamma_n \langle \varphi \rangle = \frac{1}{\pi n} \left[\frac{\sin \langle \varphi - 1 \theta \rangle}{n-1} - \frac{\sin \langle \varphi + 1 \theta \rangle}{n+1} \right]; \quad \alpha_n \langle \varphi \rangle = \frac{\gamma_n \langle \varphi \rangle}{1 - \cos \theta}. \quad (5.17)$$

Для 1-й гармоники ($n=1$) из (5.17) имеем

$$I_{a1} = SU_{cm} \gamma_1 \langle \varphi \rangle = I_{am} \alpha_1 \langle \varphi \rangle, \quad (5.18)$$

где $\gamma_1 \langle \varphi \rangle = \frac{1}{\pi} \langle \varphi - 0,5 \sin 2\theta \rangle$; $\alpha_1 \langle \varphi \rangle = \frac{\gamma_1 \langle \varphi \rangle}{1 - \cos \theta}$.

Коэффициент формы косинусоидального импульса:

$$g_n \langle \varphi \rangle = \frac{I_{an}}{I_{a0}} = \frac{\gamma_n \langle \varphi \rangle}{\gamma_0 \langle \varphi \rangle} = \frac{\alpha_n \langle \varphi \rangle}{\alpha_0 \langle \varphi \rangle}. \quad (5.19)$$

Зависимости $\alpha_n \langle \varphi \rangle$, $\gamma_n \langle \varphi \rangle$, $g_n \langle \varphi \rangle$ называются коэффициентами разложения в ряд Фурье косинусоидальных импульсов.

Аналогично производится разложение в ряд импульсов сеточного тока:

$$i_c \langle \varphi t \rangle = I_{c0} + I_{c1} \cos \omega t + I_{c2} \cos 2\omega t + I_{c3} \cos 3\omega t + \dots$$

Постоянная составляющая сеточного тока I_{c0} определяется по формуле, аналогичной (5.16), в которой амплитуду I_{am} следует заменить на I_{cm} (5.13), а угол отсечки θ на θ_c , (5.14). Гармоники сеточного тока I_{cn} определяются по формуле (5.17), в которой следует произвести аналогичные замены. В результате получим:

$$I_{c0} = SU_{cm} \gamma_0 \langle \varphi_c \rangle = I_{am} \alpha_0 \langle \varphi_c \rangle; \quad (5.20)$$

$$I_{cn} = SU_{cm} \gamma_n \langle \varphi_c \rangle = I_{am} \alpha_n \langle \varphi_c \rangle. \quad (5.21)$$

Определим напряжение на анодном контуре $u_a(t)$ (см. рис. 5.1).

При настройке контура в резонанс ($f=f_{рез}$) он имеет большое сопротивление на частоте 1-й гармоники:

$$R_1 = \rho Q = Q \sqrt{L_k / C_k}, \quad (5.22)$$

где ρ – волновое сопротивление контура и малое, близкое к нулю, на всех остальных гармониках – 2, 3-й и т.д. Такое свойство контура позволяет считать напряжение на нем синусоидальным

$$u_a(\omega t) \approx U_{am} \cos \omega t, \quad (5.23)$$

где $U_{am} = I_{a1} R_1 -$ (5.24)

амплитуда напряжения 1-й гармоники на контуре.

В соответствии с формулами (5.5) и (5.23) для напряжения между электродами лампы анод-катод имеем

$$e_a(\omega t) \approx E_a - u_a(\omega t) \approx E_a - U_{am} \cos \omega t. \quad (5.25)$$

Согласно полученным выражениям для напряжений на управляющей сетке $u_c(\omega t)$ (6.4) и аноде $u_a(\omega t)$ (5.25) и для анодного $i_a(\omega t)$ (5.26) и сеточного токов $i_c(\omega t)$ (5.12) построим соответствующие диаграммы (рис. 5.7), отображающие формы сигнала на выходе и входе электронного прибора ВЧ генератора.

Полученные выражения позволяют составить уравнения баланса мощностей в генераторе.

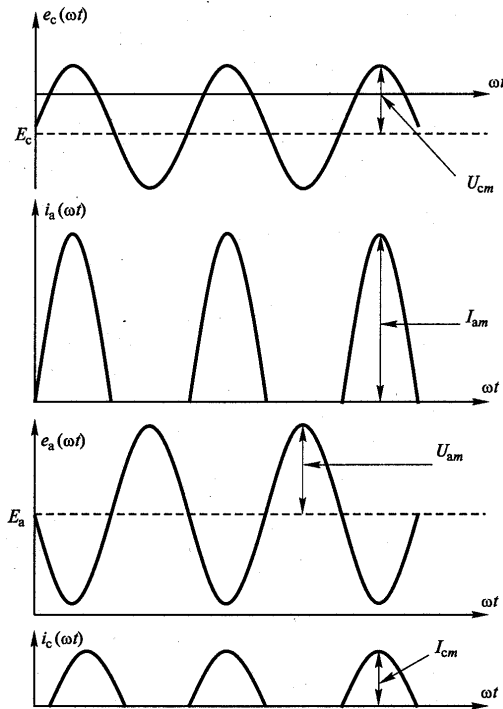


Рис. 5.7. Диаграммы, отображающие формы сигнала на выходе и входе электронного прибора генератора

Уравнение баланса мощностей в анодной цепи генератора примет вид:

$$P_0 = P_1 + P_a, \quad (5.26)$$

где $P_1 = 0,5U_{am}I_{a1}$ – (5.27)

мощность 1-й гармоники сигнала в анодной цепи или выходная мощность ВЧ генератора;

$$P_0 = E_a I_{a0} - \quad (5.28)$$

мощность, потребляемая от источника постоянного тока по цепи анода;

P_a – мощность, рассеиваемая в виде тепла анодом лампы.

Для КПД генератора с учетом (5.16), (5.18), (5.19), (5.27), (5.28) получим:

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{0,5I_{a1}U_{am}}{I_{a0}E_a} = 0,5g_1 \xi, \quad (5.29)$$

где $\xi = U_{am}/E$ – коэффициент использования анодного напряжения.

Уравнение баланса мощностей в сеточной цепи ВЧ генератора примет вид:

$$P_{c1} = P_{c0} + P_c, \quad (5.30)$$

где $P_{c1} = 0,5U_{cm}I_{c1}$, – (5.31)

мощность 1-й гармоники сигнала в сеточной цепи или входная мощность ВЧ генератора;

$$P_{c0} = |E_c|I_{c0} \quad (5.32)$$

мощность, рассеиваемая в источнике напряжения смещения;

P_c – мощность, рассеиваемая в виде тепла управляющей сеткой лампы.

Значения P_a и P_c не должны превышать предельных значений данных параметров в используемом электровакуумном приборе.

5.4. Динамическая характеристика и три режима работы ВЧ лампового генератора

Определим динамическую характеристику лампового ГВВ для мгновенных значений анодного тока и напряжения: $i_a = \Phi(\alpha)$ при типовом значении угла отсечки $\theta=90^\circ$. Согласно (5.9) и (5.10) для анодного тока (рис. 5.8) запишем:

$$i_a(\omega t) \approx I_{am} \cos \omega t \text{ при } |\omega t| \leq \theta; \quad i_a(\omega t) \approx 0 \text{ при } 90^\circ < |\omega t| \leq 180^\circ, \quad (5.33)$$

Согласно формулам (5.25) и (5.24) для анодного напряжения имеем:

$$e_a(\omega t) \approx E_a - I_{am} \alpha_1 R_1 \cos \omega t. \quad (5.34)$$

Решая уравнения (5.33) и (5.34), исключив из них время t , получим:

$$i_a = \frac{E_a - e_a}{\alpha_1 R_1} \text{ при } |\omega t| \leq 90^\circ, \quad i_a = 0 \text{ при } 90^\circ < |\omega t| \leq 180^\circ. \quad (5.35)$$

Согласно (5.35) динамическая характеристика генератора состоит из двух отрезков прямых линий. Каждый период колебаний рабочей точка, характеризуемая координатами $i_a = \Phi(e_a)$, «пробегает» по ней: полпериода по одной ветви, полпериода – по другой. Построим динамическую характеристику (5.35) на плоскости статических ВАХ (рис. 5.8). Одна ветвь этой характеристики ($i_a=0$) проходит по оси абсцисс правее координаты $e_a = E_a$, и неизменна, а вторая располагается на плоскости под углом:

$$\psi = \text{arctg} \frac{1}{\alpha_1 R_1} = \text{arctg} \frac{2}{R_1}, \quad (5.36)$$

где при $\theta = 90^\circ$ коэффициент $\alpha_1 = 0,5$.

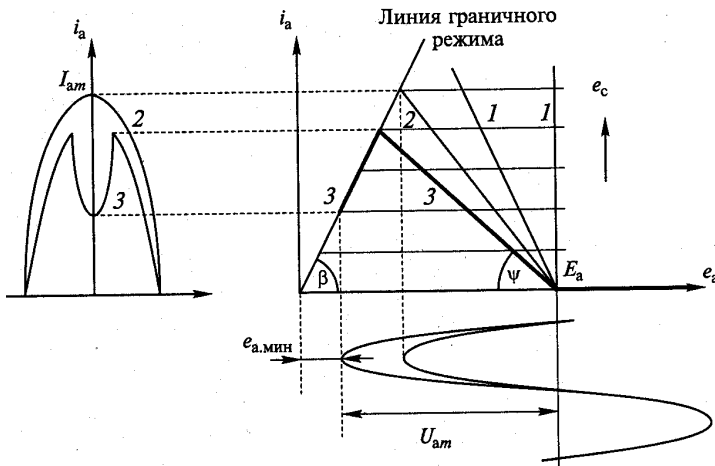


Рис. 5.8. Динамическая характеристика ГВВ

Согласно (5.36) при изменении сопротивления анодной нагрузки по 1-й гармонике сигнала R_1 , меняется угол наклона у динамической ха-

рактические: от 90° при $R_1 = 0$ (режим КЗ) до 0° при $R_1 = \infty$ (режим ХХ). До тех пор пока динамическая характеристика не пересекает линию граничного режима (рис. 5.8, случаи 1 и 2), форма импульса анодного тока остается косинусоидальной. При возрастании значения R_1 и соответственно U_{am} , в динамической характеристике происходит второй излом и появляется третий участок, проходящий по линии граничного режима, а в импульсе анодного тока появляется провал (рис. 5.8, случай 3).

В результате в ламповом ГВВ возможны три режима работы:

- граничный, при котором динамическая характеристика касается линии граничного режима, ему соответствует значение сопротивления анодной нагрузки на частоте сигнала $R_1 = R_{1cp}$ и амплитуда ВЧ напряжения $U_{am} = U_{am,cp}$ импульс тока имеет косинусоидальную форму (рис. 5.8, случай 2);

- недонапряженный, при котором динамическая характеристика не доходит до линии граничного режима, ему соответствует значение сопротивления анодной нагрузки на частоте сигнала $R_1 < R_{1cp}$ и амплитуда ВЧ напряжения $U_{am} < U_{am,cp}$, импульс тока имеет косинусоидальную форму (рис. 5.8, случай 1);

- перенапряженный, при котором динамическая характеристика пересекает линию граничного режима и далее с ней совпадает, этому режиму соответствует значение сопротивления анодной нагрузки на частоте сигнала $R_1 > R_{1cp}$ и амплитуда ВЧ напряжения $U_{am} > U_{am,cp}$ импульс тока имеет косинусоидальную форму с провалом посередине (рис. 5.8, случай 3).

Возникновение провала в импульсе анодного тока связано с тем, что при возрастании амплитуды U_{am} уменьшается остаточное напряжение на аноде лампы $e_{a,мин} = E_a - U_{am}$ (см. рис. 5.8), которое становится соизмеримым с максимальным значением напряжения на управляющей сетке $e_{c,макс}$. Вследствие этого поток электронов, идущий от катода к аноду «перехватывается» управляющей сеткой, ток которой резко возрастает, а в анодном токе при этом происходит провал. В перенапряженном режиме с увеличением сопротивления R_1 провал в импульсе тока возрастает, что может привести к «расщеплению» импульса (рис. 5.9). Определим параметры ВЧ генератора в граничном режиме (рис. 5.10).



Рис. 5.9. Эффект расщепления импульса анодного тока

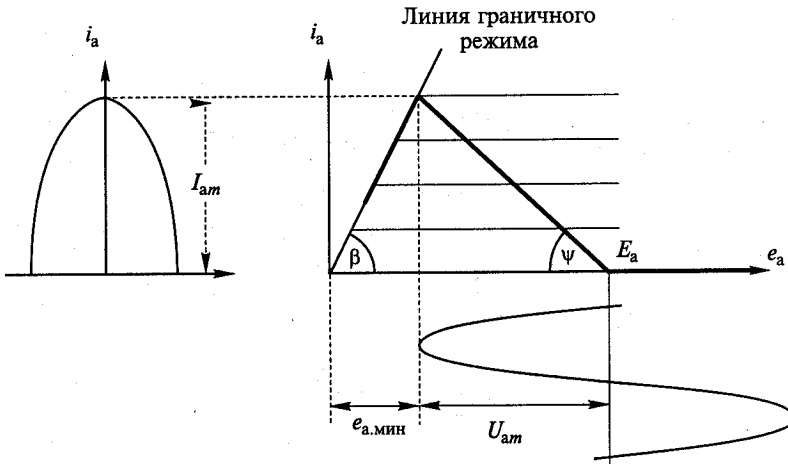


Рис. 5.10. К определению параметров генератора в граничном режиме

Из рис. 5.10 следует:

$$I_{am} = S_{zp} e_{a, \text{мин}} = S_{zp} E_a \left(-\xi_{zp} \right), \quad (5.37)$$

где $S_{zp} = \text{tg } \beta$ – крутизна линии граничного режима;

$\xi_{zp} = U_{am, zp} / E_a$ – коэффициент использования анодного напряжения в граничном режиме работы.

Мощность 1-й гармоники сигнала в граничном режиме

$$P_1 = 0,5 I_{a1} U_{am} = 0,5 \left(\alpha_1 S_{zp} E_a \right) \left(-\xi_{zp} E_a \right) = 0,5 \alpha_1 S_{zp} E_a^2 \xi_{zp} \left(-\xi_{zp} \right), \quad (5.38)$$

или

$$P_1 = A \xi_{zp} \left(-\xi_{zp} \right),$$

где $A = 0,5 \alpha_1 S_{zp} E_a^2$.

Решив квадратное уравнение (5.38), для коэффициента использования анодного напряжения в граничном режиме работы получим:

$$\xi_{zp} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_1}{S_{zp} \alpha_1 E_a^2}}. \quad (5.39)$$

При $\xi < \xi_{zp}$ режим работы ГВВ недонапряженный, при $\xi > \xi_{zp}$ – перенапряженный. Наиболее часто генератор работает в граничном режиме с максимальным КПД. В особых случаях, например при амплитудной модуляции, выбираются другие режимы работы.

Выводы по главе

В ламповом ГВВ возможны три режима работы: граничный, недо-напряженный и перенапряженный.

Вопросы для самоконтроля

1. Нарисуйте типовую схему лампового генератора с внешним возбуждением.
2. Как проводится аппроксимация статических характеристик триода?
3. Проведите на характеристиках лампы линию граничного режима.
4. Как определяется угол отсечки анодного тока?
5. Как определяется угол отсечки сеточного тока?
6. Как производится разложение периодической функции в ряд Фурье?
7. Что такое коэффициенты разложения косинусоидального импульса?
8. Назовите и опишите три режима работы по напряженности генератора с внешним возбуждением.
9. Как определяется граничный режим работы генератора?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы.

При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия.

Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой:

основной: 1–6; дополнительной: 7–12; и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 6. ЛАМПОВЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

6.1. Методика расчета лампового ГВВ

Методика расчета электрического режима работы лампового ГВВ в граничном режиме работы основана на приведенном выше анализе (разд. 5.1-5.2). Расчет генератора рассмотрим на типовом примере.

Исходные данные для расчета. Рабочая частота $f = 50$ МГц, выходная мощность $P_1 = 30$ кВт. Выбор типа электровакуумного прибора. Исходя из заданной мощности и частоты сигнала по справочнику «Электровакуумные приборы» выбираем тип генераторной лампы. Останавливаемся на тетроде типа ГУ-61Б, имеющем следующие предельно допустимые параметры: $E_{a,\text{дон}} = 10$ кВ; $E_{c2,\text{дон}} = 1,5$ кВ; $P_{a,\text{дон}} = 15$ кВт; $f_{\text{max}} = 70$ МГц. Выбираем угол отсечки $\theta = 90^\circ$, для которого $\alpha_0 \approx 0,318$, $\alpha_1 \approx 0,5$, $g_1 \approx 1,57$.

По характеристикам прибора определяем:

крутизну линии граничного режима $S_{cp} = 13$ мА/В;

крутизну анодно-сеточной характеристики $S = 74$ мА/В;

напряжение отсечки $E'_C = -130$ В.

Выбираем граничный режим работы.

Принимаем $E_a = 10$ кВ, $E_{c2} = 1,5$ кВ.

Расчет анодной цепи генератора

1. Коэффициент использования анодного напряжения, определяемый согласно (6.39):

$$\xi_{cp} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_1}{S_{cp}^2 \alpha_1 E_a^2}} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 30 \cdot 10^3}{0,5 \cdot 13 \cdot 10^{-3} \cdot 10^8}} = 0,897.$$

2. Амплитуда напряжения на анодном контуре:

$$U_{am} = \xi_{cp} E_a = 0,897 \cdot 10^4 = 8970 \text{ В}.$$

3. Остаточное напряжение на аноде лампы:

$$e_{a,\text{мин}} = E_a - U_{am} = 10000 - 8970 = 1030 \text{ В}.$$

4. Амплитуда 1-й гармоники анодного тока:

$$I_{a1} = 2P_1 / U_{am} = 2 \cdot 30 \cdot 10^3 / 8970 = 6,69 \text{ А}.$$

5. Амплитуда импульса анодного тока:

$$I_{am} = I_{a1} / \alpha_1 = 6,69 / 0,5 = 13,38 \text{ A}.$$

6. Постоянная составляющая анодного тока:

$$I_{a0} = \alpha_0 I_{am} = 0,318 \cdot 13,38 = 4,25 \text{ A}.$$

7. Мощность, потребляемая по анодной цепи:

$$P_0 = I_{a0} E_a = 4,25 \cdot 10^4 = 42,5 \text{ кВт}.$$

8. Мощность, рассеиваемая анодом лампы:

$$P_a = P_0 - P_1 = 4,25 - 30 = 12,5 \text{ кВт} < P_{a.\text{дон}}.$$

9. Коэффициент полезного действия:

$$\eta = P_1 / P_0 = 0,5 \xi_{\text{эп}} g_1 \approx 0,5 \cdot 0,897 \cdot 1,57 = 70,4\%.$$

10. Сопротивление нагруженного анодного контура, необходимое для реализации рассчитанного режима работы:

$$R_1 = U_{am} / I_{am} = 8970 / 6,69 = 1340 \text{ Ом}.$$

Расчет цепи управляющей сетки

1. Требуемая амплитуда напряжения:

$$U_{Cm} = I_{a1} / \alpha_1 \approx 6,69 \cdot 10^3 / 0,5 \cdot 74 \approx 181 \text{ В}.$$

2. Напряжение смещения:

$$|E_C| = -U_{Cm} \cos \theta + |E_C^2| = 130 \text{ В}, \quad E_C = -130 \text{ В}.$$

3. Максимальное напряжение на сетке

$$e_{C.\text{макс}} = U_{Cm} - |E_C| = 181 - 130 = 51 \text{ В}.$$

4. Высота импульса сеточного тока, определяемая по характеристикам (при $e = e_{амми}$ и $e_C = e_{сммак}$) или из примерного соотношения:

$$I_{Cm} = 0,2 I_{am} = 0,2 \cdot 13,38 = 2,68 \text{ A}.$$

5. Косинус угла отсечки сеточного тока

$$\cos \theta_C = |E_C| / U_{Cm} = 130 / 181 = 0,718; \quad \theta_C = 44^\circ;$$

$$\alpha_0 \approx 0,162; \quad \alpha_1 \approx 0,304.$$

6. Первая гармоника сеточного тока:

$$I_{C1} = \alpha_1 I_{Cm} \approx 0,304 \cdot 2,68 \text{ A}.$$

7. Постоянная составляющая сеточного тока:

$$I_{C0} = \alpha_0 \overline{e_C} \overline{I_{Cm}} = 0,162 \cdot 2,68 = 0,434 \text{ A}.$$

8. Требуемая мощность возбуждения:

$$P_{C1} = 0,5 U_{Cm} I_{Cm} = 0,5 \cdot 181 \cdot 0,815 = 74 \text{ Вт}.$$

9. Мощность, теряемая в цепи смещения:

$$P_{C0} = |E_C| I_{C0} = 130 \cdot 0,434 = 56,4 \text{ Вт}.$$

10. Мощность, рассеиваемая управляющей сеткой:

$$P_C = P_{C1} - P_{C0} = 74 - 56,4 = 17,6 \text{ Вт}.$$

11. Входное сопротивление по 1-й гармонике сигнала:

$$R_{\text{вх}1} = U_{Cm} / I_{C1} = 181 / 0,815 = 222 \text{ Ом}.$$

12. Коэффициент усиления генераторной лампы по мощности:

$$K_P = P_1 / P_{C1} = 30 \cdot 10^3 / 74 = 405 \text{ или}$$
$$K_P \overline{[dB]} = 10 \lg \overline{K_P} = 10 \lg \overline{405} = 26 \text{ дБ}.$$

Аналогичный расчет электрического режима работы ВЧ лампового генератора с внешним возбуждением можно провести по программе на языке Mathcad.

Программа расчета электрического режима работы ВЧ лампового генератора

Программа состоит из трех частей:

- 1) ввода исходных данных (DATE);
- 2) расчета параметров генератора по анодной цепи (ANODE);
- 3) расчета параметров сеточной цепи генератора (GRID).

В программе все напряжения имеют размерность в вольтах (V), токи – в амперах (A), мощность – в ваттах (W), сопротивление – в омах (Ω), крутизна статических характеристик лампы – ампер/вольт – (A/V).

Отметим, что при данной методике производится только выбор электровакуумного прибора и ввод исходных данных – требуемой выходной мощности ВЧ генератора и параметров лампы, а весь расчет выполняется автоматически с дальнейшей распечаткой полученных значений параметров на принтере или выводом их на экран дисплея. Коэффициент усиления генератора по мощности рассчитывается в размах (KP) и в децибелах (KPD). Коэффициенты разложения косинусоидального импульса $\alpha_0 \overline{e}$, $\alpha_1 \overline{e}$, $\gamma_1 \overline{e}$, $g_1 \overline{e}$ в программе определяются по формулам (5.16), (5.17) и (5.19). Угол отсечки импульса анодного тока θ

задается в градусах, а затем его значение автоматически переводится в радианы для вычисления тригонометрических функций.

В программе в разделе (DATE) приняты следующие обозначения:

P_1 – требуемая выходная мощность ВЧ генератора, Вт;

E_A – анодное напряжение питания, В;

E_{CC} – напряжение отсечки, В;

SG – крутизна линии граничного режима, А/В;

S – крутизна анодно-сеточной характеристики, А/В;

θ – выбранный угол отсечки, град.

В двух других разделах все пункты расчета полностью совпадают, что позволяет не давать дополнительных пояснений. По программе можно рассчитать электрический режим работы ВЧ генератора на любую мощность при любом типе электровакуумного прибора с известными параметрами и проследить, как меняются параметры генератора при изменении угла отсечки и напряжения питания.

6.2. Нагрузочные характеристики и оптимальные режимы работы лампового генератора

Нагрузочные характеристики лампового генератора есть зависимости его выходных электрических параметров: колебательной мощности P_1 , потребляемой P_0 , мощности рассеивания на аноде P_a амплитуд первых гармоник тока I_{a1} и напряжения U_{am} постоянной составляющей тока I_{a0} и КПД η – от сопротивления нагрузки генератора R_1 . С их помощью можно выбрать оптимальный режим работы генератора по различным критериям (например, получению максимальной мощности) и определить влияние изменения нагрузки (например, влияние входного сопротивления антенны) на выходные параметры ВЧ генератора.

Координаты переломной точки на графиках этих характеристик определяются граничным режимом работы, которому соответствует сопротивление нагрузки $R_1=R_{1cp}$. Согласно рис. 5.9 в недонапряженном режиме работы амплитуда анодного тока I_{am} остается практически неизменной и потому постоянная составляющая I_{a0} и 1-я гармоника анодного тока I_{a1} мало зависят от сопротивления нагрузки R_1 . В перенапряженном режиме в силу провала в импульсе тока два данных параметра начинают уменьшаться по мере увеличения R_1 . В целом зависимости $I_{a0}(R_1)$ и $I_{a1}(R_1)$ имеют вид, представленный на рис. 6.12. Зависимость для амплитуды ВЧ анодного напряжения $U_{am}(R_1)$ можно определить согласно (5.24), а для мощностей $P_1(R_1)$, $P_0(R_1)$, $P_a(R_1)$ и КПД $\eta(R_1)$ соответственно по (5.26), (5.27), (5.28), (5.29). В результате характеристики имеют вид, представленный на рис. 6.1.

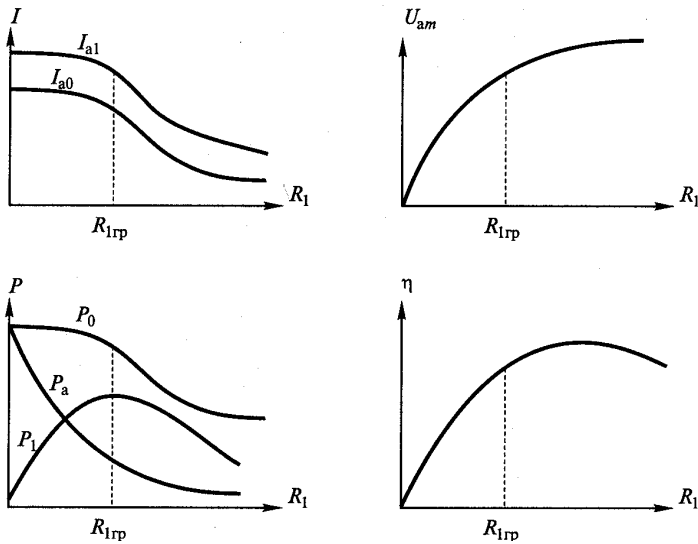


Рис. 6.1. Нагрузочные характеристики и оптимальные режимы работы лампового генератора

Максимум выходной мощности P_1 генератор отдает в граничном режиме работы (рис. 6.1). Именно в этом режиме его внутреннее дифференциальное сопротивление по 1-й гармонике сигнала равно сопротивлению анодной нагрузки. Максимум КПД генератор имеет в слабо перенапряженном режиме работы. В генераторе недопустим режим короткого замыкания ($R_1 = 0$), когда вся потребляемая мощность рассеивается анодом лампы. Поскольку работа ВЧ генератора оценивается несколькими параметрами, то в зависимости от выбранного критерия меняются условия обеспечения оптимального режима его работы. Рассмотрим какой угол отсечки θ следует выбрать, чтобы обеспечить оптимальный режим работы при трех критериях: мощности ВЧ сигнала P_1 , КПД η , коэффициенте усиления по мощности K_p . Для трех данных критериев имеем:

$$P_1 = 0,5U_{am}I_{am} = 0,5I_{am}\xi E_a \tilde{g}_1 \tilde{C}_1;$$

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = 0,5\xi g_1 \tilde{C}_1;$$

$$K_p = \frac{P_1}{P_{C1}} = \frac{0,5I_{a1}U_{am}}{0,5I_{C1}U_{Cm}} = \frac{U_{am}}{I_{C1}} S\gamma_1 \tilde{C}_1.$$

Зафиксировав в данных формулах все параметры, кроме угла отсечки θ , получим с учетом зависимостей для коэффициентов разложения косинусоидального импульса (см. рис. 5.5) следующие результаты:

максимум мощности P_1 генератор отдает при $\theta = 120^\circ$, максимум КПД генератор имеет при $\theta \rightarrow 0$;

максимум коэффициента усиления по мощности K_p можно получить при $\theta = 180^\circ$.

Компромиссным вариантом, при котором все три параметра имеют значения, близкие к оптимальным, является выбор угла отсечки в пределах $\theta = 60 \dots 120^\circ$. В большинстве случаев принимают $\theta = 90^\circ$.

6.3. Ламповый ГВВ с общей сеткой

Общим в генераторе называется электрод лампы, который входит как во входную, так и выходную цепь. Модель схемы лампового генератора с общим катодом приведена на рис. 6.2,а.

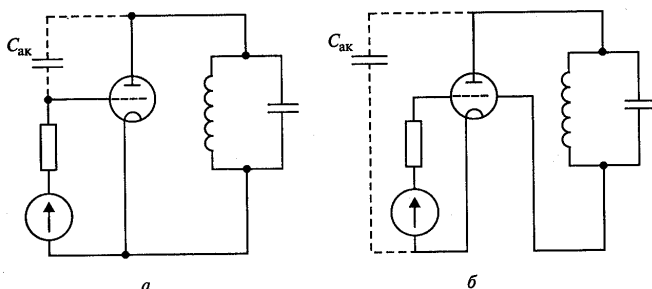


Рис. 6.2. Модель схемы лампового генератора с общим катодом

К ней, в частности, относится схема генератора, приведенная на рис. 6.2. Недостаток такой схемы начинает проявляться с повышением частоты усиливаемого сигнала, что следует из общей теории устойчивости усилителей высокой частоты. Поэтому кратко остановимся на данном вопросе, представив ВЧ усилитель в виде П-образной схемы (рис. 6.3, а).

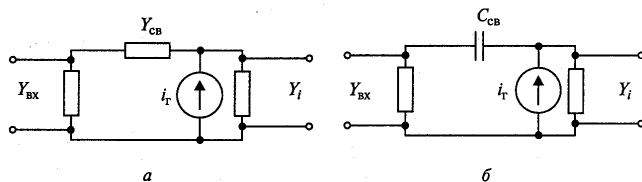


Рис. 6.3. П-образная схема замещения ГВВ

В такой схеме существует связь выхода со входом, определяемая проводимостью $Y_{св}$. Предположим, что такой связью является некоторая емкость $C_{св}$ (рис. 6.3, б). Ее наличие приводит к тому, что часть выходного сигнала попадает на вход усилителя. Поскольку с повышением частоты проводимость $Y_{св} = \omega C_{св}$ увеличивается, то связь выхода со входом возрастает. При переходе через некоторое критическое значение эта связь может стать столь сильной, что в генераторе возникнут автоколебания и он из усилителя превратится в автогенератор. Такой переход каскада из одного состояния в другое является совершенно недопустимым, так как назначение генератора с внешним возбуждением состоит в усилении сигнала, а не в генерировании собственных автоколебаний, которые будут отбирать мощность у полезного сигнала и создавать помехи другим радиотехническим средствам. Итак, чем больше емкость связи $C_{св}$ тем опасность возникновения недопустимого режима работы ВЧ генератора возрастает.

Обратимся вновь к схеме усилителя с общим катодом (рис. 6.2,а), в которой емкостью обратной связи является межэлектродная емкость анод-управляющая сетка C_{ac} . Теперь рассмотрим другую схему генератора – с общей сеткой (см. рис. 6.2,б), в которой емкостью обратной связи является межэлектродная емкость анод-катод C_{ak} . Поскольку в лампе емкость $C_{ak} \ll C_{ac}$ то схема генератора с общей сеткой более устойчива, чем с общим катодом. Даже специальные генераторные тетроды, у которых проходная емкость сведена до минимума, при схеме с общим катодом устойчиво работают только до частоты 200...300 МГц. Поэтому на более высоких частотах в генераторах обычно используется схема с общей сеткой. Так, специальные СВЧ триоды (металлокерамические лампы) при схеме с общей сеткой устойчиво работают до частоты 5000 МГц.

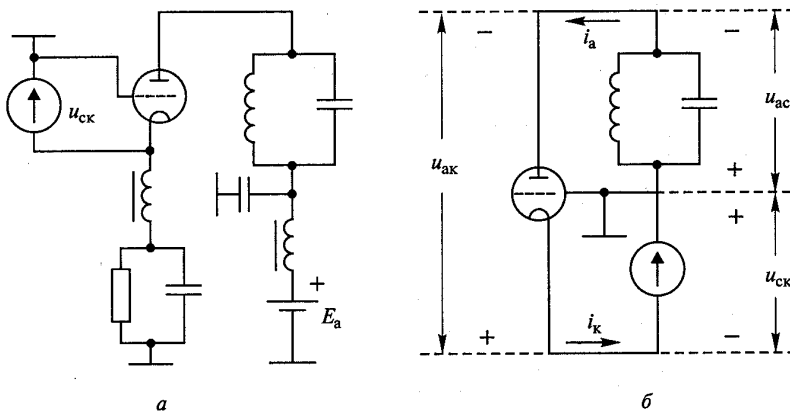


Рис. 6.4. Схема ГВВ с общей сеткой

В тех случаях, когда управляющая сетка заземляется, генератор называют также схемой с заземленной сеткой. Но более общее название – генератор не с заземленной, а с общей сеткой. Рассмотрим электрические параметры такого генератора, обратившись к схемам – электрической (рис. 6.4,а) и эквивалентной (рис. 6.4,б).

Поскольку в лампе происходит поворот фазы сигнала на 180° , то напряжение анод-сетка (u_{ac}) есть сумма двух напряжений: анод-катод (u_{ak}) и сетка-катод (u_{ck}): $u_{ac} = u_{ak} + u_{ck}$. (На рис. 6.4,б расставлены знаки, подтверждающие данное равенство.) Соответственно и для амплитуд этих сигналов имеем

$$U_{acm} = U_{akm} + U_{ckm} . \quad (6.1)$$

Другая особенность генератора с общей сеткой состоит в том, что через источник возбуждения протекает катодный ток (напомним, что в генераторе с общим катодом источник возбуждения нагружен на сеточный ток лампы). С учетом сказанного и (6.1) для выходной мощности ВЧ сигнала и мощности возбуждения в схеме с общей сеткой согласно рис. 6.4,б соответственно получим:

$$P_1 = 0,5U_{acm}I_{a1} = 0,5(U_{akm} + U_{ckm})I_{a1} = 0,5U_{akm}I_{a1} + 0,5U_{ckm}I_{a1}; \quad (6.2)$$

$$P_{возб} = 0,5U_{cm}I_{a1} = 0,5(U_{c1} + I_{c1})I_{a1} = 0,5U_{ckm}I_{a1} + 0,5U_{ckm}I_{c1}. \quad (6.3)$$

В (6.2) и (6.3) слагаемое $\Delta P = 0,5U_{ckm}I_{a1}$ есть часть мощности, непосредственно передаваемой из входной в выходную цепь генератора. В схеме с общей сеткой по отношению к схеме с общим катодом выходная мощность возрастает на величину ΔP (ориентировочно на 10%), но при этом на ту же величину $\Delta P = 0,5U_{ckm}I_{a1}$ увеличивается и мощность возбуждения. Поскольку анодный ток I_{a1} ориентировочно в 10 раз больше сеточного I_{c1} то относительное увеличение мощности возбуждения в схеме с общей сеткой составляет около 10 раз. Входное сопротивление в схеме с общей сеткой с учетом (5.18):

$$R_{ex1} = \frac{U_{ckm}}{I_{k1}} = \frac{U_{ckm}}{I_{a1}} = \frac{1}{S\gamma_1} \quad (6.4)$$

Значение R_{ex1} обычно не превышает 200... 300 Ом. Таким образом, сравнение двух схем ламповых ВЧ генераторов – с общим катодом и общей сеткой (см. рис. 6.13) – позволяет сделать следующие выводы: вторая из схем более устойчива, но в связи с существенным возрастанием мощности возбуждения она проигрывает первой по величине коэффициента усиления по мощности ориентировочно в 10 раз.

6.4. Электрические схемы ламповых ГВВ

Классификация схем ВЧ генераторов определяется: типом выходной электрической цепи и ее связью с нагрузкой; видом входной электрической цепи и ее связью с источником возбуждения и лампой; цепью питания анода и управляющей сетки лампы; способом перестройки электрических цепей в диапазонных передатчиках. В качестве входной и выходной электрических цепей, служащих для согласования лампы с источником возбуждения и нагрузкой, и фильтрации высших гармоник сигнала обычно используется один из четырех вариантов: одиночный параллельный колебательный контур, два связанных параллельных колебательных контура, П- и Т-образная схема (рис. 6.5).

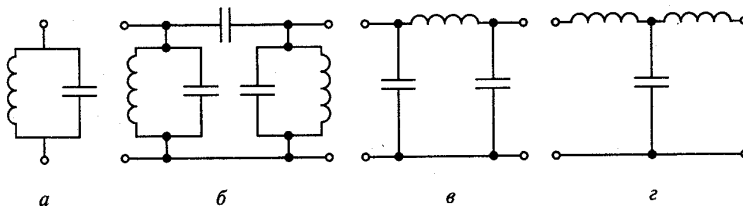


Рис. 6.5. Входные и выходные цепи ГВВ

Все цепи характеризуются полосой пропускания и коэффициентом передачи сигнала по мощности. Полоса пропускания одиночного контура (см. рис. 6.5,а) определяется согласно (6.3). Три других типа цепей (см. рис. 6.5, б – г) имеют более широкую полосу пропускания.

Коэффициент передачи показывает, какая часть мощности ВЧ сигнала P_1 передается в нагрузку:

$$K_{пер} = P_H / P_1 = P_H / (P_{KH} + P_H), \quad (6.5)$$

где P_H – мощность ВЧ сигнала, передаваемая в нагрузку R_H ;

P_{KH} – мощность потерь в электрической цепи.

Определим коэффициент передачи K_{II} применительно к одиночному параллельному колебательному контуру (рис. 6.16,а), эквивалентные схемы которого с учетом активного сопротивления потерь r_k приведены на рис. 6.17. При пересчете сопротивления нагрузки R_H в индуктивную ветвь контура (см. рис. 6.17, б) с учетом соотношений

$$P_H = 0,5r_H I_{K1}^2 \text{ и } P_K = 0,5r_K I_{K1}^2,$$

где I_{K1} – амплитуда 1-й гармоники контурного тока, для коэффициента передачи получим

$$K_{пер} = r_H / (r_H + r_K) \quad (6.6)$$

При параллельной схеме замещения (см. рис. 6.17, в) с учетом соотношений

$$P_H = \frac{0,5 U_{Km}^2}{R_H} \text{ и } P_{K.П} = \frac{0,5 U_{Km}^2}{R_{1XX}},$$

где U_{Km} – амплитуда напряжения на контуре;

R_{1XX} – сопротивление ненагруженного контура, т.е. при холостом ходе, для коэффициента передачи получим

$$K_{пер} = R_{1XX} / (r_H + R_{1XX}) \quad (6.7)$$

где $R_{1XX} = \rho Q_{XX}$,

Q_{XX} – добротность ненагруженного контура;

ρ – волновое сопротивление контура.

Сопротивление нагруженного контура согласно параллельной схеме замещения (рис. 6.6, в):

$$R_1 = R_{1XX} R_H / (r_H + R_{1XX})$$

С учетом данного выражения из (5.46) для коэффициента передачи получим

$$K_{ПЕР} = 1 - \frac{R_1}{R_{1XX}} = 1 - \frac{Q_1}{Q_{1XX}},$$

где Q_1 – добротность нагруженного контура. Для уменьшения потерь в электрической цепи значение коэффициента передачи $K_{ПЕР}$ следует иметь по возможности близким к 1 и не менее 0,8...0,9. Связь электрической цепи с нагрузкой, источником возбуждения и лампой для их согласования между собой может быть: емкостной, индуктивной, трансформаторной и смешанного типа (рис. 6.7).

Все виды связи характеризуются коэффициентом K_{CB} показывающим, как сопротивление нагрузки пересчитывается к определенным точкам электрической цепи. В случае параллельного колебательного контура этот пересчет осуществляется к точкам 1 – 2 схемы, для которой

$$R_{HK} = R_H / K_{CB}^2,$$

где $K_{CB} = C_2 / (C_1 + C_2)$ – при емкостной связи (рис. 6.7, б);

$K_{CB} = N_2 / (N_1 + N_2)$ – при индуктивной связи (рис. 6.7, в);

$K_{CB} = N_2 / N_1$ – при трансформаторной связи (рис. 6.7, г);

N_1, N_2 — число витков катушек индуктивности (см. рис. 6.7, в, г).

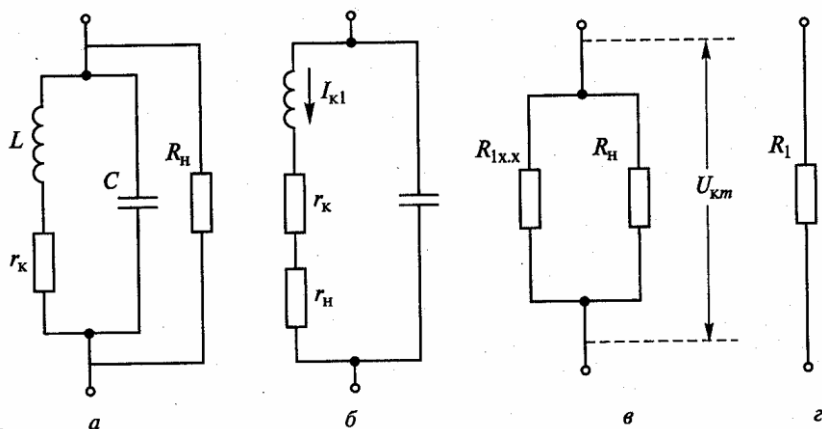


Рис. 6.6. Параллельная схема замещения нагруженного контура ГВВ

По видам цепей питания анода и управляющей сетки лампы различают: схемы с последовательным питанием (рис. 6.8, а); схемы с параллельным питанием (рис. 6.8, б). Преимущество схемы последовательного типа состоит в том, что в ней дроссель $L_{ДР}$ не шунтирует анодный контур, параллельного типа и элементы этого контура не находятся под высоким анодным напряжением, что особенно важно при перестройке контура.

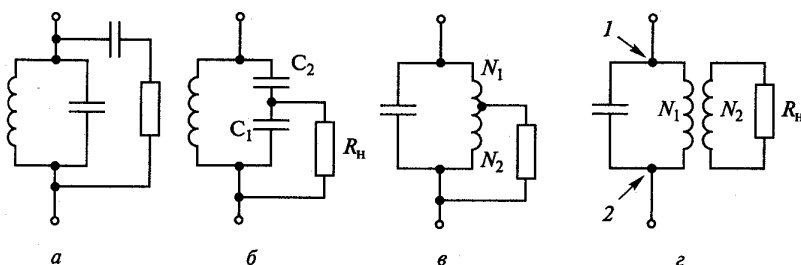


Рис. 6.7. Виды связи контура ГВВ с нагрузкой

При изменении частоты излучаемого сигнала в диапазонных радиопередатчиках необходимо перестраивать все контуры в генераторных каскадах, резонансные частоты которых (6.2) должны быть равны частоте возбуждителя.

Такая перестройка электрических цепей осуществляется или с помощью конденсаторов переменной емкости, или путем изменения индуктивности контура, или за счет изменения обоих элементов. При работе радиопередатчика в большой полосе частот весь диапазон обычно разбивается на поддиапазоны. При этом, например, возможен такой вариант: переход с одного поддиапазона на другой осуществляется переключением катушек индуктивности, а перестройка внутри поддиапазона – с помощью конденсатора переменной емкости

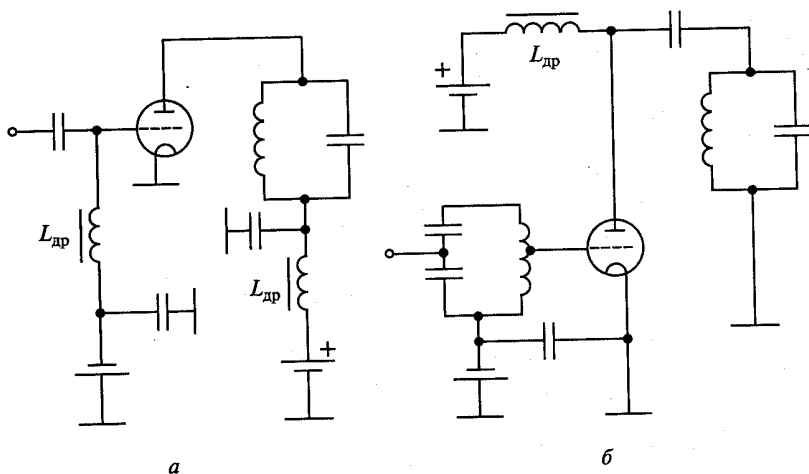


Рис. 6.8. Виды питания анода и сетки лампы ГВВ.

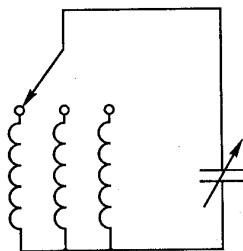


Рис. 6.9. Перестройка электрических цепей ГВВ изменением элементов резонансного контура.

В современных радиопередатчиках настройка контуров в резонанс с частотой усиливаемого сигнала осуществляется с помощью устройств автоматического регулирования. В отличие от названных механических

способов перестройки контуров особое место занимают электрические методы, осуществляемые с помощью ферритов и полупроводниковых приборов-варикапов. Комбинируя типы согласующих электрических цепей, их связи с нагрузкой, источником возбуждения и лампой, способы соединения лампы с источниками питания и методы перестройки контуров, создают разнообразные схемы ВЧ генераторов с внешним возбуждением. Одна из них представлена на рис. 6.9. Рассмотрим еще одну схему, позволяющую складывать мощности двух генераторных ламп (рис. 6.10). Такая схема называется двухтактной. Сигналы на управляющие сетки ламп подаются в схеме в противофазе, т.е. повернутыми на 180° , в результате чего лампы работают попеременно, возбуждая общий анодный контур, сопротивление которого на частоте 1-й гармоники сигнала определяется выражением

$$R_1 = 2U_{am}/I_{a1},$$

где U_{am} , I_{a1} – параметры, относящиеся к одной лампе.

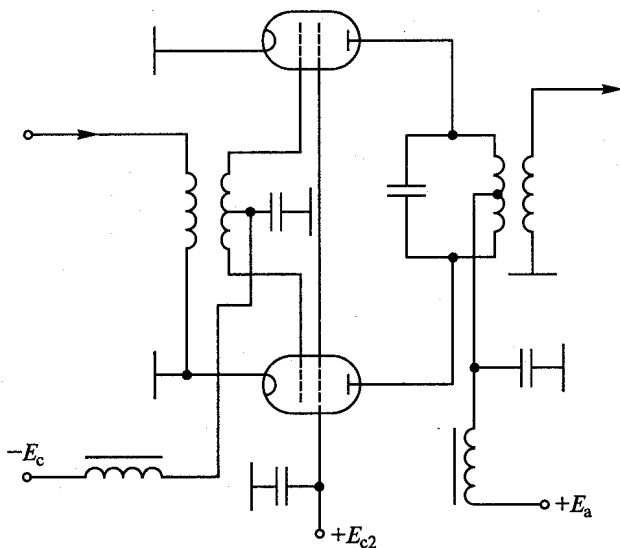


Рис. 6.10. Двухтактная схема сложения мощностей ГВВ

Преимуществами двухтактной схемы помимо возможности двукратного увеличения выходной мощности ВЧ сигнала являются: повышение устойчивости работы, фильтрация четных гармоник и лучшее блокирование цепей питания от проникновения в них токов высокой

частоты ввиду симметрии схемы. Для двухтактных схем разработаны специальные двойные генераторные тетроды, размещаемые в одном баллоне.

Выводы по главе

1. Классификация схем ВЧ генераторов определяется: типом выходной электрической цепи и ее связью с нагрузкой; видом входной электрической цепи и ее связью с источником возбуждения и лампой; цепью питания анода и управляющей сетки лампы; способом перестройки электрических цепей в диапазонных передатчиках.

Вопросы для самоконтроля

1. Нарисуйте типовую схему лампового генератора с внешним возбуждением.
2. Как проводится аппроксимация статических характеристик триода?
3. Проведите на характеристиках лампы линию граничного режима.
4. Как определяется угол отсечки анодного тока?
5. Как определяется угол отсечки сеточного тока?
6. Как производится разложение периодической функции в ряд Фурье?
7. Что такое коэффициенты разложения косинусоидального импульса?
8. Назовите и опишите три режима работы по напряженности генератора с внешним возбуждением.

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1–3; дополнительной: 4–6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 7. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГВВ

7.1. Типы мощных транзисторов, используемых в генераторах

В ГВВ могут использоваться биполярные и полевые транзисторы.

В биполярных транзисторах происходит перенос как основных носителей заряда в полупроводнике, так и неосновных; в полевых – только основных. Управление током прибора в биполярных транзисторах осуществляется за счет заряда неосновных носителей, накапливаемых в базовой области; в полевых – за счет действия электрического поля на поток носителей заряда, движущихся в полупроводниковом канале, причем поле направлено перпендикулярно этому потоку. Для увеличения мощности прибора в биполярных транзисторах используют многоэмиттерную структуру, а в полевых – многоканальную. Материалом для мощных ВЧ транзисторов обоих типов служит кремний, в СВЧ приборах применяют также арсенид галлия. Задача повышение выходной мощности сигнала и максимальной частоты усиления в полупроводниковом приборе решена путем создания кремниевых и арсенид-галлиевых транзисторов с многоэмиттерной и многоканальной структурой. Другое направление в развитии генераторных транзисторов связано с повышением их линейных свойств при усилении сигналов повышенной мощности. В табл. 7.1 приведены четыре основных параметра – максимальная частота усиления f , выходная мощность P_1 , коэффициент усиления по мощности K_P , КПД нескольких типов ВЧ мощных биполярных и полевых транзисторов. Основные сведения для мощных транзисторов, необходимые для анализа работы ГВВ, приведены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Тип транзистора	Частота, МГц	Мощность P_1 , Вт	Коэффициент усиления, дБ	КПД, %
КТ927В (биполярный)	30	75	15	50
КП904А (полевой)	60	50	20	55
КТ922В (биполярный)	175	40	7	60
КТ931А (биполярный)	175	80	7	60
КТ930В (биполярный)	400	75	7	50

7.2. Биполярные транзисторы

Принцип действия. Биполярные транзисторы делятся на две большие группы: типа $n-p-n$ и $p-n-p$. Под n понимается электронная проводимость материала, под p – дырочная. Мощные биполярные транзисторы являются, как правило, типа $n-p-n$.

В основе работы биполярного транзистора типа $n-p-n$ лежат три явления: инжекция электронов из эмиттера в область базы, их накопление в базовой области (по отношению к проводимости типа p электроны становятся неосновными носителями заряда) и перенос электронов под действием внешнего электрического поля из базы к коллектору (рис. 7.1,а). Здесь имеют место два ограничения, не позволяющие увеличивать мощность прибора при одновременном повышении частоты сигнала. Первое ограничение связано с предельной скоростью движения электронов в полупроводнике. Так, для кремния эта скорость, зависящая от напряженности электрического поля, не превышает $V_{нас} = 10^7$ см/с (рис. 7.1,б). Второе ограничение связано с предельным значением напряженности электрического поля $E_{ПП}$, при превышении которого наступает электрический пробой. У кремния $E_{ПП} = 2 \cdot 10^5$ В/с.

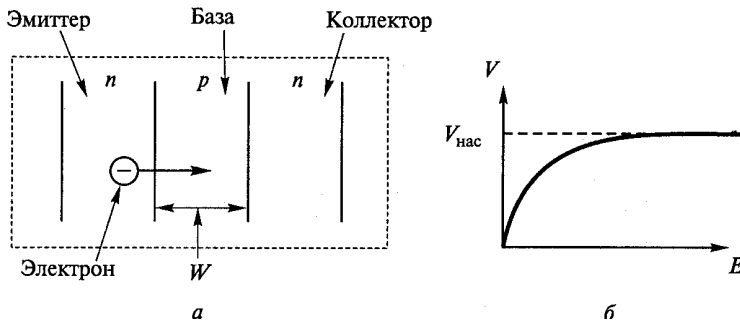


Рис. 7.1. Зависимость скорости движения электронов в полупроводнике от напряженности электрического поля.

Предельная или граничная частота усиления транзистора $f_{ГП}$ непосредственно связана со временем переноса носителей заряда τ_T через базовую область толщиной W (рис. 7.1,а):

$$f_{ГП} = 1 / \langle \pi \tau_T \rangle \approx V_{НАС} / \langle \pi W \rangle, \quad (7.1)$$

где $\tau_T = W / V_{НАС}$ – время переноса носителей через базу.

Для напряженности электрического поля запишем (7.1)

$$E = U_K / W < E_{ПР}, \quad (7.2)$$

где U_K – напряжение коллектор-база.

Совместно решив уравнения (7.1), (7.2) с учетом указанных значений $V_{НАС}$ и $E_{ПР}$ и приняв $E=0,6 E_{ПР}$, получим

$$U_K f_{ГР} = 10^{11} \text{ В} \cdot \text{Гц} = 100 \text{ В} \cdot \text{ГГц}, \quad (7.3)$$

которое определяет предельные возможности биполярного транзистора. Согласно (7.3) чем выше частота, тем меньше должно быть напряжение питания, а, следовательно, и мощность биполярного транзистора. Так, при напряжении питания коллектора транзистора $U_K = 20$ В его граничная частота усиления составит $f = 5$ ГГц.

С помощью специальной, очень сложной технологии при создании СВЧ транзисторов удалось приблизиться к теоретическому пределу, определяемому соотношением (7.3). В качестве примера укажем, что в транзисторе $f_{ГР} = 400$ МГц толщина базовой области $W=0,7$ мкм; при $f_{ГР} = 1...2$ ГГц – $W = 0,2...0,3$ мкм. Помимо двух названных (предельная скорость переноса носителей заряда и допустимая напряженность электрического поля), есть еще два ограничительных фактора, не позволяющих увеличить мощность транзистора: допустимая температура р-п-перехода (у кремния не выше $150...200^\circ \text{C}$) и эффект оттеснения. Сущность последнего сводится к тому, что с возрастанием плотности тока перенос носителей заряда оттесняется ко внешнему краю эмиттера. В результате значение тока определяется периметром, а не площадью эмиттера, что не позволяет увеличивать мощность с повышением частоты. Последнее ограничение удалось преодолеть путем создания так называемых многоэмиттерных структур, в которых существенно увеличен периметр эмиттера без увеличения его площади. Одна из таких структур, называемая полосковой, показана на рис. 7.2.

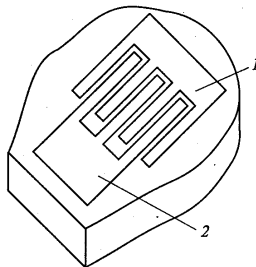


Рис. 7.2. Полосковая многоэмиттерная структура р-п-перехода

В этой структуре эмиттер 1 имеет гребенчатую структуру. Такую же форму имеют контактные площадки выводов базы 2. Коллектор в приборе общий. Общее число полосков-эмиттеров в приборе может достигать нескольких десятков. В качестве примера приведем параметры типичного СВЧ транзистора полоскового типа: размеры одного эмиттерного полоска 16×240 мкм; число полосков-эмиттеров 18; площадь коллектора $0,22$ мм²; общий периметр всех эмиттеров 8 мм, площадь $0,065$ мм². Для повышения выходной мощности СВЧ транзистора на одном кристалле располагают несколько структур, а в одном корпусе размещают несколько кристаллов. Тепло, рассеиваемое в кристалле транзистора, необходимо отвести на его корпус. При этом обеспечивается электрическая изоляция электродов относительно корпуса прибора, для чего используется бериллиевая керамика – диэлектрик с высокой теплопроводностью (такой же, как у латуни). В зависимости от схемы применения в мощных транзисторах с корпусом соединяется эмиттер или база. Внешний вид двух типов транзисторов показан на рис. 7.3. Работа транзистора описывается большим числом характеристик и параметров, которые позволяют произвести расчет режима работы прибора в каскадах различного назначения и установить правильные условия его эксплуатации. Рассмотрим наиболее важные характеристики и параметры мощных транзисторов с рассеиваемой мощностью более 3...5 Вт.

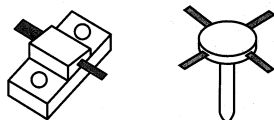


Рис. 7.3. Внешний вид двух типов транзисторов.

Статические характеристики биполярного транзистора

При схеме транзистора с общим эмиттером различают два вида семейств характеристик: выходные – зависимости тока коллектора от напряжения коллектор-эмиттер и тока базы $i_k = \Phi(u_{КЭ}, i_B)$ (рис. 7.4,а) и входные – зависимости тока базы от напряжения эмиттер-база и коллектор-эмиттер $i_B = \Phi(u_{ЭБ}, u_{КЭ})$ (рис. 7.4,б). У кремниевых транзисторов напряжение отсечки $E_B = 0,5 \dots 0,7$ В.

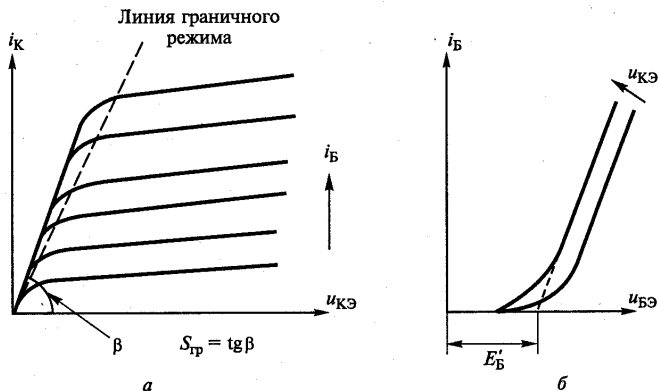


Рис. 7.4. Статические характеристики биполярного транзистора

При изменении температуры происходит смещение характеристик. Так, входная характеристика смещается влево при повышении температуры и вправо с ее понижением. Биполярный транзистор представляет собой структуру из двух $p-n$ -переходов (см. рис. 7.1). Сначала рассмотрим отдельно взятый $p-n$ -переход, статическая характеристика которого описывается функцией

$$i = I_S \left(e^{u_{II}/\varphi_T} - 1 \right), \quad (7.4)$$

где I_S – обратный ток, или ток насыщения;

u_{II} – напряжение, приложенное к $p-n$ -переходу;

$\varphi_T = 25,6$ мВ – температурный потенциал.

Статическая характеристика $p-n$ -перехода (7.4), приведенная на рис. 7.5, имеет два участка: один соответствует открытому $p-n$ -переходу при приложении к нему прямого напряжения, другой – закрытому $p-n$ -переходу при обратном напряжении. Обратное напряжение, превышающее по абсолютной величине напряжение $U_{ПРИБ}$, приводит к электрическому пробоему $p-n$ -перехода. В реальной модели значение тока i ограничено сопротивлением активных потерь R_S $p-n$ -перехода. Закрытый $p-n$ -переход характеризуется барьерной, или зарядовой, емкостью

$$C_{ЗАР} = \frac{C_{Н.ЗАР}}{\left(+ |u|/\varphi_0 \right)}, \quad (7.5)$$

где $C_{Н.ЗАР}$ – начальная емкость $p-n$ -перехода;

u – обратное напряжение, приложенное к $p-n$ -переходу;

φ_0 – контактная разность потенциалов ($\varphi_0 = 0,5...0,8$ В – для кремния);

γ – коэффициент перехода, зависящий от состава примесей в переходе (обычно $\gamma = 0,5$).

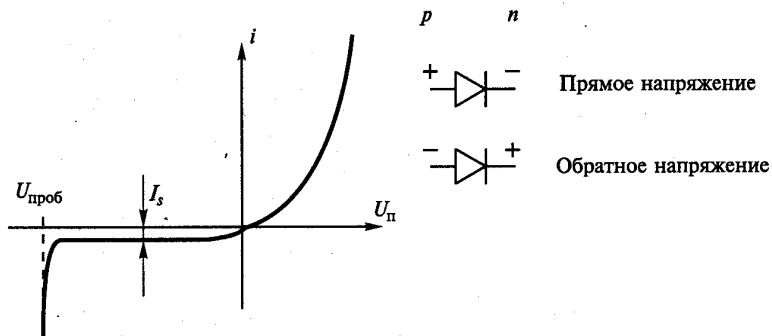


Рис. 7.5. Статическая характеристика p - n -перехода

Таблица 7.2

Коллекторный переход – вид включения	Эмиттерный переход – вид включения	Область на характеристиках
Обратное	Обратное	Отсечки (1)
Обратное	Прямое	Активная (2)
Прямое	Прямое	Насыщения (3)
Прямое	Обратное	Инверсная (4)

График функции (7.5) приведен на рис. 7.6.

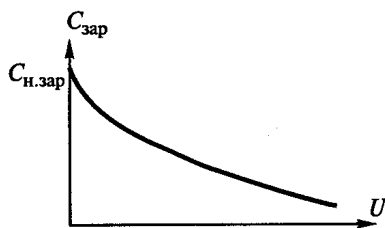


Рис. 7.6. Зависимость зарядовой емкости от обратного напряжения.

Модель транзистора, как структура из двух $p-n$ -переходов, может быть представлена в виде, показанном на рис. 7.7.

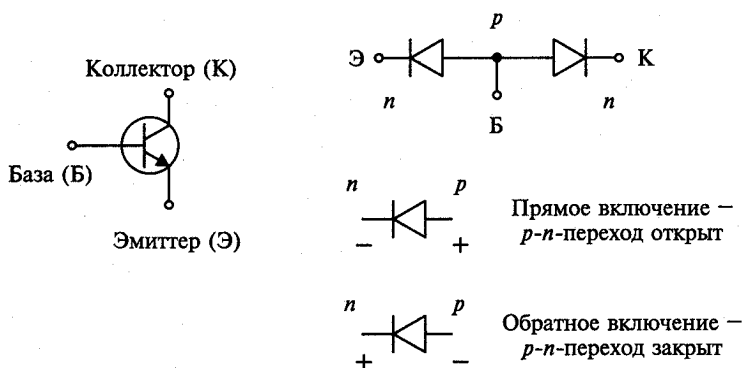


Рис. 7.7. Модель транзистора из двух $p-n$ -переходов.

Каждый из $p-n$ -переходов может находиться в открытом или закрытом состоянии в зависимости от приложенного к нему напряжения – прямого или обратного. Таким образом, в зависимости от того, какое напряжение приложено к эмиттерному и коллекторному переходу – прямое или обратное, могут быть четыре состояния биполярного транзистора, показанные в табл. 7.2, и соответственно четыре области на плоскости его статических характеристик: отсечки (1), активная (2), насыщения (3), инверсная (4) (рис. 7.8).

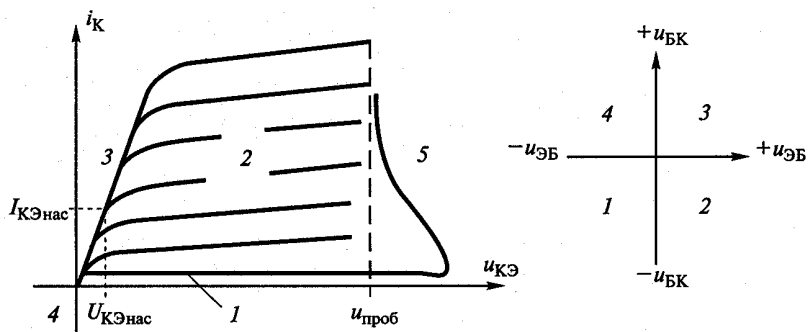


Рис. 7.8. Четыре состояния биполярного транзистора

Область насыщения (3) характеризуется сопротивлением насыщения: $r_{НАС} = u_{КЭнас} / i_{КЭнас}$. При обратном напряжении, приложенном к

p-n-переходу, превышающем обратное напряжение $U_{проб}$, происходит электрический пробой, сопровождаемый резким увеличением носителей заряда – их лавинному умножению. Эта область обозначена на рис. 7.8 цифрой 5. Заход в нее недопустим, поскольку пробой *p-n*-перехода является необратимым явлением, приводящим к выходу прибора из строя. Зарядовая модель транзистора в схеме с общей базой. Процессы, протекающие в теоретической модели транзистора при работе в активной области в схеме с общей базой (рис. 7.9,а; ЭЦ – электрическая цепь), могут быть описаны двумя уравнениями:

$$i_{\mathcal{E}} = \frac{Q_B}{\tau_{\mathcal{E}}} + \frac{dQ_{\mathcal{E}}}{dt}; \quad (7.6)$$

$$i_K = i_{КГ} = \frac{Q_B}{\tau_T}; \quad (7.7)$$

где Q_B – заряд базы;

$\tau_{\mathcal{E}}$ – среднее время жизни неосновных носителей заряда в области базы (в транзисторе типа *n-p-n* ими являются электроны);

$i_{КГ}$ – ток эквивалентного генератора в коллекторной цепи;

τ_T – время пролета носителями заряда базовой области, определяемое согласно (7.1).

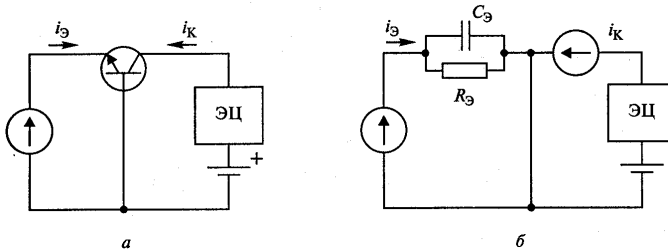


Рис. 7.9. Зарядовая модель транзистора в схеме с общей базой.

Уравнение (7.6) определяет накопление заряда в базовой области, (7.7) – их дальнейший перенос к коллектору под действием внешнего электрического поля. Для составления эквивалентной схемы транзистора рассмотрим цепь из параллельно соединенных сопротивления R и емкости C (рис. 7.10), для которой согласно правилам электротехники запишем:

$$i = i_R + i_C; \quad i = \frac{u}{R} + C \frac{du}{dt}; \quad Q = Cu; \quad i = \frac{Q}{CR} + \frac{dQ}{dt}.$$

Из последнего выражения получим

$$i = \frac{Q}{\tau} + \frac{dQ}{dt}, \quad (7.8)$$

где Q – заряд, накапливаемый емкостью;
 $\tau = CR$ – постоянная времени цепи.

Сравнивая уравнения (7.6) и (7.8), устанавливаем их полное совпадение, что позволяет сделать следующий вывод: эквивалентная схема открытого p - n -перехода есть параллельная цепь из сопротивления $R_{\mathcal{E}}$ и емкости $C_{\mathcal{E}}$, произведение которых и есть постоянная времени $\tau_{\mathcal{E}} = C_{\mathcal{E}}R_{\mathcal{E}}$, где $C_{\mathcal{E}}$, $R_{\mathcal{E}}$ называются диффузионной емкостью или сопротивлением открытого эмиттерного перехода. Сказанное позволяет от схемы рис. 7.9,а перейти к эквивалентной схеме рис. 7.9,б.

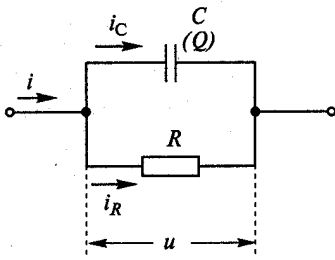


Рис. 7.10.

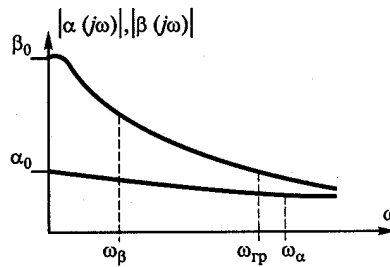


Рис. 7.11.

Совместно решая уравнения (7.6), (7.7), получим дифференциальное уравнение, связывающее ток на выходе транзистора (ток коллектора i_K) с входным током (ток эмиттера $i_{\mathcal{E}}$):

$$i_{\mathcal{E}} = \frac{1}{\alpha_0} i_K + \frac{1}{\omega_{GP}} \frac{di_K}{dt}, \quad (7.9)$$

где $\alpha_0 = \frac{\tau_{\mathcal{E}}}{\tau_T} = \frac{\omega_{GP}}{\omega_{\alpha}}$ – коэффициент передачи тока на низкой частоте в схеме с общей базой ($\alpha_0 < 1$);

ω_{GP} – граничная частота, определяемая согласно (7.1);

ω_{α} – граничная частота в схеме с общей базой.

В операционной форме уравнение (7.9) примет вид

$$i_{\mathcal{E}} \overline{\Psi} = \frac{1}{\alpha_0} i_K \overline{\Psi} + \frac{1}{\omega_{GP}} p i_K \overline{\Psi}. \quad (7.10)$$

Формальной заменой p на $j\omega$ из формулы (7.10) получим зависимость коэффициента передачи тока в схеме с общей базой от частоты:

$$\alpha(\omega) = \frac{i_K(\omega)}{i_{\mathcal{E}}(\omega)} = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega/\omega_\alpha} \quad (7.11)$$

Для модуля той же величины из (7.11) получим

$$|\alpha(\omega)| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_\alpha)^2}} \quad (7.12)$$

График функции (7.12) построен на рис. 7.11. Из него следует, что при частоте $\omega = \omega_\alpha$ коэффициент передачи тока α уменьшается в 1,41 раза по сравнению с его низкочастотным значением $\alpha_0 < 1$. Коэффициент усиления по мощности в схеме с общей базой есть произведение из коэффициентов усиления по току K_I , и по напряжению K_U :

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{0,5|i_K||u_{\text{КБ}}|}{0,5|i_{\mathcal{E}}||u_{\mathcal{ЭБ}}|} = K_I K_U = |\alpha| K_U \quad (7.13)$$

где $K_I = |\alpha| < 1$.

Из (7.13) следует, что в схеме с общей базой коэффициент усиления сигнала по мощности $K_P < K_U$. Зарядовая модель транзистора в схеме с общим эмиттером. Процессы, протекающие в теоретической модели транзистора при работе в активной области в схеме с общим эмиттером (рис. 7.12,а), могут быть описаны тремя уравнениями: (7.6), (7.7) и дополнительным – для тока базы i_B , который является входным в данной схеме:

$$i_B = i_{\mathcal{E}} - i_K \quad (7.14)$$

Совместное решение уравнений (7.6), (7.7) и (7.14), проведенное по той же методике, что и в предыдущем случае, приводит к эквивалентной схеме, приведенной на рис. 7.12,б. По аналогии с предыдущим случаем для коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером и для модуля данной величины получим:

$$\beta(\omega) = \frac{i_K(\omega)}{i_B(\omega)} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega/\omega_\beta}; \quad (7.15)$$

$$|\beta(\omega)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_\beta)^2}} \quad (7.16)$$

где $\beta_0 = \frac{\tau_B}{\tau_T} = \frac{\omega_{ГР}}{\omega_\beta} = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}$ – коэффициент усиления по току на низ-

кой частоте в схеме с общим эмиттером;

ω_β – граничная частота в схеме с общим эмиттером.

График функции (7.16) построен на рис. 7.11. Из него следует, что при частоте $\omega = \omega_\beta$ коэффициент передачи тока β уменьшается в 1,41 раза по сравнению с его низкочастотным значением $\beta_0 \gg 1$. При частоте $\omega \gg \omega_\beta$ из (7.16) получим

$$\omega_T = |\beta| \omega. \quad (7.17)$$

Коэффициент усиления по мощности в схеме с общим эмиттером по аналогии с (7.13):

$$K_P = |\beta| K_U. \quad (7.18)$$

Из сравнения (7.13) с (7.18) следует, что коэффициент усиления по мощности в схеме с общим эмиттером больше, чем в схеме с общей базой. Однако в области высоких частот, близких к граничной частоте ω_T как это следует из приведенных формул и графиков на рис. 7.11, они различаются мало. Граничная частота ω_T , является самым важным параметром, характеризующим частотные свойства транзистора. Значение ω_T , можно определить экспериментальным путем согласно (7.17). Для этого следует измерить модуль коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером (см. рис. 7.12,а) и умножить полученное значение на частоту, при которой проводились измерения. Максимальная частота усиления генератора, как правило, не превосходит значения ω_T . При $\omega = \omega_T$, коэффициент усиления мощных ВЧ и СВЧ биполярных транзисторов обычно находится в пределах 3...6 дБ, т.е. в 2 — 4 раза по мощности.

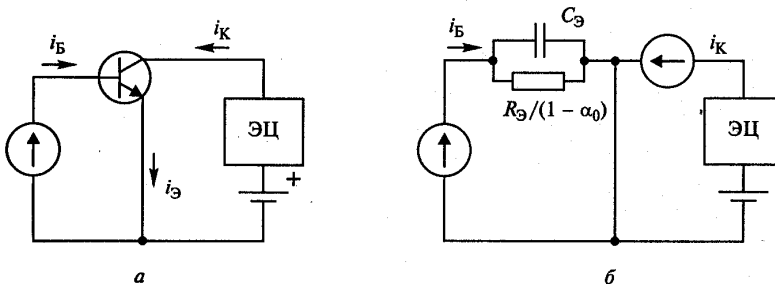


Рис. 7.12. Схема с общим эмиттером.

Теоретическая, идеализированная модель транзистора (ТМ), показанная на рис. 7.9 и 7.12, отражает наиболее важные процессы, протекающие в его структуре. В реальной эквивалентной схеме биполярного транзистора помимо этой модели следует также учесть: индуктивности выводов электродов (L_B, L_E, L_K); сопротивления потерь в базе (r_B) и коллектора ($r_{Ka}, r_{KП}$); стабилизирующие сопротивления, включаемые последовательно с эмиттерами и отображаемые в виде общего сопротивления (r_{CT}); зарядную или барьерную емкость закрытого коллекторного перехода ($C_{Ka}, C_{KП}$). Такая модель транзистора при работе в активной области и схеме с общим эмиттером приведена на рис. 7.13.

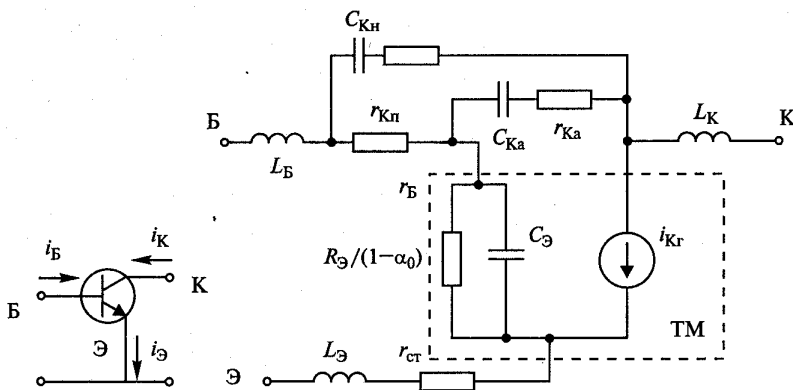


Рис. 7.13. Модель транзистора для схемы с общим эмиттером

Предельно допустимые параметры транзистора. У мощного биполярного транзистора ограничены токи, напряжения на $p-n$ -переходах и мощность рассеяния. К их числу относятся:

- импульсное (пиковое) значение коллекторного тока;
- постоянная составляющая коллекторного тока в непрерывном режиме;
- пиковые значения напряжения коллектор-эмиттер и коллектор-база (не более 45..65 В), не превышающие напряжение пробоя $U_{проб}$ (рис. 7.8);
- пиковое значение обратного напряжения база-эмиттер (обычно не более 4...6 В), не превышающее напряжение пробоя этого $p-n$ -перехода;
- мощность P_K , рассеиваемая коллектором.

Остановимся подробнее на последнем параметре. Часть подводимой к транзистору мощности от источников питания и возбуждения рассеивается в нем в виде тепла. В результате температура переходов и

корпуса транзистора превышает температуру окружающей среды. Мощность P_K , рассеиваемая коллектором, и температура p - n -перехода t_{II} связаны в транзисторе соотношением

$$t_{II} = t_K + P_K R_t, \quad (7.19)$$

где t_K – температура корпуса транзистора;

R_t – тепловое сопротивление участка p - n -переход-корпус, град/Вт.

При температуре корпуса $t_K > t_{K0}$ (обычно $t_{K0} = 50 \dots 70^\circ\text{C}$) максимально допустимая мощность, рассеиваемая коллектором, снижается по закону:

$$P_K = P_{K0} - (t_K - t_{K0}) R_t. \quad (7.20)$$

График функции (7.20) построен на рис. 7.14.

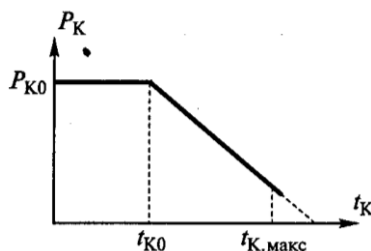


Рис. 7.14

При работе транзистора в составе генератора недопустимо превышение ни одного из перечисленных предельно допустимых параметров. Нарушение этого правила приводит или к резкому сокращению долговечности полупроводникового прибора, или к его внезапному отказу и выходу из строя аппаратуры в целом.

7.3. Полевые транзисторы

Принцип действия и эквивалентная схема. Полевой транзистор относится к разряду униполярных полупроводниковых приборов, в которых осуществляется перенос только основных носителей заряда. Материалом для СВЧ полевых транзисторов обычно служит арсенид галлия (GaAs), позволяющий снизить активные потери в приборе и поднять максимальную частоту усиления до 6...8 ГГц. Основное различие в нескольких типах полевых транзисторов связано с методом управления потоком носителей заряда, движущихся в полупроводниковом канале.

Структура одного из полевых транзисторов, называемого металлополупроводниковым, с затвором типа барьера Шоттки приведена на рис. 7.15.

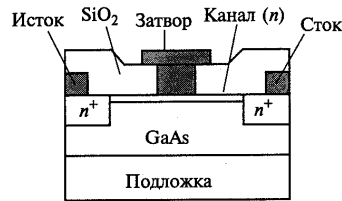


Рис. 7.15. Структура полевого транзистора с затвором Шоттки

Электрическое поле, создаваемое напряжением, приложенным к затвору $U_{ЗК}$, направлено перпендикулярно потоку зарядов в канале. Изменяя значение $U_{ЗК}$, воздействуют на этот поток, движущийся от истока к стоку, увеличивая или уменьшая выходной ток прибора. Эквивалентная схема полевого транзистора ВЧ диапазона, приведенная на рис. 7.16, включает в себя: $C_{ЗИ}$ – емкость затвор-исток, $C_{СИ}$ – емкость сток-исток, $C_{ЗС}$ – емкость затвор – сток (проходная емкость), $C_{ЗК}$ – емкость затвор-канал, $r_{ЗК}$, $r_{СИ}$, – сопротивления потерь, $i_{СТ}$ – эквивалентный генератор тока стока. Частотные свойства полевого транзистора определяются постоянной времени:

$$\tau = \tau_{ЗК} + \tau_{К}, \quad (7.21)$$

где $\tau_{ЗК} = C_{ЗК}r_{ЗК}$ – постоянная времени цепи затвор-канал (рис. 7.16);

$\tau_{К}$ – время пролета носителями заряда по каналу от истока к стоку.

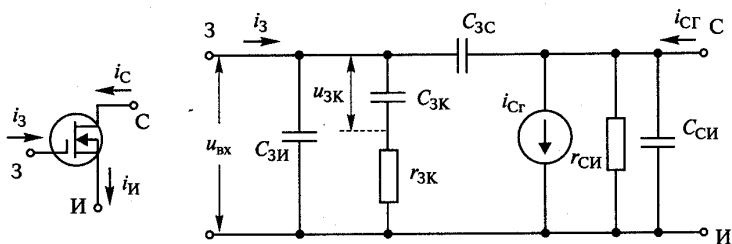


Рис. 7.16. Эквивалентная схема полевого транзистора ВЧ диапазона

Ток эквивалентного генератора определяется напряжением, приложенным непосредственно к участку затвор-канал (см. рис. 7.15). Поэтому в ВЧ диапазоне, пренебрегая вторым слагаемым, для генератора стока имеем

$$i_{CT} = S_0 u_{3K} = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau_{3K}} u_{BX}, \quad (7.22)$$

где S_0 – крутизна статической характеристики;
 u_{3K} – напряжение между затвором и каналом;
 u_{BX} – напряжение на входе прибора.

Согласно (7.22) зависимость амплитуды тока стока от частоты сигнала определяется выражением

$$I_{CT} = \frac{S_0}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_{3K}^2}} U_{BX}. \quad (7.23)$$

Из (7.23) следует, что в полевом транзисторе, как и в биполярном, коэффициент усиления прибора по мощности уменьшается с повышением частоты. Статические характеристики полевого транзистора. При схеме транзистора с общим истоком различают два вида семейств характеристик: зависимости тока стока от напряжения сток-исток и затвор-исток $i_C = \Phi(u_{СИ}, u_{ЗИ})$ (рис. 7.17,а) и зависимость тока стока от напряжения затвор-исток $i_C = \Phi(u_{ЗИ})$ (рис. 7.17,б).

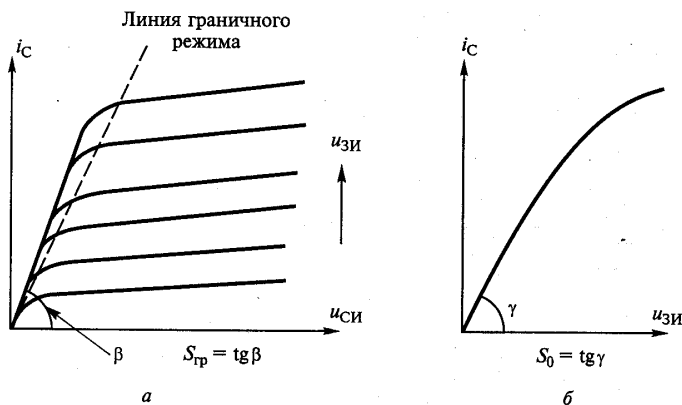


Рис. 7.17. Статические характеристики полевого транзистора

Тангенс угла наклона линейного участка характеристики $i_C = f(U_{ЗИ})$ есть статическая крутизна S_0 . По внешнему виду статические характеристики полевого транзистора близки к характеристикам биполярного транзистора (см. рис. 7.4). Однако следует иметь в виду, что биполярный транзистор управляется входным током (при схеме с общим эмиттером – током базы), полевой – входным напряжением затвор-исток.

Выводы по главе

Предельно допустимые параметры транзистора. У мощного полевого транзистора ограничены токи, напряжения между электродами и мощность рассеяния. К их числу относятся: импульсное (пиковое) значение тока стока; постоянная составляющая тока стока в непрерывном режиме; постоянная составляющая тока затвора в непрерывном режиме; постоянное и пиковое значения напряжений сток-исток, затвор-исток и затвор-сток; мощность P_C , рассеиваемая прибором.

Вопросы для самоконтроля

Приведите модели и схемы включения транзистора с общим эмиттером, базой и коллектором.

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1–3; дополнительной: 4–6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 8. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНО ГВВ

8.1. Анализ работы и режимы работы транзисторного генератора с внешним возбуждением

Три режима работы транзисторного генератора. Две схемы ВЧ генераторов с внешним возбуждением – одна с биполярным, другая с полевым транзистором – приведены на рис. 8.1.

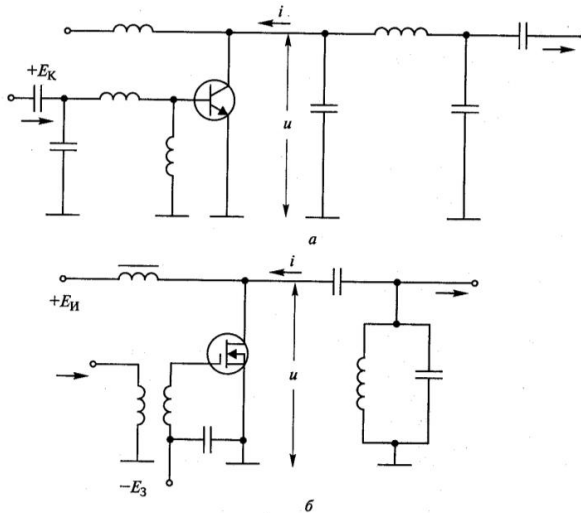


Рис. 8.1. Схемы ГВВ на транзисторах: а) – с биполярным б) – с полевым транзистором

Исследование транзисторного генератора проводится как и в случае анализа работы лампового генератора, по плану, состоящему:

- в определении с помощью вольт-амперных характеристик прибора форм тока и напряжения на его выходе при подаче на вход синусоидального сигнала;

- в расчете энергетических параметров генератора: выходной мощности 1-й гармоники P_1 , потребляемой мощности P_0 от источника постоянного тока и КПД генератора $\eta = P_1/P_0$;

- в определении мощности входного сигнала $P_{ВВХ}$ и коэффициента усиления генератора по мощности $K_P = P_1/P_{ВВХ}$;

- в построении динамических, нагрузочных, амплитудных и частотных характеристик.

Несмотря на разный физический характер процессов, протекающих в электровакуумном приборе, биполярном и полевом транзисторах, ввиду формального сходства их ВАХ анализ выходной цепи во в основном совпадает. Так, в транзисторных генераторах, как и в ламповых, возможны недонапряженный, граничный и перенапряженный режимы работы. При внешнем сходстве этих режимов в трех типах генераторов следует знать разный физический механизм их протекания. При биполярном транзисторе динамическая характеристика располагается:

– в случае недонапряженного и граничного режимов работы в двух областях – активной (2) и отсечки (1);

– в случае перенапряженного режима работы в трех областях – отсечки (1), активной (2) и насыщения (3). При этом провал в импульсе коллекторного тока происходит по причине захода рабочей точки (координаты $i_K - u_{KЭ}$) в область насыщения и перехода коллекторного р-п-перехода в открытое состояние.

В недонапряженном и граничном режимах импульсы коллекторного тока при работе с отсечкой имеют косинусоидальную форму. Примеры форм импульса коллекторного тока в перенапряженном режиме работы показаны на рис. 8.2,б-г. При наличии только активной составляющей в нагрузке провал в импульсе располагается посередине (см. рис. 8.2,б), при добавлении к ней емкости – сдвигается влево (см. рис. 8.2,в), индуктивности – вправо (см. рис. 8.2,г).

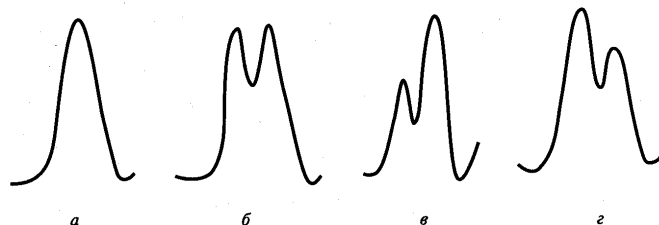


Рис. 8.2. Импульсы коллекторного тока при работе с отсечкой в перенапряженном режиме

В транзисторных ГВВ с повышением частоты f усиваемого сигнала и приближении к граничной частоте уменьшается КПД и снижается выходная мощность P_1 .

Ухудшение данных параметров генератора связано как с увеличением потерь в цепи коллектора при биполярном транзисторе или цепи стока при полевом транзисторе, так и с изменением форм выходного тока и напряжения. В первом приближении это изменение параметров генератора можно учесть с помощью зависимости крутизны линии гра-

ничного режима $S_{ГР}$ от частоты f . При этом вместо крутизны можно использовать обратный ей параметр – сопротивление насыщения, определяемое согласно:

$$r_{НАС} \approx u_{КЭнас} / i_{КЭнас}. \quad (8.2)$$

В результате формула по определению коэффициента использования напряжения питания в граничном режиме для транзисторного генератора примет вид

$$\xi_{ГР} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_1 r_{нас}}{\alpha_1 E_{II}}}, \quad (8.3)$$

где в случае биполярного транзистора: $E_{II} = E_K$ – напряжению питания коллектора, коэффициент $\xi_{ГР} = U_{КмГР} / E_K$; в случае полевого транзистора: $E_{II} = E_C$ – напряжению питания стока, коэффициент $\xi_{ГР} = U_{КмГР} / E_C$

Имеется отличие и в определении угла отсечки θ . В ламповом генераторе анодно-сеточная характеристика, с помощью которой определяется угол отсечки, сдвинута влево (рис. 6.3, 6.4). В биполярном транзисторе характеристика коллекторного тока, служащая для определения θ , сдвинута вправо (рис. 7.4,б).

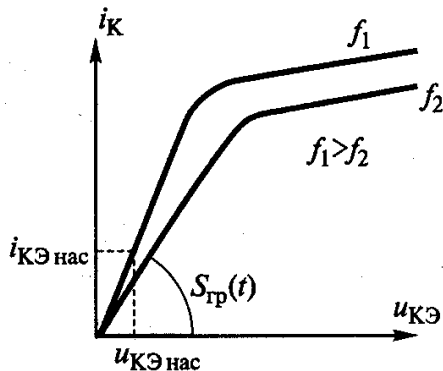


Рис. 8.3

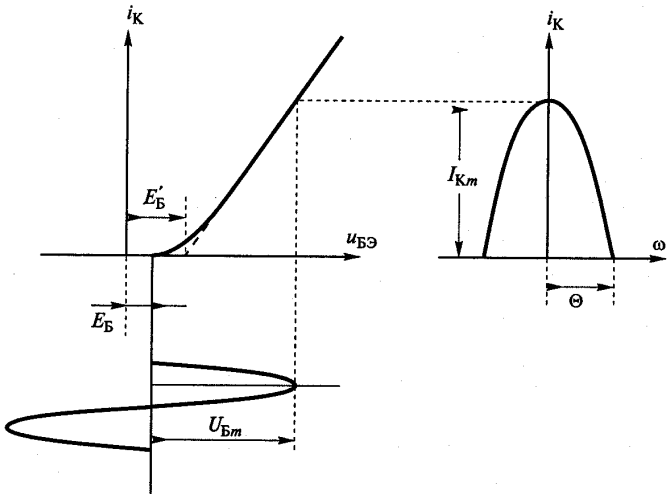


Рис. 8.4.

Поэтому согласно рис. 8.4 косинус угла отсечки

$$\cos \theta = \frac{E'_Б - E_Б}{U_{Бэм}}, \quad (8.4)$$

где $E'_Б$; – напряжение отсечки; $E_Б$ – внешнее смещение;
 $U_{Бэм}$ – амплитуда входного ВЧ напряжения.

В полевом транзисторе при характеристике тока стока, выходящей из начала координат значение $E'_Б=0$. В остальном методика расчета выходной цепи транзисторных генераторов совпадает с методикой расчета анодной цепи лампового генератора, рассмотренной в разд. 6.5. Расчет входной цепи в трех типах генераторов значительно отличается друг от друга, что следует, в частности, из рассмотрения эквивалентных схем биполярного и полевого транзисторов. Поэтому остановимся на этом вопросе более подробно. Ориентировочный расчет входной мощности генератора с биполярным транзистором при схеме с общим эмиттером. При открытом эмиттерном переходе его сопротивление весьма мало, и поэтому можно принять активную составляющую входного сопротивления транзистора на высокой частоте: $R_{BX1} = r_B + r_{CT}$. Коэффициент передачи тока при $\omega \gg \omega_\beta$ или $f > 0,2f_{TP} \cdot |\beta| = f_{TP}/f$. Будем считать, что данное соотношение справедливо и для первых гармо-

ник коллекторного и базового токов: $|\beta| = I_{K1}/I_{B1}$. В результате для мощности входного сигнала при $f > 0,2f_{ГР}$ получим

$$P_{BX1} = 0,5I_{B1}^2 R_{BX1} = 0,5I_{K1}^2 \left(\frac{f}{f_{ГР}} \right)^2 (r_B + r_{CT}). \quad (8.5)$$

Для коэффициента усиления биполярного транзистора по мощности при $f > 0,2f_{ГР}$ с учетом (8.5) имеем

$$K_P = \frac{P_1}{P_{BX1}} = \frac{0,5I_{K1}^2 R_1}{0,5I_{B1}^2 R_{BX1}} = \frac{R_1}{r_B + r_{CT}} \left(\frac{f_{ГР}}{f} \right)^2, \quad (8.6)$$

где R_1 – сопротивление нагрузки по 1-й гармонике сигнала в коллекторной цепи. Таким образом, согласно (8.6) коэффициент усиления по мощности в генераторе с биполярным транзистором уменьшается с повышением частоты усиливаемого сигнала. Ориентировочный расчет входной мощности генератора с полевым транзистором при схеме с общим истоком. В высокочастотном диапазоне при $\omega\tau_{3K} > 3$ амплитуда импульса тока стока по аналогии с ламповым генератором

$$I_{Cm} = |S| U_{3Im} (-\cos\theta) = \frac{S_0}{\omega\tau_{3K}} U_{3Im} (-\cos\theta), \quad (8.7)$$

где U_{3Im} – амплитуда входного напряжения затвор-исток.

Из (8.7) для требуемой амплитуды входного напряжения получим

$$U_{3Im} = \frac{I_{Cm}\omega\tau_{3K}}{S_0 (-\cos\theta)} = \frac{I_{Cm}\omega\tau_{3K}}{S_0\gamma_1}, \quad (8.8)$$

где I_{Cm1} – амплитуда 1-й гармоники тока стока; γ_1 – коэффициент разложения косинусоидального импульса.

Для коэффициента усиления полевого транзистора по мощности при $\omega\tau_{3K} > 3$ с учетом (8.8) имеем

$$K_P = \frac{P_1}{P_{BX1}} = \frac{0,5I_{Cm1}^2 R_1}{0,5U_{3Im}^2 / R_{BX1}} = \frac{\gamma_1 S_0}{\omega\tau_{3K}} R_1 R_{BX1}, \quad (8.9)$$

где R_1 – сопротивление нагрузки по 1-й гармонике сигнала в цепи стока;

R_{BX1} – входное сопротивление транзистора на частоте сигнала.

Согласно (8.9) в полевом транзисторе, как и в биполярном, коэффициент усиления прибора по мощности уменьшается с повышением частоты усиливаемого сигнала. Рассчитав с помощью (8.9) коэффициент

усиления K_P , можно определить требуемую мощность входного сигнала $P_{BX1} = P_1 / K_P$.

8.2. Методика расчета ВЧ генератора с биполярным транзистором

На основе проведенного анализа в разд. 7.1–7.4 составим методику расчета электрического режима работы ВЧ генератора с биполярным транзистором в граничном режиме работы. Порядок расчета генератора будем сопровождать типовым примером. Исходные данные для расчета. Рабочая частота $f=300$ МГц, выходная мощность $P_1=20$ Вт.

Выбор типа биполярного транзистора. Исходя из заданной мощности и частоты сигнала, по справочнику выбираем тип транзистора. Останавливаемся на тетроте типа КТ925В, имеющем допустимые параметры: – импульсное (пиковое) значение коллекторного тока 8,5 А;

– постоянная составляющая коллекторного тока в непрерывном режиме 3,3 А;

– пиковое значение напряжения коллектор-эмиттер и коллектор – база 36 В;

– мощность P_K , рассеиваемая коллектором, 25 Вт при $t_K < t_{K0} = 0^\circ \text{C}$, тепловое сопротивление $R_t = 4,4$ град/Вт.

Выбираем угол отсечки $\theta = 90^\circ$, для которого:

$$\alpha_0 \overline{Q} = 0,318; \alpha_1 \overline{Q} = 0,5; g_1 \overline{Q} = 1,57.$$

По характеристикам прибора определяется:

крутизна линии граничного режима $S_{ГР} = 2\text{А/В}$ или $r_{НАС} = 1/S_{ГР} = 0,5$ Ом;

напряжение отсечки $E_B' = 0,7$ В.

Выбираем граничный режим работы. Принимаем $E_K = 15$ В. Сопротивление базы $r_B = 1$ Ом, сопротивление $r_{СТ} = 0,5$ Ом.

Расчет коллекторной цепи генератора

1. Коэффициент использования коллекторного напряжения, определяемый согласно (7.25):

$$\xi_{ГР} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8P_1 r_{НАС}}{\alpha_1 \overline{Q} E_K^2}} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 20 \cdot 0,5}{0,5 \cdot 15^2}} = 0,77$$

2. Амплитуда коллекторного ВЧ напряжения:

$$U_{Km} = \xi_{ГР} E_K = 0,77 \cdot 15 = 11,5 \text{ В.}$$

3. Пиковое значение напряжения коллектор-эмиттер:

$$U_{K.ПИК} = E_K + U_{Km} = 15 + 11,5 = 26 \text{ В} < U_{K.ДОП} = 36 \text{ В.}$$

4. Амплитуда 1-й гармоники коллекторного тока:

$$I_{K1} = 2P_1 / U_{Km} = 2 \cdot 20 / 11,5 = 3,48 \text{ А.}$$

5. Амплитуда импульса коллекторного тока:

$$I_{Km} = I_{K1} / \alpha_1 \varphi = 3,48 / 0,5 = 6,96 \text{ А} < I_{K0.ДОП} = 8,5 \text{ А.}$$

6. Постоянная составляющая коллекторного тока:

$$I_{K0} = \alpha_0 \varphi I_{Km} = 0,318 \cdot 6,96 = 2,21 \text{ А} < I_{K0.ДОП} = 3,3 \text{ А.}$$

7. Мощность, потребляемая по коллекторной цепи:

$$P_0 = I_{K0} E_K = 2,21 \cdot 15 = 33,2 \text{ Вт.}$$

8. Мощность, рассеиваемая коллектором:

$$P_K = P_0 - P_1 = 33,2 - 20 = 13,2 \text{ Вт} < P_{K.ДОП} = 25 \text{ Вт.}$$

9. Коэффициент полезного действия:

$$\eta = P_1 / P_0 = 0,5 \xi_{ГР\beta_1} \varphi = 0,5 \cdot 0,77 \cdot 1,57 = 60\%.$$

10. Сопротивление нагруженной коллекторной цепи, необходимое для реализации резистивного режима работы:

$$R_1 = U_{Km} / I_{K1} = 11,5 / 3,48 = 3,3 \text{ Ом.}$$

Расчет базы

1. Коэффициент усиления транзистора по мощности, определяемый согласно (7.28):

$$K_P = \frac{R_1}{r_B + r_{Cm}} \left(\frac{f_{ГР}}{f} \right)^2 = \frac{3,3}{1 + 0,5} \left(\frac{450}{300} \right)^2 = 4,95 \text{ или } 7\text{дБ.}$$

2. Мощность входного сигнала:

$$P_{BX1} = P_1 / K_P = 20 / 4,95 = 4 \text{ Вт.}$$

3. Первая гармоника тока базы:

$$I_{B1} = I_{K1} / |\beta| = 3,48 / 1,5 = 2,32 \text{ А.}$$

4. Амплитуда входного ВЧ напряжения база-эмиттер:

$$U_{BЭm} = 2P_{BX1} / I_{B1} = 2 \cdot 4 / 2,32 = 3,5 \text{ В.}$$

5. Напряжение смещения, определяемое согласно (7.26):

$$E_B = E_B' - U_{BЭm} \cos \theta = 0,7 \text{ В.}$$

6. Входное сопротивление по 1-й гармонике сигнала:

$$R_{BX1} = U_{BЭm} / I_{B1} = 3,5/2,32 = 1,5 \text{ Ом.}$$

Аналогичным образом рассчитывается генератор с мощным полевым транзистором.

Расчет электрического режима работы ВЧ транзисторного генератора с внешним возбуждением можно также провести по программе на языке Mathcad.

Программа расчета электрического режима работы ВЧ транзисторного генератора

Программа состоит из трех разделов:

– ввода исходных данных (DATE); – расчета параметров коллекторной цепи генератора (COLLECTOR); – расчета параметров базовой цепи генератора (BASE). В программе все напряжения имеют размерность в вольтах (V), токи – в амперах (A), мощность – в ваттах (W), сопротивление – в омах (Ω), крутизна – в ампер/вольтах (A/V).

Отметим, что при данной методике производится только выбор транзистора и ввод исходных данных – требуемой выходной мощности ВЧ генератора и параметров транзистора, а весь расчет выполняется автоматически с дальнейшей распечаткой на принтере полученных значений параметров или выводом их на экран дисплея. Коэффициент усиления генератора по мощности рассчитывается в разгах (KP) и децибелах (KPD).

В программе в разделе (DATE) приняты следующие обозначения:

PI – требуемая выходная мощность ВЧ генератора, Вт;

F – частота усиливаемого сигнала, МГц;

EK – напряжение питания коллектора, В;

EBC – напряжение отсечки, В;

SG – крутизна линии граничного режима, A/V;

RH=1/SG – сопротивление насыщения транзистора, Ом;

RB – сопротивление базы транзистора, Ом;

RCT – стабилизирующее сопротивление в цепи эмиттера транзистора, Ом;

θ – выбранный угол отсечки.

В двух других разделах все пункты расчета полностью совпадают, что позволяет не давать дополнительных пояснений.

По программе можно рассчитать электрический режим работы ВЧ генератора на любую мощность при любом типе транзистора с извест-

ными параметрами и проследить, как меняются параметры генератора при изменении угла отсечки, напряжения питания, чистоты.

Выводы по главе

1. Несмотря на разный физический характер процессов, протекающих в электровакуумном приборе, биполярном и полевом транзисторах, ввиду формального сходства их ВАХ анализ выходной цепи во в основном совпадает. Так, в транзисторных генераторах, как и в ламповых, возможны недонапряженный, граничный и перенапряженный режимы работы.

Вопросы для самоконтроля

1. Нарисуйте схемы генератора с внешним возбуждением с биполярным и полевым транзисторами.

2. Назовите три режима работы по напряженности транзисторного генератора.

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой:

основной: 1–6; дополнительной: 7–13 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 9. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ГЕНЕРАТОРОВ

9.1. Ключевой режим работы ВЧ транзисторного генератора

Помимо трех рассмотренных режимов работы ВЧ (недонапряженного, граничного и перенапряженного), в транзисторных генераторах, работающих в диапазонах волн от сверхдлинных до метровых, применяется также ключевой режим. Особенностью ключевого режима является выполнение следующего условия для тока и напряжения ключевого элемента:

$$\begin{aligned} i_{\text{к}} &\neq 0, u_{\text{к}} = u_H \text{ при } 0 \leq t < t_1, \\ i_{\text{к}} &= 0, u_{\text{к}} \neq u_H \text{ при } t_1 \leq t < T, \end{aligned} \quad (9.1)$$

где u_H – малое остаточное напряжение на замкнутом ключе;

t_1 – момент переключения; T – период колебаний.

В качестве ключевого элемента используются транзисторы и тиристоры (кремниевые управляемые вентили). Динамическая характеристика $i = \Phi(u)$ при ключевом режиме работы обуславливает работу транзистора только в двух областях – насыщения (ключ открыт) и отсечки (ключ закрыт). Примеры диаграмм тока и напряжения в ключевом транзисторном генераторе приведены на рис. 9.1. Следствием выполнения (9.1) является малая мощность, рассеиваемая в электронном ключе, поскольку согласно (5.2) имеем

$$P_p = \frac{u_H}{T} \int_{t_1}^T i_{\text{к}} dt. \quad (9.2)$$

При соответствующих формах тока и напряжения в ключевом генераторе можно получить высокий КПД, достигающий 90-95% в диапазоне длинных волн. Одна из таких схем, называемая генератором инверторного типа, приведена на рис. 9.2, а. В схеме транзисторы – электронные ключи – включаются попеременно, замыкая электрическую цепь то на источник E_k , то на землю.

Эквивалентная схема ключевого генератора инверторного типа приведена на рис. 7.23, б, а диаграммы тока и напряжения в ней – на рис. 7.24. За счет подачи в противофазе прямоугольных импульсов на базы транзисторов половину периода ключ в схеме находится в положении 1, другую половину – в положении 2. Напряжение на ключах имеет прямоугольную форму, а ток, протекающий через контур, при

добротности $Q > 10$ близок к синусоиде. КПД такого ключевого генератора:

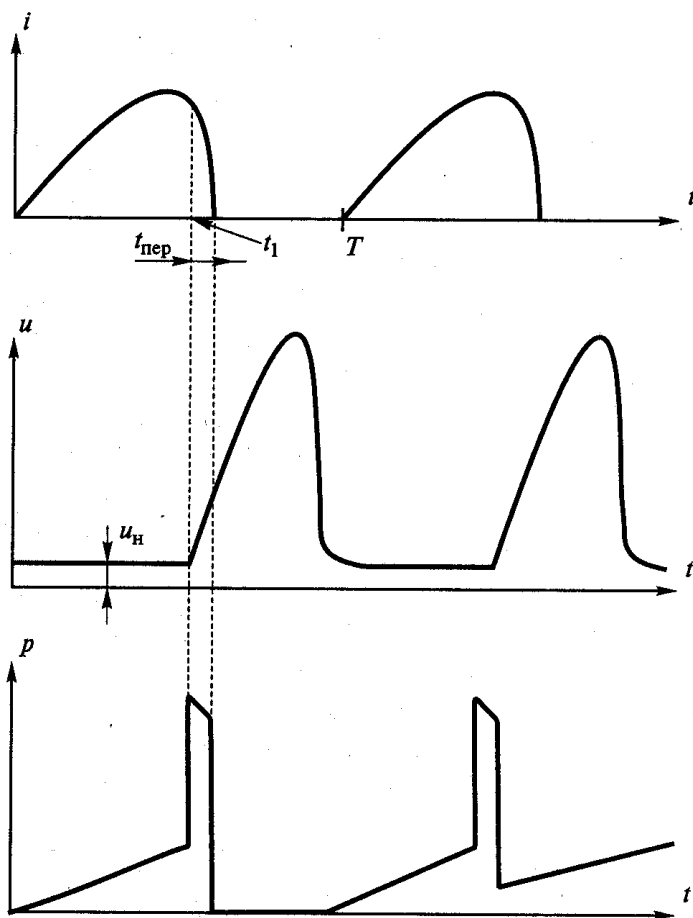


Рис. 9.1. Вид тока, напряжения и мощности

$$\eta = P_1/P_0 = 1 - U_{КЭНАС}/E_K, \quad (9.3)$$

где $U_{КЭНАС}$ – напряжение насыщения транзистора, в 10 – 20 раз меньшее E_K .

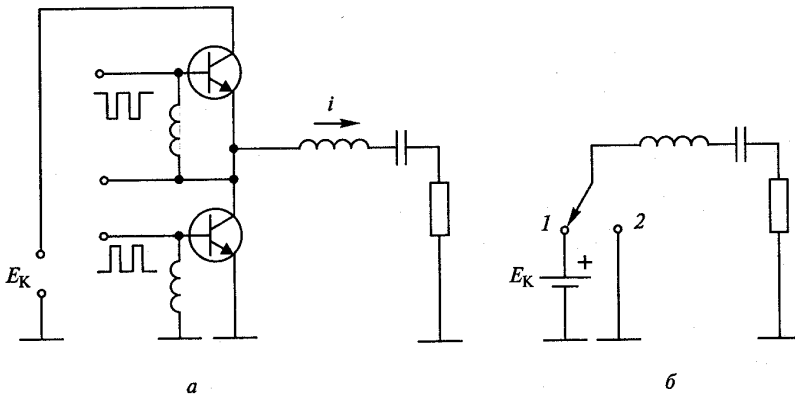


Рис. 9.2

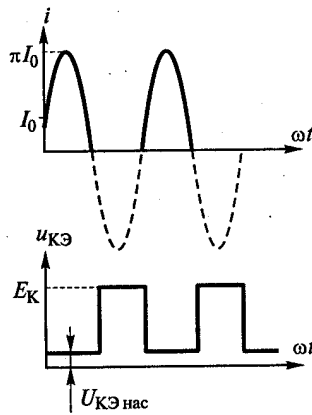


Рис. 9.3

Таким образом, малая мощность рассеивания в электронном приборе и высокий КПД – два преимущества, реализуемые при ключевом режиме работы, особенно ощутимы при повышенной мощности ВЧ генератора.

Реализация ключевого режима работы возможна при времени переключения $t_{ПЕР} \ll T$, что ограничивает его использование с повышением частоты сигнала. При нарушении условия (9.1) значительно возрастает мгновенная мощность $p \approx i \cdot u$ в момент переключения (см. рис. 9.1), что неблагоприятно сказывается на ключевом элементе. Ключе-

чевые генераторы находят широкое применение в радиопередатчиках длинных волн, мощность которых достигает нескольких киловатт.

9.2. Сравнительный анализ трех типов генераторов с внешним возбуждением: лампового, с биполярным и полевым транзисторами

Преимущества транзисторных генераторов перед ламповыми состоят:

- в большей долговечности (срок службы генераторных ламп обычно не превышает нескольких тысяч часов, транзисторов – сотен тысяч часов);

- низким значении напряжения питания, которое не превышает 30 В (у ламп это напряжение от нескольких сотен вольт до десятков киловольт);

- практически мгновенной готовности к работе после подачи напряжения питания (у ламп требуется предварительное включение цепи накала);

- высокой прочности по отношению к механическим перегрузкам; в значительном снижении массы и габаритных размеров аппаратуры и возможности ее миниатюризации на основе интегральной технологии.

К недостаткам транзисторных генераторов относятся:

- ограниченная мощность транзисторов и связанная с этим необходимость суммирования мощностей генераторов при повышенной мощности радиопередатчика;

- температура корпуса мощных транзисторов не должна превышать 60...70°C;

- чувствительность к весьма кратковременным нарушениям эксплуатационного режима по причине пробоя *p-n*-переходов, в связи с чем требуется применение специальных схем защиты мощных транзисторов;

- в низком коэффициенте усиления по мощности при приближении частоты усиливаемого сигнала к граничной частоте транзистора (обычно не более 3...6 дБ) и зависимости этого коэффициента от частоты согласно.

Еще одно важное различие между двумя типами генераторов. Ламповые генераторы работают со сравнительно высокими напряжениями питания (от сотен вольт до десятков киловольт) и относительно малыми токами.

Поэтому сопротивление анодной нагрузки в них $R_1 = U_{am} / I_{a1}$ превышает 1000 Ом. Транзисторные генераторы работают при низких напряжениях питания (<30 В) и с относительно большими токами. Поэтому в них сопротивление коллекторной или стоковой нагрузки составляет от нескольких до десятков Ом. Таким образом, ламповый генератор требует высокоомной

нагрузки, а транзисторный – низкоомной. Во втором случае можно обеспечить широкую полосу пропускания генератора.

Еще одно преимущество транзисторных генераторов состоит в возможности получения относительно большой полосы пропускания, что имеет важное значение при создании широкополосных систем радиосвязи. Основное применение в современных радиопередатчиках при мощности не более нескольких сотен ватт находят транзисторные генераторы. С помощью способов суммирования сигналов это значение мощности может быть повышено на 2-3 порядка. И только в передатчиках повышенной мощности, например радиовещательных мощностью в несколько десятков и сотен киловатт используются электровакуумные приборы.

Выводы по главе

Преимущества полевых транзисторов по сравнению с биполярными состоят в следующем:

- в большем коэффициенте усиления по мощности и меньшем коэффициенте шума в СВЧ диапазоне;
- лучшей линейности амплитудной характеристики;
- лучшей температурной стабильности и радиационной стойкости.

В СВЧ диапазоне, начиная с частоты 1...2 ГГц все большее применение находят генераторы с полевыми транзисторами.

Вопросы для самоконтроля

1. Нарисуйте схемы генератора с внешним возбуждением с биполярным и полевым транзисторами.
2. Назовите три режима работы по напряженности транзисторного генератора.
3. Как определяется граничный режим работы транзисторного генератора?
4. Почему с повышением частоты ухудшаются параметры транзисторного генератора?
5. Как определяется ключевой режим работы транзисторного генератора? В чем состоят его преимущества?
6. В чем состоят различия в трех типах генераторов с внешним возбуждением: лампового, с биполярным и полевым транзисторами?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой:

основной: 1 – 6; дополнительной: 7 – 13 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 10. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ВЧ ГВВ

10.1. Назначение и классификация цепей

Известно большое число разнообразных схем транзисторных ГВВ, например с биполярным и полевым транзистором (рис. 10.1).

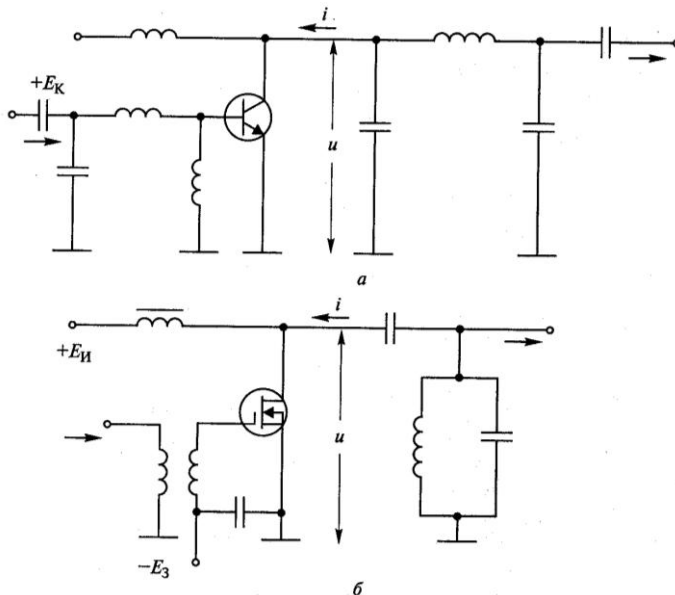


Рис. 10.1. Схемы ГВВ на транзисторах: а) с биполярным транзистором; б) с полевым транзистором

При всем разнообразии этих схем они все вытекают из обобщенной схемы генератора, состоящей из включенных каскадно, входной и выходной согласующих цепей и транзистора (рис. 10.2).

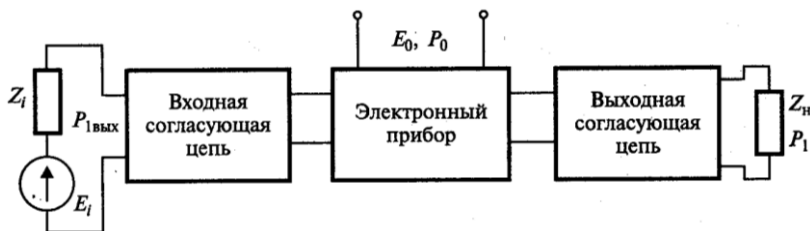


Рис. 10.2. Обобщенная схема ГВВ

Назначение входной цепи состоит в согласовании входного сопротивления транзистора $Z_{вх}$ с источником возбуждения. Назначение выходной цепи заключается в согласовании выходного сопротивления транзистора $Z_{вых}$ с нагрузкой и в фильтрации высших гармоник сигнала (рис. 10.3).

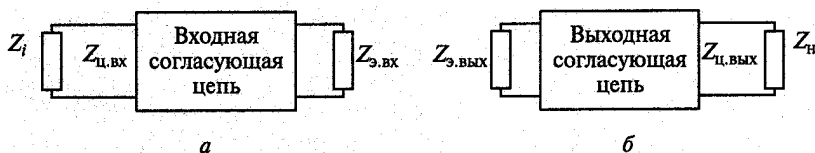


Рис. 10.3. Обобщенные схемы генератора

Условиями такого оптимального согласования является выполнение равенств

$$\dot{Z}_i = \hat{Z}_{Цвх}; \quad \dot{Z}_H = \hat{Z}_{Цвых}. \quad (10.1)$$

При их соблюдении коэффициент передачи цепи по мощности $K_p=1$, что означает полную передачу номинальной мощности генератора в нагрузку. По назначению следует различать три основных случая согласования цепей применительно к ГВВ:

- согласование входного сопротивления транзистора с предыдущим каскадом;
- согласование выходного сопротивления транзистора со следующим каскадом;
- согласование выходного сопротивления транзистора с антенной.

Другая классификация электрических цепей связана с полосой их пропускания $\Delta f_{пр}$ при среднем значении частоты в этой полосе f_0 .

Различают три основных цепи:

- узкополосная цепь при $(\Delta f_{пр}/f_0)=1 \dots 2\%$;
- среднеполосная цепь при $2\% \leq (\Delta f_{пр}/f_0) \leq 20\%$;
- широкополосная цепь при $(\Delta f_{пр}/f_0) \geq 20\%$.

В узкополосной цепи можно произвести согласование, близкое к оптимальному, при комплексной нагрузке; в широкополосной – только при активной нагрузке. Вместе с тем потребность в широкополосных генераторах весьма велика. Во-первых, они применяются в диапазонных радиопередатчиках, обеспечивая усиление сигнала по мощности на любой из частот в заданном диапазоне без перестройки электрических цепей, что существенно упрощает конструкцию радиопередатчика в целом и повышает надежность его работы. Во-вторых, они используются при усилении широкополосных сигналов. Особенность полупроводниковых

генераторов состоит в том, что мощные транзисторы имеют низкие значения входного и выходного сопротивлений (несколько Ом).

10.2. Согласующие цепи в узкополосных ВЧ транзисторных генераторах

Одна из часто применяемых входных согласующих цепей в транзисторных генераторах приведена на рис. 10.4, а.

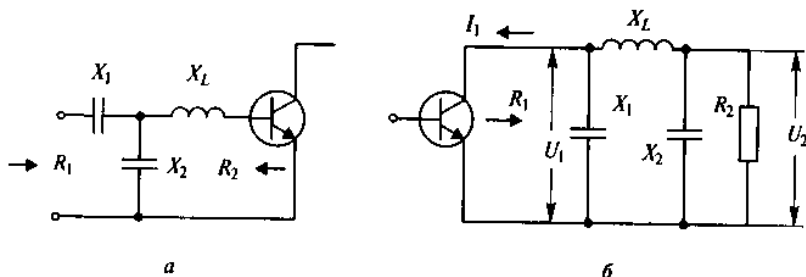


Рис. 10.4. Согласующие цепи в ВЧ транзисторных генераторах

Параметры схемы на рис. 10.4,а при известном входном сопротивлении транзистора R_2 и требуемом сопротивлении на входе согласующей цепи $R_1 > R_2$ можно рассчитать по формулам:

$$X_L = \sqrt{R_1 R_2}; \quad X_C = \sqrt{R_1 R_2}; \quad X_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \sqrt{R_1 R_2}, \quad (10.2)$$

где $R_1 > R_2$.

Определив реактивные сопротивления, найдем значения индуктивности и емкостей:

$$L = \frac{X_L}{\omega}; \quad C_1 = \frac{1}{\omega X_C}; \quad C_2 = \frac{1}{\omega X_2}, \quad (10.3)$$

где ω – частота сигнала генератора.

Программа на языке Mathcad позволяет быстро выполнить расчеты согласно (10.2), (10.3). (Размерность всех величин указана в программе.)

$R1 := 50 \Omega$	$R2 := 2 \Omega$	$F := 300 \text{ MHz}$
$X_L := \sqrt{R1 R2}$	$X_C := 10,0 \Omega$	$L := \frac{X_L \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot F} \quad L = 5,3 \text{ nGn}$
$X_2 := \sqrt{R1 R2}$	$X_1 := 10,0 \Omega$	$C1 := \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot F \cdot X_1} \quad C1 = 53,1 \text{ pF}$

$$X_2 := \frac{R_1 + R_2 \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2}}{R_1 - R_2} \quad X_2 = 10,8 \, \Omega$$

$$C_2 := \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot F \cdot X_2} \quad C_2 = 49,0 \, \text{pF}$$

В качестве выходной согласующей цепи в ВЧ транзисторных генераторах наиболее часто используется П-образный фильтр (рис. 10.4,б). Сопротивления реактивных элементов в схеме рассчитываются по формуле:

$$X_1 = X_2 = X_L = \sqrt{R_1 R_2}. \quad (10.4)$$

Программа на языке Mathcad позволяет быстро выполнить расчеты согласно (10.3), (10.4). (Размерность всех величин указана в программе)

$$R_1 := 5 \, \Omega \quad R_2 := 50 \, \Omega \quad F := 300 \, \text{MHz}$$

$$X := \sqrt{R_1 R_2} \quad X = 15,8 \, \Omega$$

$$L := \frac{X \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot F} \quad L = 8,4 \, \text{nH}$$

$$C_1 := \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot F \cdot X} \quad C_1 = 33,6 \, \text{pF}$$

$$C_2 := \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot F \cdot X} \quad C_2 = 33,6 \, \text{pF}$$

При напряжении $U_1 = \text{const}$ (рис. 10.4,б) зависимость напряжения U_2 на нагрузке R_2 от частоты имеет вид:

$$\frac{U_2}{U_{20}} = \frac{1}{\sqrt{x^2 + K_U^2 (x^2 - 1)^2}}. \quad (10.5)$$

Здесь $x = \omega / \omega_1$ – относительная расстройка по частоте:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{0,5LC}}; \quad K_U = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = \frac{\rho}{R_1} = \frac{R_2}{\rho}; \quad \rho = \sqrt{\frac{2L}{C}},$$

где ω – частота, при которой согласно рассчитываются параметры схемы;

K_U – коэффициент трансформации по напряжению;

ρ – волновое сопротивление П-фильтра;

U_{20} – напряжение U_2 при частоте $\omega = \omega_1$ или $x = 1$.

Отметим, что коэффициент трансформации схемы по сопротивлению $K_R = (K_U)^2$. Графики функции (10.5), обозначенные как $Y(x)$, при

значении коэффициента трансформации $K_U=1; 2$ и 4 или $K_R=1; 4$ и 16 построены на рис. 10.5.

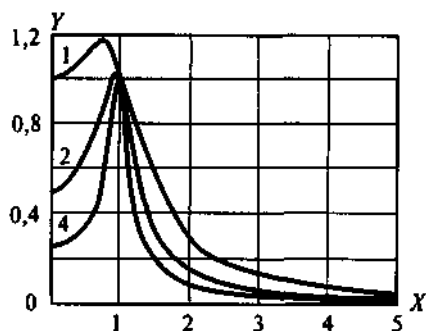


Рис. 10.5. Графики функции $Y(x)$

С их помощью можно определить полосу пропускания согласующего устройства и его фильтрующие свойства. Из графиков следует, что чем больше значение K_R , тем уже полоса пропускания.

10.3. Согласование ВЧ генератора с антенной

Согласование выходного каскада с антенной определяет, какая часть мощности ВЧ сигнала радиопередатчика будет подведена к антенне и излучена в пространство. Отсутствие надлежащего согласования между антенной и радиопередатчиком недопустимо. Рассмотрим, как при заданных параметрах антенны можно передать ей максимально возможную мощность передатчика. Антенна по отношению к радиопередатчику имеет определенное входное сопротивление, зависящее от конструкции и размеров антенны, окружающих ее предметов, длины волны и других факторов. При анализе антенна характеризуется эквивалентным комплексным сопротивлением: $Z_A(f)=R_A(f)+jR_A(f)$. В качестве примера на рис. 10.6 приведены характеристики входного сопротивления антенны типа горизонтальный вибратор при волновом сопротивлении $\rho_a=460$ Ом.

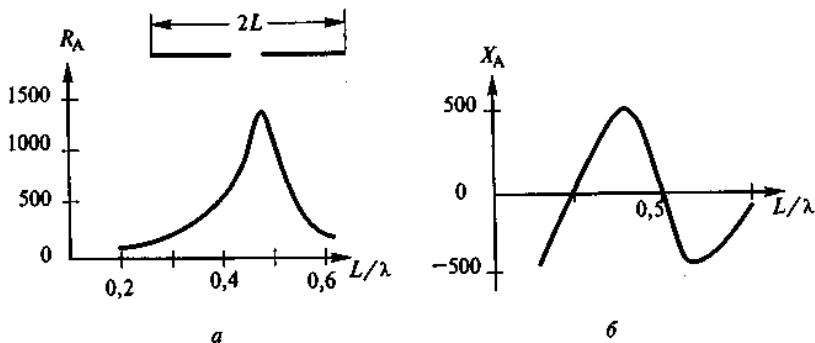


Рис. 10.6. Характеристики входного сопротивления антенны типа горизонтальный вибратор

Оптимальное согласование передатчика с антенной означает передачу номинальной мощности выходного каскада радиопередатчика – ГВВ – в активную составляющую $R_A(f)$. Выполнение данного условия осложняется тем, что антенна связана с передатчиком фидером. Потери, связанные с передачей мощности от передатчика в антенну обусловлены двумя активными потерями в фидере: $B=Lb$, где L – длина фидера, м; b – потери на один метр, дБ/м и отражением сигнала от антенны. Для снижения первой составляющей потерь следует по возможности выбирать фидера с минимальными потерями и уменьшать его длину. Вторая причина потерь связана с отражением сигнала от антенны. В фидере, соединяющем генератор с нагрузкой (рис. 10.7,а), распространяются две волны: падающая с комплексной амплитудой $U_{\text{пад}}$ и отраженная от нагрузки с амплитудой $U_{\text{отр}}$. Количественно этот процесс оценивается с помощью коэффициента отражения:

$$\Gamma_A = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}} = \frac{Z_A - \rho}{Z_A + \rho}, \quad (10.6)$$

где ρ – волновое сопротивление фидера.

Амплитуды падающей и отраженной волны измеряются в месте подключения фидера к антенне (рис. 10.7, а).

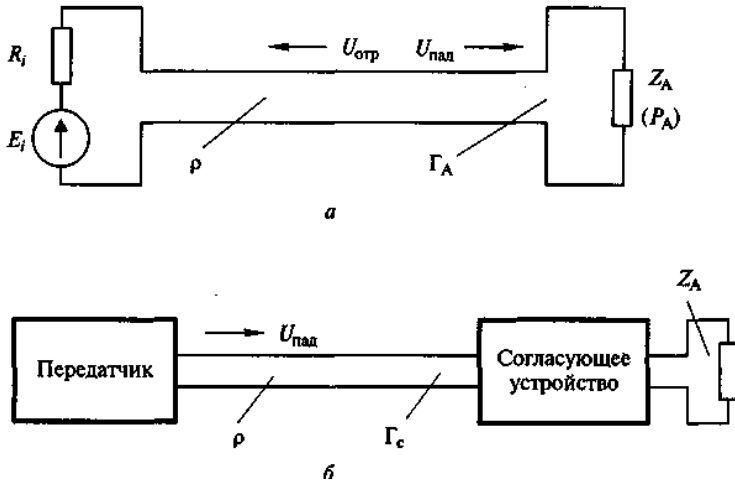


Рис. 10.7. Измерение амплитуд падающей и отраженной волны

Для мощностей падающей волны, отраженной волны, передаваемой в антенну и излучаемой в пространство, имеем:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{пад}} &= \frac{1}{2} \frac{|U_{\text{пад}}|^2}{\rho}; \\
 P_{\text{отр}} &= \frac{1}{2} \frac{|U_{\text{отр}}|^2}{\rho} = \frac{1}{2} \frac{|U_{\text{пад}}|^2 |\Gamma_A|^2}{\rho}; \\
 P_A &= P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = (1 - |\Gamma_A|^2) P_{\text{пад}}.
 \end{aligned}
 \tag{10.7}$$

Из (10.7) следует, что для полной передачи мощности из фидера в антенну необходимо иметь коэффициент отражения нагрузки $\Gamma_A=0$. Для выполнения условия, близкого к $\Gamma_A=0$, между антенной и фидером включается согласующее устройство, составленное из реактивных элементов (рис. 10.7,б). Назначение согласующего устройства состоит в преобразовании комплексного сопротивления антенны Z_A в активное величиной $R_{\text{вх.с}}=\rho$. Две возможные схемы согласующего устройства при емкостном характере сопротивления антенны приведены на рис. 10.8. Входная комплексная проводимость схемы (рис. 10.8,а):

$$Y_{\text{вх}} = \frac{R_A}{R_A^2 + (X_1 + X_A)^2} + j \left[\frac{X_1 - X_A}{R_A^2 + (X_1 + X_A)^2} - \frac{1}{X_2} \right].
 \tag{10.8}$$

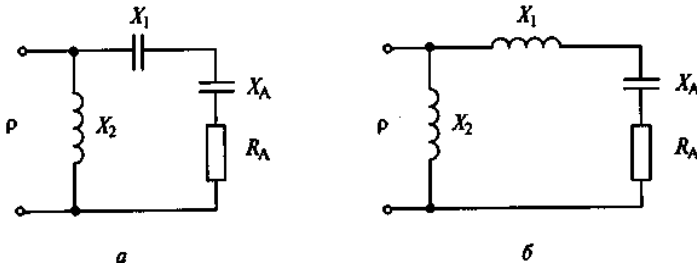


Рис. 10.8. Согласующего устройства при емкостном характере сопротивления антенны

Для выполнения условия оптимального согласования антенны с фидером $R_{\text{вх.с}} = \rho$ ($\Gamma_c = 0$) необходимо получить действительную часть проводимости $Re(Y_{\text{вх}}) = 1/\rho$, а мнимую $Im(Y_{\text{вх}}) = 0$. Составив и решив два данных уравнения, получим выражения для реактивных элементов согласующего устройства при $\rho R_A > (R_A)^2$:

$$X_1 = \sqrt{\rho R_A - R_A^2} - R_A; \quad X_2 = -\frac{\rho R_A}{\sqrt{\rho R_A - R_A^2}}. \quad (10.8)$$

При $X_1 > 0$ применяется схема (рис. 10.8,а). В этом случае элемент X_1 — емкость. При $X_1 < 0$ — схема (рис. 10.8,б). В таком случае элемент X_1 — индуктивность. Пример. Для антенны ($R_A = 10$ Ом, $X_A = 5$ Ом) получить $R_{\text{вх.с}} = \rho = 50$ Ом. Согласно (10.8) получим: $X_1 = 15$ Ом, $X_2 = 25$ Ом при схеме на рис. 10.5, а. Подставив эти величины в (10.7), имеем $Y_{\text{вх}} = 1/\rho = 0,02$ 1/Ом или $R_{\text{вх}} = 50$ Ом.

В случае диапазонного передатчика элементы согласующего устройства перестраиваются так, чтобы на любой частоте выполнялись условия оптимального согласования. Настройка перестраиваемых элементов X_1 и X_2 осуществляется обычно автоматически по сигналам соответствующих датчиков. Ими могут быть датчики падающей ($U_{\text{пад}}$) и отраженной волны ($U_{\text{отр}}$). С помощью системы авторегулирования устанавливается максимум падающей и минимум отраженной волны, что соответствует оптимальному согласованию радиопередатчика с антенной.

Выводы по главе

Потребность в широкополосных генераторах весьма велика.

Во-первых, они применяются в диапазонных радиопередатчиках, обеспечивая усиление сигнала по мощности на любой из частот в заданном диапазоне без перестройки электрических цепей, что существенно упрощает конструкцию радиопередатчика в целом и повышает надежность его работы.

Во-вторых, они используются при усилении широкополосных сигналов. Особенность полупроводниковых генераторов состоит в том, что мощные транзисторы имеют низкие значения входного и выходного сопротивлений (несколько Ом).

Вопросы для самоконтроля

1. В чем состоит назначение согласующих цепей в генераторе?
2. Какие согласующие цепи называются широкополосными, и какие узкополосными?
3. Нарисуйте входную согласующую цепь в транзисторном генераторе.
4. Нарисуйте выходную согласующую цепь в транзисторном генераторе.
5. Как производится согласование выходного каскада передатчика с антенной?
6. Нарисуйте схему согласующего устройства.
7. Как определяется передача мощности от радиопередатчика в антенну?
8. Что означает и как определяется мощность падающей и отраженной волны?
9. Как определяются предельные возможности по согласованию цепи при комплексной нагрузке?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой:

основной: 1–2; дополнительной: 4–6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 11. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

11.1. Согласующие электрические цепи в широкополосных ВЧ генераторах

Предельная возможность согласования генератора с нагрузкой в полосе частот. На одной частоте можно произвести оптимальное согласование генератора с нагрузкой при любых параметрах последней, выполнив условие (5.13). Однако задача существенно усложняется при необходимости согласования с комплексной нагрузкой в полосе частот без перестройки элементов электрической цепи, т.е. при создании широкополосного генератора. Остановимся на данной проблеме более подробно, обратившись к схеме, представленной на рис. 11.1.

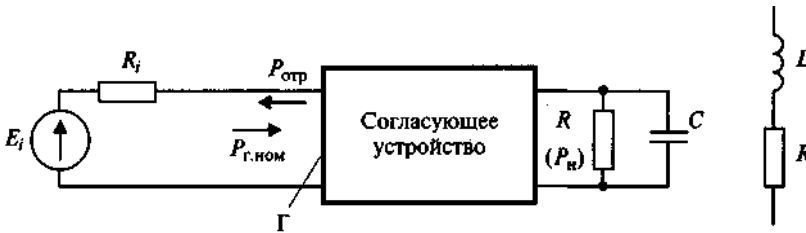


Рис. 11.1

В качестве согласующего устройства в схеме используется реактивный четырехполюсник взаимного типа, т.е. цепь, состоящая из реактивных элементов, активными потерями в которых можно пренебречь. Уравнение баланса мощностей в схеме имеет вид:

$$P_{г.ном} = P_n + P_{отр}, \quad (11.1)$$

где $P_{г.ном} = (E_i)^2 / 8R_i$ – номинальная мощность генератора (см. разд. 5.5);
 P_n – активная мощность, передаваемая в нагрузку и I расходуемая в сопротивлении R ;

$P_{отр}$ – мощность, отражаемая со входа четырехполюсника и поглощаемая внутренним сопротивлением генератора. Согласно (11.1) потери, связанные с передачей мощности от генератора в нагрузку, возникают только по причине отражения сигнала от входа четырехполюсника. Уравнение (11.1) представим в виде:

$$1 = K_P + |\Gamma|^2, \quad (11.2)$$

где $K_P = P_n / P_{г.ном} \leq 1$ – коэффициент передачи цепи по мощности;

$|\Gamma|^2 = P_{\text{отр}}/P_{\text{г.ном}} \leq 1$ – коэффициент отражения цепи по входу.

При идеальном согласовании, т.е. при отсутствии отражения и полной передаче номинальной мощности генератора в нагрузку, $K_P=1$ и $\Gamma=0$. Доказано, что при комплексной нагрузке в полосе частот Δf обеспечить идеальное согласование невозможно. Предельные возможности такого согласования при нагрузке, составленной из параллельно включенных сопротивления R и емкости C или последовательно включенных сопротивления R и индуктивности L (см. рис. 11.6), оцениваются следующим интегральным неравенством:

$$\int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|\Gamma|} d\omega \leq \frac{\pi}{T}, \quad (11.3)$$

где $T=RC$ или $T=L/R$ – постоянная времени цепи нагрузки.

Приняв внутри полосы согласования Δf значение коэффициента отражения $\Gamma=\Gamma_B$ и вне ее $\Gamma=1$, тогда получим:

$$|\Gamma_B| \geq \exp\left(-\pi/Q \frac{\Delta f}{f_0}\right), \quad (11.4)$$

где $Q=2\pi f_0 L/R$ или $Q=2\pi f_0 CR$ – добротность нагрузки.

Из (11.1), (11.2) и (11.4) для коэффициента потерь или затухания согласующей цепи в децибелах получим:

$$\begin{aligned} B_{\Pi} &\geq 10 \lg \frac{P_{\text{г.ном}}}{P_H} = 10 \lg \frac{1}{K_P} = 10 \lg \frac{1}{1-|\Gamma_B|} = \\ &= -10 \lg \left[1 - \exp\left(-2\pi/Q \frac{\Delta f}{f_0}\right) \right]. \end{aligned} \quad (11.5)$$

Графики функции (11.5) при $Q=2; 5; 10$ построены на рис. 11.2.

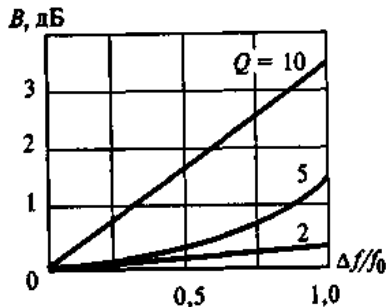


Рис. 11.2. График функции коэффициента потерь

Из (11.5) следует, что три параметра – полоса пропускания согласующей цепи Δf нагрузка, характеризуемая добротностью Q , и потери, определяемые одним из трех параметров K_p , B или Γ , – жестко связаны между собой. Эта связь наглядно прослеживается с помощью графиков (рис. 11.2): чем больше добротность нагрузки Q и шире полоса пропускания Δf , тем больше затухание в согласующем устройстве за счет отражения. Практически реализовать предельно возможный случай согласования, вытекающий из (11.5), не удастся, так как для этого требуется электрическая цепь с бесконечно большим числом элементов. При конечном числе элементов можно только приблизиться к теоретическому пределу. Поэтому практически затухание в согласующем устройстве любой конфигурации больше, чем это следует из графиков на рис. 11.2.

11.2. Широкополосный транзисторный усилитель с согласующими цепями лестничного типа

Одной из широкополосных согласующих цепей является схема лестничного типа, составленная из Z-С элементов. Схема ВЧ транзисторного усилителя с такими цепями приведена на рис. 11.3. Коэффициент усиления по мощности ВЧ генератора определяется следующим образом:

$$K_p(f) = K_{вх.ц}(f) \cdot K_{рТ}(f) \cdot K_{вых.ц}(f),$$

где $K_{вх.ц}(f) \leq 1$ – коэффициент передачи по мощности входной согласующей цепи;

$K_{рТ}(f)$ – собственный коэффициент усиления транзистора;

$K_{вых.ц}(f) \leq 1$ – коэффициент передачи мощности выходной согласующей цепи.

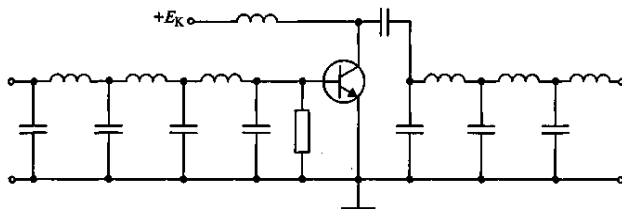


Рис. 11.3. Схема ВЧ транзисторного усилителя

В широкополосном усилителе необходимо получить постоянство коэффициента $K_p(f)$ в требуемой полосе частот $\Delta f = (f_2 - f_1)$ с учетом того, что собственный коэффициент усиления транзистора $K_{рТ}(f)$ уменьшается с повышением частоты сигнала. Следовательно, для обеспечения $K_p(f) = \text{const}$ зависимости для коэффициентов $K_{вх.ц}(f)$ и $K_{вых.ц}(f)$ должны иметь, противоположный характер (рис. 11.4).

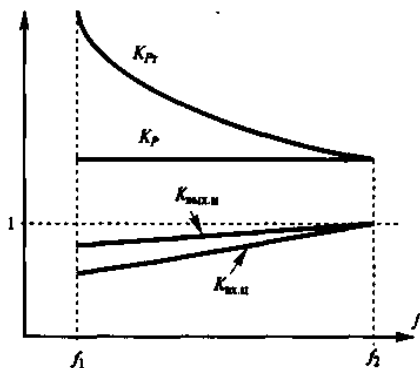


Рис. 11.4

Расчет схемы (рис. 11.3) проводится на компьютере по программе, с помощью которой осуществляется синтез входной и выходной электрических цепей для получения необходимых зависимостей $K_{\text{вх.п}}(f)$ и $K_{\text{вх.л}}(f)$ в заданной полосе частот, при которых $K_P(f) = \text{const}$.

Помимо схемы, приведенной на рис. 11.3, возможны также ее модификации с цепями лестничного типа иной конфигурации.

11.3. Широкополосный транзисторный усилитель

Трансформатор типа «длинной линии» (ТДЛ) представляет собой тороидальный ферритовый магнитопровод, на котором располагается одна или несколько линий передачи, выполненных в виде скрученных проводов или на основе коаксиальных и полосковых линий. Наиболее простым вариантом является ТДЛ с одной линией передачи (рис. 11.5, а). Эквивалентную схему ТДЛ в области низких частот можно представить в виде трансформатора обычного типа, а на высоких частотах – как длинную линию с волновым сопротивлением ρ (рис. 11.5, б). Длина линии определяется соотношением:

$$L \approx \lambda / 4 \sqrt{\mu_\phi},$$

где λ – длина волны;

$\mu_\phi \gg 1$ – магнитная проницаемость феррита.

В зависимости от способа соединения концов обмотки с помощью ТДЛ можно получить коэффициент трансформации по сопротивлению 1:1 или 1:4. Второй случай соединения и соответствующие ему эквивалентные схемы приведены на рис. 11.5.

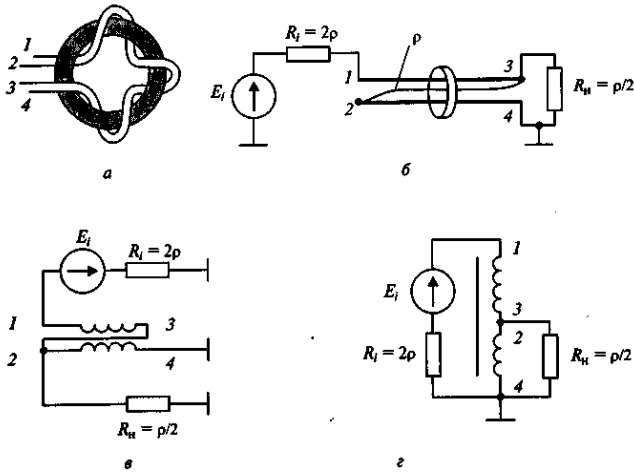


Рис. 11.5

Пример схемы широкополосного транзисторного генератора двухтактного типа с ТДЛ приведен на рис. 11.6.

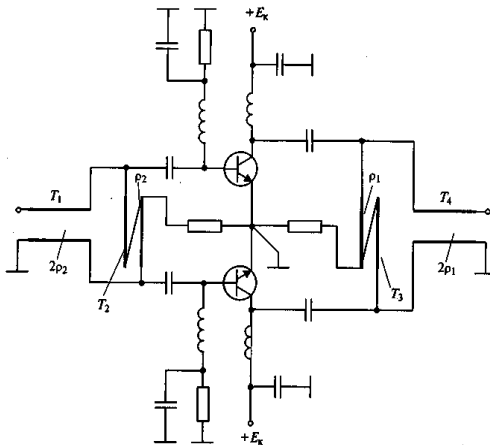


Рис. 11.6. Схемы широкополосного транзисторного генератора двухтактного типа с ТДЛ

Волновые сопротивления ТДЛ обозначены на схеме. Трансформаторы T_1 и T_4 служат для перехода от симметричной схемы к несимметричной. Входное сопротивление каждого транзистора должно быть близким к ρ_2 , выходное — к ρ_1 .

Выводы по главе

1. В генераторе необходимо обеспечить хороший отвод тепла от транзистора, для чего последний крепят к теплоотводящему радиатору.

2. Необходимо правильно выбрать дроссели и блокировочные конденсаторы, параметры которых могут повлиять на устойчивость работы генератора в области низких частот. Иногда для повышения устойчивости дроссели шунтируют резисторами.

3. Необходимо правильно выбрать рабочую точку транзистора, с учетом рабочего диапазона температур. Поскольку при изменении температуры внешней среды характеристики транзистора сдвигаются, то применяют методы термостабилизации режима работы. Сущность данного приема состоит в применении термосопротивлений в цепи базы, с помощью которых при изменении температуры соответствующим образом сдвигается и рабочая точка, обеспечивая неизменность электрического режима работы транзистора.

4. Для исключения пробоя р-п-переходов транзистора все значения пиковых напряжений в генераторе должны быть меньше предельно допустимых значений с запасом. Данное правило распространяется и на переходный режим работы при включении и выключении генератора.

5. Недопустимо даже кратковременное отключение нагрузки от генератора, что приведет к резкому возрастанию мощности тепла, рассеиваемой прибором. Для исключения такой ситуации в генераторах применяют специальные схемы защиты.

6. При требуемой мощности генератора, превышающей мощность одного транзистора, применяют суммирование сигналов.

Вопросы для самоконтроля

1. Как изменяется полоса пропускания согласующей электрической цепи при увеличении добротности нагрузки?

2. Нарисуйте электрическую цепь лестничного типа.

3. Как определяется коэффициент усиления по мощности широкополосного генератора?

4. Как устроен трансформатор типа длинной линии (ТДЛ)?

5. Нарисуйте эквивалентные схемы трансформатора типа «длинной линии».

6. Нарисуйте схему транзисторного генератора с ТДЛ.

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1 – 2; дополнительной: 4 – 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 12. СВЧ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГВВ

12.1. Метод анализа линейных СВЧ устройств

Большинство современных радиотехнических систем работают в СВЧ диапазоне. К ним относятся спутниковые космические системы радиосвязи, системы самолетной, морской и наземной радиосвязи и др. Высокая направленность антенн в СВЧ диапазоне позволяет узким лучом передавать радиосигнал и тем самым существенно снизить мощность передатчиков, а повышенное значение частоты несущих колебаний дает возможность повысить скорость и объем передаваемых сообщений по сравнению с ВЧ диапазоном. Теория работы СВЧ устройств базируется на понятиях: электромагнитное поле и электрическая цепь с распределенными параметрами. Методы электродинамики позволяют рассчитать электрическое и магнитное поле в таких цепях и заменить данный СВЧ элемент некоторой моделью или эквивалентной схемой, состоящей из реактивных и активных элементов сосредоточенного типа. Такой подход к расчету СВЧ элементов называется методом эквивалентных параметров. Другой подход к анализу СВЧ устройств базируется на общей теории цепей с заменой понятия «напряжение и ток» понятием «напряжение и ток падающей и отраженной волны». При этом имеется возможность исследовать сложные СВЧ устройства с входящими в них электронными приборами.

Различные СВЧ звенья соединяют с помощью фидерных линий: коаксиальных, полосковых (ПЛ) и микрополосковых (МПЛ) линий передачи и волноводов.

При распространении в линии только Т-волны процессы в ней описываются с помощью телеграфных уравнений. Решая эти уравнения, находят комплексные амплитуды тока и напряжения в сечении x линии (рис. 12.1,а):

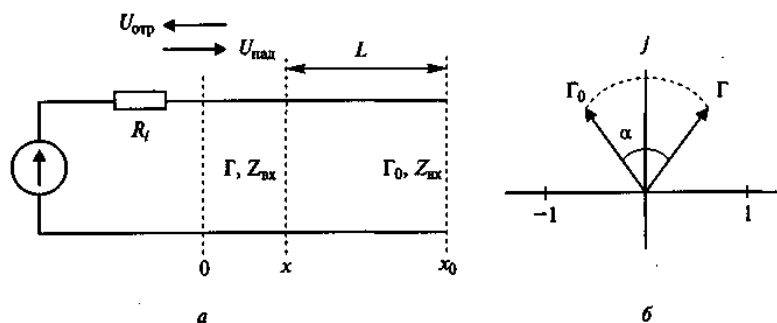


Рис. 12.1

$$U \leftarrow = U_{\text{пад}_0} \exp \left[\gamma_0 \leftarrow - x_0 \right] + U_{\text{отр}_0} \exp \left[\Gamma_0 \leftarrow - x_0 \right]; \quad (12.1)$$

$$I \leftarrow = \frac{U_{\text{пад}_0}}{\rho} \exp \left[\gamma_0 \leftarrow - x_0 \right] - \frac{U_{\text{отр}_0}}{\rho} \exp \left[\Gamma_0 \leftarrow - x_0 \right]. \quad (12.2)$$

Здесь $U_{\text{пад}_0}$, $U_{\text{отр}_0}$ – комплексные амплитуды напряжения падающей и отраженной волны при $x=x_0$, ρ – волновое сопротивление линии; $\gamma_0 = \alpha_0 + j\beta_0$ – постоянная распространения, где α_0 – постоянная затухания; $\beta_0 = 2\pi/\lambda$ – фазовая постоянная (λ – длина волны в линии).

Согласно (12.1) и (12.2) в линии распространяются две волны: падающая – в направлении от источника сигнала к нагрузке – и отраженная – в обратном направлении. Преобразуем (12.1) и (12.2) к следующему виду:

$$U \leftarrow = U_{\text{пад}_0} \exp \left[\gamma_0 \leftarrow - x_0 \right] + \Gamma_0 \exp \left[\gamma_0 \leftarrow - x_0 \right]; \quad (12.3)$$

$$I \leftarrow = \frac{U_{\text{пад}_0}}{\rho} \exp \left[\gamma_0 \leftarrow - x_0 \right] - \Gamma_0 \exp \left[\gamma_0 \leftarrow - x_0 \right], \quad (12.4)$$

где $\Gamma_0 = U_{\text{отр}_0}/U_{\text{пад}_0}$ – коэффициент отражения в сечении линии $x=x_0$ (рис. 12.1,а).

В произвольном сечении линии x :

$$\Gamma = U_{\text{отр}}/U_{\text{пад}} = \Gamma_0 \exp \left[\gamma_0 \leftarrow - x_0 \right]. \quad (12.5)$$

При $\alpha_0=0$ и $L=(x_0-x)$ получим:

$$\Gamma = \Gamma_0 \exp \left[j4\pi L/\lambda \right]. \quad (12.6)$$

Для любого сечения линии при отсутствии неоднородностей и потерь $|\Gamma| = |\Gamma_0|$, причем вектор Γ повернут относительно вектора Γ_0 на угол $\alpha = 4\pi L/\lambda$ (рис. 12.1, б). Из (12.3) и (12.4) для входного сопротивления линии в сечении x имеем:

$$Z = \frac{U \leftarrow}{I \leftarrow} = \rho \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}, \quad (12.7)$$

из которого получим для коэффициента отражения:

$$\Gamma = \frac{Z - \rho}{Z + \rho}. \quad (12.8)$$

Из уравнений (12.1) и (12.2) следует, что при включении в сечении линии x_0 нагрузки Z_H входное сопротивление в сечении линии x при $\alpha_0=0$:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U}{I} = \rho \frac{Z_{\text{н}} + j\rho \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi L}{\lambda}\right)}{\rho + jZ_{\text{н}} \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi L}{\lambda}\right)} \quad (12.9)$$

Согласно (12.7) – (12.9) линию, нагруженную на комплексное сопротивление, можно характеризовать как с помощью входного сопротивления, так и коэффициента отражения. Причем при $\operatorname{Re}(Z) > 0$ сопротивление Z в области действительных частот занимает половину плоскости комплексного переменного, а коэффициент отражения Γ согласно (12.8) – круг единичного радиуса рис. 12.2).

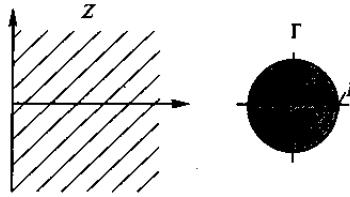


Рис. 12.2

Мощности падающей и отраженной волны:

$$P_{\text{пад}} = |U_{\text{пад}}|^2 / 2\rho; \quad (12.10)$$

$$P_{\text{отр}} = |U_{\text{отр}}|^2 / 2\rho. \quad (12.11)$$

Разность этих мощностей есть проходящая мощность, которая с учетом (12.10) и (12.11) запишется в виде:

$$P_{\text{пр}} = \frac{1}{2\rho} \left(|U_{\text{пад}}|^2 - |U_{\text{отр}}|^2 \right) = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}}. \quad (12.12)$$

Проходящая мощность при отсутствии потерь линии полностью поглощается в активной части нагрузки: $P_{\text{н}} = P_{\text{пр}}$. Поэтому с расчетом (12.5), (12.10), (12.11) и (12.13) три значения мощности связаны между собой соотношениями:

$$P_{\text{пад}} = \frac{P_{\text{н}}}{(1 - |\Gamma|^2)}; \quad (12.13),$$

$$P_{\text{отр}} = \frac{P_{\text{н}} |\Gamma|}{(1 - |\Gamma|^2)} = P_{\text{пад}} |\Gamma|^2. \quad (12.14)$$

СВЧ устройства можно описать с помощью падающих и отраженных волн, распространяющихся в подключенных к ним линиях передачи. Для упрощения анализа будем считать одинаковыми и равными ρ_0 волновые сопротивления всех подводящих линий, что избавляет от операции нормирования. Обычно ρ_0 равно 50 Ом – стандартному значению волнового сопротивления.

12.2. Гибридно-интегральные СВЧ устройства

Большинство современных СВЧ устройств – активных с применением полупроводниковых приборов и пассивных (фильтры, мостовые устройства, направленные ответвители, согласующие звенья и др.) – изготавливают по интегральной технологии. Интегральные СВЧ устройства подразделяют на три основных типа: полупроводниковые, пленочные и гибридные. В полупроводниковых интегральных микросхемах активные и пассивные элементы формируются в объеме полупроводниковой структуры или на ее поверхности, а межсоединения и контактные площадки выполняются с помощью тонких пленок. Основой такой ИС является полупроводниковая подложка с выращенным на ее поверхности тонким эпитаксиальным слоем. Формирование элементов на полупроводниковой подложке осуществляется за счет планарного диффузионного процесса. В пленочной микросхеме активные и пассивные элементы и межсоединения выполняются в виде тонких пленок из различных материалов, нанесенных в определенной последовательности на диэлектрическую подложку. В пленочном исполнении изготавливаются и полевые транзисторы.

Большая часть СВЧ устройств изготавливается по гибридно-интегральной технологии. В таких микросхемах часть элементов и межсоединений выполняется в виде пленок, нанесенных на диэлектрическую подложку, а другая – главным образом корпусные или бескорпусные транзисторы – как самостоятельные элементы, встраиваемые в специальные гнезда и присоединяемые к схеме. Материалом диэлектрической подложки, служащей основой гибридной микросхемы, является специальная керамика с малыми потерями и высокой диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r > 10$. В частности, применяются поликор и сапфир. При этом все геометрические размеры СВЧ цепей в первом приближении уменьшаются в корень квадратный из ϵ_r .

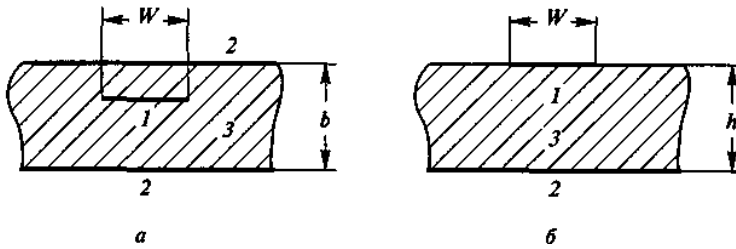


Рис. 12.3

В СВЧ интегральных микросхемах электрические цепи выполняются на основе МПЛ передачи: симметричных (рис. 12.3,а) и несимметричных (рис. 12.3,б), а также их модификаций. На рисунке приняты следующие обозначения: 1 – центральный проводник, 2 – проводящая заземляемая поверхность, 3 – диэлектрическая подложка с проницаемостью материала ϵ_r .

В симметричной МПЛ распространяется Т-волна, в других видах – квази Т-волна. Все типы МПЛ, применяемые до частоты 30 ГГц, характеризуются тремя основными параметрами: волновым сопротивлением ρ , активными потерями и эффективной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{\text{эф}}$. Последний параметр определяется отношением:

$$\epsilon_{\text{эф}} = \left(\frac{\lambda}{\lambda_d} \right)^2, \quad (12.15)$$

где λ – длина волны в свободном пространстве;

λ_d – длина волны в линии.

В симметричной МПЛ (рис. 12.3, а) с полным заполнением всего пространства диэлектриком: $\epsilon_{\text{эф}} = \epsilon_r$ в несимметричной: $\epsilon_{\text{эф}} < \epsilon_r$, поскольку силовые линии электрического поля проходят не только в диэлектрике, но и вне его. Зависимости ρ и $\epsilon_{\text{эф}}$ от геометрических размеров МПЛ и материала диэлектрика определяются в результате электродинамического расчета, а затем аппроксимируются аналитическими функциями. Для несимметричной МПЛ два данных параметра можно рассчитать по программе, приведенной на рис. 12.4, а для симметричной – на рис. 12.5. В первой из программ – параметр $x = W/h$ (рис. 12.3,б), во второй параметр $x = W/b$ (рис. 12.3,а). Задав требуемое значение x и $\epsilon_r = \epsilon_r$, по программе на языке Mathcad вычисляются значения ρ (Ом) и $\epsilon_{\text{эф}} = \epsilon_{\text{эф}}$.

$$\epsilon_r := 9,8$$

$$\epsilon_{\text{эф}}(x) := 0,5(\epsilon_r + 1) + 0,5 \frac{\epsilon_r - 1}{\sqrt{1 + \left(\frac{10}{x}\right)^2}} \quad \rho(x) := \frac{300}{(1+x) \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad x := \frac{W}{h}$$

$$\varepsilon_r = 9,8$$

$$\varepsilon_f = \varepsilon_r$$

$$\rho(x) := \frac{94,172}{(0,441 + x) \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \quad x := \frac{W}{b}$$

$$Z(X) := -2,222X^2 + 0,378X + 0,954$$

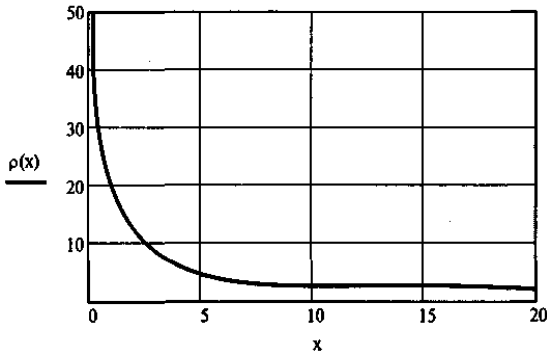


Рис. 12.4

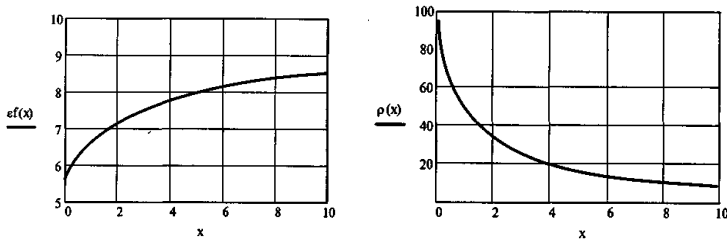


Рис. 12.5

Построенный на рис. 12.4 и 12.5 графики позволяют проследить зависимость ρ и $\varepsilon_{\text{эф}}$ от геометрических размеров МПЛ (рис. 12.3). Помимо одиночных МПЛ в интегральных СВЧ устройствах, например фильтрах и направленных ответвителях, применяются и связанные МПЛ. Связанные несимметричные МПЛ с боковой связью приведены на рис. 12.6.

Геометрические размеры связанных МПЛ при $\varepsilon_r = 9,6$ и волновом сопротивлении вне области связи $\rho = 50$ Ом могут быть рассчитаны по формулам, полученным на основании аппроксимации зависимостей, определенных в результате электродинамического расчета.

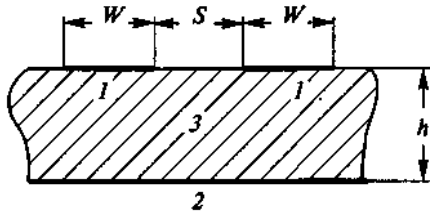


Рис. 12.6

Задав в пределах $0,1 \dots 0,45$ требуемое значение коэффициента связи между микрополосковыми линиями $X = K_{св}$ определяется отношение $Y = S/H$ и $Z = W/H$ при значении диэлектрической проницаемости подложки $\epsilon_r = 9,6$.

На рис. 12.7 приведены графики зависимости Y и Z от $K_{св}$, позволяющие проследить влияние геометрических размеров связанных МПЛ на коэффициент связи между ними.

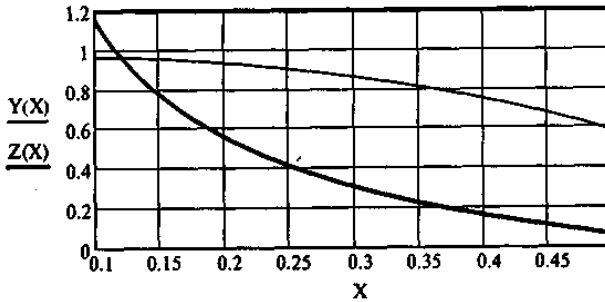


Рис. 12.7

Волновые сопротивления двух типов фидерных линий: коаксиальной (рис. 12.8,а), при ее заполнении материалом с диэлектрической проницаемостью ϵ_r и неэкранированной двухпроводной (рис. 12.8,б) – определяются следующими выражениями, Ом:

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} 138 \lg \frac{D}{d}; \quad (12.16),$$

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} 276 \lg \frac{2a}{d}, \quad (12.17)$$

где D, d, a – размеры, указанные на рис. 12.8.

Укорочение длины волны в линии определяется (9.15), где $\epsilon_{\text{эф}} = \epsilon_r$.

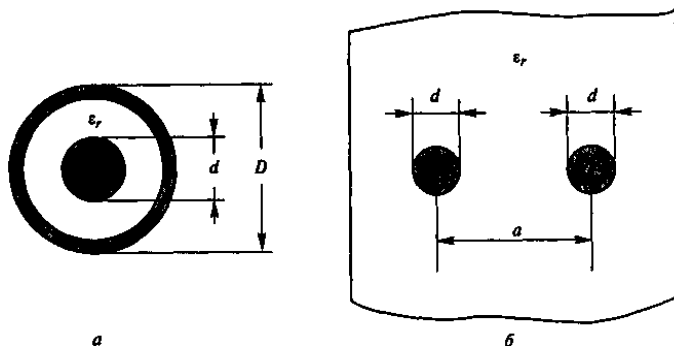


Рис. 12.8. Геометрические размеры коаксиальной и полосковой линии

12.3. СВЧ транзисторный усилитель

Конструкция СВЧ усилителя. СВЧ транзисторные усилители, изготавливаемые по интегральной или интегрально-гибридной технологии, составляют наиболее обширную группу современных СВЧ генераторов с независимым возбуждением. Конструкция такого усилителя представляет собой модуль с коаксиальными или полосковыми выводами. Модуль может включать один или несколько последовательно соединенных каскадов, а также сумматор сигналов при сложении мощностей нескольких однотипных транзисторов. Мощность модуля СВЧ диапазона может достигать 100 Вт и более, коэффициент усиления – 30 дБ и более, полоса пропускания – 10–20% и более. Особую группу составляют СВЧ транзисторные усилители линейного типа. Пример топологии однокаскадного СВЧ транзисторного усилителя приведен на рис. 12.9. В СВЧ усилительных модулях применяют как биполярные (обычно по схеме с общей базой), так и полевые транзисторы. В табл. 12.1 приведены четыре основных параметра – максимальная частота усиления f , выходная мощность P_1 , коэффициент усиления по мощности КР и КПД – нескольких типов мощных биполярных и полевых транзисторов СВЧ диапазона.

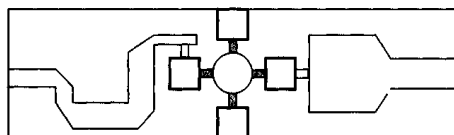


Рис. 12.9

Таблица 12.1

Тип транзистора	Частота, МГц	Мощность P_1 , Вт	Коэффициент усиления, дБ	КПД, %
КТ930А (биполярный)	400	40	5	50
КТ916В (биполярный)	1000	10	4	55
КТ942 (биполярный)	2000	10	4	35
МСС3005 (биполярный)	3000	5	5	30
МСС4005 (биполярный)	4000	5	5	30
МRF183 (полевой)	1000	45	10	50
МСС88020 (полевой)	4000	5	6	30
МСС88010 (полевой)	6000	3	6	30
МСС88110 (полевой)	12000	2	5	30

Согласующие цепи в СВЧ генераторах. При анализе разнообразные схемы СВЧ усилителей могут быть приведены к единой эквивалентной схеме, состоящей из трех соединенных каскадно, четырехполюсников: входной и выходной согласующих электрических цепей и транзистора нем. Отличие состоит в том, что в СВЧ усилителях вместо цепей с сосредоточенными постоянными примеряют цепи с распределенными постоянными. На рис. 12.10,а показана топология ступенчатого перехода с монотонным изменением волнового сопротивления; на рис. 12.10,б – ступенчатого перехода с немонотонным изменением волнового сопротивления; на рис. 12.10,в – плавного перехода; на рис. 12.10,г – ступенчатого перехода со шлейфами.

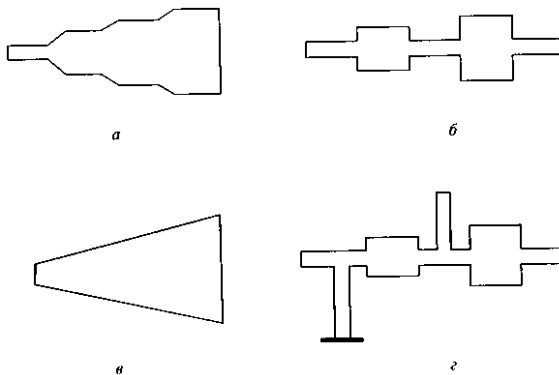


Рис. 12.10

В одних случаях согласование следует произвести в сравнительно узкой полосе (не более нескольких процентов от средней частоты), в других – в широкой. В соответствии с этим согласующие устройства называются узко- или широкополосными. Определение оптимальной структуры и параметров согласующих цепей, исходя из требуемых характеристик, называется синтезом, проводимым обычно с помощью компьютера по специализированным программам проектирования СВЧ устройств. Рассмотрим пример расчета согласующего устройства из одного отрезка фидерной линии, называемого одноступенчатым переходом (рис. 12.11).

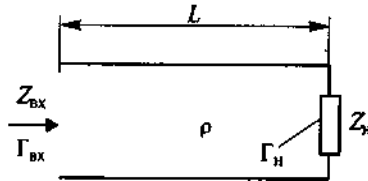


Рис. 12.11

Входное сопротивление линии, нагруженной на комплексное сопротивление $Z_H=R_H+jX_H$, определяется по формуле (12.9).

Для активной и реактивной составляющих входного сопротивления из (12.9) получим:

$$R_{BX} = \frac{\rho^2 R_H (1 + s^2)}{(\rho - X_H s)^2 + (s R_H)^2}; \quad (12.18),$$

$$X_{BX} = \frac{\rho(X_H + \rho s)(\rho - s X_H) - \rho s R_H^2}{(\rho - X_H s)^2 + (s R_H)^2}, \quad (12.19)$$

где ρ – волновое сопротивление линии;

$s = \operatorname{tg}\theta$ – тангенс фазового угла $\theta = 2\pi L/\lambda_d$, где L – длина линии,

λ_d – длина волны с учетом ее укорочения.

Определим, какой длины L должен быть отрезок фидерной линии и какое волновое сопротивление ρ она должна иметь, для трансформации сопротивления Z_H в Z_{BX} . Решив уравнения (12.18), (12.19) относительно L и ρ , получим:

$$\rho = \sqrt{R_{BX} R_H + \frac{R_{BX} X_H^2 - R_H X_{BX}^2}{R_H - R_{BX}}}; \quad (12.20)$$

$$L = \frac{\lambda_d}{2\pi} \operatorname{arctg} B, \quad (12.21)$$

где $B = \rho \frac{R_{\text{вх}} - R_{\text{н}}}{R_{\text{вх}} X_{\text{н}} + R_{\text{н}} X_{\text{вх}}}$.

Возможности одноступенчатого перехода по согласованию сопротивлений ограничены. Эти ограничения связаны с тем, что Подкоренное выражение в (12.20) должно быть числом положительным. Рассмотрим частный случай применения одноступенчатого перехода – трансформации активного сопротивления $R_{\text{н}}$ в другое активное – $R_{\text{вх}}$. Примем фазовый угол $\theta = \pi/2$ или длину линии, равной $1/4$ длины волны: $L = \lambda_d/4$.

Из (12.20) получим:

$$\rho = \sqrt{R_{\text{вх}} R_{\text{н}}}. \quad (12.22)$$

Согласно (12.22) с помощью четвертьволнового отрезка длиной линии можно согласовать активные сопротивления любой величины или, иначе говоря, трансформировать сопротивление $R_{\text{н}}$ в требуемое активное сопротивление любого другого значения: $R_{\text{вх}} = \rho^2 / R_{\text{н}}$. Двухступенчатый переход снимает все ограничения по согласованию сопротивлений, в том числе и комплексного характера. Порядок проектирования СВЧ транзисторного генератора. Эквивалентная схема СВЧ транзисторного генератора приведена на рис. 12.12. Оптимальное проектирование такого генератора означает получение в заданной полосе частот $f_2 \dots f_1$ требуемой выходной мощности P_1 при максимально возможном КПД, коэффициенте усиления, а также обеспечение других параметров и характеристик в зависимости от назначения устройства.

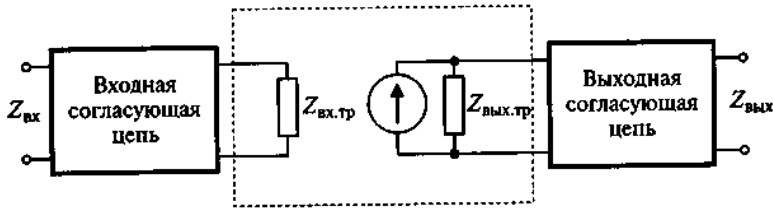


Рис. 12.12. Эквивалентная схема СВЧ транзисторного генератора

Порядок проектирования включает в себя следующие основные этапы:

1. Исходя из мощности и частоты по справочнику выбирается тип СВЧ транзистора (табл. 12.1).

2. Определяются входное $Z_{вх.тр}$ и выходное $Z_{вых.тр}$ сопротивления выбранного транзистора при заданной мощности, частоте и схеме – с общей базой или эмиттером. Если такие сведения отсутствуют в справочнике, то данные параметры измеряются. Пример зависимости активной и реактивной составляющих сопротивлений $Z_{вх.тр}$ и $Z_{вых.тр}$ от частоты приведен на рис. 12.13.

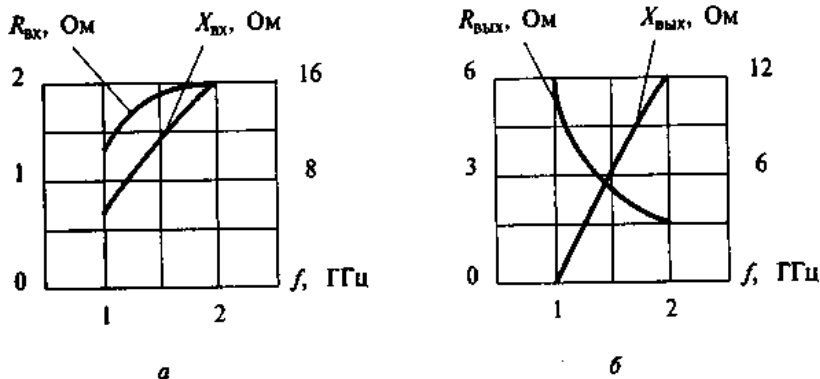


Рис. 12.13. Зависимость активной и реактивной составляющих сопротивлений от частоты сигнала

3. Исходя из требуемого значения сопротивления на входе усилителя $Z_{вх}$ и входного сопротивления транзистора $Z_{вх.тр}$ (рис. 12.12) выбирают тип и конфигурацию входной согласующей цепи (рис. 12.10) и производят ее синтез и расчет в заданной полосе частот. При простой согласующей цепи на основе одного отрезка МПЛ ее расчет проводится по (12.20) и (12.21).

4. Из требуемого значения сопротивления на выходе усилителя $Z_{вых}$ и выходного сопротивления транзистора $Z_{вых.тр}$ (рис. 12.12) выбираются тип и конфигурацию выходной согласующей цепи (рис. 12.10) и производят ее синтез.

5. По найденным значениям волнового сопротивления определяют геометрические размеры МПЛ.

6. Вычерчивается топология усилителя исходя из полученных геометрических размеров МПЛ входной и выходной электрических цепей.

7. Рассчитывается коэффициент усиления по мощности всего $K_p(f)$ усилителя и строится АЧХ.

Выводы по главе

Теория работы СВЧ устройств базируется на понятиях: электромагнитное поле и электрическая цепь с распределенными параметрами.

Методы электродинамики позволяют рассчитать электрическое и магнитное поле в таких цепях и заменить данный СВЧ элемент некоторой моделью или эквивалентной схемой, состоящей из реактивных и активных элементов сосредоточенного типа. Такой подход к расчету СВЧ элементов называется методом эквивалентных параметров.

Вопросы для самоконтроля

1. В чем состоит отличие метода анализа СВЧ устройств от ВЧ?
2. Что такое коэффициент отражения и как он связан с сопротивлением нагрузки?
3. Как зависят мощности падающей и отраженной волны от коэффициента отражения?
4. Что такое гибридно-интегральные СВЧ устройства?
5. Как выглядит симметричная и несимметричная микрополосковые линии передачи?
6. Что означают эффективная и просто диэлектрическая проницаемость материала? Как они связаны между собой? Как от них зависит длина волны в фидерной линии?
7. Как выглядят коаксиальная и двухпроводная линии передачи?
8. Как выглядят СВЧ согласующие цепи на основе микрополосковых линий?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой:

основной: 1–3; дополнительной: 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 13. СВЧ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГВВ

13.1. СВЧ транзисторный генератор балансного типа

СВЧ транзисторный генератор балансного типа, структурная схема которого приведена на рис. 13.1, состоит из двух одинаковых СВЧ усилителей и двух мостовых устройств квадратурного типа, с подключенными к ним балластными нагрузками (БН). В схеме происходит суммирование мощностей двух одинаковых транзисторов.

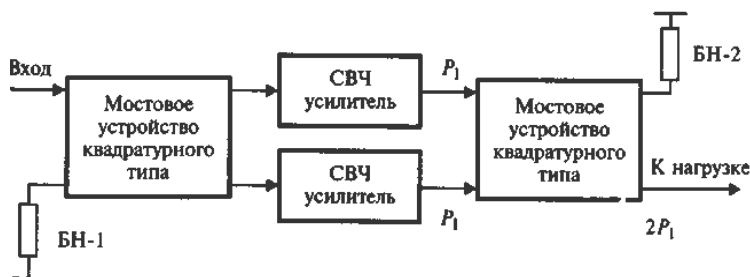


Рис. 13.1. Схема СВЧ транзисторного генератора балансного типа

Конструкции СВЧ мостового устройства, два типа которого – со шлейфами и на связанных несимметричных МПЛ – представлены на рис. 13.2. Каждый из четырех входов мостового устройства связан с двумя другими и развязан с третьим. При подведении сигнала к одному из входов устройство является делителем мощности, при одновременном возбуждении двух входов с соблюдением определенного фазового соотношения – сумматором мощностей сигналов. В мостовых устройствах, приведенных на рис. 13.2, попарно развязаны по два входа: 1–2 и 3–4.

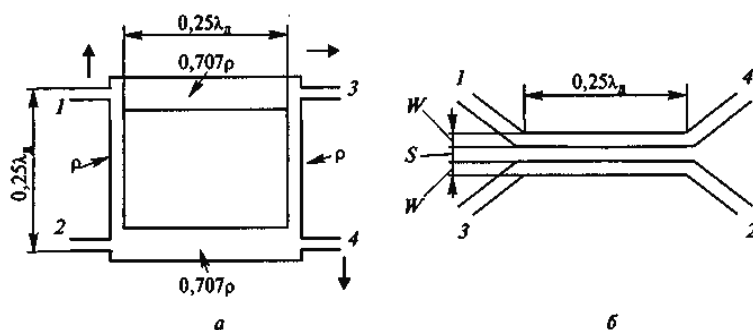


Рис. 13.2. Конструкции СВЧ мостового устройства

Сигнал, подведенный ко входу 1, поровну делится между входами 3 и 4. Причем на входе 3 он сдвинут по фазе на 90° , а на входе 4 – на 180° по отношению к сигналу на входе 1 (см. рис. 13.2, а – векторы амплитуд сигналов). Разница в сдвиге фаз на 90° и обуславливает название устройства как квадратурного. При подведении ко входам 1 и 2 двух одинаковых сигналов равной мощности P_1 , сдвинутых по фазе на 90° , на входе 3 или 4 появится суммарный сигнал мощностью $2P_1$. Мостовое устройство относится к цепям взаимного типа, что означает сохранение его свойств при изменении номера входа, к которому подводится сигнал.

В схеме на рис. 13.2 мостовое устройство на входе усилителей используется как делитель мощности сигнала в два раза, на выходе – как сумматор двух сигналов. При рассогласовании по входу транзисторов отраженные сигналы попадают в балластную нагрузку БН-1. Данное свойство, а также независимая работа обоих СВЧ усилителей повышают устойчивость работы всего тракта усиления СВЧ сигнала радиопередатчика. Мостовые устройства сохраняют свои свойства в определенной полосе частот, подразделяясь на узко- и широкополосные. Так, устройством со шлейфами (рис. 13.2, а) является узкополосным, со связанными линиями (рис. 13.2, б) – широкополосным. При нормальной работе к балластной нагрузке сумматора подводятся два сигнала в противофазе, и поэтому рассеиваемая в ней мощность равна нулю. Но при выходе из строя одного из усилителей в балластную нагрузку БН-2 (рис. 13.1) начнет поступать мощность, равная $0,5P_1$. На такое же значение уменьшится мощность сигнала в полезной нагрузке, которая также станет равной $0,5P_1$. Таким образом, при выходе из строя одного из усилителей происходит уменьшение мощности в полезной нагрузке в четыре раза по сравнению с нормальным режимом работы, т.е. с $2P_1$ до $0,5P_1$, где P_1 – мощность одного транзистора.

13.2. Линейный режим работы транзисторного СВЧ генератора

Об одновременном усилении множества сигналов. В СВЧ системах радиосвязи, одновременно обслуживающих множество абонентов, широко используется частотный метод разделения сигналов. По отношению к радиопередатчику ретранслятора сигналов это означает одновременное усиление в общем тракте большого числа сигналов с разными частотами несущих колебаний.

Пример сотовой радиосвязи. В любой соте одновременно могут выходить на радиосвязь N абонентов – каждый на своей частоте несущей (рис. 13.3). Радиосигналы от абонентских радиостанций поступают на общую базовую радиостанцию, расположенную в центре соты, усиливаются и переизлучаются. При таком способе организации радиосвя-

зи в общем усилительном тракте базовой радиостанции одновременно усиливается множество СВЧ сигналов. Подобная же картина имеет место в космических системах радиосвязи с частотным разделением при использовании на борту спутника ретранслятора «прозрачного» типа. Усилительный СВЧ тракт содержит большое число каскадов, в большинстве случаев полупроводниковых, и разнообразных электрических цепей. Поскольку тракт усиления по мощности СВЧ сигнала является нелинейным устройством, то проходящие через него сигналы начинают взаимодействовать между собой, создавая взаимные помехи, уровень которых не должен превышать определенного значения. Причина таких искажений обусловлена нелинейным характером процесса взаимодействия потока носителей заряда с электромагнитным полем во всех электронных приборах при усилении сигнала по мощности. Вся комбинация разнообразных нелинейных эффектов приводит к нелинейности амплитудной характеристики и зависимости фазы сигнала от амплитуды, называемой амплитудно-фазовой конверсией. Совокупность двух характеристик – амплитудной $U_{\text{ВЫХ}} = \psi(U_{\text{ВХ}})$ и фазоамплитудной $\Delta\varphi_{\text{ВЫХ}} = \varphi_{\text{ВЫХ}} - \varphi_{\text{ВХ}} = \Phi(U_{\text{ВХ}})$ – в одночастотном режиме работы позволяют комплексно оценить нелинейные свойства СВЧ генератора.

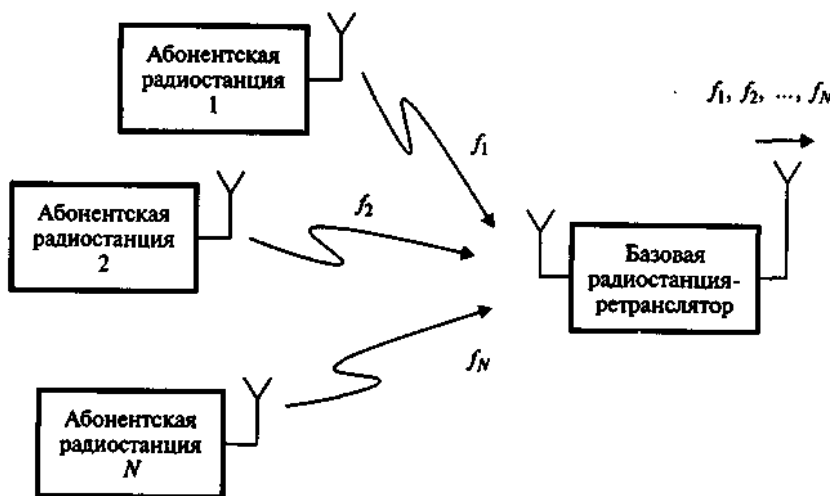


Рис. 13.3. Пример сотовой радиосвязи.

На рис. 13.4а,б приведены «идеальные» характеристики, соответствующие линейному режиму работы генератора; на рис. 13.4в,г – реальные, при которых возникают нелинейные искажения.

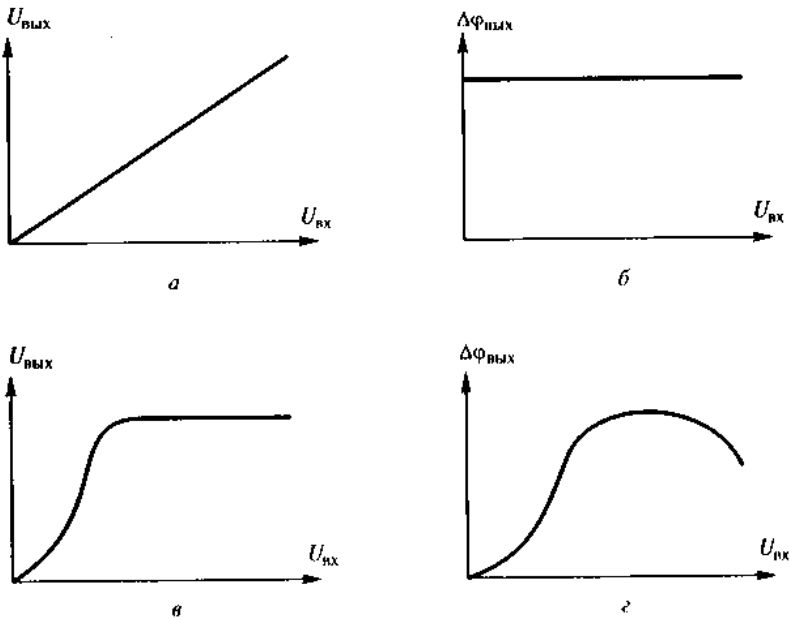


Рис. 13.4. «Идеальные» характеристики, соответствующие линейному режиму работы генератора

Тестовым сигналом для проверки линейных свойств СВЧ генераторов, являющихся основой усилительного тракта радиопередатчика, является двухчастотный сигнал:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_0 \sin(2\pi ft) + U_1 \sin[2\pi(f + F)t] = A(t) \sin[2\pi ft + \theta(t)], \quad (13.1)$$

где $A(t)$ – амплитуда;

$\theta(t)$ – фаза суммарного сигнала.

$$A(t) = U_0 \sqrt{1 + p^2 + 2p \cos(2\pi Ft)}; \quad (13.2)$$

$$\theta(t) = \arctg \frac{p \sin(2\pi Ft)}{1 + \cos(2\pi Ft)}, \quad (13.3)$$

где $p = U_1/U_0$ – отношение амплитуд сигналов.

При $p=1$ выражение (13.1) принимает вид:

$$u_{\text{вх}}(t) = 2U_0 \sin[2\pi(f + 0,5F)t] \cos(\pi Ft).$$

Согласно (13.1) – (13.3) двухчастотный сигнал есть сигнал с амплитудной и фазовой модуляцией. Программа на языке Mathcad по расчету функций $A(t)$ и $\theta(t)$ двухчастотного сигнала имеет следующий вид:

$$U_0:=1 \quad f:=10 \quad p:=0,99999 \quad F:=0,2$$

$$u(t) := U_0 \sin(2\pi ft) + pU_0 \sin(2\pi(f + F)t)$$

$$s(t) := \sin(2\pi Ft)$$

$$c(t) := \cos(2\pi Ft)$$

$$A(t) := U_0 \sqrt{1 + p^2 + 2p \cdot c(t)}$$

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

$$i:=1 \dots 1000$$

$$t_i:=0,01 \cdot i$$

$$ud_i:=u(t_i)$$

$$sd_i:=s(t_i)$$

$$cd_i:=c(t_i)$$

$$Ad_i:=A(t_i)$$

$$\Theta d_i:=\Theta(t_i)$$

Результаты расчета по программе на языке Mathcad при $p=1$, т.е. при равных по амплитуде сигналах, приведены на рис. 13.5.

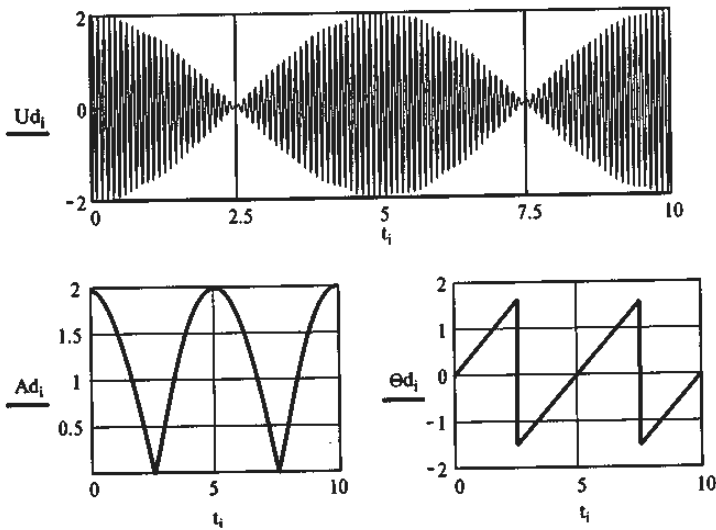


Рис. 13.5. Результаты расчета функций $A(t)$ и $\theta(t)$ двухчастотного сигнала.

Из построенных графиков следует, что фаза суммарного колебания $\theta(t)$ (в программе θd) в течение одного периода колебаний с разностной частотой F меняет знак. Причем при $p=1$ фаза меняется по пилообразному закону со скачком, равным π , а глубина амплитудной модуляции составляет 100%. Самым удобным является спектральный метод оценки нелинейных свойств СВЧ генератора. При таком методе на его вход подается двухчастотный сигнал (13.1). По спектру выходного сигнала, называемого комбинационным и определяющим так называемые интермодуляционные искажения (ИМИ), судят о линейных свойствах ге-

нератора или всего СВЧ усилительного тракта. Пример комбинационного спектра приведен на рис. 13.6.

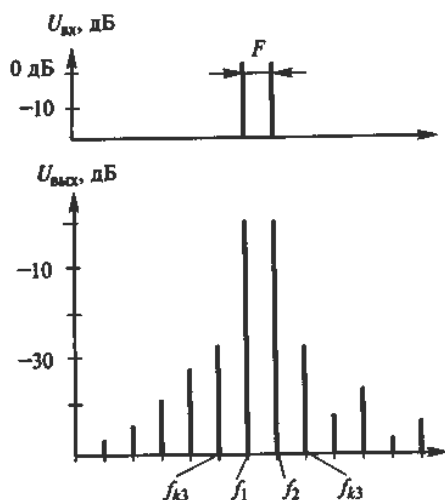


Рис. 13.6. Пример комбинационного спектра двухчастотного сигнала

Спектральные составляющие следуют с интервалом $F=f_2-f_1$. Наибольшими по амплитуде комбинационными составляющими в этом спектре обычно являются составляющие с частотами $f_{к3}=2f_2-f_1$ и $f_{к3}=2f_1-f_2$, наиболее близко расположенные к основным составляющим и называемые ИМИ 3-го порядка. Их уровень в многочастотных системах должен быть, как правило, ниже уровня основных составляющих не менее чем на 25...30 дБ. Для выполнения данного требования мощный СВЧ усилитель должен быть линейным устройством, вносящим очень малые нелинейные искажения в усиливаемый многочастотный сигнал. Добиваются такого качества усилителя применением специальных мощных СВЧ полевых транзисторов, работающих в режиме класса А, (угол отсечки $\theta=180^\circ$).

В линейном режиме КПД генератора оказывается весьма низким – не превышающим 15–20%. Однако ради получения линейных свойств СВЧ генератора приходится идти на ухудшение данного параметра. Пример зависимости ИМИ, определяемых уровнем комбинационных составляющих 3-го порядка в двух частотном режиме работы, от мощности выходного сигнала для мощного СВЧ генератора линейного типа приведен на рис. 13.7,а.

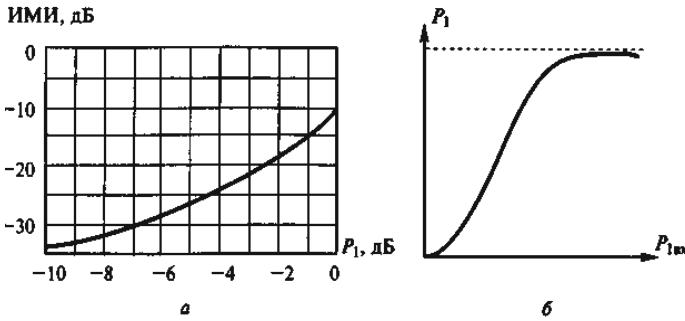


Рис. 13.7. Зависимость ИМИ, от мощности выходного сигнала

За максимальный уровень (0 дБ) на графике принята мощность СВЧ генератора в режиме насыщения амплитудной характеристики в радиочастотном режиме работы (рис. 13.7,б). Из графика следует, что для получения ИМИ, равным -25 дБ, следует снизить мощность СВЧ генератора в одночастотном режиме на $3...4$ дБ относительно режима насыщения.

13.3. Режим «перелива» мощности в транзисторных СВЧ генераторах

Линейный режим работы СВЧ генераторов в многочастотных системах радиосвязи иногда приходится совмещать с так называемым режимом «перелива» мощности между сигналами с разными частотами несущих колебаний, например, в многолучевых системах космической радиосвязи. Пример. Пусть передача информации через общий ретранслятор в системе радиосвязи одновременно осуществляется на двух частотах: f_1 и f_2 (рис. 13.6). Для каждой частоты ретранслятор имеет свою передающую антенну. Обозначим мощность, излучаемую ретранслятором на частоте f_1 через P_{1A} , а на частоте f_2 – через P_{2A} . Сумма этих мощностей: $nP_{1A} + P_{2A} = P_1 = \text{const}$, где P_1 – мощность ретранслятора (рис. 13.8).



Рис. 13.8. Передача информации через общий ретранслятор на двух частотах

Условия работы в системе непрерывно меняются: то больший объем информации передается на частоте f_1 , то – на частоте f_2 . При большем объеме информации требуется большая мощность ретранслятора, поэтому мощность P_1 следует все время перераспределять или «переливать» между сигналами с частотами f_1 и f_2 .

Данная задача может быть выполнена с помощью схемы генератора с двумя усилителями и двумя квадратурными устройствами (рис. 13.9), СВЧ генератора балансного типа. В схеме сигнал с частотой f_1 подводится ко входу 1, а с частотой f_2 – ко входу 2 входного мостового устройства квадратурного типа. Затем каждый из сигналов «расщепляется», усиливается в обоих СВЧ усилителях и поступает на два входа выходного мостового устройства квадратурного типа.

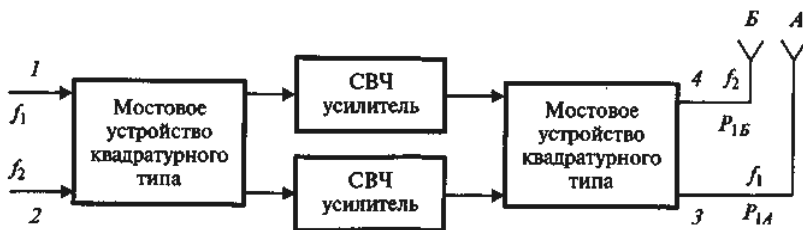


Рис. 13.9. Схема генератора с 2 усилителями и 2 квадратурными устройствами для перелива мощности

Тот из выходов этого «моста», к которому сигналы поступят с одинаковой фазой и сложатся, станет их общим выходом. Для сигнала с частотой f_1 таким выходом является выход «моста» под номером 4, а с частотой f_2 – под номером 3 (рис. 13.10). К каждому из них сигналы поступают, сдвинутыми по фазе на величину: $\varphi_{\text{общ}} = 270^\circ + \varphi_y$, где 270° – сдвиг по фазе за счет мостовых квадратурных устройств φ_y – за счет СВЧ усилителя. Таким образом, антенна А будет излучать только сигнал с частотой f_1 , а антенна В – f_2 . Усилители СВЧ в схеме должны работать в линейном режиме, чтобы сигналы с частотой f_1 и f_2 не взаимодействовали между собой. При таких усилителях, изменяя мощность на их входе, перераспределяют мощность ретранслятора между сигналами с частотой f_1 и f_2 , осуществляя режим «перелива» мощности из одного частотного канала в другой. Из-за не идентичности СВЧ усилителей и расхождения их фазовых характеристик происходит частичное проникновение сигналов в соседний канал. Расхождение по фазе должно быть $< 20^\circ$, чтобы проникновение было – < -15 дБ. Составив на входе и выходе схемы матрицу из четырех мостовых квадратурных устройств, с помощью четырех СВЧ усилителей можно осуществить «перелив» мощности ретранслятора в 4 частотных каналах (рис. 13.10).

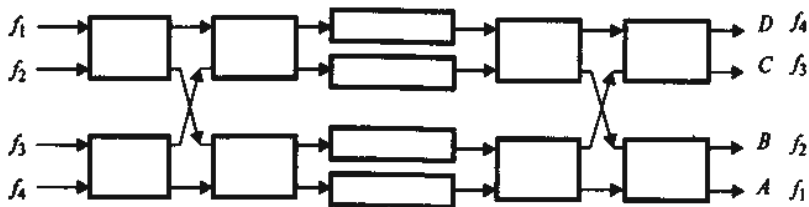


Рис. 13.10. Устройства для «перелива» мощности ретранслятора в 4 частотных каналах

В схеме на рис.13.11 сигнал с частотой f_1 , попадает в выходной канал A , с частотой f_2 – в канал B , с частотой f_3 – канал C , с частотой f_4 – канал D . Только в эти каналы соответствующие сигналы, пройдя через четыре мостовые устройства, с разных усилителей приходят с одной и той же фазой $\varphi_{\text{общ}}=(540^\circ+\varphi_y)$ и суммируются. При матрице из 12 мостовых устройств и 8 СВЧ усилителях возможен «перелив» мощности ретранслятора в 8 частотных каналах и т.д.

Выводы по главе

Рассмотренные схемы генераторов с «переливом» мощности между частотными каналами используются в бортовых ретрансляторах многолучевых систем космической радиосвязи. При этом имеется возможность большую мощность ретранслятора направлять в тот луч, через который передается наибольший объем информации.

Вопросы для самоконтроля

1. Нарисуйте схему генератора балансного типа. В чем состоят ее преимущества?
2. Когда необходим линейный режим работы СВЧ генератора? Как он реализуется?
3. Как экспериментально по двухчастотному сигналу оцениваются линейные свойства СВЧ генератора?
4. Каким образом осуществляется режим «перелива» мощности в СВЧ генераторах?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1–3; дополнительной: 4–6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 14. АВТОГЕНЕРАТОРЫ И СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ АВТОКОЛЕБАНИЙ

14.1. Назначение, классификация и принцип действия

Назначение автогенератора (АГ) состоит в генерации ВЧ колебаний. В АГ происходит преобразование энергии источника постоянного тока в энергию ВЧ колебаний. АГ входит в радиопередающее и радиоприемное устройства.

Классификация АГ. В зависимости от диапазона частот АГ делятся на две группы: ВЧ и СВЧ. Граница между ними составляет 300 МГц. Различительным признаком может являться не само значение частоты генерируемых колебаний, а тип используемых электрических цепей. В ВЧ генераторах используются цепи с сосредоточенными, а в СВЧ – с распределенными параметрами.

Способы стабилизации частоты автоколебаний:

- параметрическая с использованием обычных колебательных систем;
- кварцевая с использованием в качестве резонатора кристалла кварца;

- с диэлектрическим резонатором (только в СВЧ диапазоне);

- молекулярная за счет индуцированного возбуждения атомов.

По типу электронного прибора и схеме различают два типа АГ:

- с применением электронного прибора с положительной обратной связи,

- с применением генераторного диода (туннельного, лавинно-пролетного или диода Ганна).

По взаимодействию с другими звеньями аппаратуры различают АГ – действующие в автономном режиме, в режиме синхронизации частоты внешним сигналом и в составе устройства автоматической подстройки частоты. По использованию в составе радиотехнического устройства возможно следующее разделение АГ:

- опорные, с повышенной стабильностью частоты, синхронизирующие работу всех звеньев и каскадов устройства;

- диапазонные, перестраиваемые по частоте, в том числе и в составе синтезатора частот.

Работу АГ характеризуют следующие параметры: диапазон частот, мощность автоколебаний в нагрузке, нестабильность частоты.

Возможны два типа построения АГ с колебательной системой.

В АГ первого типа используется электронный прибор, представляемый в виде нелинейного генератора тока $i(u_y)$, где u_y – управляющее напряжение (рис. 14.1, а). За счет цепи обратной связи часть мощности сигнала из колебательной системы поступает на вход электронного прибора. После усиления поступившие колебания возвращаются в ко-

лебательную систему, компенсируя потери и поддерживая устойчивый режим автоколебаний. При этом необходимо соблюдение условия синхронизма, состоящее в равенстве фаз колебаний, отобранных из колебательной системы и вновь туда поступивших.

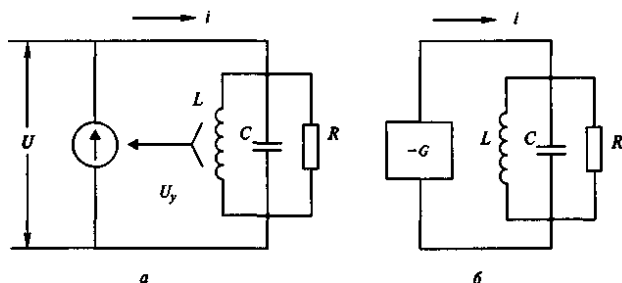


Рис. 14.1. Схема АГ первого типа (с обратной связью)

Основой второго типа АГ являются специальные генераторные диоды, в эквивалентной схеме которых имеется отрицательная активная проводимость (например, по причине падающего участка в ВАХ или запаздывания сигнала в приборе). Такой прибор при подключении к колебательной системе компенсирует в ней потери, благодаря чему поддерживается режим автоколебаний (рис. 14.1, б).

14.2. Установившийся режим автоколебаний

После включения АГ в нем начинается переходный процесс, в течение которого амплитуда автоколебаний возрастает от 0 до некоторого значения U_m . По окончании переходного процесса, длящегося $t_{пер}$, устройство переходит в режим установившихся автоколебаний (рис. 14.2). Время $t_{пер}$ можно найти, составив и решив нелинейное дифференциальное уравнение, описывающее работу АГ.

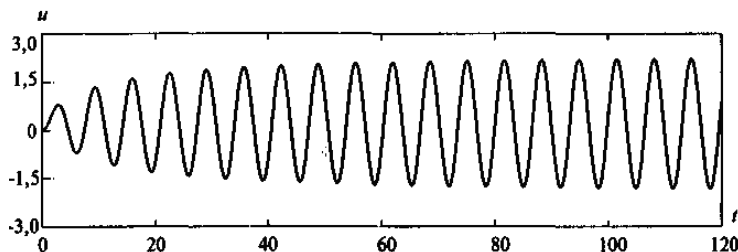


Рис. 14.2. Установление автоколебаний в АГ

В тех случаях, когда отсутствует необходимость определения $t_{пер}$, можно ограничиться исследованием только установившегося режима работы. Для такого анализа удобен метод гармонического баланса.

Ток электронного прибора $i(t)$ в АГ может существенно отличаться от синусоидального вида и представлять собой периодическое колебание, состоящее из косинусоидальных или иной более сложной формы импульсов. Разложив периодическое колебание в ряд Фурье, выделим из него 1-ю гармонику сигнала, для которой запишем: $I_1 = I_m \alpha_1$, где I_m – амплитуда импульса. Введем параметр – крутизну характеристики электронного прибора по 1-й гармонике сигнала:

$$S_y = I_1 / U_y = I_m \alpha_1 / U_y,$$

где U_y – амплитуда напряжения на входе прибора, и запишем систему уравнений для комплексных амплитуд 1-й гармоники сигнала:

$$I_1 = \dot{S}_y U_y; \quad U_m = I_1 \dot{Z}_{эКВ}; \quad U_y = \dot{K} U_m, \quad (14.1)$$

где U_m – амплитуда гармонического напряжения на контуре (ранее было принято, что колебательная система фильтрует все гармоники, кроме 1-й);

$\dot{Z}_{эКВ}$ – эквивалентное сопротивление контура на частоте 1-й гармоники сигнала;

\dot{K} – комплексный коэффициент обратной связи.

Совместное решение (14.1) дает основное уравнение АГ в комплексной форме по 1-й гармонике сигнала:

$$\dot{S}_y \dot{Z}_{эКВ} \dot{K} = 1. \quad (14.2)$$

Это уравнение распадается на уравнения для произведения модулей и суммы фаз, соответственно называемые уравнениями баланса амплитуд и фаз:

$$S_y Z_{эКВ} K = 1; \quad (14.3), \quad \varphi_y + \varphi_{эКВ} + \varphi_K = 2\pi n. \quad (14.4)$$

Уравнение баланса амплитуд (14.3) указывает на необходимость пополнения энергии в контур за счет цепи обратной связи, которое покрывало бы потери в нем, а уравнение баланса фаз (14.4) – на соблюдение условия фазировки: 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 (14.4) на такую же величину должен происходить поворот фазы сигнала и за счет цепи обратной связи. Данному требованию отвечает трехточечная схема АГ (рис. 14.3).

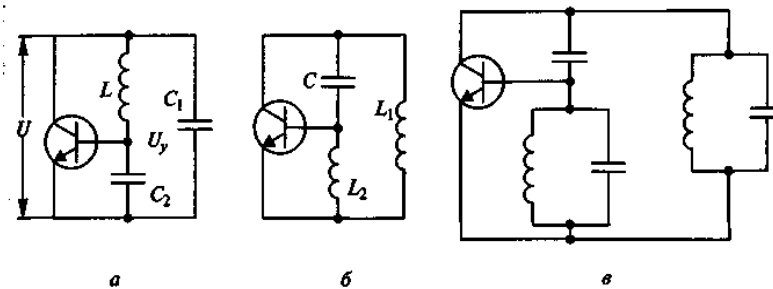


Рис. 14.3. Трехточечная схема АГ

Первая из схем (рис. 14.3, а) называется емкостной, в ней модуль $K=C_1/C_2$, вторая (рис. 14.3, б) – индуктивной, в ней модуль $K=L_2/L_1$.

Обе схемы могут рассматриваться как эквивалентные по отношению и к двухконтурной (рис. 14.3, в) и к иным схемам автогенератора.

С помощью уравнений (14.3) можно определить амплитуду автоколебаний в установившемся режиме, для чего представим систему (14.1) в виде двух уравнений:

$$I_1 = S_y(U_y)U_y; \quad I_1 = (1 / KR_{\text{экр}})U_y. \quad (14.5)$$

Их совместное решение позволяет найти амплитуды тока I_1 и напряжения: $U_m = I_1 R_m$ в установившемся режиме. Графическое решение уравнений приведено на рис 14.4. Для существования устойчивого режима автоколебаний необходима одна точка А пересечения графиков. Согласно общей теории устойчивости стационарный режим АГ является устойчивым, если малые отклонения амплитуды относительно установившегося значения возвращают систему в первоначальное состояние.

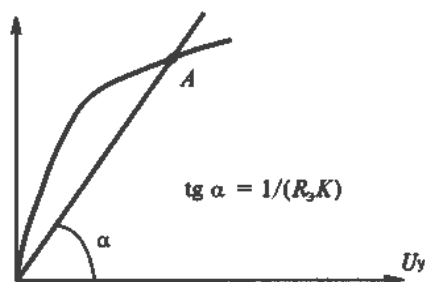


Рис. 14.4. Графическое решение уравнений

Пусть колебания синусоидальны и определяются выражением: $u(t) = U_{\text{уст}} e^{\alpha(U)t} \cos \omega t$. Тогда согласно сформулированному условию устой-

чивости следует иметь $\alpha(U)=0$ при $U=U_{уст}$, $\alpha(U)<0$ при $U>U_{уст}$, $\alpha(U)>0$ при $U<U_{уст}$, что эквивалентно следующему неравенству:

$$d\left(\frac{dU}{dt}\right)/dU < 0. \quad (14.6)$$

При выполнении (14.6) любое увеличение или уменьшение амплитуды U относительно $U_{уст}$ возвращает систему в первоначальное состояние, что свидетельствует об устойчивости стационарного режима автоколебаний. Полная электрическая схема однотактного транзисторного АГ с цепью питания и смещения приведена на рис. 14.5, а, двухтактного – на рис. 14.5, б.

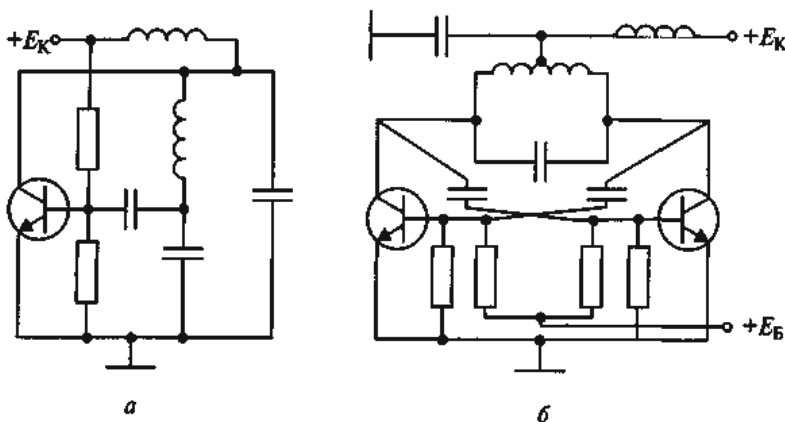


Рис. 14.5. Схемы транзисторного АГ

14.3. Стабильность частоты АГ

Параметры, характеризующие работу АГ, можно разбить на две группы. К первой относятся величины, определяющие энергетические свойства АГ – колебательную мощность и КПД. Во вторую группу входят параметры, характеризующие частотные свойства АГ:

- диапазон частот $f_1 \dots f_2$, в пределах которого возможна перестройка частоты;
- требуемое, номинальное значение частоты генерируемого сигнала $f_{ном}$;
- долговременная нестабильность частоты за определенный интервал времени;
- кратковременная нестабильность частоты и фазы сигнала;
- чистота спектра и уровень шума излучаемого сигнала.

Кратковременная нестабильность частоты и связанная с ней чистота спектра излучаемого сигнала в некоторых случаях играют решающую роль в определении свойств радиосистемы. Остановимся более подробно на данной проблеме. Сигнал, генерируемый АГ, не является монохроматическим. Из-за различных физических причин происходят изменения амплитуды и фазы сигнала, которые носят как регулярный, так и случайный характер. В результате сигнал автогенератора можно представить в виде:

$$u(t) = \sqrt{V_0 + \Delta U_1(t) + \Delta U_2(t) + \Delta U_{ш}(t)} \times \cos \left[\omega_{ном} t + \Delta \varphi_1(t) + \Delta \varphi_2(t) + \Delta \varphi_{ш}(t) \right], \quad (14.7)$$

где $\Delta U_1(t)$, $\Delta \varphi_1(t)$ – функции, определяющие относительно медленные изменения амплитуды и фазы сигнала под влиянием внешних условий, например температуры окружающей среды;

$\Delta U_2(t)$, $\Delta \varphi_2(t)$ – функции, определяющие периодические изменения амплитуды и фазы сигнала под влиянием пульсаций питающего напряжения или воздействия на аппаратуру механических вибраций;

$\Delta U_{ш}(t)$, $\Delta \varphi_{ш}(t)$ – функции, описывающие случайные изменения амплитуды и фазы сигнала, обусловленные физическими процессами, протекающими в электронных приборах, например дробовыми флюктуациями потока носителей заряда.

На основании соотношения, связывающего частоту колебаний с фазой:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}, \quad (14.8)$$

частота сигнала имеет те же составляющие, что и фаза:

$$f(t) = f_{ном} + \Delta f_1(t) + \Delta f_2(t) + \Delta f_{ш}(t), \quad (14.9)$$

где $\Delta f_1(t)$, $\Delta f_2(t)$, $\Delta f_{ш}(t)$ – функции, соответственно описывающие медленные, периодические и случайные изменения частоты сигнала, первая из которых определяет долговременную нестабильность частоты, а две другие кратковременную. Пример зависимости (14.9) приведен на рис. 14.6.

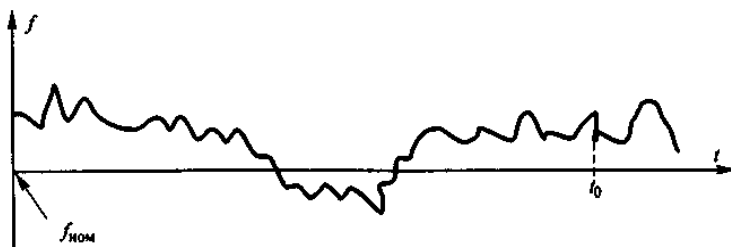


Рис. 14.6. График нестабильности частоты АГ

Долговременная нестабильность частоты за период времени $0 \dots t_0$ определяется как усредненное значение по N измерениям или как максимальное отклонение частоты от номинального значения:

$$\Delta f_{\text{дл}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |f_k - f_{\text{ном}}| \quad \text{или} \quad \Delta f_{\text{дл}} = |f_{\text{макс}} - f_{\text{ном}}|. \quad (14.10)$$

Норма на долговременную нестабильность частоты составляет для современных радиотехнических систем $\Delta f_{\text{дл}} / f_{\text{ном}} = 10^{-9} \dots 10^{-6}$.

1-я составляющая кратковременной нестабильности при $\Delta f_2(t) = \Delta f_m \cos \Omega t$ есть амплитуда колебаний частоты Δf_m ;

2-я составляющая кратковременной нестабильности есть среднеквадратическое значение флуктуации частоты относительного среднего значения, обозначаемая как $\Delta f_{\text{ср.ш}}$.

Действие случайного сигнала приводит к модуляции шумом амплитуды и частоты несущих колебаний и размытию спектральной линии сигнала АГ. Источником этого шума является активное сопротивление потерь колебательной системы и поток носителей заряда электронного прибора. Второй фактор превалирует над первым, так как мощность тепловых шумов активных сопротивлений значительно меньше мощности шума электронного прибора. Факторы, влияющие на стабильность частоты АГ, называются дестабилизирующими (внутренние и внешние). К внутренним относятся: неточность первоначальной установки частоты, изменение питающего напряжения, влияние нагрузки, прогрев элементов под действием выделяемого тепла в схеме, деградация элементов, ведущая к изменению их параметров со временем. К внешним: изменение температуры, влажности, давления окружающей среды; механические воздействия, например вибрация.

Общие рекомендации по улучшению стабильности частоты АГ:

- мощность АГ не должна превышать 10...20 МВт;
- связь с нагрузкой должна быть ослаблена;
- питающие напряжения должны быть стабилизированы не хуже 1 – 2%;
- влияние влажности и давления должно быть устранено герметизацией АГ;
- влияние температуры должно быть уменьшено термостатированием АГ;
- добротность колебательной системы должна быть максимально высокой.

Остановимся более подробно на двух последних вопросах. Влияние температуры на нестабильность частоты. Рассмотрим, как меняется ре-

зонансная частота параллельного колебательного контура, определяющего частоту автоколебаний

$$f = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad (14.11)$$

при малом изменении индуктивности L и емкости C . Разложив функцию (14.11) в ряд Тейлора, для изменения частоты получим:

$$\Delta f = \Delta C \frac{\partial f}{\partial C} + \Delta L \frac{\partial f}{\partial L} = \Delta C \left(-\frac{f_0}{2C} \right) + \Delta L \left(-\frac{f_0}{2L} \right), \quad (14.12)$$

где f_0 определяется согласно (14.11).

Поделив левую и правую части (14.12) на изменение температуры Δt , получим:

$$\frac{\Delta f}{f_0 \Delta t} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta C}{C \Delta t} + \frac{\Delta L}{L \Delta t} \right) \text{ или } \text{ТКЧ} = -\frac{1}{2} (\text{ТКЕ} + \text{ТКИ}), \quad (14.13)$$

где $\text{ТКЕ} = \Delta C / C \Delta t$;

$$\text{ТКИ} = \Delta L / L \Delta t.$$

ТКЧ, ТКЕ, ТКИ – называются соответственно температурными коэффициентами частоты, емкости и индуктивности, определяющие относительное изменение данного параметра при изменении температуры на 1° . При известном перепаде температур Δt согласно (14.13) для относительной нестабильности частоты получим:

$$\Delta f / f_0 = \text{ТКЧ} \cdot \Delta t = -0,5 (\text{ТКЕ} + \text{ТКИ}) \Delta t. \quad (14.14)$$

Из (14.14) следует, что влияние температуры на нестабильность частоты можно понизить или путем уменьшения Δt , для чего АГ помещают в камеру специального термостата, в которой поддерживается постоянная температура с точностью до $0,5 \dots 1^\circ\text{C}$, или за счет снижения ТКЧ. Во втором случае применяется способ термокомпенсации, состоящий в подборе элементов с разными значениями температурных коэффициентов. Например, включив в контур два параллельно соединенных конденсатора (рис. 14.7), получим:

$$\text{ТКЧ} = -\frac{1}{2} \left(\text{ТКИ} + \frac{C_1}{C_1 + C_2} \text{ТКЕ}_1 + \frac{C_2}{C_1 + C_2} \text{ТКЕ}_2 \right), \quad (14.15)$$

где ТКЕ_1 , ТКЕ_2 – температурные коэффициенты соответственно конденсаторов C_1 и C_2 . Выбрав конденсаторы с разными знаками их ТКЕ и установив определенное соотношение между C_1 и C_2 , можно на порядок понизить ТКЧ.

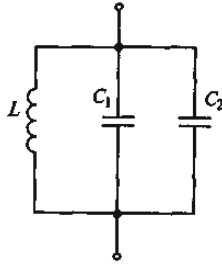


Рис. 14.7. Снижение ТКЧ параллельным включением конденсаторов с разными знаками ТКЕ

Влияние добротности колебательной системы на нестабильность частоты. Обратимся к уравнению баланса фаз (14.4), согласно которому в АГ устанавливается суммарный фазовый сдвиг, равный 2π . Предположим, что под действием какого-либо дестабилизирующего фактора, фаза коэффициента обратной связи изменилась на $\Delta\varphi_k$. Тогда благодаря свойству АГ поддерживать автоматически баланс фаз на том же уровне, но с обратным знаком, изменится и фаза колебательной системы, а уравнение (14.4) примет вид:

$$\varphi_y + \varphi_{\text{ЭКВ}} + \varphi_k + \Delta\varphi_k - \Delta\varphi_{\text{ЭКВ}} = 2\pi. \quad (14.16)$$

Определим влияние изменения фазы на частоту автоколебаний. В параллельном контуре зависимость фазы от частоты имеет вид (рис. 14.8):

$$\varphi = -\arctg \left(\frac{\Delta f Q}{f_0} \right). \quad (14.17)$$

При $\varphi_{\text{ЭКВ}} \leq \pi/6$ согласно (14.17) относительная нестабильность частоты:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{\Delta\varphi_{\text{ЭКВ}}}{2Q}. \quad (14.18)$$

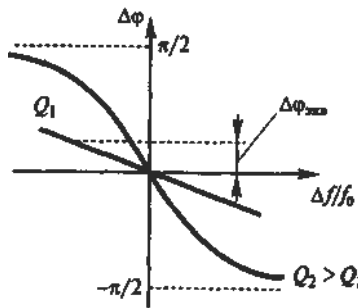


Рис. 14.8

Из (14.18) и графиков на рис. 14.8 видно, что при одном и том же значении нестабильности фазы $\Delta\varphi_{\text{кв}}$ нестабильность частоты $\Delta f/f_0$ получается меньше при большей добротности Q колебательной системы. Для уменьшения нестабильности частоты АГ необходимо снижать ТКЧ и увеличивать добротность Q системы. Синхронизация АГ. Синхронизация – особый режим АГ, при котором на него воздействует внешний сигнал. При этом частота колебаний АГ равна частоте внешнего сигнала в определенной полосе синхронизации:

$$\Delta f_{\text{синх}} = k \frac{f_0}{Q} \sqrt{\frac{P_{\text{вх}}}{P_{\Gamma}}}, \quad (14.19)$$

где $k \ll 1$ – коэффициент;

f_0 – центральная частота;

Q – добротность колебательной системы;

$P_{\text{вх}}$ – мощность входного сигнала;

P_{Γ} – мощность АГ.

Режим синхронизации совмещает генерацию и усиления сигнала.

14.4. Кварцевые АГ

Для получения высокой точности и стабильности частоты колебаний в АГ в качестве резонатора используется кварц. Такие АГ называются кварцевыми. Кварц относится к числу кристаллов, обладающих свойствами прямого и обратного пьезоэлектрического эффекта. Помещенный в электрическое поле высокой частоты кварц испытывает периодические механические деформации (явление обратного пьезоэффекта), что, в свою очередь, вызывает появление электрических зарядов на его гранях (явление прямого пьезоэффекта). Свойством пьезоэффекта обладают кристаллы более 100 веществ. Среди них наиболее стабильны параметры у кварца. Вблизи резонансных частот кварц можно заменить контуром с сосредоточенными параметрами (рис. 14.9). Различные виды механических колебаний в кварцевой пластине могут происходить на основной частоте или одной из нечетных гармоник. Кристалл кварца имеет три оси симметрии – оптическую, электрическую и механическую. В зависимости от того, под каким углом к этим осям вырезана пластина, различают несколько видов среза кварца.

Геометрические размеры, вид колебаний и тип среза пластины определяют электрические параметры кварцевого резонатора: частоту последовательного резонанса ω_1 , добротность Q , отношение емкостей C_k/C_0 , температурный коэффициент частоты ТКЧ_{кв} и допустимую мощность рассеивания. Максимальная частота кварцевых резонаторов дос-

тигает 150 МГц и более. Широкое применение находят кварцы, возбуждаемые на 3–7-й механической гармонике с частотой до 60...70 МГц.

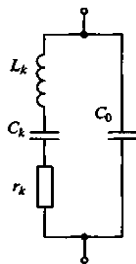


Рис. 14.9. Эквивалентная схема замещения кварца

Определим основные параметры и зависимость эквивалентного сопротивления кварца от частоты вблизи его резонансных частот

$$\omega_1 = 1/\sqrt{L_k C_k} \quad (\text{частота последовательного резонанса}) \quad \text{и}$$

$$\omega_2 = 1/\sqrt{L_k \frac{C_k C_0}{C_k + C_0}} \approx \omega_1 \left(1 + \frac{C_k}{2C_0}\right) \quad (\text{частота параллельного резонанса}).$$

Для проводимости кварца согласно схеме на рис. 14.9 имеем:

$$Y_0 = j\omega C_0 + \frac{1}{r_k + j\left[L_k \omega - \frac{1}{\omega C_k}\right]} = j\omega C_0 + \frac{1}{r_k + jQ_{\text{КВ}}x}, \quad (14.20)$$

где $Q_{\text{КВ}} = \omega_1 L_k / r_k = \sqrt{L_k / C_k} / r_k$ – добротность кварцевого резонатора.

Благодаря большому значению L_k и малому C_k характеристическое сопротивление $\rho_{\text{КВ}}$ и добротность кварцевого резонатора $Q_{\text{КВ}}$ достигают значений ($\rho_{\text{КВ}} = \sqrt{L_k / C_k} = 10^5 \dots 10^7$ Ом, $Q_{\text{КВ}} = 10^4 \dots 10^6$), на несколько порядков превышающих эти параметры у обычных контуров. У специальных кварцевых резонаторов величина $Q_{\text{КВ}}$ составляет даже $(3 \dots 6)10^6$. Большая добротность определяет высокую крутизну фазовой характеристики кварца вблизи его резонансных частот:

$$\text{tg } \varphi_1 = 2Q_{\text{КВ}} \frac{\Delta\omega}{\omega_1}; \quad \text{tg } \varphi_2 = 2Q_{\text{КВ}} \frac{\Delta\omega}{\omega_2}; \quad (14.21)$$

где $\Delta\omega = \omega - \omega_1$ – абсолютная расстройка.

Для эквивалентного сопротивления кварца из (14.20) получим:

$$Z_{\text{КВ}} = 1/Y_0 = 1/\left[j\omega C_0 + \frac{1}{r_k + jQ_{\text{КВ}}x} \right] = R_{\text{ЭКВ}}(\omega) + jX_{\text{ЭКВ}}(\omega). \quad (14.22)$$

Результаты расчета характеристик кварца (с параметрами $C=0,25$ пФ; $L=0,2$ мГн; $r=10$ Ом; $C_0=8$ пФ) приведены на рис. 14.10. На частоте последовательного резонанса ω_1 сопротивление кварца мало $Z_{кв}=r_k$; на частоте параллельного ω_2 возрастает до величины $Z_{кв} \approx Q_k \sqrt{C_0 \omega_2}$. Между частотами ω_1 и ω_2 сопротивление кварца носит индуктивный характер, за пределами этих частот – емкостной. При переходе через резонансные частоты фаза благодаря высокой добротности скачком меняется на 180° (14.21).

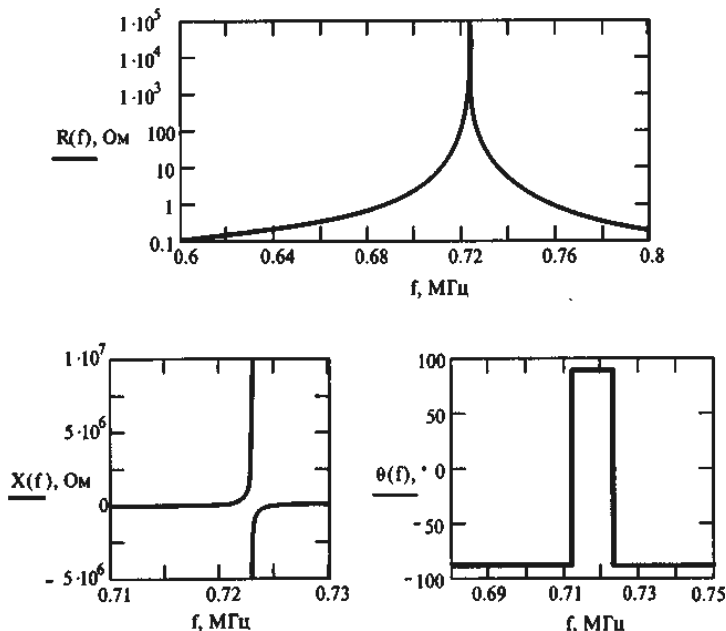


Рис. 14.10. Зависимости от частоты активной и реактивной составляющих эквивалентного сопротивления кварца и фазового угла

Значение ТКЧ серийно выпускаемых кварцевых резонаторов находится в пределах $(0,5...2)10^6$, а у специальных кварцев – 10^7 в определенном интервале температур. Значение ТКЧ зависит от угла среза и является нелинейной функцией температуры. Благодаря высокой добротности и малому значению ТКЧ кварцевого резонатора нестабильность частоты АГ мала (10^{-6} при размещении кварцевого резонатора в термостате), а в особых случаях – $10^{-8}...10^{-9}$. Автоколебания в кварцевом резонаторе возможны на частотах, соответствующих высокому значению крутизны фазовой характеристики, т.е. вблизи ω_1 или ω_2 . Наиболее предпочтительна схема с использованием возбуждения на частоте

ω_1 и с включением кварцевого резонатора в цепь обратной связи (рис. 14.11, а).

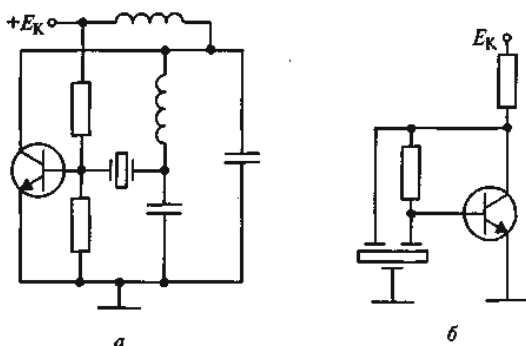


Рис. 14.11.Схемы АГ с включением кварцевого резонатора в цепь обратной связи

Поскольку на частоте ω_1 кварцевый резонатор имеет малое сопротивление r_k , то цепь обратной связи оказывается замкнутой и возможны автоколебания с частотой ω_1 . Для всех остальных частот сопротивление кварца велико (рис. 14.10), цепь обратной связи оказывается разомкнутой, и автоколебания возникнуть не могут. Другая схема кварцевого АГ интегрального типа приведена на рис. 14.11, б. В ней сдвиг сигнала на 180° для соблюдения условия баланса фаз достигается за счет запаздывания сигнала в кварцевом резонаторе.

Выводы по главе

Способы стабилизации частоты автоколебаний:

- параметрическая с использованием обычных колебательных систем;
- кварцевая с использованием в качестве резонатора кристалла кварца;
- с диэлектрическим резонатором (только в СВЧ диапазоне);
- молекулярная за счет индуцированного возбуждения атомов.

Вопросы для самоконтроля

1. В чем состоит назначение АГ?
2. По каким признакам производится классификация АГ?
3. Напишите уравнения баланса амплитуд и фаз в АГ.
4. Как графически определяется установившийся режим работы АГ?
5. Нарисуйте две трехточечные схемы транзисторных АГ.
6. Как определяется абсолютная и относительная нестабильность частоты?

7. Как определяется долговременная и кратковременная нестабильность частоты?
8. Перечислите внешние дестабилизирующие факторы.
9. Перечислите внутренние дестабилизирующие факторы.
10. Как на нестабильность частоты влияет температура среды? Как определяется ТКЧ?
11. Что такое термокомпенсация и термостабилизация? Как с их помощью улучшается стабильность частоты АГ?
12. Как нестабильность частоты зависит от добротности контура?
13. Что означает синхронизация частоты АГ?
14. Как выглядит эквивалентная схема кварцевого резонатора?
15. Какие свойства кварца обеспечивают высокую стабильность частоты?
16. Нарисуйте схему АГ с кварцем в цепь обратной связи. Поясните работу схемы.

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1–3; дополнительной: 4–6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 15. СТАБИЛИЗАЦИЯ ДИСКРЕТНОГО МНОЖЕСТВА ЧАСТОТ

15.1. Назначение и параметры синтезатора частот

Синтез частот – формирование дискретного множества частот из одной или нескольких опорных частот $f_{оп}$ (рис. 15.1). Опорной называется высокостабильная частота автогенератора, обычно кварцевого.

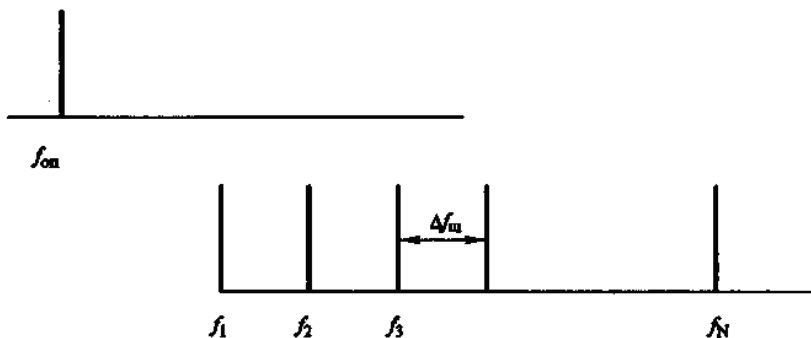


Рис. 15.1. Синтез частот дискретного множества частот из одной опорной.

Синтезатор частот (СЧ) – устройство, реализующее процесс синтеза. Синтезатор используется в радиоприемных и радиопередающих устройствах систем радиосвязи, радионавигации, радиолокации и другого назначения.

Основными параметрами синтезатора являются: диапазон частот выходного сигнала, количество N и шаг сетки частот $\Delta f_{ш}$, долговременная и кратковременная нестабильность частоты, уровень побочных составляющих в выходном сигнале и время перехода с одной частоты на другую. В современных синтезаторах число формируемых им дискретных частот может достигать десятков тысяч, а шаг сетки изменяться от десятков герц до десятков и сотен килогерц. Долговременная нестабильность частоты, определяемая кварцевым автогенератором, составляет 10^{-6} , а в специальных случаях – $10^{-8} \dots 10^{-9}$. Диапазон частот синтезатора меняется в больших пределах в зависимости от назначения аппаратуры, в которой он используется. На первой стадии развития синтезатор частот состоял из большого числа кварцевых автогенераторов, с помощью которых путем суммирования и умножения частот сигналов с их дальнейшей фильтрацией удавалось создать определенную сетку

частот. В настоящее время один из основных способов построения синтезатора основывается на применении схемы импульсно-фазовой автоподстройки частоты и элементов вычислительной техники. Для понимания работы такого синтезатора необходимо сначала ознакомиться с принципом работы устройств автоматической подстройки частоты.

15.2. Автоматическая подстройка частоты

Назначение. Устройства автоматической подстройки частоты (АПЧ) служат для стабилизации и управления частотой автогенератора по эталонному сигналу. Разнообразно применение систем АПЧ в радиоприемных и радиопередающих устройствах. Назовем несколько наиболее типичных случаев их использования:

- в синтезаторах частоты, с помощью которых создается дискретное множество частот при одном эталонном сигнале;
- для стабилизации частоты мощных автогенераторов по слабому сигналу эталонного автогенератора, что позволяет существенно сократить число ВЧ или СВЧ усилительных каскадов;
- для автоматической подстройки частоты гетеродина радиоприемника по частоте принимаемого сигнала.

Обобщенная структурная схема устройства АПЧ. Такая схема приведена на рис. 15.2. В устройстве сравниваются сигналы эталонного и стабилизируемого автогенераторов, в результате чего вырабатывается сигнал ошибки. После фильтрации этот сигнал управляет стабилизируемым автогенератором, частота которого по установленному алгоритму следит за частотой эталонного автогенератора. В устройство АПЧ входят также преобразователи частоты формируемого сигнала и устройство поиска, осуществляющее ввод всего устройства в режим автоматического регулирования.

Классификация. В зависимости от способа получения сигнала ошибки различают: устройства частотной автоподстройки частоты (ЧАП), фазовой автоподстройки частоты (ФАЛ) и комбинированные (ЧАП – ФАП). В устройствах ЧАП сигнал ошибки вырабатывается путем сравнения частот сигналов эталонного и стабилизируемого автогенераторов, в устройствах ФАП – путем сравнения t фаз тех же сигналов. По виду сигнала в цепи управления устройства АПЧ подразделяют на непрерывные при аналоговом сигнале и дискретные. Последние, в свою очередь, в зависимости от метода квантования сигнала подразделяют на релейные (при квантовании по уровню), импульсные (при квантовании по времени) и цифровые (при квантовании по уровню и времени).

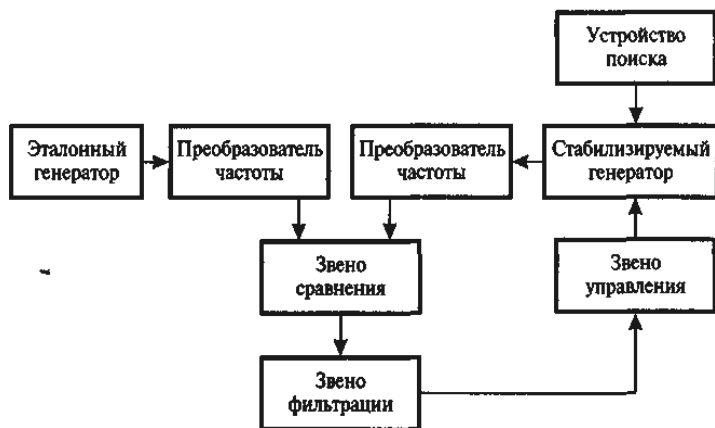


Рис. 15.2. Структурная схема устройства ЧАП непрерывного типа

Основные звенья. Рассмотрим основные звенья, входящие в устройства АПЧ. В качестве эталонного генератора в ней обычно используется высокостабильный кварцевый автогенератор или принимаемый радиосигнал, а в качестве стабилизируемого генератора – автогенератор с параметрической стабилизацией частоты. В качестве звена фильтрации применяется фильтр нижних частот 1, 2-го или более высокого порядка. Преобразователи частоты, включаемые после автогенераторов, могут выполнять такие функции, как умножение, деление или смещение частоты сигнала. Звеном сравнения в ЧАП является частотный дискриминатор, напряжение на выходе которого U_d зависит от разности частот входных сигналов – стабилизируемого ($f_{ст}$) и эталонного ($f_{эт}$):

$$U_d = \psi(f_{ст} - f_{эт}).$$

Пример такой характеристики, начальный участок которой является линейным с крутизной S_d , приведен на рис. 15.3, а.

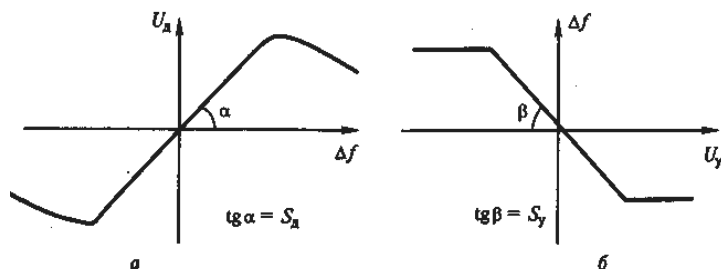


Рис. 15.3. Характеристики частотного дискриминатора.

Звеном сравнения в ФАП является фазовый дискриминатор, напряжение на выходе которого U_{cp} зависит от разности фаз сигналов эталонного и стабилизируемого автогенераторов: $U_{cp} = \psi(\varphi_{ст} - \varphi_{эт})$. Ниже звенья сравнения – дискриминаторы – будут рассмотрены более подробно. Звеном управления обычно является управляющий элемент с варикапом или ферритом, устройство которых рассматривается ниже. Назначение данного элемента состоит в управлении частотой стабилизируемого автогенератора в зависимости от величины напряжения на его входе. Поэтому данное звено определяется зависимостью $\Delta f = \psi(U_y)$, пример которой приведен на рис. 9.3, б. Начальный участок данной характеристики обычно является линейным с крутизной S_y . Системы АПЧ являются нелинейными устройствами, поскольку в них одно или несколько звеньев являются нелинейными. При линеаризации таких звеньев исследование АПЧ проводится в рамках линейной модели, что позволяет получить некоторые важные результаты. Параметры устройства АПЧ. Следующие параметры, которые называются показателями качества процесса регулирования, характеризуют работу устройств АПЧ. Точность определяется отклонением частоты стабилизируемого автогенератора от номинального значения в установившемся режиме. При действии на устройство помимо полезного сигнала и помехи точность определяется средней и среднеквадратической ошибкой. Коэффициент авторегулирования $K_{рег}$ – отношение первоначальной ошибки по частоте автогенератора в момент его включения к ошибке в установившемся режиме работы. Пусть ошибка частоты автогенератора (ее отклонение от номинального значения) равна 1 МГц, а после окончания процесса регулирования она снижается до 100 Гц. Для коэффициента регулирования получим: $K_{рег} = 10^6 / 100 = 10^4$.

Полоса схватывания – максимально допустимая величина первоначальной ошибки по частоте автогенератора, при которой устройство нормально функционирует после его включения.

Полоса удержания – максимально допустимая величина собственной ошибки по частоте автогенератора в установившемся Режиме работы. Как правило, полоса удержания больше полосы схватывания.

Переходный процесс установления частоты стабилизируемого автогенератора после включения устройства АПЧ или изменения частоты эталонного генератора. Обычно этот процесс носит аperiodический или затухающий колебательный характер. Время установления частоты стабилизируемого автогенератора – время переходного процесса, за которое частота входит в определенную зону.

Устойчивость работы устройства АПЧ определяется несколькими параметрами. Поскольку устройство АПЧ является схемой с обратной связью, то в ней подобно автогенератору могут возникнуть собственные автоколебания, если будут выполнены условия баланса амплитуд и фаз.

Такой режим работы является недопустимым в устройстве АПЧ, которое должно отслеживать изменения частоты входных сигналов, а не создавать собственные автоколебания. Более того, следует иметь определенный запас по устойчивости.

15.3. Частотная автоподстройка частоты

Звенья устройства. Структурная схема устройства ЧАП непрерывного типа соответствует схеме АПЧ (рис. 15.2).

В ней под звеном сравнения следует понимать частотный дискриминатор, напряжение на выходе которого зависит от частоты на его входе. Известно несколько схем частотных дискриминаторов, наиболее распространенными из которых являются схемы балансного типа (рис. 15.4) и на расстроенных контурах.

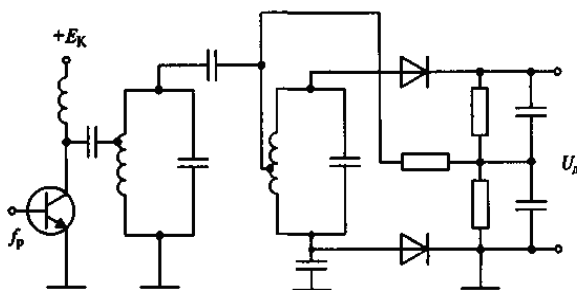


Рис. 15.4. Частотный дискриминатор балансного типа

В качестве частотного дискриминатора может использоваться и микросхема, имеющая два входа (рис. 15.5, а). На 1-й вход подается сигнал частоты f_0 , определяющий среднюю частоту дискриминатора, а на 2-й – сигнал разностной частоты $f_p = f_{ст} - f_{эт}$. При $f_p > f_0$ напряжение на выходе дискриминатора $u_d = U_d$, а при $f_p < f_0$ напряжение $u_d = -U_d$. В результате характеристика дискриминатора имеет вид, приведенный на рис. 15.5, б.

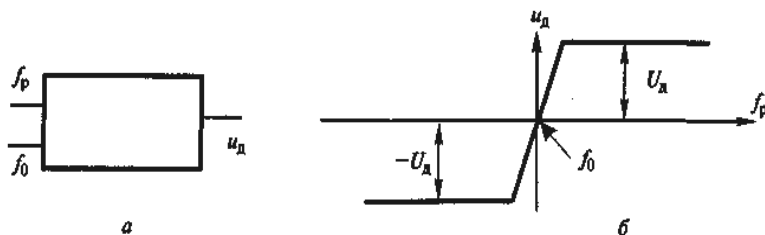


Рис. 15.5. Характеристика дискриминатора

Из схем управления частотой автогенератора выделим две: с варикапом и ферритом. Варикапом называется полупроводниковый диод, емкость закрытого р-n-перехода которого существенно зависит от значения обратного напряжения $U_{обр}$. Данная зависимость определяется следующим примерным соотношением:

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{1 + 2|U_{обр}|}} \quad (15.1)$$

Схема управляющего элемента с варикапом приведена на рис. 15.6.

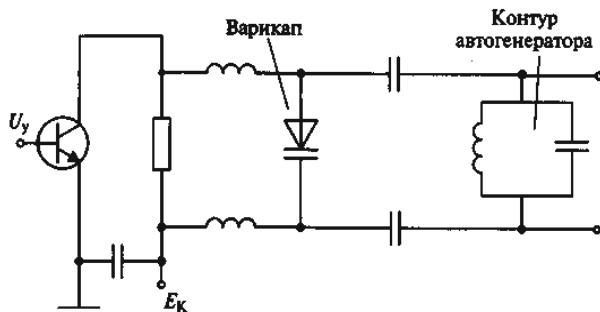


Рис. 15.6. Схема управляющего элемента с варикапом

Схема управляющего элемента с ферритом показана на рис. 15.7. Катушка индуктивности с ВЧ ферритом располагается в зазоре электромагнита. При изменении тока подмагничивания меняется дифференциальная магнитная проницаемость феррита, что приводит к изменению индуктивности контура и частоты автоколебаний.

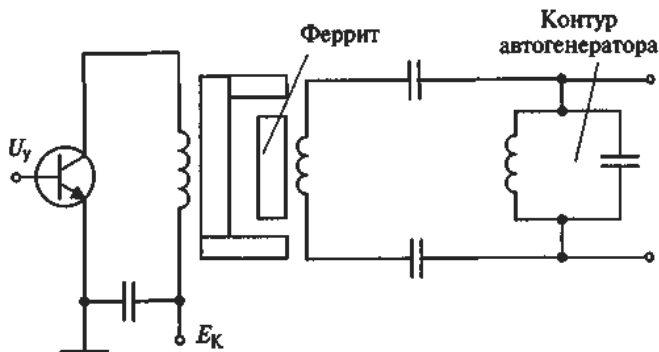


Рис. 15.7. Схема управляющего элемента с ферритом

В обеих схемах характеристика управляющего элемента $\Delta f_y = \psi(U_y)$ подобна характеристике, приведенной на рис. 15.3,б. В качестве ФНЧ может использоваться однозвенный RC-фильтр (рис. 15.8).

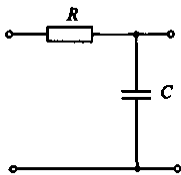


Рис. 15.8. Однозвенный RC-фильтр.

Определим точность ЧАП в установившемся режиме работы, в котором линейная модель устройства описывается системой из трех уравнений:

$$\Delta f_{ст} = \Delta f_n - \Delta f_y; \quad \Delta f_y = S_y u_y; \quad u_d = u_y = S_d \Delta f_{ст}, \quad (15.2)$$

где $\Delta f_{ст}$ – отклонение частоты стабилизируемого автогенератора от номинального значения;

Δf_n – начальная расстройка того же автогенератора;

Δf_y – изменение частоты автогенератора под действием управляющего элемента в замкнутой системе. (Остальные параметры определены выше на рис. 15.3.). Решив совместно уравнения (15.2), получим уравнение для отклонения частоты стабилизируемого автогенератора в установившемся режиме работы:

$$\Delta f_{ст} = \Delta f_{о.р.} = \frac{\Delta f_n}{1 + S_y S_d}, \quad (15.3)$$

где $\Delta f_{о.р.}$ – остаточная расстройка.

Из (15.3) следует, что благодаря действию устройства ЧАП первоначальное отклонение частоты стабилизируемого автогенератора от номинального значения Δf_n уменьшается в $K_{пер} = (1 + S_y S_d)$ раз. Поскольку коэффициент авторегулирования $K_{пер} \gg 1$, то это уменьшение может быть весьма существенным – в 1000 и более раз. Графическое решение уравнений (15.2) представлено на рис. 15.9. Из него также следует, что решением уравнений (15.2) является величина $\Delta f_{ст} = \Delta f_{о.р.}$. Именно на эту величину, которая определяет точность ЧАП, отличается частота стабилизируемого автогенератора от номинального значения в установившемся режиме.

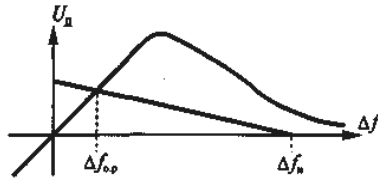


Рис. 15.9. Графическое решение уравнений (15.2)

Пример. Начальная расстройка $\Delta f_n=000$ кГц. Крутизна $S_y=400$ кГц/В, крутизна $S_d=5$ В/кГц. Коэффициент регулирования $K_{\text{рег}}=1+S_y S_d=2001$. Остаточная расстройка $\Delta f_{\text{о.р.}}=\Delta f_n/K_{\text{рег}}=0,5$ кГц. Таким образом, нестабильность частоты стабилизируемого автогенератора с 1000 кГц уменьшается до 500 Гц.

15.4. Фазовая автоподстройка частоты

Звенья устройства. Структурная схема устройства фазовой автоподстройки частоты (ФАП) непрерывного типа соответствует обобщенной схеме АПЧ (рис. 15.2). В ней под звеном сравнения следует понимать фазовый дискриминатор, напряжение на выходе которого зависит от мгновенной разности фаз входных сигналов. Таким образом, единственное отличие ФАП от ЧАП состоит в замене сравнивающего элемента – частотного дискриминатора на фазовый, что, однако, приводит к важным изменениям в работе устройств. Известны несколько схем фазовых дискриминаторов, одна из которых – кольцевого типа – изображена на рис. 15.10. Все остальные звенья схемы ФАП идентичны рассмотренным выше звеньям ЧАП.

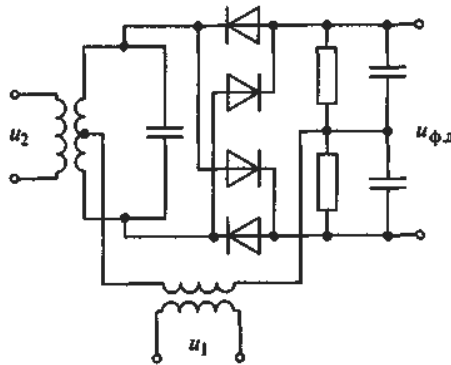


Рис. 15.10. Схема фазового дискриминатора кольцевого типа

Фазовый дискриминатор, вырабатывающий напряжение, зависящее от разности мгновенных фаз входных колебаний, можно рассматривать как перемножитель этих колебаний. Докажем данное положение.

Перемножим два колебания:

$$\begin{aligned} u_{\text{ВЫХ}} &= k u_1 u_2 = k U_1 \cos \omega_1 t \cdot U_2 \cos \omega_2 t = \\ &= 0,5 k U_1 U_2 [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t]. \end{aligned} \quad (15.4)$$

После фильтрации колебания с суммарной частотой получим выходной сигнал, зависящий от разности фаз входных сигналов:

$$u_{\text{ВЫХ}} = 0,5 k U_1 U_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t = U_m \cos \varphi(t). \quad (15.5)$$

Рассмотрим установившийся режим работы ФАП, приняв во внимание два обстоятельства. Во-первых, поскольку в этом режиме напряжение на выходе фильтра нижних частот равно входному напряжению, то справедливо следующее равенство: $u_{\text{ф.д.}} = u_y$, где $u_{\text{ф.д.}}$ – напряжение на выходе фазового дискриминатора, u_y – напряжение на входе управляющего элемента (рис. 15.11). Во-вторых, в нормально функционирующей ФАП должна устанавливаться постоянная разность фаз сигналов стабилизируемого и эталонного АГ:

$$\varphi_{\text{СТ}}(t) - \varphi_{\text{ЭТ}}(t) = \varphi_p = \text{const},$$

что означает равенство частот этих колебаний: $f_{\text{СТ}}(t) = f_{\text{ЭТ}}(t)$, или выполнение равенства: $\Delta f_{\text{СТ}} = \Delta f_{\text{н}} - \Delta f_{\text{у}} = 0$, т.е. $\Delta f_{\text{у}} = \Delta f_{\text{н}}$.

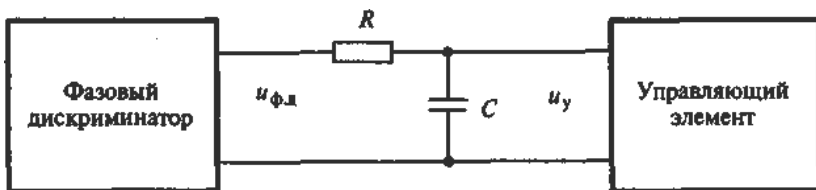


Рис. 15.11. Установившийся режим работы ФАП

С учетом последних соотношений для ФАП в установившемся режиме справедлива следующая система из двух уравнений:

$$u_{\text{ф.д.}} = U_m \cos \varphi(t); \quad u_y = u_{\text{ф.д.}} = \Delta f_{\text{н}} / S_y. \quad (15.6)$$

Решим уравнения (15.6) графическим путем (рис. 15.12). Здесь возможны три случая:

- 1) графики функций пересекаются во множестве точек;
- 2) график второй функции (15.6) является касательной по отношению к первой;
- 3) графики не имеют ни одной точки пересечения.

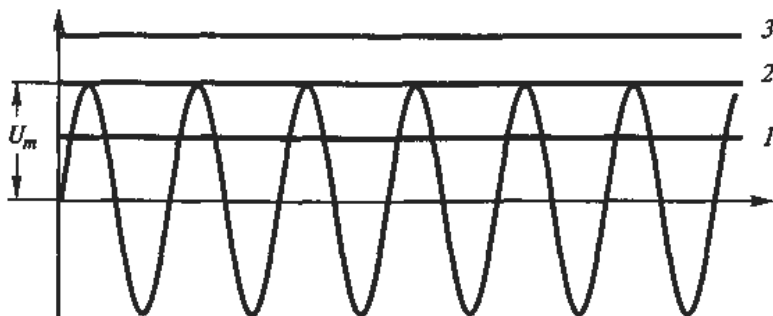


Рис.15.12. Графическое решение уравнения (15.6)

Очевидно, в 3-м случае, при котором нет точек пересечения графиков, система уравнений (15.6) не имеет решения, что означает неработоспособность ФАП. В 1-м случае есть множество точек пересечения графиков – по две на каждый период, – и, следовательно, ФАП должна нормально функционировать. Следует рассматривать 2-й случай как крайний случай 1-го, при котором начальная расстройка Δf_n стабилизируемого АГ может быть максимальна. Такое максимальное значение Δf_n , в установившемся режиме называется полосой удержания (см. разд. 15.2), для которой согласно (15.6) получим:

$$\Delta f_{уд} = S_y U_m. \quad (15.7)$$

Из проведенного анализа следует, что преимущество ФАП перед ЧАП состоит в ее более высокой точности: в ФАП частоты стабилизируемого и эталонного автогенераторов равны, в ЧАП они отличаются на величину остаточной расстройки $\Delta f_{o.p.}$. Для обеспечения большой полосы схватывания и высокой точности применяют комбинированные схемы ЧАП – ФАП.

15.5. Цифровой синтезатор частот

Структурная схема синтезатора с одним кольцом фазовой автоподстройки частоты приведена на рис. 15.13.

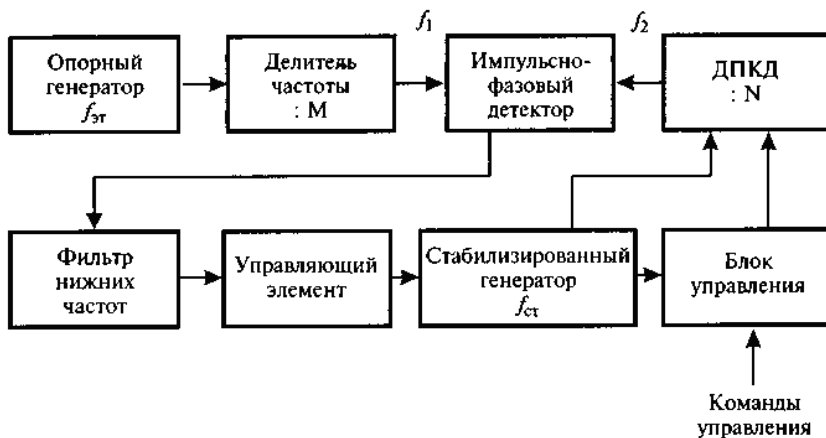


Рис. 15.13. Структурная схема синтезатора с одним кольцом фазовой автоподстройки частот

Данная схема соответствует общей схеме автоматической подстройки частоты (рис. 15.2), если под преобразователями частоты понимать делитель в M раз частоты опорного генератора и делитель в N раз частоты стабилизируемого генератора, а под звеном сравнения – импульсно-фазовый дискриминатор. На схеме ДПКД – делитель с переменным коэффициентом деления – K -разрядный программируемый цифровой счетчик. Назначение других звеньев схемы ясно из сделанных на них надписей. В блоке управления осуществляется прием и хранение данных программирования и формирование кодового сигнала, по которому устанавливается значение коэффициента деления N в зависимости от поступившей на синтезатор команды. В результате действия фазовой автоподстройки частоты устанавливается равенство частот сигналов, поступающих на вход импульсно-фазового дискриминатора: $f_1=f_2$, что позволяет записать следующее соотношение для частот стабилизируемого и эталонного автогенераторов с учетом значений коэффициентов деления:

$$\frac{f_{СТ}}{N} = \frac{f_{ЭГ}}{M} \quad \text{или} \quad f_{СТ} = \frac{N}{M} f_{ЭГ}. \quad (15.7)$$

Согласно (15.7) шаг сетки частот $\Delta f_{ш}=f_{ЭГ}/M$. Меняя управляемое значение N , устанавливают требуемое значение частоты стабилизируемого генератора, который с помощью управляющего элемента может перестраиваться в требуемом диапазоне частот. Схема автогенератора с управляющим элементом на варикапе может соответствовать рис. 15.6 или с ферритом – на рис. 15.7. Пример. Требуется создать синтезатор с

диапазоном частот 118...136 МГц и шагом $\Delta f_{ш}=25$ кГц. Выбираем частоту кварцевого автогенератора $f_{эт}=1$ МГц. Отсюда требуемое значение $M=1000/25=40$. Согласно (15.7) для нижней частоты 118 МГц следует иметь: $N_1 = 118000/25=4720$, для верхней частоты $N_2=136000/25=5440$. Следовательно, с помощью ДПКД – цифрового счетчика – следует обеспечить изменение коэффициента деления N через 1 в пределах 4720...5440. Современные синтезаторы частот строятся на основе одной большой микросхемы, в которую объединяются все звенья схемы рис. 15.13, за исключением управляемого по частоте стабилизируемого автогенератора.

Выводы по главе

1. Основными параметрами синтезатора являются: диапазон частот выходного сигнала, количество N и шаг сетки частот $\Delta f_{ш}$, долговременная и кратковременная нестабильность частоты, уровень побочных составляющих в выходном сигнале и время перехода с одной частоты на другую.

Вопросы для самоконтроля

1. В чем состоит назначение синтезатора частот? Какие параметры определяют его работу?
2. В чем состоит назначение АПЧ? Перечислите основные типы устройств АПЧ.
3. Какими параметрами характеризуются устройства АПЧ?
4. Нарисуйте структурную схему частотной АПЧ. Поясните принцип ее работы. Что такое остаточная расстройка?
5. Нарисуйте структурную схему фазовой АПЧ. Поясните принцип ее работы.
6. Чем отличается схема частотной от фазовой АПЧ? Какая из этих схем обеспечивает лучшую точность?
7. Нарисуйте структурную схему цифрового синтезатора частот. Поясните принцип ее работы.
8. Как производится перестройка частоты в цифровом синтезаторе?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 16–17; дополнительной: 4–6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 16. ДИОДНЫЕ СВЧ АВТОГЕНЕРАТОРЫ И УСИЛИТЕЛИ

16.1. Физические основы работы генераторных СВЧ диодов

Три типа генераторных СВЧ диодов. В СВЧ диапазоне генерация и усиление колебаний, помимо транзисторов, может осуществляться с помощью еще одной группы полупроводниковых приборов, объединяемых общим названием «генераторные диоды». К ним относятся: полупроводниковый прибор с междолинным переносом электронов, называемый диодом Ганна; лавинно-пролетный диод (ЛПД) и туннельный диод. В первых двух типах приборов вследствие высокой напряженности электрического поля кинетическая энергия электронов значительно превосходит их равновесную тепловую энергию. Сами электроны при этом называются «горячими», а генераторы, использующие ЛПД и диоды Ганна, – устройствами на «горячих» электронах. СВЧ автогенераторы с такими приборами работают в диапазоне частот 1...100 ГГц. Устройство двух типов диодных СВЧ автогенераторов показано на рис. 16.1.

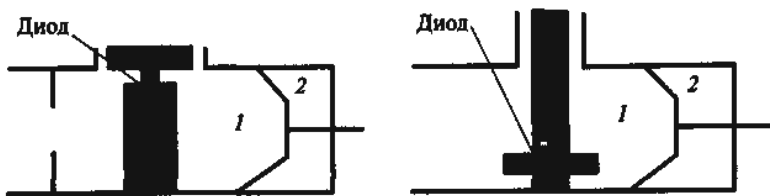


Рис. 16.1. Устройство диодных СВЧ автогенераторов

В состав автогенератора входят: резонатор волноводного типа 1, в основном определяющий частоту автоколебаний; генераторный диод; элементы перестройки частоты 2, согласования диода с резонатором и связи с нагрузкой.

Рассмотрим физические основы работы названных полупроводниковых приборов, приведенных к единой эквивалентной схеме.

Физические основы работы диода Ганна. В полупроводнике возможно существование нескольких зон проводимости, каждой из которых соответствует определенная энергия электронов. В простейшей модели полупроводниковой структуры из арсенида галлия n-типа таких зон, или долин, две: нижняя, которой соответствует подвижность электронов μ_1 , и верхняя – с μ_2 . При относительно невысокой напряженно-

сти электрического поля $E < E_{\text{пор}}$ все электроны находятся в нижней долине, имея среднюю дрейфовую скорость $V_{\text{др}} = \mu_1 E$. В сильном электрическом поле при $E > E_{\text{нас}}$ кинетическая энергия электронов возрастает и они переходят в верхнюю зону проводимости, приобретая скорость $V_{\text{др}} = \mu_2 E$, где $\mu_2 < \mu_1$ из-за возросшей эффективной массы электронов. В промежуточной области значений напряженности электрического поля, определяемой неравенствами $E_{\text{пор}} < E < E_{\text{нас}}$, часть электронов находится в нижней долине, другая часть – в верхней. При этом средняя подвижность электронов меняется от μ_1 , до μ_2 и в зависимости $V_{\text{др}} = \Phi(E)$ появляется падающий участок (рис. 16.2, а).

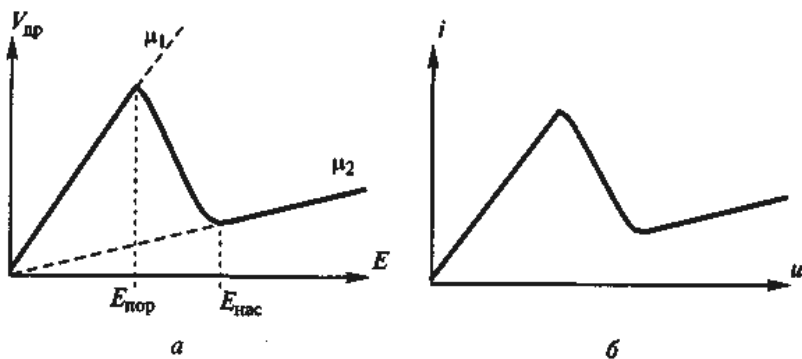


Рис. 16.2. ВАХ диода Ганна

Поскольку ток i прямо пропорционален скорости $V_{\text{др}}$, а напряжение и – напряженности поля E , то в ВАХ диода Ганна на высокой частоте также появляется падающий участок, которому соответствует отрицательная активная проводимость $g = di/du < 0$ (рис. 16.2, б).

Туннельный диод имеет ВАХ, близкую по форме к рис. 16.2, б, в которой также имеется падающий участок, хотя физический механизм его появления носит иной характер.

Физические основы работы лавинно-пролетного диода (ЛПД). Генерация колебаний с помощью ЛПД основывается на двух физических явлениях: лавинном умножении носителей заряда при высокой напряженности электрического поля, близкой к пробивному напряжению $U_{\text{пр}}$, и пролете этими носителями обедненного слоя диода под действием электрического поля.

Рассмотрим работу ЛПД на примере структуры типа $p^+ - n - i - n^+$, где p означает дырочную проводимость, n – электронную, i – обедненный слой (рис. 16.3). Распределение напряженности электрического поля E вдоль структуры показано на том же рисунке. Статическая характери-

стика p - n -перехода приведена на рис. 7.5. На ней показано напряжение пробоя $U_{пр}$, которому соответствует напряженность электрического поля $E_{пр}$. (Значение $E_{пр}$ колеблется в пределах 300...600 кВ/см).

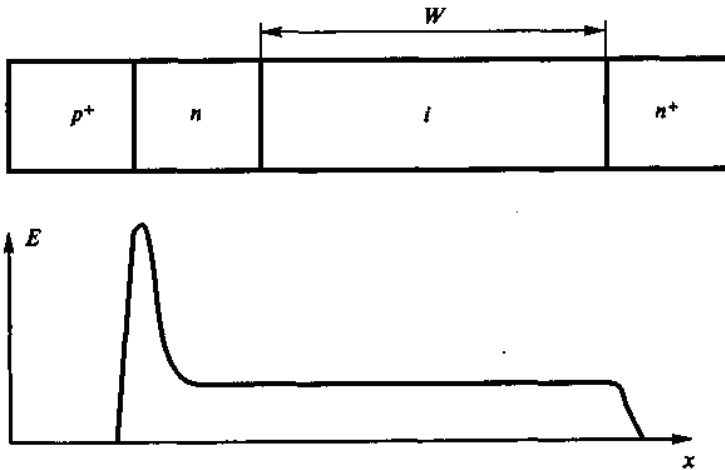


Рис. 16.3. ЛПД структуры типа $p^+-n-i-n^+$

При $E=E_{пр}$ на границе p^+ - n -перехода, где согласно рис. 16.3 напряженность электрического поля E максимальна, начинается генерация электронно-дырочных пар. Генерируемые электроны инжектируются в пролетную область толщиной W с проводимостью i и под действием внешнего электрического поля двигаются со скоростью $V_{др}$.

Пусть напряжение, приложенное к диоду:

$$u(t) = U_0 + U_m \sin \omega t. \quad (16.1)$$

При мгновенном значении $u=U_{пр}=U_0+U_m$ с некоторым запаздыванием по времени возникает кратковременный пробой, сопровождаемый коротким импульсом тока. В результате ток инжекции $i_{ин}(t)$ представляет собой периодическую последовательность коротких импульсов, которые во внешней цепи наводят ток в форме периодически следующих прямоугольных импульсов $i(t)$ длительностью $\theta_{пр}=\omega W/V_{др}$ (рис. 16.4).

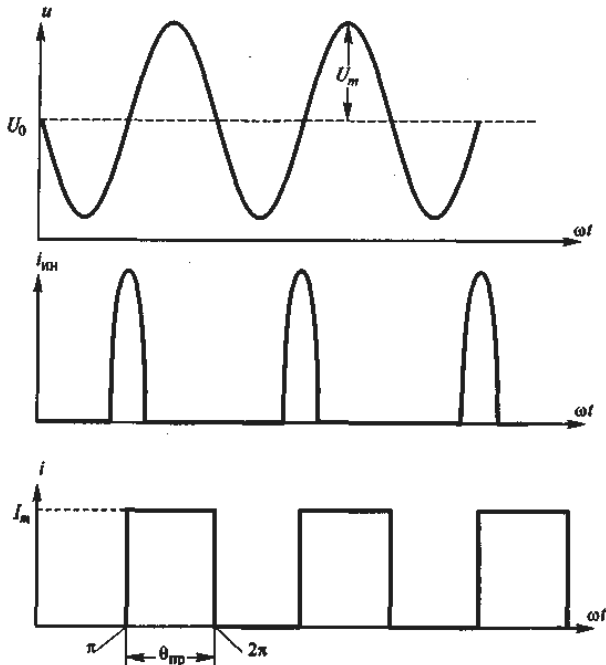


Рис. 16.4. Формы тока и напряжения генераторного диода.

Частота, при которой $\theta_{пр} = \pi$, называется пролетной: $\omega_{пр} = \pi V_{др} / W$. При $V_{др} = 10^7$ см/с частота $f_{пр} [\text{ГГц}] = 50/W [\text{мкм}]$. Например, при $W = 5$ мкм пролетная частота $f_{пр} = 10$ ГГц.

Рассмотрим, к какой эквивалентной схеме приводится генераторный диод при формах тока и напряжения, приведенных на рис. 16.4. Для тока диода на протяжении одного периода при $\theta_{пр} = \pi$ запишем:

$$\begin{aligned} i &= 0 & \text{при } 0 \leq \omega t \leq \pi; \\ i &= I_m & \text{при } \pi \leq \omega t \leq 2\pi. \end{aligned} \quad (16.2)$$

Разложим в ряд Фурье функцию (16.2), ограничившись постоянной составляющей и 1-й гармоникой:

$$i(\omega t) = I_0 + I_{1a} \sin \omega t + I_{1b} \cos \omega t + \dots, \quad (16.3)$$

где

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) d\omega t = \frac{1}{2} I_m; \quad (16.4)$$

$$I_{1a} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \sin \omega t d\omega t = -\frac{1}{2} I_m = -\frac{4}{\pi} I_0; \quad (16.5)$$

$$I_{1b} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos \omega t d\omega t = 0.$$

Сравнивая выражения для напряжения (16.1) и тока (16.3) генераторного диода, с учетом (16.5) получим для эквивалентной активной проводимости следующее уравнение:

$$G_1 = \frac{I_{1a}}{U_m} = -\frac{2}{\pi} \frac{I_m}{U_m} = -\frac{4}{\pi} \frac{I_0}{U_m}. \quad (16.6)$$

Согласно (16.6) запаздывание сигнала в полупроводниковой структуре приводит к тому же результату, что и наличие падающего участка в ВАХ – к моделированию прибора в виде отрицательной активной проводимости.

16.2. СВЧ диодные автогенераторы

Благодаря представлению СВЧ генераторных диодов в виде единой для всех модели – отрицательной активной проводимости – разнообразные по конструкции СВЧ диодные АГ (рис. 16.1) также приводятся к общей эквивалентной схеме (рис. 16.5), которая включает четыре параллельно соединенные проводимости.

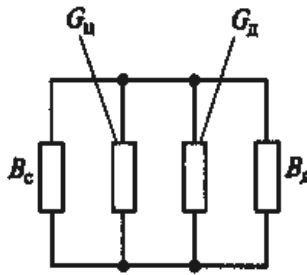


Рис. 16.5. Эквивалентная схема генераторных диодов

Две из них относятся к комплексной проводимости, отображающей колебательную цепь автогенератора:

$$Y_{\text{ц}}(\omega) = G_{\text{ц}}(\omega) + jB_{\text{ц}}(\omega). \quad (12.7)$$

Две другие проводимости отображают комплексную, нелинейную проводимость генераторного диода:

$$Y_d(\omega, U) = G_d(\omega, U) + jB_d(\omega, U). \quad (12.8)$$

Знак «минус» перед $G_d(\omega, U)$ указывает на отрицательный характер активной проводимости, благодаря чему и возможно возникновение автоколебаний, а зависимость от амплитуды напряжения U – на нелинейный характер этой проводимости.

Следующее уравнение отображает установившийся режим работы АГ:

$$Y_d(\omega, U) + Y_{\Pi}(\omega) = 0, \quad (16.9)$$

которое распадается на два уравнения – для действительных и мнимых величин:

$$-G_d(\omega, U) + G_{\Pi}(\omega) = 0, \quad (16.10)$$

$$B_d(\omega, U) + B_{\Pi}(\omega) = 0. \quad (16.11)$$

Смысл анализа стационарного режима сводится к определению значений амплитуды U и частоты ω автоколебаний, удовлетворяющих уравнениям (16.10) – (16.11) и условиям устойчивого режима работы.

Наиболее простой путь решения этих уравнений – графический. На комплексной плоскости проводимостей наносят графики функций $Y_{\Pi}(\omega) = G_{\Pi}(\omega) + jB_{\Pi}(\omega)$ и $-Y_d(\omega, U) = -G_d(\omega, U) + jB_d(\omega, U)$, точки пересечения которых и есть возможные решения системы уравнений (16.10), (16.11).

Пример такого графического решения приведен на рис. 12.6, на котором координаты точки A определяют амплитуду $U_{уст}$ и частоту ω автоколебаний в установившемся режиме.

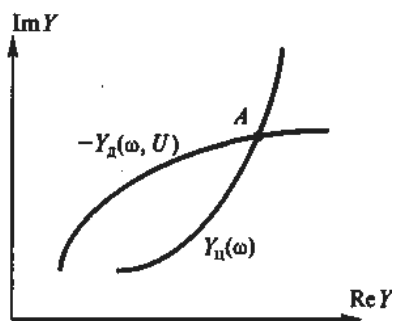


Рис. 16.6. Графическое решение уравнений

Мощность сигнала автогенератора при существовании устойчивого режима:

$$P_{\Gamma} = 0,5(U_{уст})^2 |G_{д}(\omega, U_{уст})| = 0,5(U_{уст})^2 G_{ц}(\omega). \quad (16.12)$$

Следует отметить невысокую стабильность частоты диодных АГ и повышенный уровень создаваемых ими шумов, особенно в случае применения ЛПД. Для улучшения параметров диодных АГ по стабильности частоты применяют резонаторы с высокой добротностью и синхронизацию частоты автоколебаний.

16.3. СВЧ диодные генераторы с внешним возбуждением

Помимо режима генерации автоколебаний генераторные диоды могут использоваться и как усилители мощности СВЧ сигнала в диапазоне 10...100 ГГц, т.е. выше верхней частоты СВЧ транзисторов.

Возможны три основные схемы СВЧ диодных усилителей: проходного, отражательного и типа бегущей волны. Принцип работы усилителя отражательного типа основан на разделении падающей (входной сигнал) и отраженной (выходной сигнал) волн, распространяющихся в фидерной линии, присоединяемой к активному двухполюснику – генераторному диоду. Такое разделение волн осуществляется или с помощью ферритового однонаправленного устройства – циркулятора (рис. 16.7), или мостового квадратурного устройства.

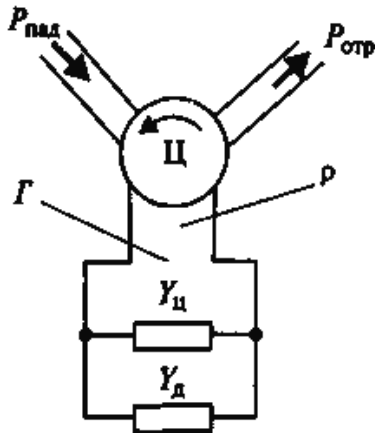


Рис. 16.7. Ферритовый однонаправленный циркулятор

Поскольку к диоду подключается СВЧ согласующая электрическая цепь, то их суммарная проводимость в месте подключения к фидерной линии запишется в виде:

$$Y = Y_{ц} + Y_{д} = g_{ц} + jb_{ц} - g_{д} + jb_{д} = g + jb, \quad (16.13)$$

где $Y_{ц}, Y_{д}$ – комплексные проводимости цепи и диода;
 $g = g_{ц} - g_{д}$ – суммарная активная проводимость двухполюсника;
 $b = b_{ц} + b_{д}$ – суммарная реактивная проводимость двухполюсника.

Работу диодного генератора можно оценить с помощью коэффициента отражения, измеренного на входе фидерной линии с волновым сопротивлением ρ , к которой подключен двухполюсник проводимостью Y :

$$\Gamma = \frac{(1/\rho) - Y}{(1/\rho) + Y} = \frac{(1/\rho) - g - jb}{(1/\rho) + g + jb}. \quad (16.14)$$

Коэффициент усиления устройства по мощности с учетом (16.14) равен:

$$K_P = \frac{P_{отр}}{P_{пад}} = |\Gamma|^2 = \frac{|1 - g\rho|^2 + b^2\rho^2}{|1 + g\rho|^2 + b^2\rho^2}. \quad (16.15)$$

Выражение (16.15) позволяет определить следующие режимы работы диодного генератора и отразить их на плоскости режимов (рис. 16.8):

1. При $g\rho > 0$ (или $g > 0$) значение $\Gamma < 1$ и усиления не происходит (область 1).
2. При $-1 < g\rho < 0$ (при этом $g < 0$) значение $1 < \Gamma < \infty$ – режим устойчивого усиления сигнала по мощности (область 2).
3. При $g\rho = -1$ (при этом $g < 0$) и $b = 0$ значение $\Gamma = \infty$ – режим автоколебаний (область 3, точка А).

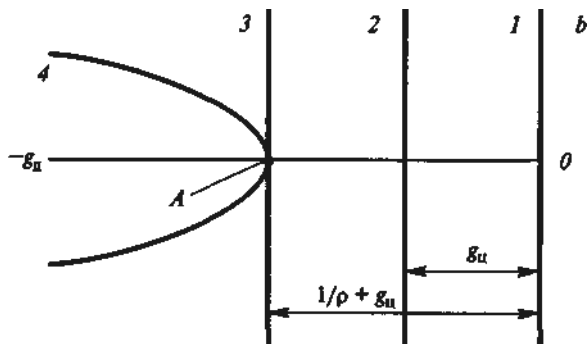


Рис. 16.8. Плоскости режимов работы диодного генератора

Возникновение автоколебаний возможно и при выполнении более жесткого условия: $g\rho < -1$ в сочетании с режимом синхронизации автоколебаний (область 4).

Коэффициент усиления по мощности K_P одного диодного усилителя отражательного типа обычно не превышает 10...15 дБ. Поэтому при необходимости получения большего значения K_P последовательно включают несколько каскадов согласно схеме, приведенной на рис. 16.9, а. Межкаскадная развязка усилителей осуществляется с помощью циркуляторов, что обеспечивает устойчивую работу всей сборки. Эскиз топологии такого трехкаскадного диодного усилителя на МПЛ приведен на рис. 16.9, б, где 1 – генераторный СВЧ диод, 2 – циркулятор, 3 – балластная нагрузка.

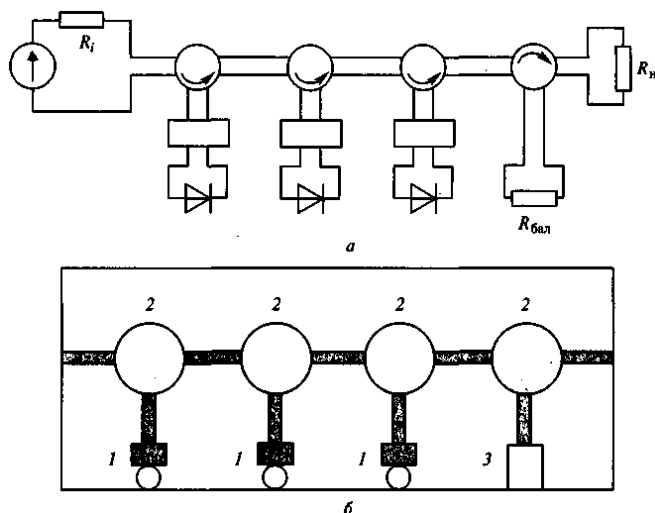


Рис. 16.9. Эскиз топологии трехкаскадного диодного усилителя на МПЛ

Общий коэффициент усиления трехкаскадного СВЧ диодного усилителя запишется в виде:

$$K_P = |\Gamma_1|^2 |\Gamma_2|^2 |\Gamma_3|^2 (1 - |\Gamma_n|^2), \quad (16.16)$$

где $|\Gamma_1|, |\Gamma_2|, |\Gamma_3| \geq 1$ и $|\Gamma_n| \leq 1$ – модули коэффициентов отражения генераторных диодов и нагрузки.

СВЧ диодные генераторы применяют в диапазоне частот, расположенном выше максимальной частоты транзисторных генераторов, т.е. при частоте выше 8...10 ГГц. КПД таких СВЧ генераторов не превышает 10%. Подобные генераторы имеют повышенный уровень шума, особенно при использовании лавинно-пролетных диодов.

Выводы по главе

1. Возможны три основные схемы СВЧ диодных усилителей: проходного, отражательного и типа бегущей волны. Принцип работы усилителя отражательного типа основан на разделении падающей (входной сигнал) и отраженной (выходной сигнал) волн, распространяющихся в фидерной линии, присоединяемой к активному двухполюснику – генераторному диоду.

2. Генерация колебаний с помощью ЛПД основывается на двух физических явлениях: лавинном умножении носителей заряда при высокой напряженности электрического поля, близкой к пробивному напряжению $U_{пр}$, и пролете этими носителями обедненного слоя диода под действием электрического поля.

Вопросы для самоконтроля

1. Перечислите основные типы СВЧ генераторных диодов. В чем их отличие?

2. Как устроен СВЧ диодный автогенератор?

3. Какие режимы работы возможны в СВЧ диодном генераторе с внешним возбуждением? Как определяется в нем коэффициент усиления по мощности?

4. Как определяется коэффициент усиления по мощности в многокаскадном диодном СВЧ генераторе?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 16–17; дополнительной: 4–6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 17. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

17.1. Назначение, принцип действия и основные параметры

Умножители частоты в структурной схеме радиопередатчика (см. рис. 2.1) располагаются перед усилителями мощности ВЧ или СВЧ колебаний, повышая в требуемое число раз частоту сигнала возбуждителя. Умножители частоты могут также входить в состав и самого возбуждителя или синтезатора частот. Для входного и выходного сигнала умножителя частоты запишем:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}} \cos(\omega t + \varphi_1); \quad u_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых}} \cos(n\omega t + \varphi_n), \quad (17.1)$$

где n – коэффициент умножения частоты в целое число раз.

Классификация умножителей частоты возможна по двум основным признакам: принципу действия, или способу реализации функции (17.1), и типу нелинейного элемента. По принципу действия умножители подразделяют на два вида: основанные на синхронизации частоты автогенератора внешним сигналом (см. разд. 10.3), в n раз меньшим по частоте (рис. 17.1,а), и с применением нелинейного элемента, искажающего входной синусоидальный сигнал, и выделением из полученного много-частотного спектра требуемой гармоники (рис. 17.1,б).

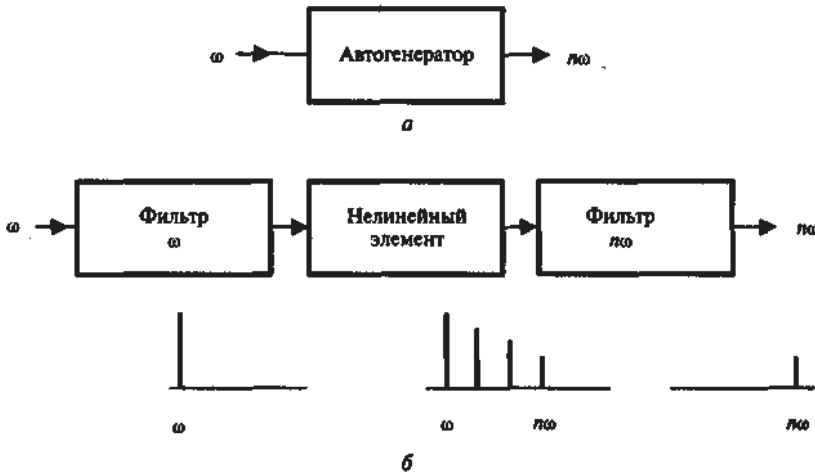


Рис. 17.1. Умножители частоты

По типу используемого нелинейного элемента умножители частоты второго вида подразделяют на транзисторные и диодные.

Основными параметрами умножителя частоты являются: коэффициент умножения по частоте n ; выходная мощность n -й гармоники P_n , входная мощность 1-й гармоники P_1 , коэффициент преобразования $K_{пр} = P_n/P_1$; коэффициент полезного действия $\eta = P_n/P_0$ (в случае транзисторного умножителя), уровень подавления побочных составляющих.

Недостаток умножителей частоты (рис. 17.1, а) первого вида состоит в сужении полосы синхронизма с увеличением номера гармоники n . У умножителей частоты второго вида уменьшается коэффициент преобразования $K_{пр}$ с повышением n . Поэтому обычно ограничиваются значением $n = 2$ или 3 и при необходимости включают последовательно несколько умножителей частоты, чередуя их с усилителями.

17.2. Транзисторный умножитель частоты

Схема транзисторного умножителя частоты (рис. 17.2) и методика его расчета практически ничем не отличаются от усилителя.

Необходимо только выходную цепь генератора настроить на n -ю гармонику и выбрать значение угла отсечки $\theta = 120^\circ/n$, соответствующее максимальному значению коэффициента $\alpha_n(\theta)$. При расчете выходной цепи коэффициент разложения косинусоидального импульса по 1-й гармонике $\alpha_1(\theta)$ следует заменить на коэффициент по n -й гармонике $\alpha_n(\theta)$. Контур в выходной цепи, настроенный в резонанс с n -й гармоникой сигнала, должен обладать удовлетворительными фильтрующими свойствами.

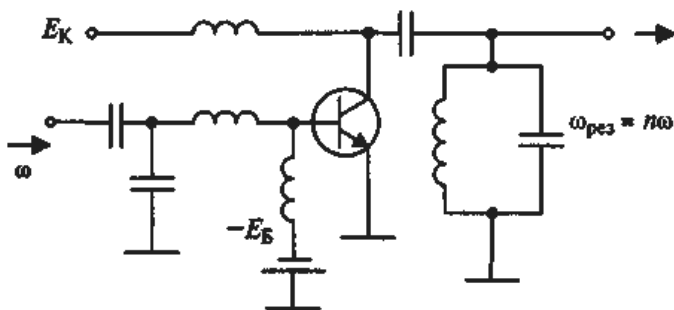


Рис. 17.2. Схема транзисторного умножителя частоты

Коэффициент умножения схемы на рис. 17.2 обычно не превышает 3–4 раз при КПД, равном 10–20%.

17.3. Диодные умножители частоты

Работа диодных умножителей частоты основана на использовании эффекта нелинейной емкости. В качестве последней используется барьерная емкость обратного смещенного $p-n$ -перехода. Полупроводниковые диоды, специально разработанные для умножения частоты, называются варакторами. При $\gamma=0,5$ и $\varphi_0=0,5$ В для нелинейной емкости варактора получим:

$$C(u) = \frac{C_n}{\sqrt{1+2u}}, \quad (17.2)$$

где u – обратное напряжение, приложенное к $p-n$ -переходу.

График нелинейной функции (17.2) показан на рис. 17.3.

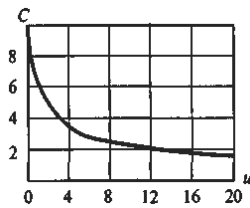


Рис. 17.3. График нелинейной функции

Заряд, накапливаемый нелинейной емкостью, с напряжением и током связаны зависимостями:

$$\begin{aligned} C(u) &= \frac{dq}{du} && \text{или} && q = \int C(u) du; \\ i(t) &= \frac{dq}{dt} = C(u) \frac{du}{dt} && \text{или} && q = \int i(t) dt. \end{aligned} \quad (17.3)$$

Две основные схемы диодных умножителей частоты с варакторами приведены на рис. 17.4.

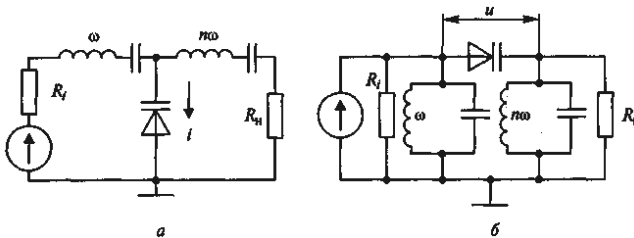


Рис. 17.4. Диодные умножители частоты с варакторами

В схеме диодного умножителя параллельного вида (рис. 17.4, а) имеются два контура (или фильтра) последовательного типа, настроенные в резонанс соответственно с частотой входного ω и выходного $n\omega$ сигналов. Такие контуры имеют малое сопротивление на резонансной частоте и большое – на всех остальных (рис. 17.5).

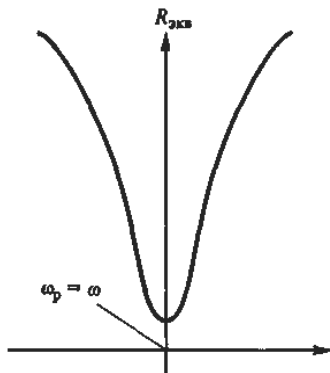


Рис. 17.5. Зависимость сопротивления контура от частоты

Поэтому первый контур, настроенный в резонанс с частотой входного сигнала ω , пропускает только 1-ю гармонику тока, а второй контур, настроенный в резонанс с частотой выходного сигнала $n\omega$, – только n -ю гармонику. В результате ток, протекающий через варактор, имеет вид:

$$i = I_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + I_n \cos(n\omega t + \varphi_n), \quad (17.4)$$

Поскольку емкость варактора (17.2) есть нелинейная функция, то согласно (17.3) при токе (17.4) напряжение на варакторе отлично от синусоидальной формы и содержит гармоники.

Одна из этих гармоник, на которую настроен второй контур, проходит в нагрузку.

Таким образом, с помощью нелинейной емкости в устройстве происходит преобразование мощности сигнала с частотой ω в сигнал с частотой $n\omega$, т.е. умножение частоты.

Аналогичным образом работает вторая схема умножителя частоты последовательного вида (рис. 17.4, б), в которой имеется два контура (или фильтра) параллельного типа, настроенные в резонанс соответственно с частотой входного ω и выходного $n\omega$ сигналов. Такие контуры имеют большое сопротивление на резонансной частоте и малое – на всех остальных. Поэтому напряжение на первом контуре, настроенном в резонанс с частотой входного сигнала ω , содержит только 1-ю гармонику, а на втором контуре, настроенном в резонанс с частотой выходного

сигнала $n\omega$, – только n -ю гармонику. В результате напряжение, приложенное к варактору, имеет вид:

$$u = U_0 + U_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + U_n \sin(n\omega t + \varphi_n), \quad (17.5)$$

где U_0 – постоянное напряжение смещения на варакторе.

Поскольку емкость варактора (17.2) есть нелинейная функция, то согласно (17.3) при напряжении (17.5) ток, протекающий через варактор, отличен от синусоидальной формы и содержит гармоники. Одна из этих гармоник, на которую настроен второй контур, проходит в нагрузку. Таким образом, с помощью нелинейной емкости в схеме происходит преобразование мощности сигнала с частотой ω в сигнал с частотой $n\omega$, т.е. умножение частоты.

Варакторные умножители частоты в ДЦВ диапазоне при $n=2$ и 3 имеют высокий коэффициент преобразования $K_{\text{пр}}=P_n/P_1=0,6\dots 0,7$. При больших величинах n в СВЧ диапазоне значение $K_{\text{пр}}$ уменьшается до $0,1$ и ниже.

Выводы по главе

1. Недостаток умножителей частоты первого вида состоит в сужении полосы синхронизма с увеличением номера гармоники n .

Вопросы для самоконтроля

1. Каким образом осуществляется умножение частоты колебаний?
2. Нарисуйте схему транзисторного умножителя частоты.
3. Поясните, почему с помощью нелинейной емкости можно производить умножение частоты колебаний.
4. Нарисуйте схемы диодного умножителя частоты последовательного и параллельного типа. В чем состоят различия между ними?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 16 – 17; дополнительной: 4 – 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 18. СУММИРОВАНИЕ МОЩНОСТЕЙ СИГНАЛОВ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ

18.1. Способы суммирования мощностей сигналов

Сущность проблемы. Требуемая мощность радиопередатчиков современных радиотехнических систем в некоторых случаях на 3–5 порядков превышает максимальную мощность, генерируемую электронными приборами. Этот разрыв между мощностью радиопередатчика и мощностью единичного генератора стал особенно ощутим при переходе от электровакуумных приборов к полупроводниковым.

Мощность электровакуумных приборов в непрерывном режиме работы достигает десятков киловатт, в импульсном – мегаватт. Максимальная мощность полупроводниковых приборов значительно ниже. Причем их мощность ограничена даже не причинами технологического, а физического характера: максимально допустимым значением напряженности электрического поля для исключения пробоя p - n -перехода и максимально возможной температурой полупроводниковой структуры. Более того, с увеличением частоты сигнала мощность транзистора снижается по закону, близкому к $1/f^2$, и составляет всего несколько ватт при частоте сигнала 5...6 ГГц. Вместе с тем требуемая мощность СВЧ радиопередатчиков в непрерывном режиме работы достигает нескольких киловатт. Но даже и в СВЧ радиопередатчиках мощностью в несколько десятков ватт мощность полупроводникового прибора во многих случаях оказывается меньше в несколько раз.

Итак, в связи с практически повсеместным переходом от ламповых к полупроводниковым радиопередатчикам проблема суммирования мощностей сигналов генераторов приобрела важное значение.

Три основных способа суммирования мощностей сигналов однотипных генераторов:

- с помощью многополюсных схем-сумматоров;
- со сложением сигналов в пространстве с помощью фазированной антенной решетки;
- в общем резонаторе.

При первом способе к специальному многополюсному устройству подключается большое число однотипных генераторов, мощность сигналов которых поступает в общий выходной канал, связанный с нагрузкой (рис. 18.1, а).

При втором способе сложение мощностей сигналов происходит в пространстве с помощью фазированной антенной решетки (ФАР), состоящей из большого числа определенным образом ориентированных излучателей, каждый из которых возбуждается от самостоятельного генератора (рис. 14.1, б). Все сигналы, подводимые к излучателям,

идентичны, за исключением значений начальных фаз, связанных между собой определенным законом. При этом возникает задача по стабилизации и управлению фронтом фаз сигналов одинаковой структуры.

При третьем способе сигналы генераторов подводятся к общей колебательной системе (в СВЧ диапазоне это объемный резонатор), в котором и происходит их сложение (рис. 18.1, в).

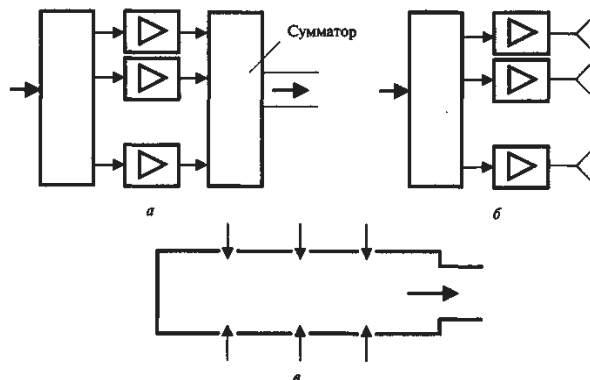


Рис. 18.1

Практически первый способ позволяет увеличить мощность радиопередатчика по отношению к мощности одного полупроводникового прибора на 15...20 дБ; второй – на 30...40 дБ; третий – на 10...13 дБ. Все способы позволяют существенно повысить надежность радиопередатчика, поскольку отказ одного из генераторов приводит только к некоторому снижению суммарной выходной мощности, и устойчивость работы усилительного тракта, так как сумматоры улучшают развязку между отдельными каскадами. Кроме того, при суммировании мощностей сигналов улучшаются условия охлаждения мощных полупроводниковых приборов, рассредоточиваемых на большой поверхности. Поскольку проблема суммирования мощностей сигналов особенно актуальна в СВЧ диапазоне, то применительно к нему и рассмотрим данную проблему.

18.2. Суммирование мощностей сигналов с помощью многополюсной схемы

Многополюсный сумматор должен иметь N входов (обозначим их номера с 1 по n) для подключения N однотипных генераторов, один общий выход для подключения нагрузки (обозначим его как 0) и K входов для подключения балластных нагрузок. Рассмотрим эти нагрузки как составную, обязательную часть сумматора и поэтому определим по-

следний как многополюсник с $(n+1)$ входами (рис. 18.2). Будем считать, что ко всем входам присоединяются фидерные линии с одним и тем же волновым сопротивлением, равным стандартному значению $\rho_0=50$ Ом.

Сумматор сигналов должен отвечать следующим требованиям:

- мощность сигнала в нагрузке, за вычетом небольших потерь, должна быть равна сумме номинальных мощностей отдельных генераторов, определяемых согласно (5.11);
- все входы сумматора должны быть развязаны между собой или взаимно независимы;
- мощности отраженных сигналов по всем входам должны быть равны нулю;
- данные свойства должны сохраняться в требуемой полосе частот.

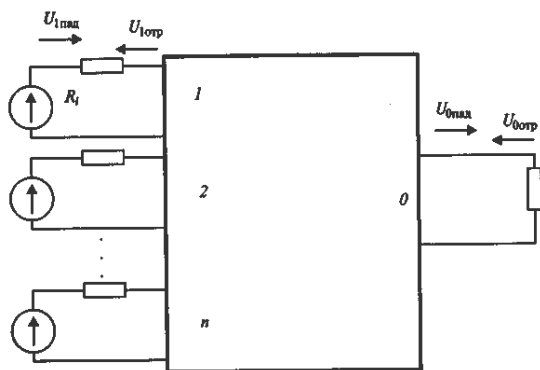


Рис. 18.2. Сумматор как многополюсник с $(n+1)$ входами

Второе требование означает, что сигнал от каждого генератора не должен поступать в каналы, к которым подключены другие источники, и, следовательно, влиять на их работу. Изменения в режиме работы любого генератора, включая режимы холостого хода и короткого замыкания, не должны влиять на работу и мощность всех других генераторов. Мощность последних должна по-прежнему оставаться равной номинальному значению и поступать из сумматора в полезную или балластную нагрузку.

Перечисленным требованиям отвечают сумматоры:

- составленные из K ступеней мостовых квадратурных устройств;
- составленные из K ступеней устройств синфазного типа;
- типа «звезда».

Структурная схема сумматора 1-го вида на основе мостовых устройств квадратурного типа по сложению мощностей четырех генераторов приведена на рис. 18.3, а; восьми генераторов – на рис. 18.3, б.

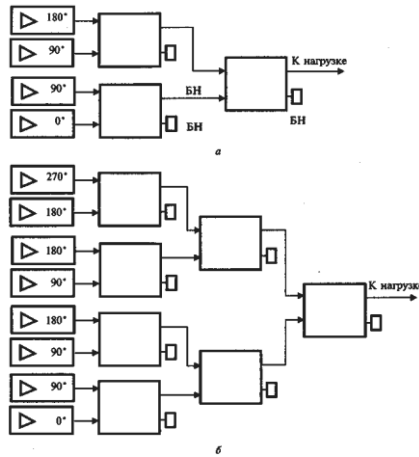


Рис. 18.3. Фазовращатели дискретного типа

Требуемые фазы сигналов на входе сумматора показаны на рис. 18.3; БН – балластная нагрузка. Топология двух типов мостового квадратурного устройства на микрополосковых линиях приведена на рис. 7.2. при рассмотрении схемы СВЧ генератора балансного типа по суммированию мощностей двух транзисторов. Из рассмотрения схемы рис. 18.3 следует, что в данном варианте сумматора число складываемых по мощности генераторов $N = 2^K$, где K -число ступеней мостовых устройств, количество которых при переходе от одной ступени к другой удваивается. Требуемый сдвиг сигналов по фазе на входе сумматоров можно получить с помощью фазовращателей дискретного типа.

Сумматор 2-го вида строится на основе устройств синфазного типа, в частности шестиполюсника, топология которого приведена на рис. 18.4. Шестиполюсник состоит из двух отрезков линий длиной по $0,25\lambda_d$ и балластного сопротивления величиной 2ρ . Значения волновых сопротивлений линий показаны на рис. 18.4.

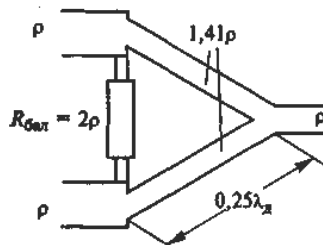


Рис. 18.4. Топология сумматора на основе устройств синфазного типа

Структурная схема сумматора 2-го вида на основе шестиполосников по сложению мощностей четырех генераторов приведена на рис. 18.5. Здесь ко всем входам сумматора сигналы подводятся с одинаковыми фазами.

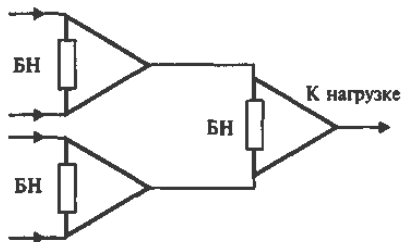


Рис. 18.5. Схема сумматора 2-го вида на основе шестиполосников

Структурная схема сумматора 3-го вида, построенного по схеме «звезда», по сложению мощностей четырех генераторов приведена на рис. 18.6. Здесь ко всем входам сумматора сигналы, как и в предыдущем случае, подводятся с равными фазами.

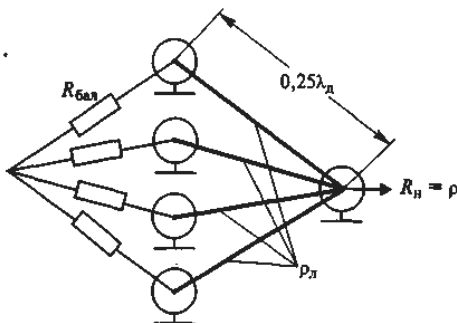


Рис. 18.6. Схема сумматора 3-го вида, построенного по схеме «звезда»

При волновом сопротивлении внешних линий передачи ρ и сопротивлении нагрузки $R_n = \rho$ следует иметь: сопротивление балластной нагрузки $R_{бал} = \rho$, волновое сопротивление отрезков линий сумматора длиной по $0,25\lambda_d$ $\rho_l = \rho\sqrt{N}$. Следует отметить, что разбаланс амплитуд и фаз суммируемых сигналов в рассмотренных схемах (рис. 18.3, 18.5, 18.6) приводит к ощутимым потерям, поскольку часть мощности от генераторов вместо полезной нагрузки начинает поступать в балластные сопротивления. Поэтому при суммировании сигналов необходимо с

определенной точностью стабилизировать фронт амплитуд и фаз сигналов, в том числе с помощью устройств автоматического регулирования. Особенно ощутимы потери при выходе из строя усилителей. Так, например, в случае суммирования двух усилителей при отказе одного из них происходит уменьшение мощности в полезной нагрузке в четыре раза по сравнению с нормальным режимом работы, т.е. с $2P_1$ до $0,5P_1$, где P_1 – мощность одного транзистора. Другая часть мощности работоспособного усилителя в $0,5P_1$ начинает рассеиваться в балластной нагрузке.

При суммарной мощности сигналов до нескольких десятков ватт сумматоры изготавливаются на основе микрополосковых линий. При большем значении мощности используются двухпроводные и коаксиальные линии, а в сантиметровом диапазоне волн – волноводы. Сумматор является устройством взаимного типа. Поэтому при подаче сигнала на общий вход 0 (рис. 18.2) схема становится делителем мощности сигнала на N каналов.

18.3. Суммирование мощностей сигналов с помощью ФАР

Определенное число идентичных и одинаково ориентированных излучателей – электрических и щелевых вибраторов, рупорных, диэлектрических, спиральных и других типов антенн – составляют многоэлементную антенную решетку. Управление диаграммой направленности такой антенной решетки осуществляется изменением фаз сигналов, подводимых к отдельным излучателям, что предопределяет ее название – фазированная антенная решетка (ФАР). Мощность сигнала, излучаемая ФАР в телесном угле главного лепестка диаграммы направленности, равна сумме мощностей всех генераторов, возбуждающих отдельные излучатели, за вычетом излучения по боковым лепесткам. Это позволяет рассматривать ФАР как устройство суммирования мощностей большого, до нескольких тысяч, источников сигнала.

В зависимости от расположения излучателей ФАР подразделяют на линейные, плоские и цилиндрические. Рассмотрим линейную ФАР, у которой излучатели располагаются вдоль прямой линии (рис. 18.7, а).

Ко всем излучателям подводятся сигналы одинаковой структуры, равной амплитуды, но с разными начальными фазами. Пусть разность начальных фаз сигналов между двумя соседними излучателями есть $\Delta\varphi$ (дискрет фазы). При этом к i -му излучателю подводится сигнал, сдвинутый по фазе относительно 1-го на $\varphi_i = i\Delta\varphi$ (рис. 18.7, б).

В результате от этих излучателей возникает разность хода лучей:

$$L_i = ib \sin \theta_0, \quad (18.1)$$

где b – расстояние между двумя соседними излучателями;

θ_0 – угол, отсчитываемый от нормали к решетке и определяющий направление главного лепестка диаграммы направленности.

Угол θ_0 определяется из условия компенсации разности хода лучей за счет разности фаз сигналов, подводимых к излучателям. С учетом (18.1) запишем:

$$(2\pi/\lambda)L_i - \varphi_i = 0 \text{ или } (2\pi/\lambda)ib \sin \theta_0 - i\Delta\varphi_i = 0$$

Из последнего равенства для угла главного лепестка диаграммы направленности получим:

$$\theta_0 = \arcsin(\Delta\varphi\lambda/(2\pi b)) . \tag{18.2}$$

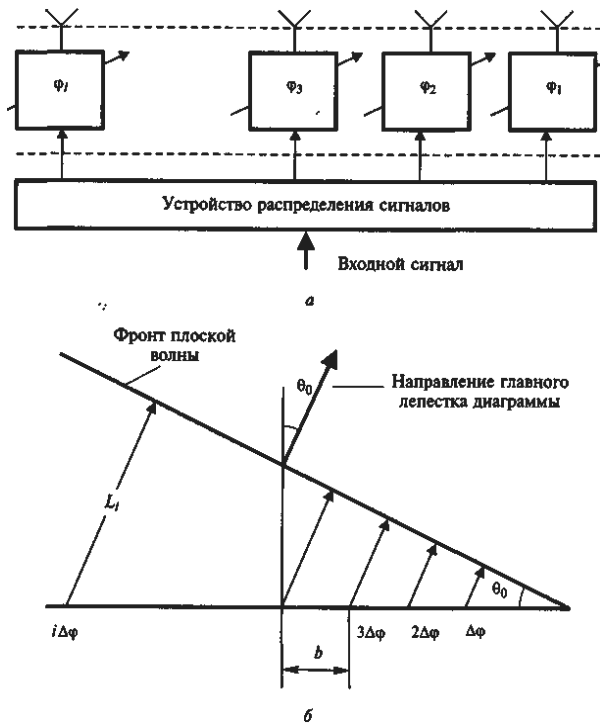


Рис. 18.7

Согласно (18.2), управляя значением фазы $\Delta\varphi$, можно изменять направление главного лепестка диаграммы направленности θ_0 , т.е. производить электронное сканирование лучом антенны. Диаграмма направленности ФАР при N излучателях определяется выражением:

$$E(\theta) = \sin(0,5N\beta) / \sin(0,5\beta) ,$$

где $\beta = (2\pi b / \lambda)(\sin \theta - \sin \theta_0)$. Диаграмма, построенная при $N=16$ и $\theta_0=0$, показана на рис. 18.8. Укрупненная структурная схема радиопередающего устройства с ФАР приведена на рис. 18.9. В качестве канального делителя могут использоваться сумматоры, которые являются устройствами взаимного типа (разд. 18.2). В блоке фазовращателей применяются фазовращатели дискретного типа – диодные или ферритовые. Устройство одного из них показано на рис. 18.10. С помощью электронного переключателя на основе $p-i-n$ диода меняется длина линии, подключенной к циркулятору, что изменяет фазу сигнала на величину:

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi L}{\lambda_d},$$

где λ_d – длина волны в линии.

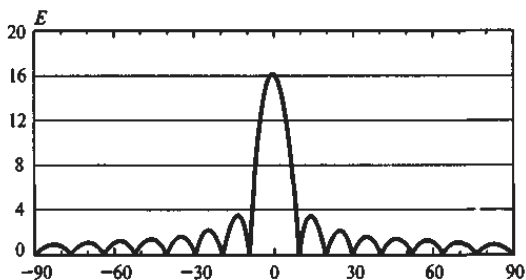


Рис. 18.8. Диаграмма направленности ФАР

Путем перестройки фазовращателей, включенных в каждый из СВЧ трактов, питающих излучатели, осуществляется управление фронтом фаз сигналов вдоль решетки, следствием чего является электронное сканирование лучом антенны. Управление фазирующим устройством производится по программе с помощью специализированного компьютера.

Блок усилителей включает СВЧ генераторы. Каждый из N излучателей антенной решетки питается от своего СВЧ усилителя.

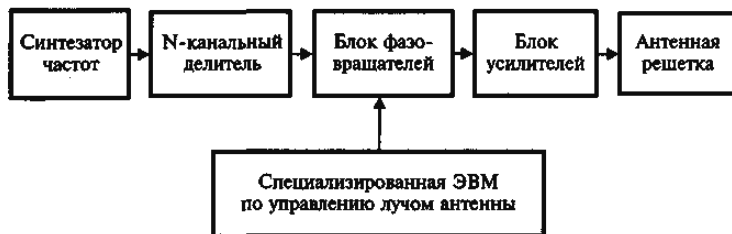


Рис. 18.9. Структурная схема радиопередающего устройства с ФАР

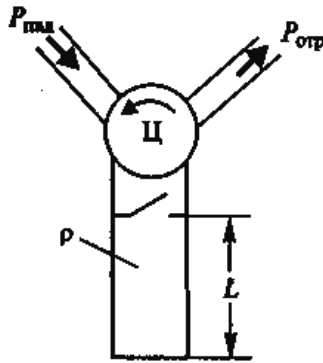


Рис. 18.10. Устройство фазовращателя

Выводы по главе

К достоинствам ФАР следует отнести: возможность электронного сканирования лучом антенны с высоким быстродействием путем переключения фазовращателей; сложение в пространстве мощностей большого числа СВЧ генераторов, питающих отдельные излучатели; возможность автоматизации процесса управления лучом антенны с помощью компьютера; высокую надежность при выходе из строя отдельных генераторов; слабую связь между отдельными излучателями, что позволяет обеспечить хорошую развязку (30 дБ и выше) между питающими их генераторами.

При плоской ФАР без снижения ее параметров общий сектор обзора составляет $\pm 60^\circ$. Для управления лучом в двух ортогональных направлениях применяют двумерную плоскую ФАР. При необходимости расширения сектора обзора до 360° используют цилиндрическую ФАР, в которой производится поочередное подключение групп излучателей.

Вопросы для самоконтроля

1. Перечислите способы суммирования мощностей однотипных генераторов.
2. Каким требованиям должен отвечать сумматор мощностей сигналов?
3. Нарисуйте схему по суммированию мощностей четырех генераторов с помощью мостовых устройств.
4. Нарисуйте схему сумматора типа «звезда».
5. Что представляет собой фазированная антенная решетка (ФАР)? Почему с ее помощью можно суммировать в пространстве мощности генераторов?

6. Как производится сканирование лучом диаграммы направленности ФАР?

7. Нарисуйте схему дискретного фазовращателя.

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 16 – 17; дополнительной: 4 – 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 19. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

19.1. Виды модуляции

Модуляцией называется процесс управления одним или несколькими параметрами колебаний высокой частоты в соответствии с законом передаваемого сообщения. Модуляцию можно также рассматривать как процесс наложения одного колебания на другое. Передаваемый сигнал называют модулирующим, управляемый высокочастотный – модулируемым. Частота модулирующего сигнала должна быть на один и более порядков ниже модулируемого.

Классифицировать методы модуляции можно по трем признакам в зависимости:

- от управляемого параметра высокочастотного сигнала: амплитудная (АМ), частотная (ЧМ) и фазовая (ФМ);
- числа ступеней модуляции: одно-, двух-, трехступенчатая;
- вида передаваемого сообщения – (аналогового, цифрового или импульсного) – непрерывная, со скачкообразным изменением управляемого параметра (такую модуляцию называют манипуляцией) и импульсная.

Описание модулированных сигналов возможно в рамках временного и спектрального методов. Для неискаженного приема модулированного сигнала полоса пропускания всех высокочастотных трактов радиопередатчика и радиоприемника должна быть равна или больше ширины спектра излучаемого сигнала. С другой стороны, спектр модулированного сигнала не должен выходить за выделенную данному каналу допустимую полосу излучения (рис. 19.1).



Рис. 19.1. Допустимая полоса излучения спектра модулированного сигнала

Излучения, лежащие за пределами выделенной полосой излучения, называются внеполосными. Их уровень не должен превышать определенной, строго нормируемой величины. В противном случае данный канал связи будет создавать помехи другим каналам.

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

$$B = T \Delta f_{\text{сп}}, \quad (19.1)$$

где T – длительность элемента сигнала.

При передаче аналоговых сообщений верхняя частота его спектра F связана с параметром T , трактуемым как время интервала отсчета, соотношением $T = 1/(2F)$ и поэтому (19.1) принимает вид:

$$B = \Delta f_{\text{сп}} / (2F). \quad (19.2)$$

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

$$B = \Delta f_{\text{сп}} / V. \quad (19.3)$$

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 (в зависимости от характеризующего ее параметра девиации частоты) – узко- или широкополосным. Вид модуляции и значение параметра B оказывают существенное влияние на помехоустойчивость радиотехнической системы и получение требуемого соотношения сигнал-шум в радиоприемном устройстве.

Пример модулированных сигналов одинаковой мощности, но с разной шириной спектра приведен на рис. 19.2.

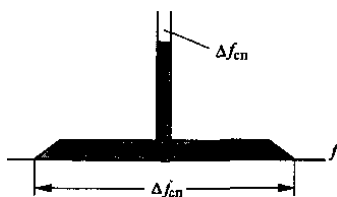


Рис. 19.2. Пример модулированных сигналов одинаковой мощности с разной шириной спектра

Рассмотрим, чем вызвана необходимость применения двухступенчатой, а в некоторых случаях даже трехступенчатой модуляции. Пусть при одной частоте несущих колебаний $f_{\text{нес}}$ требуется передавать сообщения от нескольких источников. Для возможности разделения принятых сообщений в радиоприемном устройстве поступают следующим образом. Каждое из сообщений модулирует сначала свою индивидуальную несущую, называемую в этом случае поднесущей (рис. 19.3).

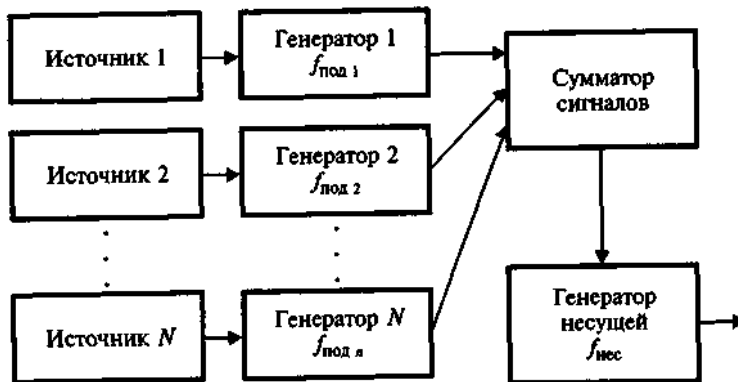


Рис. 19.3. Объединение поднесущих в групповой сигнал, модулирующий несущую

Далее все поднесущие с разными частотами объединяются в общий, групповой сигнал, модулирующий несущую.

При схеме на рис. 19.3 возможны разные комбинации видов модуляции, например в первой ступени АМ, во второй – ЧМ. Модуляция при этом называется АМ-ЧМ.

Возможны и такие варианты: ЧМ-ЧМ, ЧМ-ФМ и т.д. При передаче дискретных сообщений применение двухступенчатой модуляции также имеет ряд достоинств.

19.2. Амплитудная модуляция

При АМ в соответствии с законом передаваемого сообщения меняется амплитуда модулируемого сигнала. Поэтому при тестовом тональном модулирующем сигнале имеем для высокочастотного модулируемого сигнала:

$$u(t) = U_0 \left(1 + m \cos \Omega t \right) \cos \omega_0 t, \quad (19.4)$$

где $m=U_{\text{мод}}/U_0 \leq 1$ – коэффициент амплитудной модуляции; ω_0 – частота несущих колебаний. График функции (19.4), который можно наблюдать на экране осциллографа, приведен на рис. 19.4.

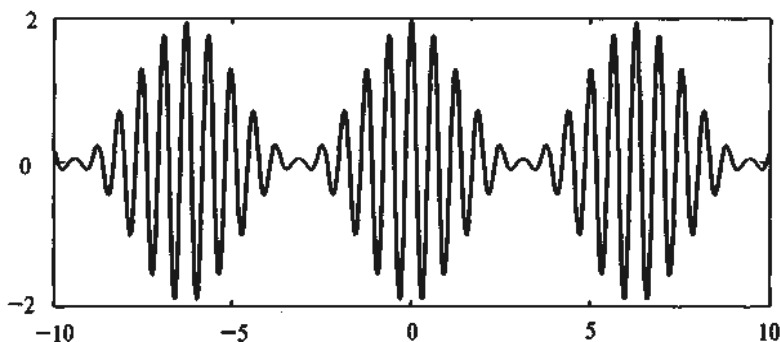


Рис. 19.4. Осциллограмма функции

По помехоустойчивости АМ существенно уступает частотной и фазовой и поэтому в современных радиотехнических системах практически не применяется. Однако в давно действующих системах, работающих в длинн-, средн- и коротковолновых диапазонах волн, амплитудный вид модуляции является доминирующим.

АМ осуществляется в генераторах с независимым возбуждением в основном в выходном или предоконечном каскадах путем изменения напряжения на одном или нескольких электродах электронного прибора. В соответствии с этим в транзисторных генераторах различают коллекторную, базовую и эмиттерную АМ, а в ламповых – анодную, анодно-экранную, сеточную и катодную. При модуляции только предоконечного каскада выходной ВЧ усилитель мощности работает в режиме усиления модулированных колебаний. Общая структурная схема усилительного тракта РПДУ, относящаяся ко всем способам АМ, изображена на рис. 19.5. Передаваемое сообщение поступает на вход модулятора, и после усиления модулирующий сигнал мощностью $P_{\text{мод}}$ поступает на ВЧ усилитель. Требуемое значение $P_{\text{мод}}$ зависит от мощности высокочастотных колебаний P_1 , коэффициента m и способа модуляции. Требуемая мощность источника питания P_0 также определяется данными параметрами.

При любом способе амплитудной модуляции различают три основных режима работы: молчания (или несущей), максимальный и минимальный. При модуляции режим модулируемого ВЧ каскада непрерывно меняется. Максимальному режиму соответствует максимальное значение амплитуды колебаний, минимальному режиму – минимальное, в режиме молчания ($U_{\text{мол}}$) модуляция отсутствует (рис. 19.4).

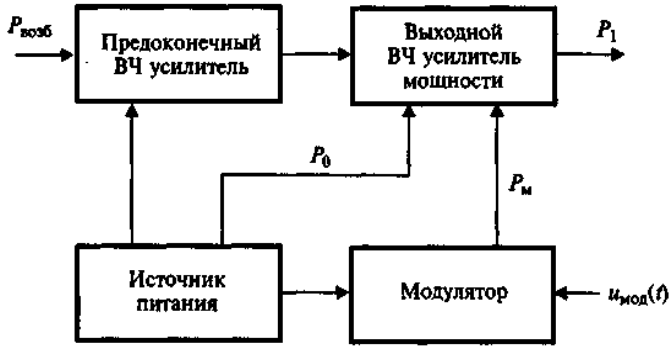


Рис. 19.5. Структурная схема усилительного тракта РПДУ

Амплитуда ВЧ колебаний и мощность при тональной АМ модуляции меняются по закону:

$$U_{\text{мод}} = U_{\text{мол}}(1 + m \cos \omega t); P_1 = P_{1\text{мол}}(1 + m \cos \omega t)^2.$$

Мгновенные мощности ВЧ сигнала в трех режимах – молчания ($P_{1\text{мол}}$), максимальном ($P_{1\text{макс}}$, пиковом) и минимальном ($P_{1\text{мин}}$) – связаны соотношениями:

$$P_{1\text{макс}} = P_{1\text{мол}}(1 + m)^2; P_{1\text{мин}} = P_{1\text{мол}}(1 - m)^2. \quad (19.5)$$

Кроме мгновенных, важна и средняя мощность ВЧ колебаний за период модулирующего сигнала T :

$$P_{1\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{1\text{мол}}(1 + m \cos \Omega t)^2 dt = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) P_{1\text{мол}}. \quad (19.6)$$

Из трех последних формул при $m=1$ получим:

$$P_{1\text{макс}} = 4P_{1\text{мол}}; P_{1\text{мин}} = 0; \\ P_{1\text{ср}} = 1,5P_{1\text{мол}}.$$

Пиковая мощность генератора при амплитудной модуляции в четыре раза превосходит мощность в режиме несущей (молчания).

Спектр АМ колебания (19.4) имеет вид:

$$u(t) = U_0 \cos \omega_0 t + 0,5mU_0 \cos(\omega_0 - \Omega)t + 0,5mU_0 \cos(\omega_0 + \Omega)t, \quad (19.7)$$

из которого следует, что спектр колебания при амплитудной модуляции тональным сигналом состоит из трех составляющих с частотами: ω_0 (совпадает с частотой несущей), $\omega_0 - \Omega$ (нижняя боковая), $\omega_0 + \Omega$ (верхняя боковая), мощности между которыми распределены в пропорции: $1:(0,5m^2):(0,5m^2)$ (рис. 19.6, а), а сумма определяется согласно (19.6).

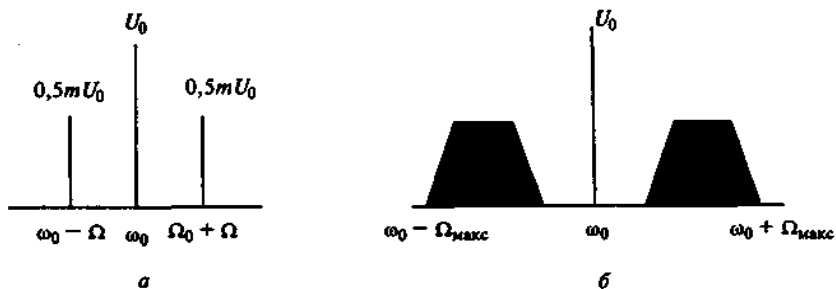


Рис. 19.6

Согласно (19.7) ширина спектра АМ колебания, построенного на рис. 19.6, а: $\Delta f_{\text{сп}} = 2F$. Следовательно, в соответствии с (19.2), имея базу $B=1$, сигнал при АМ модуляции относится к классу узкополосных.

Спектр АМ колебания при модуляции сигналом, занимающим спектр от $\Omega_{\text{мин}}$ до $\Omega_{\text{макс}}$, представлен на рис. 19.6, б.

Две характеристики при АМ определяют свойства радиопередатчика в целом: модуляционная $m = \Phi(U_{\Omega})$ (рис. 19.7, а) и модуляционно-частотная $m = \Phi(\Omega)$ (рис. 19.7, б), где U_{Ω} , Ω – амплитуда и частота модулирующего сигнала.

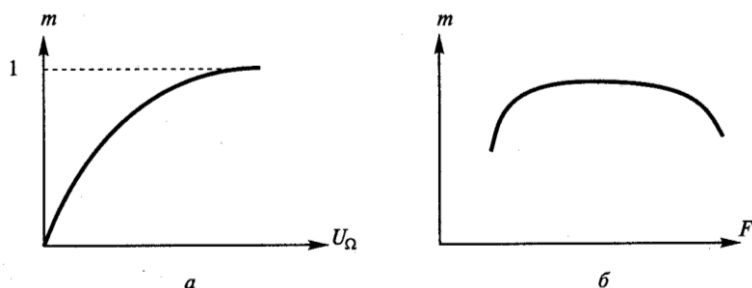


Рис. 19.7. Модуляционная $m = \Phi(U_{\Omega})$ (а) и модуляционно-частотная $m = \Phi(\Omega)$ (б) характеристики при АМ

19.3. Амплитудная анодная и коллекторная модуляция

Схемы соединения модулируемого каскада (ВЧ генератора) и амплитудного модулятора при анодной и коллекторной модуляции приведены на рис. 19.8.

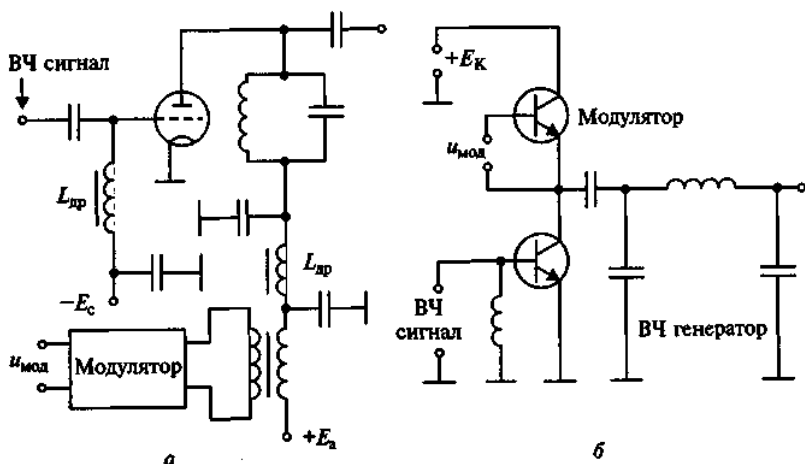


Рис. 19.8. Схемы соединения модулируемого каскада (ВЧ генератора) и амплитудного модулятора при анодной и коллекторной модуляции

На схеме рис. 19.8, а показано соединение модулятора с ВЧ генератором с помощью трансформатора. В транзисторных радиопередатчиках возможна также бестрансформаторная связь между ними благодаря использованию модуляторного транзистора в качестве управляемого переменного сопротивления, включенного в коллекторной цепи генераторного транзистора (рис. 19.8, б). В первом случае напряжение источника питания выбирается исходя из режима молчания; во втором случае – исходя из максимального режима.

Для осуществления неискаженной амплитудной модуляции необходимо правильно выбрать режим работы ВЧ генератора. Критерием такой оценки является линейность статической модуляционной характеристики – зависимости 1-й гармоники тока ВЧ модулируемого генератора от постоянного напряжения на электроде электронного прибора, на который подается модулирующий сигнал.

В соответствии с данным определением при анодной модуляции это есть зависимость 1-й гармоники анодного тока ВЧ лампового генератора I_{a1} от постоянного напряжения на аноде лампы E_a в динамическом режиме работы (рис. 19.9, а), при коллекторной модуляции – зависимость 1-й гармоники коллекторного тока ВЧ транзисторного генератора $I_{к1}$ от постоянного напряжения на коллекторе E_k в динамическом режиме работы (рис. 19.9, б).

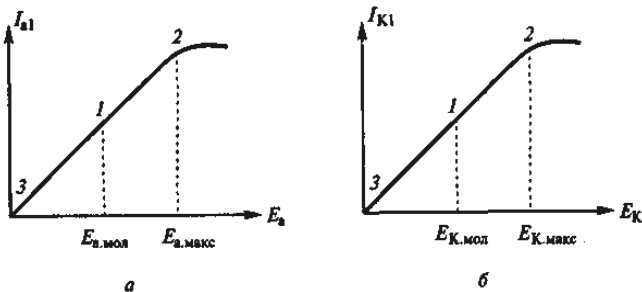


Рис. 19.9

На характеристиках точке 1 соответствует режим молчания или несущей, точке 2 – максимальный, точке 3 – минимальный режим. Чем меньше графики модуляционных характеристик $I_{a1}(E_a)$ и $I_{K1}(E_K)$ отклоняются от прямой линии, тем меньше уровень нелинейных искажений передаваемого сообщения за счет амплитудной модуляции. Для получения линейности этих графиков точка 2 на них должна соответствовать граничному режиму работы, а все остальные – перенапряженному. При этом КПД генератора на протяжении всей характеристики остается приблизительно неизменным. Необходимость обеспечения при $m=1$ пиковой мощности, в четыре раза превосходящей мощность в режиме молчания, и соблюдение линейности статической модуляционной характеристики (рис. 19.9) – два сложно выполнимых требования, предъявляемые к радиопередатчикам с амплитудной модуляцией. При этом в пиковой точке (точка 2) все параметры генераторной лампы и транзистора не должны превосходить предельно допустимых параметров на данные электронные приборы. При коллекторной модуляции это означает, что при $m=1$ для получения мощности в режиме молчания, равной P_1 следует выбрать ВЧ транзистор мощностью $P_{1\text{макс}}=4P_1$. В пиковой точке напряжение на коллекторе генераторного транзистора:

$$U_{KЭ\text{макс}} = E_K (1 + \xi_{\text{макс}})(1 + m), \quad (19.8)$$

где $\xi_{\text{макс}}$ – коэффициент использования коллекторного напряжения в максимальном режиме работы. Из (19.8) следует, что при $m=1$ и $\xi_{\text{макс}}$, близким к 1, напряжение питания для генераторного транзистора следует устанавливать согласно соотношению $E_K \leq 0,25 U_{KЭ\text{доп}}$, т.е. в четыре раза меньше допустимого напряжения коллектор – эмиттер.

Напряжение и мощность модулятора при анодной и коллекторной амплитудной модуляции равны:

$$U_{\text{мод}} = mE_a; P_{\text{мод}} = 0,5 U_{\text{мод}} I_{\text{мод}} = 0,5(mE_a)(mI_{a0\text{мол}}) = 0,5m^2 P_{0\text{мол}};$$

$$U_{\text{мод}} = mE_K; P_{\text{мод}} = 0,5 U_{\text{мод}} I_{\text{мод}} = 0,5(mE_K)(mI_{K0\text{мол}}) = 0,5m^2 P_{0\text{мол}},$$

где $P_{\text{мол}}$ – мощность, потребляемая ВЧ генератором в режиме молчания. Мощность модулятора расходуется на повышение средней мощности модулированных колебаний, определяемой согласно (19.5). Сам модулятор представляет собой усилитель мощности низкой частоты.

19.4. Амплитудная сеточная и базовая модуляция

Схемы соединения модулируемого каскада (ВЧ генератора) и амплитудного модулятора с помощью трансформатора при сеточной и базовой модуляции приведены на рис. 19.10.

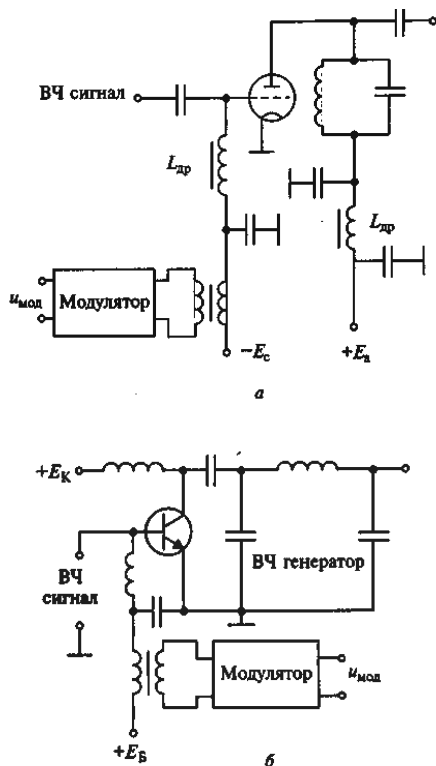


Рис. 19.10. Схемы соединения модулируемого каскада (ВЧ генератора) и амплитудного модулятора с помощью трансформатора при сеточной и базовой модуляции

В соответствии определением статической модуляционной характеристики при сеточной модуляции это есть зависимость 1-й гармоники анод-

ного тока ВЧ лампового генератора I_{al} от постоянного напряжения смещения на сетке лампы E_c в динамическом режиме работы (рис. 19.11, а); при базовой модуляции – зависимость 1-й гармоники коллекторного тока ВЧ транзисторного генератора I_{K1} от постоянного напряжения смещения на базе E_B в динамическом режиме работы (рис. 19.11, б).

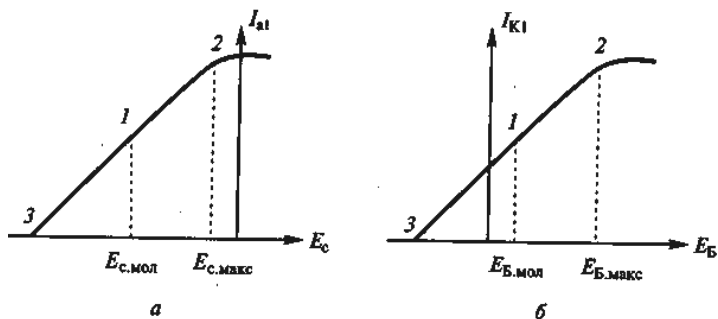


Рис. 19.11. Статические характеристики

На характеристиках точке 1 соответствует режим молчания или несущей, точке 2 – максимальный, точке 3 – минимальный режим. Чем меньше графики модуляционных характеристик $I_{al}(E_c)$ и $I_{K1}(E_B)$ отклоняются от прямой линии, тем меньше уровень нелинейных искажений передаваемого сообщения за счет амплитудной модуляции. Для получения линейности этих графиков точка 2 на них должна соответствовать граничному режиму работу, а все остальные – недонапряженному. При этом КПД генератора на протяжении всей характеристики меняется по линейному закону, уменьшаясь начиная с точки 2.

Необходимость обеспечения при $m=1$ пиковой мощности, в четыре раза превосходящей мощность в режиме молчания, и соблюдение линейности статической модуляционной характеристики (рис. 19.11) – два сложно выполнимых требования, предъявляемые к радиопередатчикам с сеточной и базовой амплитудной модуляцией. При этом в пиковой точке (точка 2) все параметры генераторной лампы и транзистора не должны превосходить предельно допустимых параметров на данные электронные приборы. При модуляции это означает, что при $m=1$ для получения мощности в режиме молчания, равной P_1 , следует выбрать ВЧ транзистор мощностью $P_{1\max}=4P_1$. В пиковой точке напряжение на коллекторе генераторного транзистора:

$$U_{KЭ\max} = E_K (1 + \zeta_{\max}), \quad (19.10)$$

где ζ_{\max} – коэффициент использования коллекторного напряжения в максимальном режиме работы.

Из (19.10) следует, что при $m=1$ и $\xi_{\text{макс}}$, близким к 1, напряжение питания для генераторного транзистора следует устанавливать два раза меньше допустимого напряжения коллектор-эмиттер: $E_K=0,5U_{K\text{доп}}$. Мощность модулятора при сеточной и базовой модуляции на 1-2 порядка меньше, чем соответственно при анодной и коллекторной модуляции.

Расчет ВЧ генератора при всех видах АМ начинается с максимального режима, мощность в котором определяется согласно (19.5). По напряженности этот режим во всех случаях является граничным. Затем рассчитывается режим молчания и определяется требуемая мощность амплитудного модулятора.

Выводы по главе

1. При анодной и коллекторной модуляции выше КПД генератора, и меньше уровень нелинейных искажений сигнала. Преимуществом сеточной и базовой модуляции является меньшая мощность модулятора, что позволяет уменьшить массу и габариты РПДУ. В зависимости от конкретных требований, предъявляемых к аппаратуре, выбирается тот или иной вид АМ.

Вопросы для самоконтроля

1. В чем состоит сущность процесса модуляции?
2. Перечислите основные виды модуляции.
3. Что означает двухступенчатая модуляция?
4. Чем отличается немодулированный сигнал от модулированного?
5. Что такое база сигнала? Как она определяется в случае передачи аналоговых и цифровых сообщений?
6. Что означает понятие «выделенная полоса частот»?
7. Что такое внеполосные излучения и причина их появления?
8. Какой спектр имеет сигнал при амплитудной модуляции?
9. Как связаны между собой мощностью в режиме несущей, средняя и максимальная мощности при амплитудной модуляции?
10. Как осуществляется анодная и коллекторная амплитудная модуляция? В каком режиме по напряженности должен быть при этом генератор?
11. Как осуществляется сеточная и базовая амплитудная модуляция? В каком режиме по напряженности должен быть при этом генератор?
12. Проведите сравнение разных видов амплитудной модуляции.

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 16–17; дополнительной: 4–6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 20. ОДНОПОЛОСНАЯ АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

20.1. Нелинейные искажения сигнала при амплитудной модуляции

Причиной нелинейных искажений сигнала при амплитудной модуляции является нелинейность статической модуляционной характеристики (рис. 20.1). Количественно эти искажения определяются с помощью коэффициента нелинейных искажений:

$$K_{\text{нел}} = \frac{U_{1\text{мод}}}{\sqrt{U_{2\text{мод}}^2 + U_{3\text{мод}}^2 + U_{4\text{мод}}^2 + \dots}}, \quad (20.1)$$

где $U_{1\text{мод}}$, $U_{2\text{мод}}$, $U_{3\text{мод}}$ – 1, 2, 3-я и т.д. гармоники модулирующего сигнала.

Для получения удовлетворительного результата по разборчивости передаваемых речевых сообщений при проведении специальных артикуляционных испытаний необходимо иметь значение коэффициента $K_{\text{нел}} < 4-5\%$. Снизить значение $K_{\text{нел}}$ и уложиться в указанную норму можно с помощью схемы автоматического регулирования по линейризации процесса амплитудной модуляции. Структурная схема такого устройства приведена на рис. 20.1.

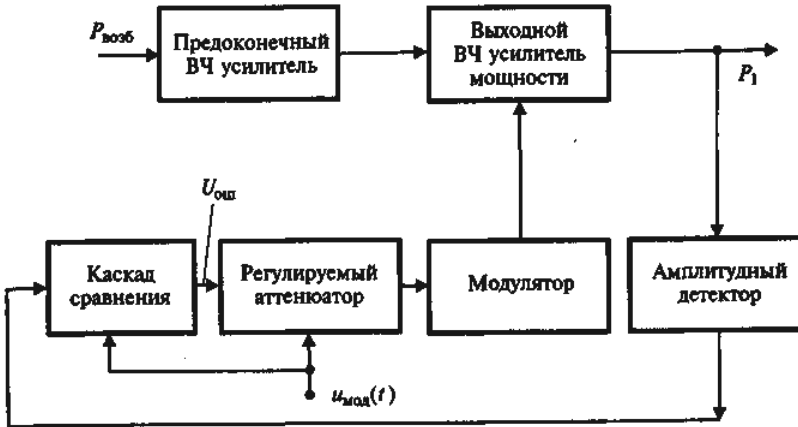


Рис. 20.1. Структурная схема устройства автоматического регулирования по линейризации процесса амплитудной модуляции

В схеме происходит сравнение двух сигналов: входного, модулирующего и выходного, снимаемого с линейного амплитудного детектора. В результате сравнения сигнал ошибки $U_{\text{ош}}$ подается на регулируемый аттенюатор, с помощью которого вносятся предискажения во входной модулирующий сигнал, которые автоматически компенсируют все искажения сигнала при его дальнейших преобразованиях, тем самым снижая значение коэффициента $K_{\text{нел}}$.

20.2. Однополосная модуляция

Одной из особенностей амплитудной модуляции является неэквипотенциальное распределение мощности ВЧ генератора, большая часть которой. (67%) расходуется на несущие колебания, тогда как на долю боковых составляющих, в которых заложена информация о передаваемом сообщении, остается только 33 % мощности. Поэтому было предложено передавать не весь спектр АМ колебания, а только одну боковую полосу – ОБП сигнал (рис. 20.2). Обсудим, какие преимущества и недостатки возникают при этом в системе радиосвязи.

Рассмотрим случай передачи тонального сигнала:

$$u_{\text{мод}}(t) = U_{\text{мод}} \cos \Omega t. \quad (20.2)$$

Для ВЧ сигнала при амплитудной модуляции получим:

$$u(t) = U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (20.3)$$

где $m = U_{\text{мод}} / U_0 \leq 1$ – коэффициент глубины амплитудной модуляции;
 ω_0 – частота несущих колебаний.

Выделив из АМ сигнала (20.3), нижнюю боковую составляющую, получим:

$$u_{\text{б.с}}(t) = 0,5 m U_0 \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (20.4)$$

При передаче сообщения, занимающего спектр от $\Omega_{\text{мин}}$ до $\Omega_{\text{макс}}$, спектры АМ сигнала и с одной боковой полосой (ОБП сигнал) представлены на рис. 20.2.

При передаче ОБП сигнала вся мощность РПДУ может расходоваться на боковую составляющую, поэтому вместо (20.4) запишем:

$$u_{\text{б.с}}(t) = m U_0 \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (20.5)$$

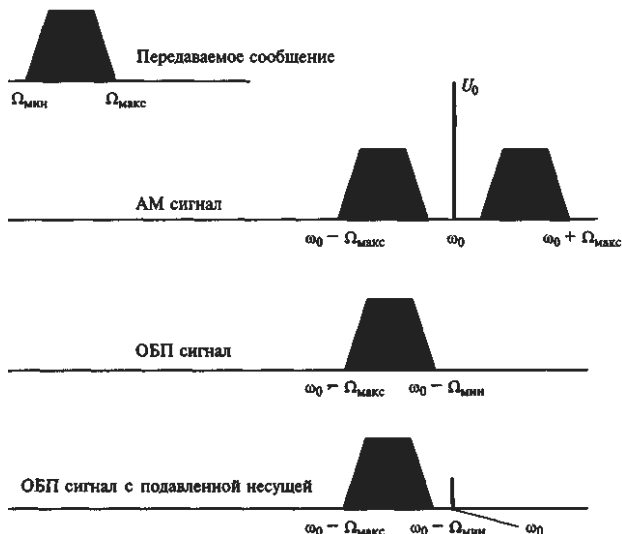


Рис. 20.2. Спектры АМ сигнала и с одной боковой полосой (ОБП сигнал)

Из проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

- амплитуда ОБП сигнала (20.5) по сравнению с амплитудой боковой при АМ сигнале (20.4) возрастает в два раза, что дает выигрыш по мощности в четыре раза;

- ширина спектра ОБП сигнала уже полосы спектра АМ сигнала в два раза (рис. 20.2), что позволяет сузить полосу пропускания радиоприемника по промежуточной частоте и получить выигрыш в отношении сигнал-помеха по мощности также в два раза (мощность шумов в радиоприемнике пропорциональна его полосе пропускания по промежуточной частоте);

- согласно (20.5) в обычном радиоприемнике ОБП сигнал будет воспринят как несущее колебание с смещенной частотой и, следовательно, выделить переданное сообщение не удастся.

Данные выводы позволяют сделать следующее заключение:

- общий выигрыш по мощности при передаче сигнала ОБП по сравнению с АМ составляет 8 раз или 9 дБ (например, вместо мощности 10-20%. РПДУ 1000 Вт при АМ в случае ОБП достаточна мощность всего 125 Вт);

- в радиоприемнике необходимо восстановление несущих колебаний, иначе принять ОБП сигнал нельзя.

Такое восстановление несущих колебаний осуществляется или с помощью передачи специального так называемого пилот-сигнала, или путем передачи подавленной несущей, на которую расходуется небольшая (10–20%) мощность 10-20%. Восстанавливать частоту несущих колебаний

в радиоприемнике необходимо с высокой точностью. Например, при передаче речевых сообщений точность такого восстановления должна быть менее 10 Гц, иначе принятое сообщение будет искажено.

20.3. Структура ОБП сигнала

Пусть вместо тонального сигнала передается некоторое сообщение с изменяющейся амплитудой и частотой сигнала, для которого запишем:

$$u_{mod}(t) = U_{mod}(t) \cos \int \Omega(t) dt, \quad (20.6)$$

что позволяет ОБП сигнал представить в виде:

$$u_{\sigma.c}(t) = m(t) U_0 \cos \left[\varphi_0 t - \int \Omega(t) dt \right]. \quad (20.7)$$

Из (20.7) следует, что ОБП сигнал есть сигнал с амплитудной и фазовой модуляцией. Поэтому в качестве тестового сигнала при однополосной модуляции может использоваться двухчастотный сигнал, который относится к числу сигналов с такой двойной модуляцией – амплитудной и фазовой. Подав на вход ВЧ усилительного тракта двухчастотный сигнал, по спектру выходного сигнала определяют линейные качества проверяемого устройства (рис. 20.3). Для неискаженного усиления ОБП сигнала уровень побочных составляющих в выходном комбинационном спектре при 2-частотном входном сигнале должен быть менее – 35 дБ относительно основного сигнала, а точность восстановления частоты несущей – менее 10 Гц.

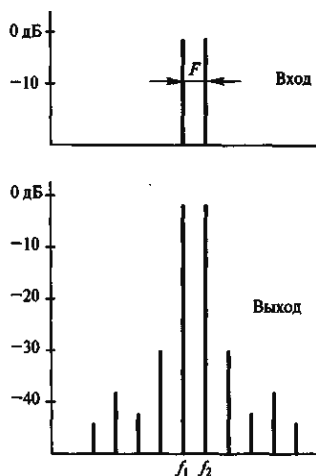


Рис. 20.3. Определение линейных качеств усилительного тракта двухчастотным сигналом

20.4. Усиление ОБП сигнала в двухканальном усилителе (схема Кана)

Получение малого уровня нелинейных искажений в ВЧ усилителях мощности является сложной технической задачей, связанной к тому же со снижением КПД радиопередатчика. В схеме двухканального усилителя удастся разрешить данную проблему путем раздельного усиления двух сигналов, один из которых содержит информацию о фазовой модуляции, другой – об амплитудной (рис. 20.4). В канале 1 усиливается ВЧ сигнал с постоянной амплитудой, содержащий информацию о фазовой модуляции. Постоянство амплитуды сигнала обеспечивается в канале с помощью включенного на его входе амплитудного ограничителя. В канале 2 усиливается только огибающая сигнала – низкочастотный сигнал, содержащий информацию об амплитудной модуляции. После усиления до требуемой величины мощности сигналы с выходов обоих каналов перемножаются, вновь образуя сигнал ОБП.



Рис. 20.4. Схема двухканального усилителя для раздельного усиления сигналов с фазовой и амплитудной модуляцией

20.5. Формирование ОБП сигнала

Самый простой и надежный способ формирования ОБП сигнала основан на подавлении несущей с помощью специального балансного смесителя и фильтрацией одной из боковых полос (рис. 20.5).

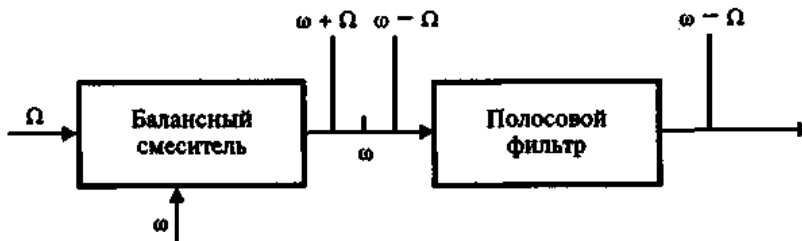


Рис. 20.5. Формирования ОБП сигнала с подавлением несущей

На выходе балансного смесителя образуются два сигнала: с суммарной и разностной частотой. С помощью полосового фильтра один из этих сигналов подавляется и на выходе всей схемы появляется сигнал только с верхней или нижней боковой полосой.

Выводы по главе

1. Получение малого уровня нелинейных искажений в ВЧ усилителях мощности является сложной технической задачей, связанной к тому же со снижением КПД радиопередатчика.

Вопросы для самоконтроля

1. Что является причиной нелинейных искажений сигнала при амплитудной модуляции?
2. Что такое однополосная модуляция? В чем состоит ее преимущества?
3. Какова структура однополосного сигнала?
4. Как осуществляется формирование однополосного сигнала?
5. Как проверяются искажения сигнала при однополосной модуляции?
6. Как можно усилить сигнал при однополосной модуляции?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1–2; дополнительной: 3–6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 21. ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

21.1. Основные определения

Поскольку мгновенная частота $\omega(t)$ с фазой $\theta(t)$ сигнала связана соотношением:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt, \quad (21.1)$$

то частотная и фазовая модуляция взаимосвязаны, их объединяют даже общим названием – угловая модуляция. При частотной модуляции (ЧМ) мгновенная частота сигнала изменяется по закону модулирующего сигнала, при фазовой (ФМ) – фаза. Поэтому при модуляции тестовым синусоидальным сигналом частотой Ω :

$$u_{\text{мод}}(t) = U_{\text{мод}} \cos \Omega t. \quad (21.2)$$

При ЧМ и ФМ соответственно получим:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta \omega_{\text{дев}} \cos \Omega t, \quad (21.3)$$

где $\Delta \omega_{\text{дев}} = k U_{\text{мод}}$ – девиация частоты;

$$\theta(t) = \omega_0 t + \Delta \varphi_{\text{дев}} \cos \Omega t + \theta_0, \quad (21.4)$$

где $\Delta \varphi_{\text{дев}} = k U_{\text{мод}}$ – девиация фазы.

Высокочастотное, несущее колебание:

$$u(t) = U_0 \cos \theta(t) = U_0 \cos \theta \int_0^t \omega(t) dt. \quad (21.5)$$

При ЧМ тональным сигналом (21.2) с учетом (21.3) несущее колебание (21.5) примет вид (рис. 21.1):

$$u(t) = U_0 \cos \left(\omega_0 t + k \int_0^t U_m \cos \Omega t \right) = U_0 \cos(\omega_0 t + m_q \sin \Omega t), \quad (21.6)$$

где $m_q = \Delta \omega / \Omega$ – индекс частотной модуляции.

При ФМ тональным сигналом (21.2) с учетом (21.4) несущее колебание (21.5) принимает вид:

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \Delta \varphi_{\text{дев}} \cos \Omega t + \theta_0), \quad (21.7)$$

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

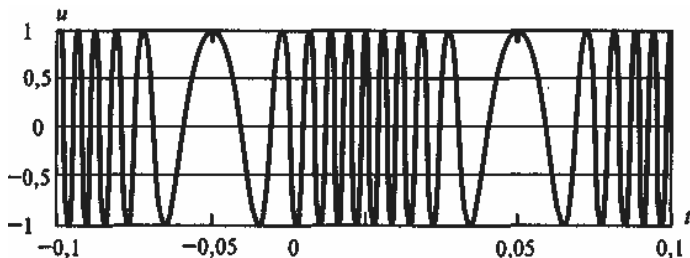


Рис. 21.1 Несущее колебание, модулированное ЧМ тональным сигналом

Из (21.6) и (21.7) следует, что при частоте модулирующего сигнала $\Omega = \text{const}$ отличить ЧМ от ФМ не представляется возможным. Это различие можно обнаружить только при изменении частоты Ω . При ЧМ согласно (21.6) девиация частоты $\Delta\omega_{\text{дев}} = \text{const}$ при изменении частоты Ω , а девиация фазы сигнала меняется по закону $\Delta\varphi_{\text{дев}} = \Delta\omega_{\text{дев}}/\Omega$.

При ФМ согласно (21.7) амплитуда колебания фазы сигнала $\Delta\varphi_{\text{дев}} = \text{const}$, а мгновенная частота сигнала меняется по закону

$$\omega(t) = \frac{d\theta}{dt} = \omega_0 - \Delta\varphi_{\text{дев}}\Omega \sin \Omega t, \quad (21.8)$$

следовательно, девиация частоты пропорциональна частоте модулирующего сигнала $\Delta\omega_{\text{дев}} = \Delta\varphi_{\text{дев}}/\Omega$. Данное различие между ЧМ и ФМ иллюстрируется с помощью графиков, построенных на рис. 21.2.

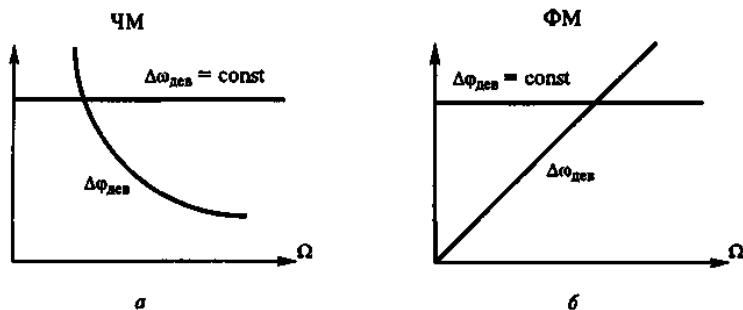


Рис. 21.2. Различие между ЧМ и ФМ

Таким образом при ЧМ и ФМ меняется как мгновенная частота, так и фаза модулируемого ВЧ сигнала. Основные параметры, характеризующие эти виды модуляции – девиация частоты $\Delta\omega_{\text{дев}}$ и девиация фазы $\Delta\varphi_{\text{дев}}$, – по-разному зависят от частоты модулирующего сигнала Ω .

21.3. Спектр сигнала при частотной и фазовой модуляции

Представим выражение для ЧМ сигнала (21.6) в виде суммы двух слагаемых:

$$u(t) = U_0 \cos(m_q \sin \Omega t) \cos \omega_0 t - U_0 \sin(m_q \sin \Omega t) \sin \omega_0 t. \quad (21.9)$$

Разложив периодические функции в (21.9) в ряд Фурье, имеем:

$$\begin{aligned} u(t) = & U_0 J_0(m_q) \cos \omega_0 t + U_0 J_1(m_q) [\cos(\omega_0 + \Omega)t - \cos(\omega_0 - \Omega)t] + \\ & + U_0 J_2(m_q) [\cos(\omega_0 + 2\Omega)t - \cos(\omega_0 - 2\Omega)t] + \\ & + U_0 J_3(m_q) [\cos(\omega_0 + 3\Omega)t - \cos(\omega_0 - 3\Omega)t] + \dots, \end{aligned} \quad (21.10)$$

где $J_n(m_q)$ – бesselевая функция 1-го рода n -го порядка от аргумента m_q ; n – целое число.

Пакет программ Mathcad представляет возможность путем обращения к функции J_0 , J_1 , J_n вычислить значения бesselевой функции 1-го рода n -го порядка при любом значении аргумента m_q .

Согласно (21.10) при ЧМ спектр высокочастотного сигнала при тональном модулирующем сигнале частотой Ω имеет бесконечное число спектральных составляющих, расположенных симметрично относительно частоты ω_0 через интервалы, равные Ω . Частоты этих спектральных составляющих равны $\omega_0 \pm n\Omega$, а амплитуды – $U_0 J_n(m_q)$. Аналогичный результат получается и при фазовой модуляции с заменой параметра m_q на $\Delta\varphi_{\text{дев}}$. С помощью приведенных графиков можно построить спектр ЧМ и ФМ сигнала при заданном значении $m_q = x$ или $\Delta\varphi_{\text{дев}} = x$. В качестве примера такие спектрограммы при $m_q = 5$ и $m_q = 2,4$ приведены на рис. 21.3.

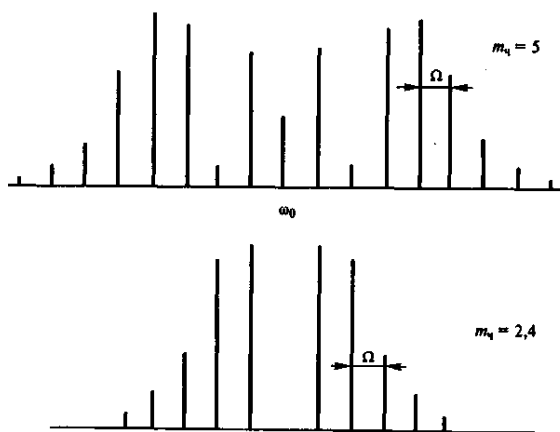


Рис. 21.3 Спектр ЧМ и ФМ сигнала при заданном значении $m_q = 5$ и $m_q = 2,4$

Следует заметить, что спектральная составляющая с частотой ω_0 , и несущая с частотой ω_0 – разные понятия. Так, при $m_q=2,4$ 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

$$\Delta f_{cn} = 2(1 + m_q + \sqrt{m_q})F, \quad (21.11)$$

где F – высшая частота в спектре модулирующего сигнала.

Именно на эту величину и следует рассчитывать полосы пропускания ВЧ трактов радиопередатчиков и радиоприемников. При $m_q \ll 1$ ширина спектра ЧМ сигнала: $\Delta f_{cn} = 2F$. ЧМ с индексом $m_q < 1$ является узкополосной, с индексом $m_q > 2 - 3$ – широкополосной. Преимущества ЧМ в полной мере реализуются при $m_q > 1$.

21.4. Методы осуществления угловой модуляции

Методы осуществления угловой модуляции можно разделить на прямые и косвенные. Прямой метод при ЧМ означает непосредственное воздействие на колебательную систему автогенератора, определяющую частоту колебаний. Косвенный метод состоит в преобразовании ФМ в ЧМ. Прямой метод при ФМ означает воздействие на ВЧ усилитель или множитель частоты, т.е. на электрические цепи, определяющие фазу высокочастотных колебаний. Косвенный метод заключается в преобразовании частотной модуляции в фазовую. Сказанное можно пояснить с помощью четырех структурных схем, представленных на рис. 21.4, на которых приняты следующие обозначения: Г – автогенератор, У – усилитель, ЧМ – частотный модулятор, ФМ – фазовый модулятор, И – интегратор. Для преобразования ФМ в ЧМ на входе фазового модулятора включается интегратор (рис. 21.4, в), а частотной – в фазовую на входе ЧМ – дифференцирующая цепь (рис. 21.4, г).

Сигнал на выходе интегратора $u_{\text{вых}}(t)$ связан с входным сигналом $u_{\text{мод}}(t)$ соотношением:

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{T} \int u_{\text{мод}}(t) dt. \quad (21.12)$$

При модулирующем сигнале (21.2) из (21.12) получим:

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{U_{\text{мод}}}{T\Omega} \sin \Omega t. \quad (21.13)$$

При этом для фазы сигнала имеем:

$$\Delta \varphi(t) = K u_{\text{вых}}(t) = \frac{K U_{\text{мод}}}{T\Omega} \sin \Omega t. \quad (21.14)$$

Для изменения мгновенной частоты сигнала при функции, описывающей фазу согласно (21.14), получим:

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{KU_{mod}}{T} \sin\Omega t. \quad (21.15)$$

Из (21.15) следует, что девиация частоты $\Delta\omega_{dev} = \frac{KU_{mod}}{T} = const$, что и требуется иметь при ЧМ. Из сравнения последнего выражения с девиацией фазы $\Delta\varphi_{dev} = \frac{KU_{mod}}{T\Omega} = const$ (21.14) получим:

$$\Delta\omega_{dev} = \Delta\varphi_{dev}(\Omega)\Omega = const. \quad (21.16)$$

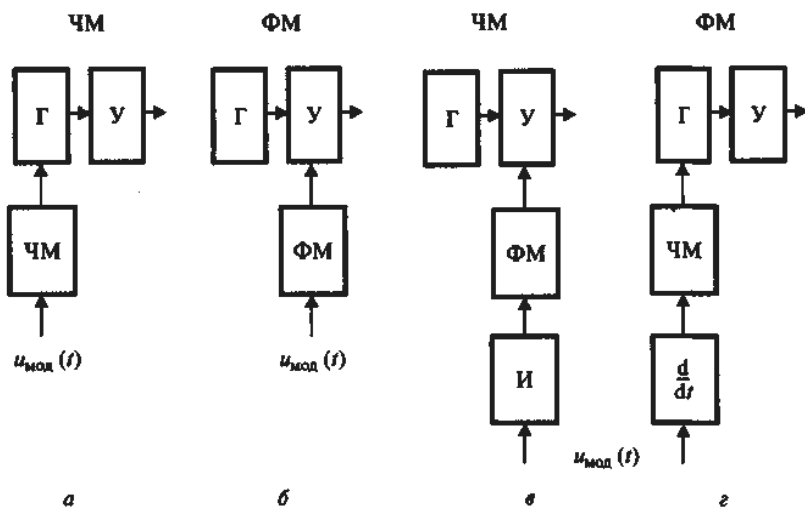


Рис. 21.4 Структурные схемы для получения ЧМ и ФМ прямым и косвенным методами

Согласно (21.16) фаза меняется с частотой модулирующего сигнала, причем минимальному значению $\Omega_{мин}$ соответствует максимальное значение отклонения фазы $\Delta\varphi_{dev.макс}$. Примем $\Delta\varphi_{dev.макс}=1$ рад. Тогда при косвенном методе ЧМ имеем: $\Delta\omega_{dev}=\Omega_{мин}$ - Небольшое значение девиации частоты $\Delta\omega_{dev}$, которое можно получить при косвенном методе ЧМ, ограничивает область его использования. Повышение $\Delta\omega_{dev}$ возможно путем увеличения $\Delta\varphi_{dev.макс}$ за счет применения многоконтурных колебательных цепей или умножения частоты сигнала в n раз, что в такое же число раз увеличивает девиацию частоты. По аналогичной методике,

исследуя схему косвенной модуляции ФМ с использованием дифференцирующей цепи (рис. 21.4, г), получим для девиации фазы: $\Delta\varphi_{\text{дев}} = \Delta\omega_{\text{дев}}/\Omega = \text{const}$ и, следовательно, $\Delta\varphi_{\text{дев.макс}} = \Delta\omega_{\text{дев.макс}}/\Omega_{\text{макс}}$.

21.5. Частотный и фазовый модуляторы

Наибольшее применение имеет ЧМ на основе варикапа – полупроводникового диода с обратнo смещенным *p-n*-переходом. Закон изменения емкости *p-n*-перехода, называемой барьерной, или зарядной, от величины обратного напряжения *U* имеет вид:

$$C(U) = \frac{C_{\text{нач}}}{\left(1 + \frac{|U|}{\varphi_0}\right)^\gamma}, \quad (21.17)$$

где $C_{\text{нач}}$ – начальная емкость; $\varphi_0 = 0,5 \dots 0,7$ В (для кремния) – контактная разность потенциалов. График зависимости (21.17) приведен на рис. 21.5.

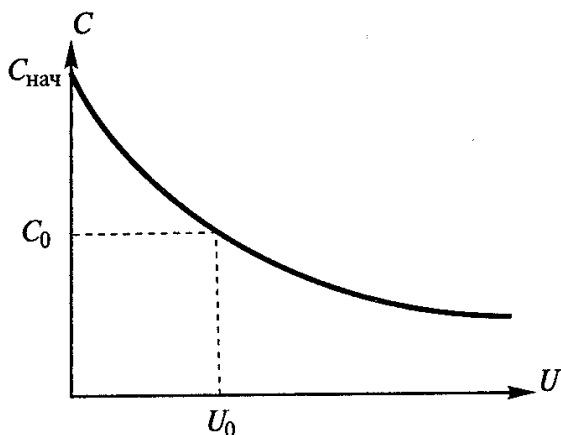


Рис. 21.5. График зависимости изменения барьерной емкости варикапа от величины обратного напряжения

Схема ЧМ с варикапом в контуре автогенератора, приведена на рис. 21.6,а. Схема ФМ с тремя контурами ВЧ усилителя и тремя варикапами, что позволяет увеличить девиацию фазы, изображена на рис. 21.6,б.

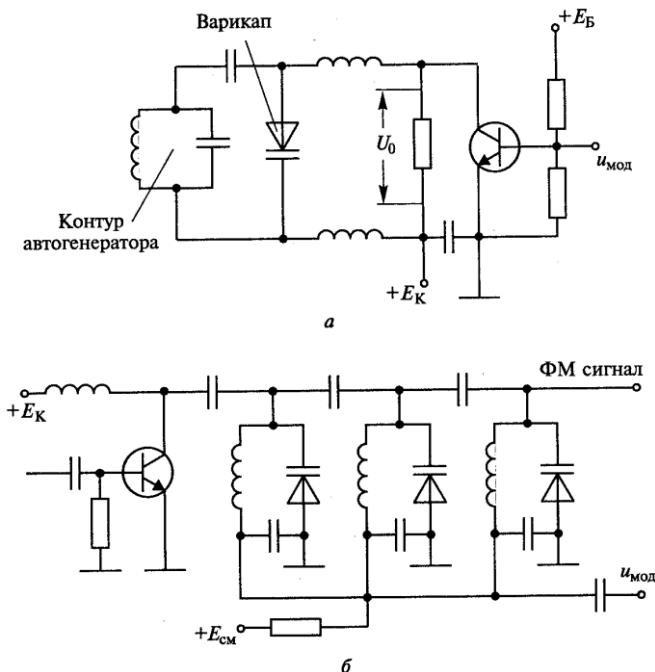


Рис. 21.6. Схема ЧМ с варикапом в контуре автогенератора

При небольшой амплитуде модулирующего напряжения ΔU относительное изменение частоты под действием варикапа составит:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = k_{св} \frac{C_0 \gamma \Delta U}{2C_k U_0}, \quad (21.18)$$

где $k_{св}$ – коэффициент связи варикапа с контуром;

C_0 – емкость варикапа при $U=U_0$;

C_k – емкость контура.

21.6. Стабилизация частоты несущей при частотной модуляции

Поскольку при прямом методе ЧМ к контуру автогенератора подключается частотный модулятор, то это приводит к снижению стабильности частоты автоколебаний. Для нейтрализации этого явления используют три способа:

– модуляцию осуществляют в кварцевом автогенераторе;

- применяют косвенный метод модуляции, т.е. преобразование ФМ в ЧМ согласно схеме на рис. 21.4, в;
- стабилизируют частоту автогенератора, к которому подключен частотный модулятор, с помощью системы АПЧ.

Два первых способа обеспечивают получение сравнительно малой девиации частоты, и поэтому они применяются в основном при узкополосной ЧМ, когда девиация частоты не превышает нескольких килогерц.

Пример схемы кварцевого автогенератора с частотным модулятором на варикапе приведен на рис. 21.7. В ней $\Delta f_{\text{дев}} = 2 \dots 3$ кГц при частоте несущей 10...20 МГц.

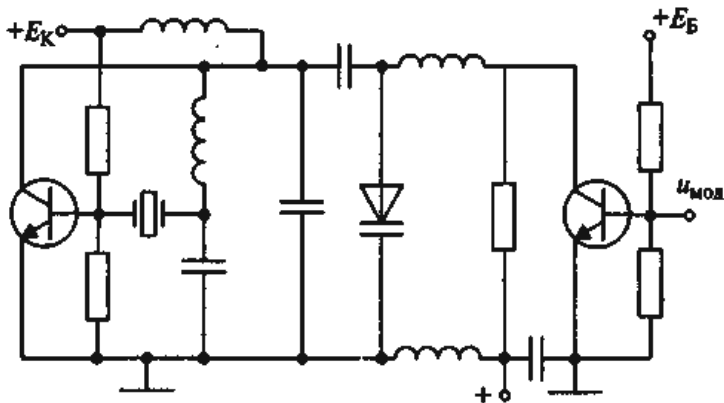


Рис. 21.7 схемы кварцевого автогенератора с частотным модулятором на варикапе

Третий метод позволяет обеспечить малую нестабильность частоты, требуемое, в том числе большое, значение девиации частоты. Структурная схема устройства автоматической подстройки частоты автогенератора с подключенным к нему частотным модулятором приведена на рис. 21.8. В схеме на рис. 21.8 частотный модулятор подключен к стабилизируемому автогенератору (рис. 21.6,а). Следует установить такое быстродействие системы авторегулирования, чтобы она реагировала на относительно медленные изменения частоты автогенератора под действием дестабилизирующих факторов (например, изменения температуры) и не откликнулась бы на относительно быстрые изменения частоты под действием модулирующего сигнала.



Рис. 21.8. Структурная схема АФЧ автогенератора с подключенным к нему частотным модулятором

Для реализации данного условия АЧХ замкнутого кольца АФЧ должна иметь вид согласно рис. 21.9, на котором Ω_1 - Ω_2 спектр частот модулирующего сигнала.

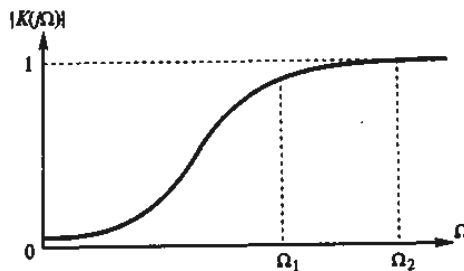


Рис. 21.9. АЧХ замкнутого кольца АФЧ

Выводы по главе

Методы осуществления угловой модуляции можно разделить на прямые и косвенные. Прямой метод при ЧМ означает непосредственное воздействие на колебательную систему автогенератора, определяющую частоту колебаний. Косвенный метод состоит в преобразовании ФМ в ЧМ.

Вопросы для самоконтроля

1. Каким соотношением связаны частота с фазой сигнала?
2. Как меняется частота и фаза сигнала при частотной модуляции?
3. Как меняется частота и фаза сигнала при фазовой модуляции?
4. Какой спектр имеет сигнал при частотной и фазовой модуляции?
5. Как отличить частотную модуляцию от фазовой?

6. Как осуществляется прямая и косвенная частотная и фазовая модуляция?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1 – 4; дополнительной: 5 – 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 22. ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ

22.1. Частотная и фазовая модуляция дискретных сообщений

При передаче дискретной, в том числе цифровой, кодированной информации – комбинации двоичных сигналов, состоящей из логических 1 и 0, модуляцию называют манипуляцией сигнала, а устройство, реализующее данный процесс, – как модулятором, так и манипулятором.

Процесс манипуляции называют также телеграфным режимом работы, соответственно заменяя название АМ на АТ, ЧМ на ЧТ, ФМ на ФТ. Три названных способа манипуляции ВЧ сигнала имеют разный уровень помехоустойчивости, определяемой как вероятность ошибки принятого символа на выходе приемника от соотношения мощностей полезного сигнала и белого шума на входе демодулятора. Поскольку метод амплитудной манипуляции по помехоустойчивости существенно уступает ЧМ и ФМ, то в современных системах радиосвязи используют в основном частотную и фазовую манипуляцию. 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.

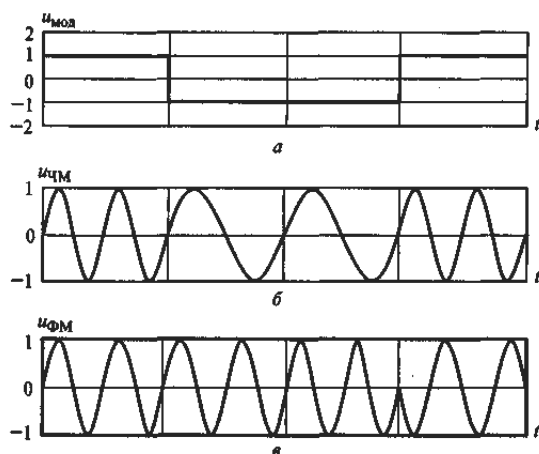


Рис. 22.1. Относительно фазовая модуляция (ОФМ)

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 $\tau=1/V$ (рис. 22.1,а). Кроме того, ЧМ характеризует дискрет частоты $\Delta F=F_1-F_2$ (рис. 22.1,б), а ФМ – девиация, или дискрет фазы $\Delta\varphi$ (рис. 22.1,в), позволяющие различать логические 1 и 0.

22.2. Фазовая манипуляция (ФМ)

В зависимости от значения фазы $\Delta\varphi$ наиболее часто используются разновидности ФМ, приведенные в табл. 22.1.

Таблица 22.1

Значение $\Delta\varphi$	Русское название	Международное название	Сокращенное название
π	Бинарная ФМ	Binary Phase Shift Keying	BPSK
$\pi/2$	Квадратурная ФМ	Quadrature Phase Shift Keying	QPSK
$\pi/2$	Квадратурная ФМ со смещением	Offset Quadrature Phase Shift Keying	OQPSK

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

При квадратурной модуляции возможно четыре значения начальной фазы сигнала: 0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$ или при смещении первого значения фазы на $\pi/4$ другая комбинация: $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$. Поэтому здесь можно различить комбинацию из двух битов информации согласно табл. 22.2.

Таблица 22.2

Кодовая комбинация	ФМ без смещения	ФМ при смещении на $\pi/4$	ЧМ
11	0	$\pi/4$	F_1
01	$\pi/2$	$3\pi/4$	F_2
10	π	$5\pi/4$	F_3
00	$3\pi/2$	$7\pi/4$	F_4

В результате при квадратурной ФМ, объединяя нечетный бит с четным или одновременно передавая битовые комбинации от двух источников, можно по сравнению с бинарной ФМ в два раза увеличить объем передаваемой информации за тот же по длительности сеанс связи. Смещение по начальной фазе осуществляется с целью лучшего раз-

личия одного символа от другого. Так, первый символ, определяемый с помощью N бит (в частности, $N=8$ или 16), передается без начального смещения фазы, второй символ – со смещением, 3-й символ – снова без смещения и т.д. (табл. 22.2). Формирование ФМ сигнала как бинарного, так и квадратурного вида возможно с помощью процессора по специальной программе. Реализация бинарной фазовой манипуляции сигнала с девиацией фазы $\Delta\varphi_{\text{дев}}=\pi$ возможна с помощью схемы, приведенной на рис. 22.2.

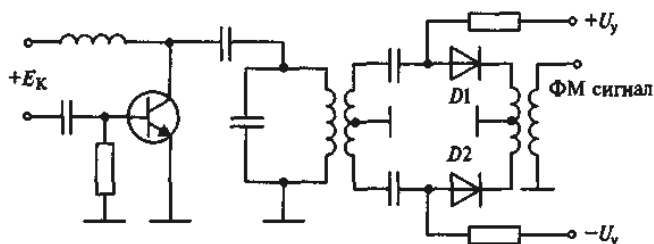


Рис. 22.2. Схема бинарной фазовой манипуляции

Фазовый модулятор содержит два электронных ключа, в качестве которых используются диоды. Открывая попеременно один или другой электронный ключ, снимают ВЧ сигнал с разных обмоток ВЧ трансформатора и тем самым скачком на $\Delta\varphi_{\text{дев}}=\pi$ меняют фазу сигнала. (На схеме рис. 22.2 отобразен случай, когда диод $D1$ открыт, а $D2$ закрыт.)

22.3. Частотная телеграфия

Применение одноступенчатой модуляции не позволяет во многих случаях реализовать преимущества ЧТ и ФТ. Это связано с тем, что в идеальном случае полоса пропускания радиоприемника должна быть равна спектру принятого сигнала. Практически данное требование из-за нестабильности частоты несущей передатчика и частоты гетеродина приемника реализовать не удастся: полосу пропускания с учетом названных нестабильностей частоты приходится расширять, что снижает помехоустойчивость. Поэтому, более продуктивным оказывается двухступенчатая модуляция, при которой логические 1 и 0 модулируют сначала поднесущую сравнительно низкой частоты, а затем этой поднесущей модулируют частоту несущей радиопередатчика. Рассмотрим более подробно такой метод двухступенчатой модуляции на примере ЧТ – ЧМ, выполняемой согласно структурной схеме, приведенной на рис. 22.3.

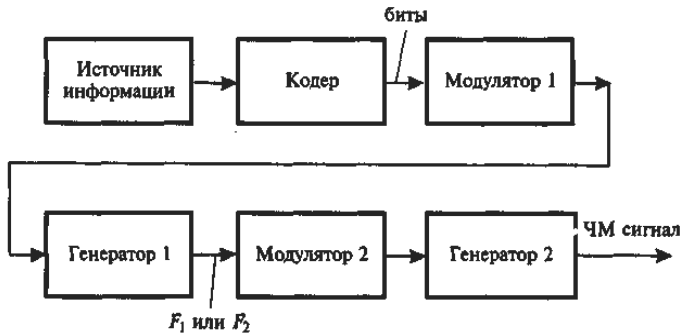


Рис. 22.3. Структурная схема двухступенчатой модуляции ЧТ-ЧМ

В первой ступени модуляции сигнал, поступающий от источника информации, с помощью кодирующего устройства (кодера) преобразуется в последовательность двоичных символов – в биты информации. Далее в модуляторе 1 логической 1 присваивается частота F_1 , а логическому 0 – F_2 (при фазовой модуляции им присваивались бы разные значения начальных фаз). Далее синусоидальный сигнал с частотой F_1 и F_2 во второй ступени модулирует с девиацией $\Delta f_{\text{дв}}$ частоту несущей радиопередатчика. (В радиоприемнике такой сигнал дважды проходит процедуру демодуляции: сначала выделяется частота поднесущей, а затем – исходное цифровое сообщение – битовая последовательность – рис. 22.1, а). При такой двухступенчатой модуляции полосы пропускания фильтров, устанавливаемых в канале поднесущей частоты, удастся сузить до ширины спектра передаваемого сообщения и тем самым повысить помехоустойчивость. Рассмотрим, как нужно выбирать частоты F_1 и F_2 . Во-первых, следует обеспечить «плавный» переход, т.е. без скачка фазы, от сигнала с частотой F_1 к сигналу с частотой F_2 так, как показано на рис. 22.1, б. Это вызвано тем, что при скачке фазы происходит «размытие» мгновенного спектра сигнала, что снижает помехоустойчивость радиоприема и создает помехи другим системам радиосвязи. Во-вторых, значения этих частот, а точнее, соотношение между ними, должно быть таково, чтобы энергетический спектр модулированного сигнала был бы сконцентрирован в возможно узкой полосе, или не был бы «размыт». В-третьих, сигналы с частотами F_1 и F_2 должны быть ортогональны. Ортогональными называют сигналы, не перекрывающиеся во времени и с несовпадающими спектральными составляющими в частотном спектре.

Введем понятие среднего значения частоты поднесущей: $F_0 = 0,5(F_1 + F_2)$ и разности, или дискрета частоты, $\Delta F = F_1 - F_2$. Тогда для частот, определяющих соответственно логические 1 и 0, запишем:

- для логической 1: $F_1 = F_0 + 0,5\Delta f = KF_T$;
- для логического 0: $F_2 = F_0 - 0,5\Delta f = NF_T$,

где $F_{\tau}=1/\tau$ – частота следования элементарных посылок; K, N – числа, показывающие, сколько периодов частоты поднесущей укладывается внутри элементарной посылки, т. е. внутри одного бита, причем $K > N$ (рис. 22.1, б).

Для дискрета частоты имеем $\Delta F = F_1 - F_2 = F_{\tau}(K - N)$.

Фазы сигналов внутри элементарных посылок на протяжении одного бита изменяются по закону:

– внутри бита логической 1: $\varphi_1(t) = 2\pi F_1 t = 2\pi F_0 t + \Delta\varphi(t)$;

– внутри бита логического 0: $\varphi_2(t) = 2\pi F_2 t = 2\pi F_0 t + \Delta\varphi(t)$, где дополнительное изменение фазы сигнала: $\Delta\varphi(t) = 2\pi 0,5\Delta F t = \pi F_{\tau}(K - N)t$.

К концу элементарной посылки, т.е. при $t = \tau = 1/F_{\tau}$, дополнительный набег фазы на протяжении одного бита составит:

– для логической 1: $\Delta\varphi = +\pi(K - N)$;

– для логического 0: $\Delta\varphi = -\pi(K - N)$.

При $K = 1 + N$ значение $\Delta\varphi = +\pi$ для логической 1 и $\Delta\varphi = -\pi$ для логического 0. Такой случай при $K = 4$ и $N = 3$ представлен на рис. 22.4, а, где логическая единица – $F_1 = 4F_{\tau}$; логический ноль – $F_2 = 3F_{\tau}$. Можно, например, выбрать следующие значения параметров:

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

Разложим в ряд Фурье периодическое колебание прямоугольной формы (меандр):

$$y(\omega t) = \frac{2A}{\pi} \left(\sin \Omega t + \frac{1}{3} \sin 3\Omega t + \frac{1}{5} \sin 5\Omega t + \dots \right). \quad (22.1)$$

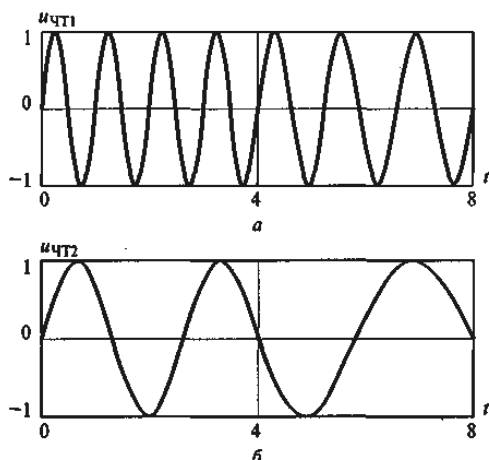


Рис. 22.4. Формы битовых посылок при ЧМ для 1 и 0

Рассматривая колебание (рис. 22.4,а) как сумму двух амплитудно-модулированных сигналов с частотами F_1 и F_2 , с учетом последней зависимости для огибающей получим спектр, представленный при $K=1+N$ на рис. 22.5. (Сплошные линии относятся к сигналу с частотой F_1 , пунктирные – F_2 .) Из рассмотрения полученного спектра следует, что основная энергия сигнала сосредоточена в полосе $\Delta F=5F_c$, а выбранные сигналы ортогональны.

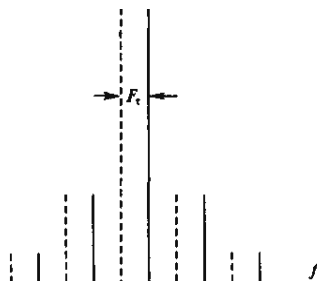


Рис. 22.5. Спектр сигнала при ЧМ битовых посылок

Такой спектр можно еще более сузить при $K=1,5$ и $N=1$, т.е. при логической 1, представленной тремя полупериодами сигнала с частотой F_1 внутри одного бита и двумя полупериодами частоты F_2 внутри бита для логического 0 (рис. 22.4, б). При этом, согласно полученному выше выражению набег фазы на протяжении одного бита составит для логической 1: $\Delta\varphi = +\pi/2$; для логического 0: $\Delta\varphi = -\pi/2$. Такой случай частотной манипуляции называется манипуляцией с минимальным сдвигом (имеется в виду минимальный сдвиг фазы) – способ MSK (Minimum Shift Keying). формировать сигналы при частотной манипуляции, приведенные на рис. 22.4, можно с помощью процессора по специальной программе. При этом может быть получен квазисинусоидальный сигнал, составленный из ступенек (рис. 22.6).

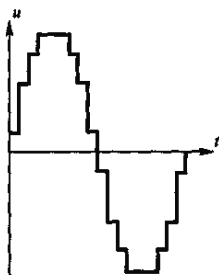


Рис. 22.6. Квазисинусоидальный сигнал, составленный из ступенек

При ЧМ, как и при квадратурной ФМ, можно попарно передавать биты, используя при этом четыре значения частоты, и тем самым вдвое увеличить объем информации (табл. 22.2).

Выводы по главе

Применение одноступенчатой модуляции не позволяет во многих случаях реализовать преимущества ЧТ и ФТ. Это связано с тем, что в идеальном случае полоса пропускания радиоприемника должна быть равна спектру принятого сигнала. Практически данное требование из-за нестабильности частоты несущей передатчика и частоты гетеродина приемника реализовать не удастся: полосу пропускания с учетом названных нестабильностей частоты приходится расширять, что снижает помехоустойчивость.

Вопросы для самоконтроля

1. В чем состоят отличия частотной и фазовой модуляции при передаче дискретных сообщений?
2. Как осуществляется двухступенчатая частотная модуляция при передаче дискретных сообщений?
3. Как выглядит сигнал с двухступенчатой частотной модуляцией при передаче дискретных сообщений?
4. Как меняется фаза сигнала при относительной фазовой модуляции?
5. Что называется квадратурной фазовой модуляцией?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 16 – 17; дополнительной: 4 – 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 23. ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

23.1. Параметры и спектр сигнала при импульсной модуляции

Импульсная модуляция (ИМ) широко используется в радиолокации, при передаче телеметрической информации и в других случаях. Излучаемый РПДУ сигнал, модулированный последовательностью прямоугольных импульсов показан на рис. 23.1. Спектр радиосигнала при ИМ широкий, поэтому ее применяют в РПДУ СВЧ диапазона.

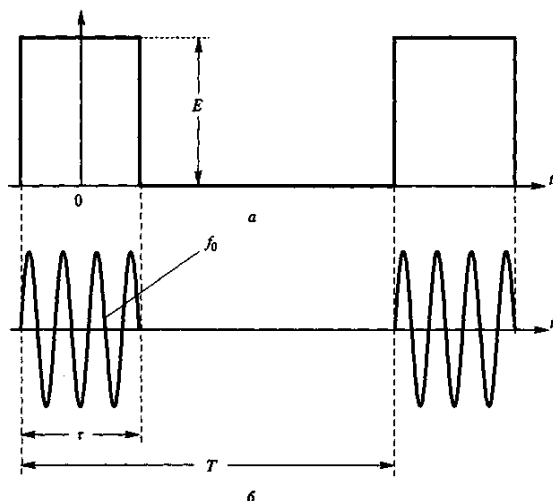


Рис. 23.1. Излучаемый ИМ сигнал

При ИМ сигнал определяют следующие параметры: τ – длительность импульса; T – период повторения импульсов; $q=(T-\tau)/\tau$ – скважность; f_0 – частота несущей; $P_{\text{и}}$ – мощность сигнала в импульсе; $P_{\text{ср}}=P_{\text{и}}(\tau/T)$ – средняя мощность сигнала; $\Delta f_{\text{сп}}$ – ширина спектра излучаемого сигнала; вид модуляции импульсов. Раскроем содержание последнего параметра. Импульсы, модулирующие несущую частотой f_0 , могут быть, в свою очередь, сами промодулированы. При этом различают: амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ), широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), временно-импульсную модуляцию (ВИМ), кодово-импульсную модуляцию (КИМ), внутриимпульсную модуляцию – частотную или фазовую. Спектр сигнала при ИМ определяется в два этапа. На первом этапе определяется спектр периодической последовательности импульсов, модулирующих несущую; на втором этапе –

спектр промодулированной импульсами несущей. При периодической последовательности прямоугольных импульсов (рис. 23.1, а) спектр можно получить, разложив функцию в ряд Фурье. В результате получим для амплитуд составляющих в этом спектре, следующих через интервалы $\Omega=2\pi/T$ или $F=1/T$:

$$A_k = \frac{2E}{\pi k} \left| \sin \left(\pi k \frac{\tau}{T} \right) \right| = \frac{2E}{\pi k} \left| \sin \left(0,5k \alpha \Omega \right) \right|, \quad (23.1)$$

где E – амплитуда импульса (рис. 23.1, а);
 k – целое положительное число.

Спектр можно рассчитать также по программе, представленной на рис. 23.2, в которой принято: $AM=E$, $\alpha=\tau/T$, N – число рассчитываемых спектральных составляющих.

$\alpha := 0,1$ $N := 20$ $AM := 1$

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

$k := 0 \dots N$

$$A_k := \frac{2}{\pi} \int_D^\pi Z(x) \cos(kx) dx \quad AD_k := 20 \log \left(\frac{|A_k|}{A_1} \right)$$

$$A_D := \frac{1}{\pi} \int_D^\pi Z(x) dx$$

Рис. 23.2. Программа для расчета спектра сигнала при ИМ

Пример расчета линейчатого спектра при $AM=E=1$, $\alpha=\tau/T=0,1$, $N=20$ приведен на рис. 23.3. Из (23.1) и рассмотренного примера следует, что при $\omega=2\pi k/\tau$ или $f=k/\tau$ амплитуда $A_k=0$.

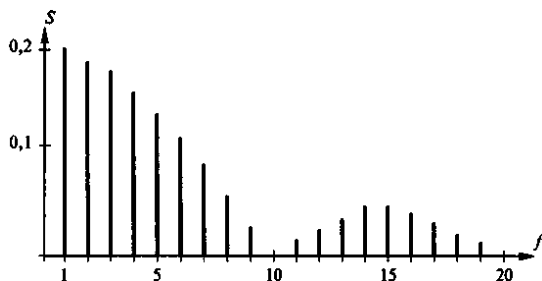


Рис. 23.3. Пример расчета линейчатого спектра при ИМ

Спектр периодической последовательности радиоимпульсов (рис. 23.1, б) подобен спектру на рис. 23.3, но симметричен и смещен относительно начала координат на частоту несущей f_0 . Пример центральной части такого спектра представлен на рис. 23.4. Теоретически ширина спектра рассматриваемого сигнала бесконечна. Однако большая часть его энергии сосредоточена в полосе $\Delta f_{\text{сп}}=6/\tau$ (согласно рис. 23.4 принимается во внимание основной и по два с каждой стороны боковых «лестки» спектра).

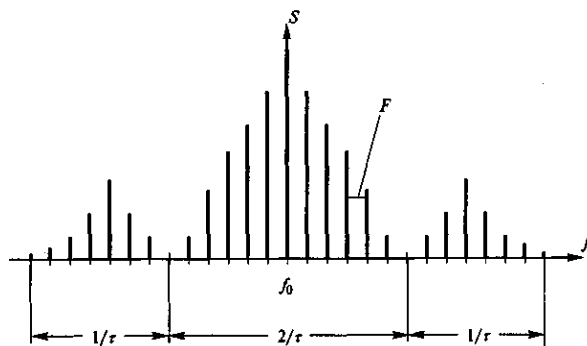


Рис. 23.4. Пример центральной части спектра периодической последовательности радиоимпульсов

23.2. Структурная схема и классификация импульсных модуляторов

Радиопередатчики в импульсе могут излучать очень большую мощность – в десятки и даже сотни мегаватт. Поскольку, однако, эти импульсы излучаются с большой скважностью q , то, используя принцип накопления энергии паузе между импульсами, мощность первичного источника можно понизить в то же число q раз. Структурная схема такого импульсного модулятора приведена на рис. 23.5.

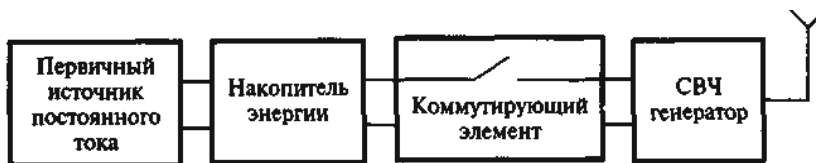


Рис. 23.5. Структурная схема импульсного модулятора

Мощность первичного источника постоянного тока:

$$P_0 = \frac{P_{\text{имп}}}{\eta_2(1+q)}, \quad (23.2)$$

где $P_{\text{имп}}$ – мощность СВЧ генератора в импульсе;
 η_2 – КПД генератора.

Пример. Мощность СВЧ радиопередатчика в импульсе $P_{\text{имп}}=1$ МВт, скважность $q=1000$, $\eta=50\%$. Согласно (23.2) требуемая мощность первичного источника постоянного тока: $P_0=2$ кВт.

Классификация импульсных модуляторов осуществляется по двум признакам: типу накопительного элемента и виду коммутирующего устройства. Возможны три типа накопительных элементов: емкостного, индуктивного и смешанного вида. Коммутирующие устройства подразделяются: на жесткого типа (электривакуумные лампы и высоковольтные транзисторы) и мягкого типа (тиратроны и тиристоры – кремниевые управляемые вентили). В импульсных модуляторах жесткого типа длительность сформированного импульса определяется длительностью входного импульса. В импульсных модуляторах мягкого типа входной импульс определяет только начало формируемого импульса, длительность которого определяется параметрами накопительного элемента.

23.3. Импульсный модулятор жесткого типа с емкостным накопительным элементом

Схема такого модулятора приведена на рис. 23.6. Работа схемы распадается на две фазы.

1-я фаза. Ключ – высоковольтный транзистор – закрыт за счет отрицательного напряжения, поданного на базу; протекает процесс заряда высоковольтного конденсатора C (рис. 23.7, а) по экспоненциальному закону:

$$U_C = E_0 \left(1 - e^{-t/T_{\text{зар}}} \right), \quad (23.3)$$

где $T_{\text{зар}}=(R_1+R_2)C$ – постоянная времени цепи заряда;
 E_0 – напряжение источника питания;
 $t < T$ – текущее время.

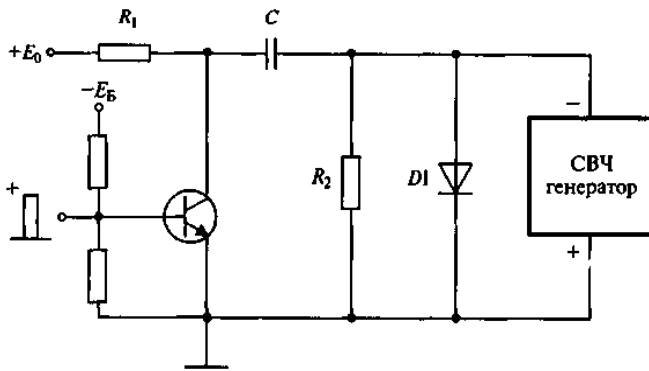


Рис. 23.6. Схема импульсного модулятора жесткого типа с емкостным накопительным элементом

2-я фаза. По истечении времени T – периода повторения импульсов – на вход схемы приходит импульс положительной полярности, открывающий транзисторный ключ, вследствие чего к СВЧ генератору прикладывается положительное напряжение E_0 , до которого успел зарядиться конденсатор. Начинается разряд конденсатора через транзистор и СВЧ генератор (рис. 23.7, б) по закону:

$$U_C = E_0 e^{-t/T_p}, \quad (23.4)$$

где $T_p = (R_{\text{мод}} + R_{\text{ог}})C$ – постоянная времени цепи разряда, где $R_{\text{мод}}$, $R_{\text{ог}}$ – сопротивления ключа и генератора по постоянному току.

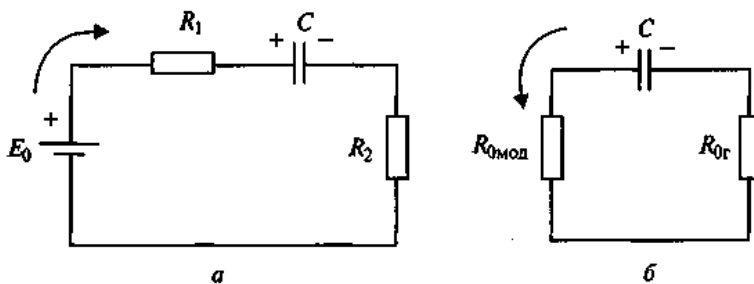


Рис. 23.7. Эквивалентная схема ИМ жесткого типа с емкостным накопительным элементом

Время разряда определяется длительностью импульса τ , после чего ключ закрывается и вновь повторяется 1-я фаза процесса – заряд конденсатора. Графики, отображающие описанный процесс заряда и разряда конденсатора C , приведены на рис. 23.8, а. Постоянную времени це-

при заряде $T_{зар}$ определим из условия: за время T конденсатор должен успеть зарядиться до напряжения источника постоянного напряжения E_0 . Для его выполнения согласно (23.3) следует иметь $(T/T_{зар} \geq 3)$. Постоянную времени цепи разряда T_p определим из условия: за время τ (длительности импульса – напряжение на конденсаторе, приложенное к СВЧ генератору, должно уменьшится не более чем на $\Delta U_C = E_0 - E_1$ – (рис. 23.8, а). При $\Delta U_C/E_0 < 1$ из (23.4) получим:

$$\frac{\Delta U_C}{E_0} = \frac{\tau}{T_p} \quad \text{или} \quad T_p = \tau \frac{E_0}{\Delta U_C}. \quad (23.5)$$

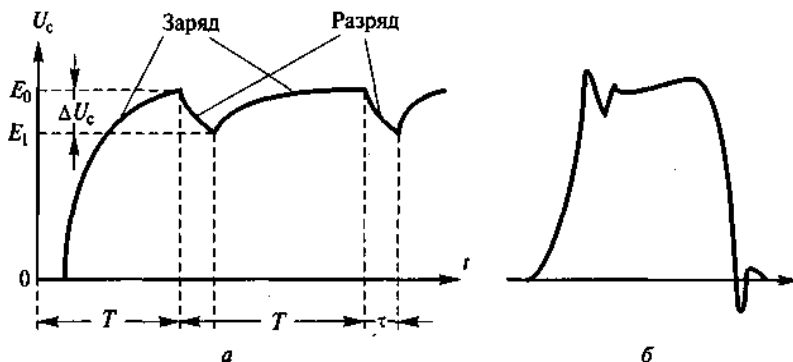


Рис. 23.8. Графики, отображающие процесс заряда и разряда конденсатора в ИМ жесткого типа с емкостным накопительным элементом

Значение ΔU_C определяется режимом работы электронного прибора в СВЧ генераторе.

Поскольку в ИМ осуществляется коммутация больших значений токов, то при переключении, т.е. переходе из 1-й фазы работы во 2-ю и обратно, возникает переходный колебательный процесс (рис. 23.8, б). Для его ослабления в схему (рис. 23.6) включается диод Д1, гасящий возникающие колебания. КПД модулятора определяется как отношение энергии, отдаваемой конденсатором во время разряда W_C (2-я фаза), к энергии, идущей на заряд конденсатора $W_C + W_R$ (1-я фаза), где W_R – энергия, расходуемая в сопротивлениях:

$$\eta_{mod} \frac{W_C}{W_C + W_R} = 1 - \frac{\Delta U_C}{2E_0} = 1 - \frac{\tau}{2T_p}. \quad (23.6)$$

Пример. Длительность импульса $\tau = 1 \text{ мкс} = 10^{-6} \text{ с}$; период повторения импульсов $T = 1 \text{ мс} = 10^{-3} \text{ с}$; сопротивления: $R_{mod} = 2 \text{ Ом}$, $R_{0r} = 100 \text{ Ом}$.

Допустимое изменение напряжения $\Delta U_C/E_0=5\%$. Согласно (23.5) для постоянной времени цепи разряда получим: $T_p=1/0,05=20$ мкс.

Емкость $C=T_p/(R_{\text{мод}}+R_{0г})=20 \cdot 10^{-6}/102=2 \cdot 10^{-7} \text{Ф}=0,2$ мкФ.

Постоянная времени цепи заряда $T_3=0,2 \cdot T=0,2 \cdot 10^{-3}$ с.

Сопротивления: $(R_1+R_2)=T_3/C=0,2 \cdot 10^{-3}/0,2 \cdot 10^{-6}=1000 \text{Ом}=1 \text{кОм}$.

(время измеряется в секундах, емкость – в фарадах, сопротивление – в омах). Согласно (23.6) КПД модулятора составляет 97,5%.

23.4. Импульсный модулятор мягкого типа с искусственной линией

Принцип действия данного модулятора основан на формировании импульса прямоугольной формы с помощью длинной или искусственной линии. Пусть линия длиной S с волновым сопротивлением ρ при разомкнутом ключе K заряжена до напряжения E (рис. 23.9,а). После замыкания ключа на сопротивление нагрузки $R_n=\rho$ начнется разряд линии. При этом в линии образуется две волны, одна из которых с амплитудой $U_{н1}=0,5E$ со скоростью V начнет двигаться влево (1-я волна); другая волна той же амплитуды с той же скоростью (2-я волна) – вправо (рис. 23.9,б). Первая волна, достигнув сопротивления $R_n=\rho$, будет им поглощена, образуя импульс амплитудой $U_{н1}=0,5E$ и длительностью $\tau_3=S/V$ (рис. 23.10,а).

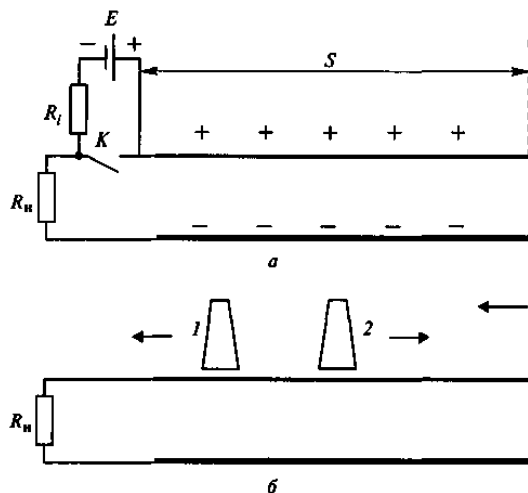


Рис. 23.9. Принцип действия ИМ мягкого типа с искусственной линией

Вторая волна, достигнув разомкнутого конца линии, полностью отразится, поскольку в этом случае коэффициент отражения $\Gamma=1$. После отражения, начав двигаться влево, вторая волна, как и первая, достигнув с задержкой на время τ_3 сопротивления нагрузки $R_H=\rho$, также будет им поглощена, вновь сформировав импульс амплитудой $U_{H1}=0,5E$ и длительностью τ_3 . Таким образом, за счет обеих волн на нагрузке $R_H=\rho$ будет сформирован импульс амплитудой $U_{H1}=0,5E$ и длительностью $\tau=2\tau_3=2S/V$ (рис. 23.10,а).

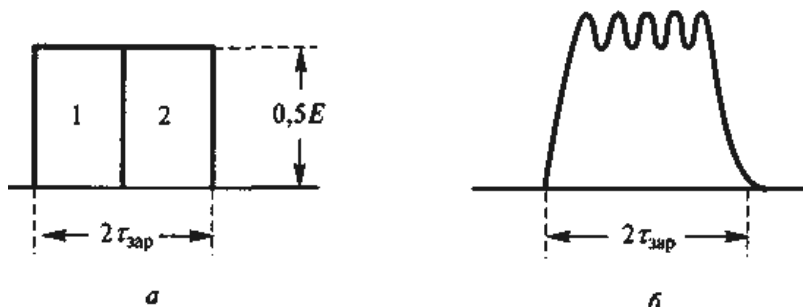


Рис. 23.10. Процесс формирования импульса в ИМ мягкого типа с искусственной линией

Обратимся к схеме ИМ, в которой длинная линия заменена искусственной или линией задержки, составленной из L и C элементов (рис. 23.11). Такая линия задержки характеризуется волновым сопротивлением:

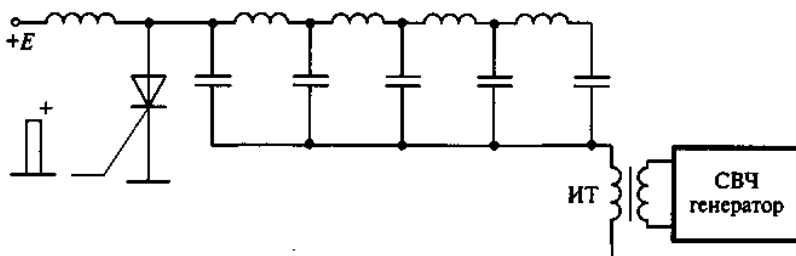


Рис. 23.11. Схема ИМ, в котором длинная линия заменена искусственной линией задержки

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{10^{-6} L[\text{мкГн}]}{10^{-12} C[\text{нФ}]}} = 1000 \sqrt{\frac{L[\text{мкГн}]}{C[\text{нФ}]}} [\text{Ом}], \quad (23.7)$$

и временем задержки:

$$\begin{aligned} \tau_3 &= n\sqrt{LC} = n\sqrt{L10^{-6}[\text{мкГн}]C10^{-12}[\text{нФ}][\text{с}]} = \\ &= n10^{-3}\sqrt{L[\text{мкГн}]C[\text{нФ}][\text{с}][\text{мкс}]} \end{aligned} \quad (23.8)$$

где n – число LC ячеек.

Роль электронного ключа в схеме выполняет тиристор. Характеристика тиристора, имеющего второе название – кремниевый управляемый вентиль (КУВ), приведена на рис. 23.12. В зону отпирания с большим током и малым падением напряжения всего в несколько вольт тиристор переходит только после подачи положительного импульса на управляющий электрод. В область запираания тиристор переходит после снятия с него основного напряжения. В целом схема ИМ (рис. 23.11) работает согласно принципу, рассмотренному при анализе длинной линии (рис. 23.9). После подачи положительного импульса на управляющий электрод электронный ключ – тиристор – замыкается и начинается разряд искусственной линии, длящийся $2\tau_3$, где τ_3 определяется согласно (23.8). После полного разряда линии тиристор переходит в закрытое состояние и начинается заряд искусственной линии от источника напряжением E . После прихода следующего импульса на управляющий электрод весь процесс повторяется. Таким образом, в модуляторе (рис. 23.11) с помощью искусственной линии формируется импульс длительностью $\tau=2\tau_3$ и напряжением $0,5E$ (рис. 23.10,а).



Рис. 23.12. ВАХ тиристора

В реальной схеме сформированный импульс имеет вид, представленный на рис. 23.10,б: в нем появляются фронты, а на плоскую часть накладывается, синусоидальный сигнал, зависящий от числа ячеек в линии.

Энергия, запасаемая линией при ее заряде: $W_n=0,5nCE^2$.

Энергия, расходуемая линией при разряде: $W_p=P_n\tau=2P_n\tau_3$, где P_n – мощность импульса.

Из равенства $W_{\text{п}}=W_{\text{р}}$ с учетом (23.7) и (23.8) для напряжения питания получим:

$$E = \sqrt{4\rho P_u} . \quad (23.9)$$

С помощью импульсного трансформатора (ИТ) напряжение в линии ($U_{\text{л}}=0,5E$ повышается до значения, необходимого для СВЧ генератора (рис. 23.11). Пример. Определить требуемые параметры искусственной линии в схеме ИМ (рис. 23.11) при длительности импульса $\tau=2$ мкс и мощности $P_{\text{п}}=10$ кВт. Примем для одной ячейки $L=10$ мкГн, $C=1000$ пФ. Согласно (23.7) для волнового сопротивления линии получим: $\rho=100$ Ом. Из (23.8) с учетом $\tau_{\text{зар}}=0,5\tau$ определим требуемое число ячеек линии: $n=10$. Для напряжения источника питания согласно (23.9) получим $E=2$ кВ.

23.5. Внутриимпульсная частотная модуляция

В радиолокации для получения высокой разрешающей способности и большой дальности применяют сжатие сигнала в радиоприемнике путем внутриимпульсной частотной и фазовой модуляции излучаемого радиопередатчиком сигнала. Одним из таких способов внутриимпульсной модуляции является изменение частоты сигнала по линейному закону (рис. 23.13,а):

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{дев}}t/T , \quad (23.10)$$

где $\Delta\omega_{\text{дев}}$ – девиация частоты;
 T – длительность линейного ЧМ (ЛЧМ) сигнала.

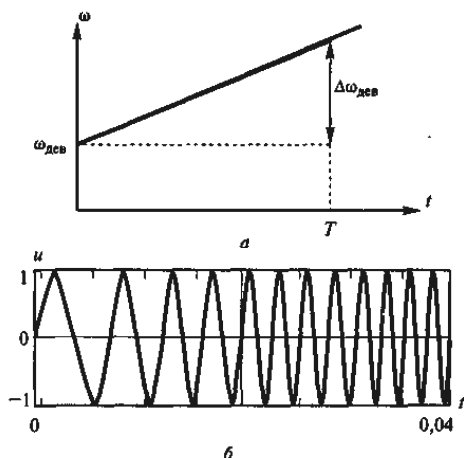


Рис. 23.13. ЛЧМ сигнал

Параметр $m = \Delta f_{\text{дев}} T$, называемый базой сигнала, показывает, во сколько раз можно сжать по времени ЛЧМ сигнал на приемной стороне радиолинии по сравнению с передающей. Для ЛЧМ сигнала (рис. 23.13,б) с учетом (23.10) имеем:

$$\begin{aligned}
 u(t) &= U_0 \sin \left(\int \omega(t) dt \right) \approx U_0 \sin \left(\omega_0 t + \frac{\Delta \omega_{\text{дев}} t^2}{2T} \right) = \\
 &= U_0 \sin \left[\omega_0 t + \frac{\Delta \omega_{\text{дев}} / \omega_0}{2 \omega_0 T} \omega_0 t^2 \right],
 \end{aligned}
 \tag{23.11}$$

т.е. фаза меняется по квадратичному закону.

В РПДУ процесс ИМ и ЧМ следует синхронизировать. Структурная схема РПДУ при этом может иметь вид, показанный на рис. 23.14.



Рис. 23.14. Структурная схема РПДУ ИМ и ЧМ с синхронизацией ИМ и ЧМ

В схеме ЛЧМ сигнал формируется посредством генератора пилообразного напряжения, изменяющего частоту автогенератора по линейному закону. Стабилизация частоты автогенератора осуществляется устройством АПЧ. С помощью синхронизирующего устройства изменение частоты автогенератора начинается в момент подачи импульса на СВЧ усилитель мощности.

Выводы по главе

В радиолокации для получения высокой разрешающей способности и большой дальности применяют сжатие сигнала в радиоприемнике путем внутриимпульсной частотной и фазовой модуляции излучаемого радиопередатчиком сигнала. Одним из таких способов внутриимпульсной модуляции является изменение частоты сигнала по линейному закону.

Вопросы для самоконтроля

1. Как выглядит сигнал при импульсной модуляции? Что такое скважность?
2. Какой спектр имеет радиосигнал при импульсной модуляции? Какова ширина спектра излучаемого сигнала?
3. Нарисуйте обобщенную структурную схему импульсного модулятора.
4. Как работает модулятор с емкостным накопительным элементом?
5. Как работает импульсный модулятор с искусственной линией?
6. Зачем применяется внутриимпульсная частотная модуляция?
7. По какому закону меняется фаза ЛЧМ сигнала?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 16 – 17; дополнительной: 4 – 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 24. РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ ВЧ ДИАПАЗОНА РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

24.1. Радиовещательные радиопередатчики

Основные параметры. Для радиовещания предусмотрены следующие полосы частот, мощности излучения на несущей частоте и вид модуляции:

150...285 кГц – в километровом диапазоне волн (иное название – длинные волны), мощность – до 500 кВт, модуляция – амплитудная;

525...1605 кГц – в гектометровом диапазоне волн (средние волны), мощность – до 500 кВт, модуляция – амплитудная;

3,95...26,1 МГц (отдельные участки) – в декаметровом диапазоне волн (короткие волны), мощность – до 500 кВт, модуляция – амплитудная;

66...73 и 87,5...108 МГц – в метровом диапазоне (УКВ ЧМ вещание), мощность – до 15 кВт, модуляция – частотная.

Радиовещание относится к глобальным радиотехническим системам, охватывающим огромные территории на Земном шаре. Распределение частот и время работы радиовещательных передатчиков в разных странах регламентируются международными соглашениями в рамках Международного союза электросвязи, членом которой является и Россия. Благодаря таким соглашениям понижается возможность взаимных радиопомех при приеме радиостанций слушателями. Никто в мире не имеет права заниматься радиовещанием без согласования с международными и государственными органами. Обобщенная структурная схема длинно- и средневолновых радиопередатчиков. Такая схема радиопередатчика с амплитудной модуляцией и мощностью до 500 кВт приведена на рис. 24.1.

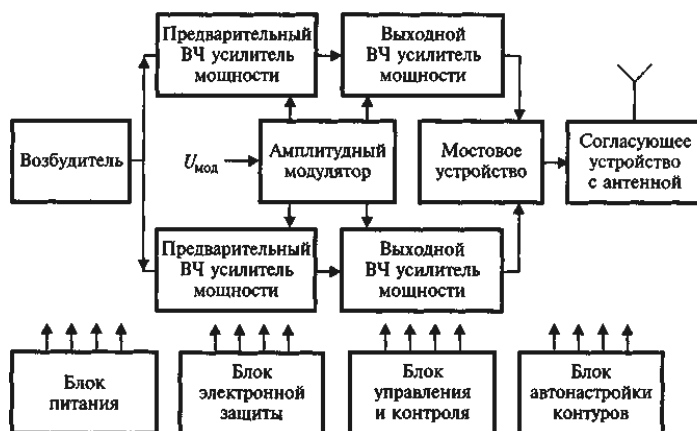


Рис. 24.1. Типовая схема радиопередатчика с амплитудной модуляцией

Радиопередатчик состоит из двух полуккомплектов, мощности которых суммируются с помощью мостового устройства. В предварительных ВЧ широкополосных каскадах, не требующих перестройки при изменении частоты возбудителя, обычно применяют мощные транзисторы. В выходном ВЧ усилителе мощности используется несколько мощных генераторных ламп, суммируемых по параллельной или двухтактной схеме. В выходном каскаде и согласующем устройстве с антенной при изменении частоты возбудителя осуществляется автоматическая настройка контуров. Блок питания, выполняемый на тиристорах, обеспечивает требуемыми напряжениями все ламповые и транзисторные каскады. При этом для анодов мощных генераторных ламп требуются напряжения более 10 кВ. В этой связи особое внимание уделяют безопасности обслуживающего персонала путем применения нескольких дублирующих друг друга устройств блокировки и электронной защиты, исключающих проникновение в зоны повышенной опасности без предварительного отключения высокого напряжения. В РПДУ с помощью специальных датчиков осуществляется автоматический контроль нормальной работы всех его каскадов и звеньев и немедленной сигнализации в случае нарушения штатного режима. В возбудителе применяется синтезатор, создающий сетку частот с требуемым шагом. Нестабильность частоты, обеспечиваемая возбудителем, не превышает 10 Гц, а в синхронном режиме работы – 0,01 Гц. (Синхронным называется режим, при котором все радиостанции передают одно и то же сообщение на одной и той же несущей частоте, стабилизация которой осуществляется по принимаемому сигналу «единого времени»). АМ осуществляется одновременно в нескольких каскадах: в выходном и предварительных ВЧ усилителях мощности. АМ обеспечивает полосу частот от 50 до 10000 Гц и малый коэффициент нелинейных искажений. РПДУ в конструктивном отношении выполняют в виде нескольких стоек стандартного размера со съемными блоками, на переднюю панель, которых выносят органы управления и контроля (рис. 24.2). В каждой из стоек размещается устройство принудительного воздушного или жидкостного охлаждения.

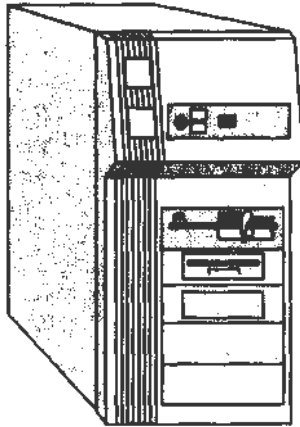


Рис. 24.2

Структурная схема РПДУ УКВ ЧМ радиовещания. С помощью такого радиопередатчика обеспечивается высококачественное радиовещание в зоне прямой видимости передающей антенны, которую устанавливают на высокой башне или вышке. Радиус зоны прямой видимости для идеализированной модели Земли в форме шара, км:

$$R = 3,57 \sqrt{h_1 + h_2},$$

где h_1, h_2 – высота поднятия передающей и приемной антенн, м. Так, при $h_1=200$ м и $h_2=10$ м получим $R=14,5$ км. Поскольку зона радиовидимости при УКВ радиовещании сравнительно невелика, то нет смысла особенно увеличивать мощность РПДУ, которая обычно не превышает 1 кВт. И только в особых случаях мощность излучения увеличивают до 15 кВт. Качественное вещание в УКВ диапазоне обеспечивается за счет расширенного диапазона частот модулирующего сигнала в пределах 30...15000 Гц, высокой линейности характеристик частотного модулятора и применения широкополосной частотной модуляции с общей шириной полосы излучаемого сигнала в 145 кГц. При мощности до 1 кВт радиопередатчик можно выполнить полностью на транзисторах согласно, например, структурной схеме, приведенной на рис. 24.3.

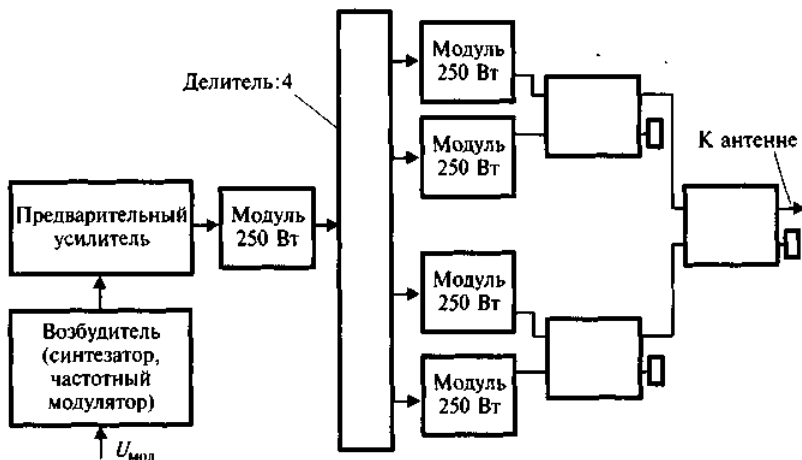


Рис. 24.3

Основой радиопередатчика являются модули мощностью по 250 Вт, суммируемые с помощью трех мостовых устройств коаксиального типа. Каждый модуль, в свою очередь, представляет собой сборку из восьми СВЧ транзисторов мощностью по 50 Вт, также суммируемых с помощью мостовых устройств. Широкополосная линейная ЧМ осуществляется в возбuditеле, в который также входит синтезатор частот, позволяющий менять частоту излучаемого сигнала. По схеме на рис. 18.3 можно собрать и РПДУ звукового сопровождения телевизионного вещания.

24.2. Телевизионные радиопередатчики

Общая характеристика. Телевизионное радиовещание осуществляется в метровом диапазоне волн, занимая полосы: 48,5...66, 74...100, 174...230 МГц (каналы с 1-го по 12-й), и в дециметровом диапазоне волн в полосе 470...958 МГц (номера каналов с 21-го по 81-й). Телевизионное РПДУ состоит из двух самостоятельных передатчиков, один из которых передает сигнал изображения, другой – звуковое сопровождение. В передатчике изображения осуществляется АМ с частично подавленной нижней боковой полосой, в передатчике звука – частотная модуляция. Модулирующий сигнал передатчика изображения включает: видеосигнал яркости – преобразованное в электрический сигнал оптическое изображение, сигнал цветности и сигналы синхронизации – строчный и кадровый. Спектр частот такого сложного сигнала занимает полосу 0...6,5 МГц. Нижнее значение частоты в этом спектре связано с

медленно изменяющейся освещенностью передаваемого изображения. При таком модулирующем сигнале после АМ радиосигнал должен был бы занимать полосу частотой 13 МГц. Однако для сужения ширины спектра излучаемого сигнала нижняя боковая полоса частично подавляется, и в целом спектр радиосигнала телевизионного РПДУ занимает полосу 8 МГц (рис. 24.4).

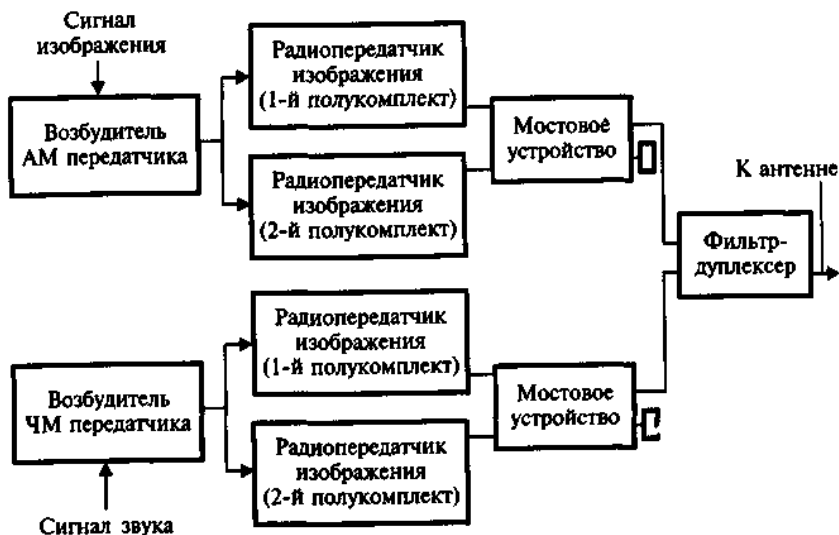


Рис. 24.4

Параметры радиосигнала передатчика звука соответствуют параметрам радиосигнала УКВ ЧМ вещания и занимают полосу 145 кГц. Частота несущей этого передатчика располагается выше спектра, занимаемого передатчиком изображения (рис. 24.4). Мощность наземных РПДУ изображения в зависимости от условий вещания и охвата обслуживаемой территории составляет от нескольких сотен ватт до 50 кВт, а РПДУ звука – в 10 раз меньше, т.е. не более 5 кВт. Структурная схема телевизионного РПДУ. Каждый из РПДУ (изображения и звука) состоит из двух полукомплектов, мощности которых суммируются с помощью мостовых устройств. Таким образом, в целом телевизионный передатчик включает: четыре ВЧ или СВЧ усилителей мощности, работающих на общую антенну; сумматоры сигналов; общий фильтр-дуплексер; возбудитель АМ передатчика изображения и возбудитель ЧМ передатчика звука. При выходе из строя одного из полукомплектов мощность соответствующего РПДУ снижается в четыре раза. Но путем переключения мощность работающего полукомплекта направляется непосредственно в

антенну, минуя сумматор, и тогда излучаемая мощность снижается всего в два раза. После мостовых устройств включается фильтр-дуплексер, имеющий два входа с разными частотными полосами и один общий выход, что позволяет направить в одну антенну два сигнала с разными частотами. Возможна и другая структурная схема телевизионного РПДУ, при которой сначала с помощью фильтра-дуплексера объединяются полукомплекты передатчиков изображения и звука, а затем их мощности суммируются с помощью общего мостового устройства. При мощности до 1 кВт телевизионный передатчик метрового диапазона может быть полностью полупроводниковым, при большей мощности – в выходных каскадах используются электровакуумные приборы. Передатчик звука по схеме и конструкции практически совпадает с РПДУ УКВ ЧМ радиовещания. Передатчик сигнала изображения. Одна из возможных структурных схем такого передатчика приведена на рис. 24.5.

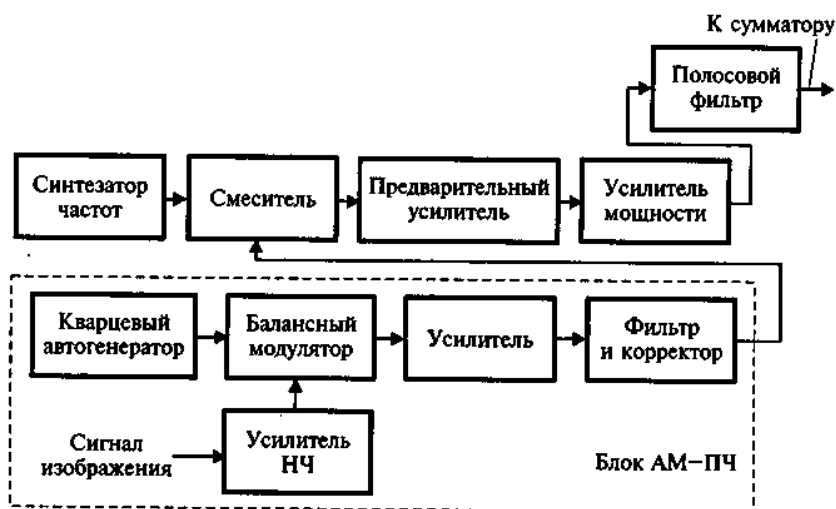


Рис. 24.5

В устройстве формирование сигнала с АМ, с частично подавленной нижней боковой полосой (рис. 24.4), производится на промежуточной частоте в блоке АМ-ПЧ. Блок должен обеспечивать высокую линейность модуляционной характеристики и АЧХ с малой неравномерностью, что достигается с помощью фильтров и специальных корректоров. Сформированный АМ сигнал изображения подается на смеситель, взаимодействует с сигналом стабильного синтезатора частот и переносится в требуемую полосу частот, отведенную для данного телевизион-

ного передатчика. Усилитель мощности, работающий в режиме усиления АМ колебаний, должен иметь линейную амплитудную характеристику, равномерную АЧХ в пределах 8 МГц и не вносить искажений в усиливаемый по мощности сигнал. Для соблюдения норм по подавлению побочных излучений радиопередатчика на его выходе включают полосовой фильтр с полосой пропускания 8 МГц.

Выводы по главе

В предварительных ВЧ широкополосных каскадах, не требующих перестройки при изменении частоты возбудителя, обычно применяют мощные транзисторы. В выходном ВЧ усилителе мощности используется несколько мощных генераторных ламп, суммируемых по параллельной или двухтактной схеме. В выходном каскаде и согласующем устройстве с антенной при изменении частоты возбудителя осуществляется автоматическая настройка контуров.

Вопросы для самоконтроля

1. В каких диапазонах частот работают радиовещательные передатчики?
2. Нарисуйте структурную схему радиовещательного передатчика.
3. Какой вид модуляции используется в передатчике, работающем в длинноволновом диапазоне волн и в УКВ диапазоне? Какова ширина спектра сигнала, излучаемого передатчиком в первом и во втором случаях?
4. Сколько каналов и в каких диапазонах частот отведено телевизионному радиовещанию?
5. Как выглядит спектр сигнала, излучаемого телевизионным передатчиком? Какую ширину спектра он занимает?
6. Зачем телевизионный передатчик включает два полукомплекта? Как суммируются их мощности?
7. Как работают на общую антенну телевизионные передатчики изображения и звука, не мешая друг другу? Какая в них модуляция сигнала?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 2 – 3; дополнительной: 4 – 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 25. РПДУ НАЗЕМНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПО ИНФОРМАЦИОННОМУ ОБСЛУЖИВАНИЮ ПРОИЗВОДСТВ РАССРЕДОТОЧЕННОГО ТИПА

25.1. Назначение, основные функции и структура системы.

Информационное обслуживание современных производств является условием их эффективного функционирования и повышенной рентабельности. В понятие «информационное обслуживание» входят: контроль за протеканием технологических процессов, дистанционное управление различными агрегатами и машинами, своевременное оповещение об аварийных ситуациях во всех звеньях производственного цикла, дистанционная охранная сигнализация, возможность обмена оперативной информацией между участниками производственного процесса, передача компьютерной информации. Особенно актуально оптимальное решение данной проблемы для производств рассредоточенного типа, когда их отдельные участки и объекты удалены друг от друга на значительные расстояния – сотни и тысячи километров, а производственные процессы протекают в режиме непрерывного технологического цикла.

В качестве примера таких производств можно назвать:

- газовые и нефтяные промыслы и трубопроводы по перекачке нефти и газа; системы водоснабжения и водоотведения;
- компании по добыче полезных ископаемых: угля, золота, алмазов и т.д., с большим числом рудников и карьеров;
- парки из «малых» и «мини-» гидро- и ветроэлектростанций, расположенные на большой территории, с централизованным управлением;
- обширные стройки и горнообогатительные комбинаты;
- транспортные предприятия, нуждающиеся в непрерывном контроле перевозимых грузов на всем пути их следования;
- мониторинг окружающей среды путем автоматизированного сбора данных с датчиков экологического и метеорологического контроля;
- автоматизированный сбор данных с электрических, газовых и водяных датчиков;
- службы городского хозяйства и т.д.

В перечисленных предприятиях на каждом из объектов производственный процесс протекает как по собственному, внутреннему циклу, так и по связям между объектами: непосредственно или по информационным каналам. При этом возникает необходимость выбора наиболее оптимального и экономически выгодного метода информационного об-

мена между каждым из объектов и центральным диспетчерским пунктом, руководящим всем процессом в системе.

Протекающие процессы в производствах рассредоточенного типа в информационном аспекте можно свести к следующим функциям:

- контролю состояния и параметров объектов путем считывания показаний с аналоговых, цифровых и релейных датчиков;
- управлению различными агрегатами и машинами: их включению-выключению или дискретному изменению режима работы;
- плавному автоматическому регулированию параметров объекта при изменении задающего воздействия или внешних условий работы;
- охранной сигнализации с дистанционным оповещением;
- обмену текстовой или речевой информацией между обслуживающим объект персоналом и диспетчерским пунктом;
- обмену компьютерной информацией;
- видеонаблюдению за состоянием работы объекта;
- определению географических координат перемещающегося в пространстве объекта.

В большинстве случаев не требуется выполнение полного набора перечисленных функций. Например, в системе экологического контроля необходимо выполнение только первой функции, связанной со считыванием показаний датчиков. В системе контроля за перевозкой грузов транспортными средствами на большие расстояния требуется выполнение двух функций: речевой или факсимильной радиосвязи с водителем и определение географических координат автомашины. В системе управления по радио парком гидроэлектростанций следует реализовать пять функций: телеконтроль, телесигнализацию, телеуправление, телерегулирование и связь. Отметим, что в каждом конкретном случае важно установить полный набор выполняемых производством функций, что предопределяет правильный выбор обслуживающей информационной системы. Анализ перечисленных функций позволяет сформулировать общие требования, которым должны удовлетворять информационно-управляющие системы, обслуживающие современные производства рассредоточенного типа:

- контроль за работой всех рассредоточенных производственных объектов и их управление должны осуществляться с единого центрального диспетчерского пункта (ЦДП);
- этот контроль должен осуществляться в автоматическом режиме, что позволяет организовать непрерывную, круглосуточную работу в обслуживаемом производстве по безлюдной технологии;
- все протекающие технологические процессы в системе должны находиться «под наблюдением» компьютера, являющегося составной

частью ЦДП, на который должна стекаться необходимая информация со всех производственных объектов;

– выполнение перечисленных выше информационных функций (телеконтроль, телесигнализация, телеуправление, телерегулирование, связь и т.д.) должно быть взаимно увязано и реализовываться в рамках единой специализированной рабочей программы;

– следует обеспечить надежную телекоммуникационную связь между центральным диспетчерским пунктом и объектами контроля и управления с возможностью передачи необходимого объема информации с определенной скоростью.

Сформулированные требования могут быть положены в основу проектирования информационно-управляющей системы и входящих в нее устройств, в том числе и радиопередатчика.

В производствах рассредоточенного типа можно выделить три типа объектов, на которых устанавливаются радиопередатчики:

- ЦДП, на который стекается вся информация со всех объектов;
- контролируемые пункты (КП) 1-го уровня: стационарные и передвижные производственные объекты, имеющие прямую связь с ЦДП;
- контролируемые, условно «малые» пункты (МП) 2-го уровня: производственные объекты, имеющие связь с ЦДП через один из КП, выполняющего в таком случае роль ретранслятора.

По схеме информационной связи между ЦДП и КП различают три типа структур: радиальную, линейную и радиально-линейную. При радиальной структуре все КП имеют прямую связь с ЦДП (рис. 25.1,а); при линейной – связь с ЦДП осуществляется по «цепочке»: от одного КП к другому, как в радиорелейных линиях связи (рис. 25.1,б); при радиально-линейной – имеются оба вида связей. Во всех трех случаях с каждым из КП может быть связано определенное число дополнительных «малых» объектов контроля МП. Связь между ЦДП и КП обычно двусторонняя, между КП и МП – односторонняя.

Примером радиальной системы может служить система по сбору информации экологического характера в определенной зоне. Примером линейной системы может являться система по обслуживанию объектов железнодорожного транспорта. Центральный диспетчерский пункт должен включать радиостанцию и компьютер, каждый из КП – радиостанцию (или только радиопередатчик) и контроллер, к которому подключаются датчики контроля и объекты управления (рис. 25.1, в).

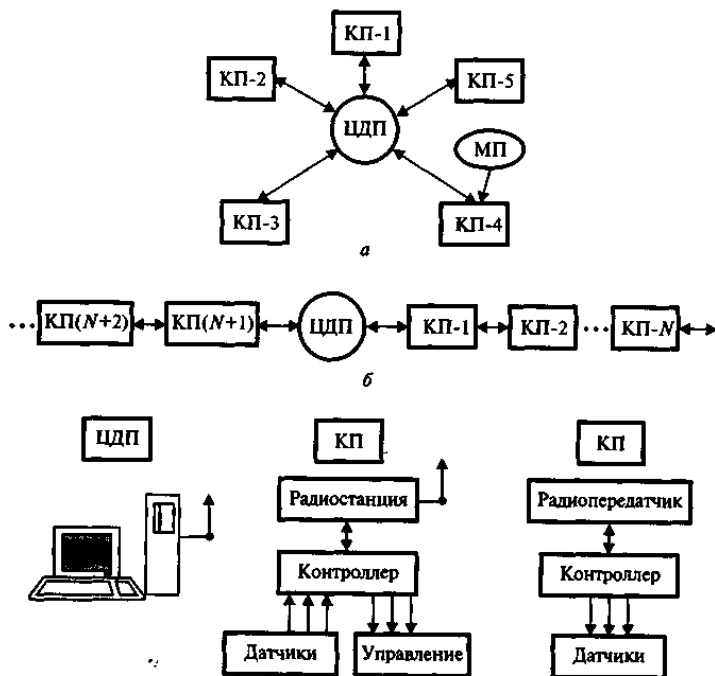


Рис. 25.1. Схемы информационной связи между ЦДП и КП

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

- автоматический циклический, при котором информация запрашивается и передается на ЦДП со всех КП в заданном ритме;
- аварийный, при котором сигнал, содержащий сведения о характере аварии на КП, передается немедленно на ЦДП;

- циркулярный, при котором текстовая информация – телетайпное сообщение – передается с ЦДП одновременно на все КП;
- обмен телетайпной информацией между ЦДП с КП.

25.2. Параметры радиопередатчика

Проведенный краткий анализ работы радиотехнической системы по обслуживанию производств рассредоточенного типа позволяет выработать требования к входящим в их состав радиопередатчикам. Форма сигнала. Поскольку в системе следует обеспечить пять режимов работы (телесигнализация, телеизмерение, телеуправление, телерегулирование, связь), то это предопределяет форму сигнала: цифровой TV-разрядный кодированный сигнал. К числу возможных способов кодирования передаваемых букв, цифр и служебных команд относится, например, восьмиразрядный двоичный код международного стандарта ASC II. Мощность радиопередатчика. С учетом действия нормативных требований и для минимизации помех другим радиосистемам мощность радиопередатчика в непрерывном режиме работы не должна, как правило, превышать 50 Вт. Диапазон частот. Для систем народнохозяйственного назначения в УКВ диапазоне выделены следующие полосы частот: 27...58, 74...76, 146...174, 300...344, 440...470 МГц. Для радиотехнической системы производственного назначения, обслуживающей удаленные объекты, максимально возможная протяженность радиотрассы имеет во многих случаях первостепенное значение. В этой связи большой интерес представляет декаметровый диапазон волн (27...30 МГц) и часть метрового (до 58 МГц), поскольку в них благодаря явлениям дифракции и рефракции удастся обеспечить прием радиосигнала далеко за линией радиогоризонта. При работе в декаметровом диапазоне отпадает необходимость в прямой видимости между антеннами в точках приема и передачи сигнала, что необходимо обеспечивать в более высоких по частоте диапазонах. В результате при поднятии простых штыревых антенн четверть или полуволновой длины на небольшую высоту, всего на 10...20 м, и мощности передатчика до 50 Вт в декаметровом диапазоне волн удастся обеспечить устойчивую радиосвязь на сравнительно большие расстояния, до 50...100 км. Системы радиосвязи декаметрового диапазона, использующие распространение радиоволн по искривленному лучу, огибающему Землю, оказываются в ряде случаев более экономичными по сравнению с СВЧ системами, работающими по принципу прямого луча. Эта экономия основана на том, что для получения одной и той же дальности линии радиосвязи в первом случае требуется меньшее число и более простые по устройству пункты связи. Следует учитывать, что за линией радиогоризонта напряженность поля в декаметровом диапазоне может резко снижаться. Поэтому приходится при-

нимать специальные меры по обнаружению радиосигнала при отношении сигнал-шум на входе приемника существенно меньше единицы, например до -20 дБ. К таким мерам относится когерентное накопление сигнала или сужение полосы пропускания в радиоприемном тракте. Метод модуляции. Система должна обеспечивать высокую помехозащищенность при сравнительно облегченных требованиях к параметрам аппаратуры, в частности к стабильности частоты, значение которой при отсутствии термостабилизации можно принять равной 10^{-5} . Учет данных, в определенной степени противоречивых факторов, приводит к выводу о целесообразности применения двухступенчатой модуляции, позволяющей реализовать узкий частотный канал после детектора радиоприемника и тем самым повысить помехозащищенность системы в целом. При такой модуляции в рамках первой ступени осуществляется модуляция сигнала поднесущей передаваемой кодовой комбинацией исходного сообщения, в рамках второй ступени – сигнал поднесущей модулирует сигнал несущей. Среди возможных сочетаний разных методов модуляции можно рекомендовать два вида: ЧТ – ЧТ и ЧТ – ФТ.

Структура сообщения по линии КП – ЦДП. Информация, периодически поступающая по радиоканалу с КП на ЦДП, передается в виде рабочего кадра, содержащего:

- вызывной сигнал (2 байта);
- номер пункта (1 или 2 байта);
- длина сообщения (2 байта);
- код телеметрического или текстового сообщения (1 байт);
- число групп дискретных датчиков (1 байт);
- число аналоговых датчиков (1 байт);
- число цифровых датчиков (1 байт);
- показания дискретных датчиков (1 байт на 8 датчиков);
- показания аналоговых датчиков (1 или 2 байта на 1 датчик);
- показания цифровых датчиков (1 или 2 байта на 1 датчик);
- контрольная сумма (2 байта).

Таким образом, объем передаваемой информации технологического характера (за исключением текстовой информации) в рамках одного кадра (рис. 25.2,а) по линии КП – ЦДП составит, байт:

$$A=S+M+K+N/8 \quad \text{или} \quad A=S+2M+2K+N/8,$$

где $S=11-12$ – число служебных байтов;

M – число аналоговых датчиков;

K – число цифровых датчиков;

N – число дискретных датчиков.

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

a

Службное сообщение (S байт)	Команды управления ($2L$ байт)	Команды регулирования ($2R$ байт)
-----------------------------------	------------------------------------	---------------------------------------

б

Рис. 25.2

Время передачи одного кадра сообщения, с:

$$T=8A/V,$$

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

Пример. Контролируемый пункт имеет следующее число датчиков: $M=8$ (по 1 байту), $K=5$ (по 2 байта), $N=8$. Скорость передачи $V=200$ бит/с. В результате получим: $A=11+8+2\cdot5+8/8=30$ байт, время $T=8\cdot30/200=1,2$ с.

Структура сообщения по линии ЦДП – КП. Информация, поступающая по радиоканалу с ЦДП на КП, передается в виде рабочего кадра, содержащего:

- вызывной сигнал (2 байта);
- номер пункта (1 или 2 байта);
- длина сообщения (2 байта);
- код командного или текстового сообщения (1 байт);
- запрос дискретных датчиков (1 байт);
- запрос аналоговых датчиков (1 байт);
- запрос цифровых датчиков (1 байт);
- команды по управлению объектом (по 2 байта на каждую команду);
- команды по регулированию объектом (по 2 байта на каждую команду);
- контрольная сумма (2 байта).

Таким образом, объем передаваемой информации технологического характера (за исключением текстовой информации) в рамках одного кадра (рис. 25.2,б) по линии ЦДП – КП составит, байт:

$$C=S+2L+2R,$$

где $S=11-12$ – число служебных байтов; L – число команд управления; R – число команд регулирования.

Время передачи одного кадра сообщения, с:

$$T=8C/V,$$

где V – скорость передачи информации, бит/с.

Обычно значения A и C не превышают в рассматриваемом классе систем 100...200 байт за сеанс радиосвязи. При этом и текстовые сообщения также не должны превышать 200 байт, т.е. 200 знаков. Структурная схема передатчика. На основании требований, предъявляемых к параметрам передатчика, можно составить его структурную схему. Пример схемы передатчика мощностью до 50 Вт приведен на рис. 25.3.

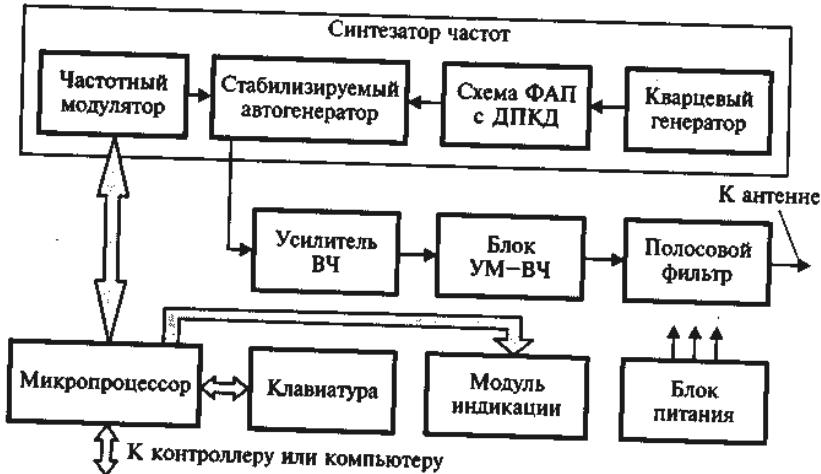


Рис. 25.3. Схема передатчика

В передатчике осуществляется двухступенчатая модуляция ЧТ–ИМ. Управляет работой передатчика микропроцессор. С его помощью производятся:

- автоматическое включение и выключение передатчика;
- выбор частоты несущей передатчика;
- кодирование дискретных и аналоговых сигналов, поступающих с контроллера и компьютера;
- ввод в память информации, формируемой с помощью клавиатуры;
- первая ступень модуляции, состоящая в формировании сигналов поднесущих частот – в присваивании логической 1 частоты F_1 , а логическому 0 – частоты F_2 ;
- контроль за работой всех блоков передатчика;
- управление устройствами электронной защиты.

С помощью цифрового синтезатора частот, построенного по схеме с ФАП и делителем с переменным коэффициентом деления (ДПКД), осуществляется:

- формирование рабочей сетки частот с заданным шагом;
- вторая ступень модуляции – частотная модуляция сигналами поднесущих (частоты F_1 и F_2) несущей частоты передатчика с девиацией $\Delta f_{\text{дев}}$.

Сформированный сигнал с двойной ЧМ усиливается сначала предварительным ВЧ усилителем, а затем выходным усилителем мощности ВЧ сигнала – блоком УМ – ВЧ. Предварительный усилитель может представлять собой ВЧ интегральную схему с коэффициентом усиления в 20...30 дБ. На выходе передатчика устанавливается полосовой фильтр, обеспечивающий подавление побочных составляющих до уровня –60 дБ. С помощью модуля индикации – символьного цифробуквенного индикатора – осуществляется отображение всей передаваемой информации и выполняемых операций.

Выводы по главе

Системы радиосвязи декаметрового диапазона, использующие распространение радиоволн по искривленному лучу, огибающему Землю, оказываются в ряде случаев более экономичными по сравнению с СВЧ системами, работающими по принципу прямого луча. Эта экономия основана на том, что для получения одной и той же дальности линии радиосвязи в первом случае требуется меньшее число и более простые по устройству пункты связи.

Вопросы для самоконтроля

1. По какому принципу строятся радиоэлектронные системы по управлению производствами рассредоточенного типа? Какие функции они выполняют?
2. Какую роль выполняет микропроцессор в радиопередатчике?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 16–17; дополнительной: 4–6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 26. РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ СВЧ ДИАПАЗОНА. ГЛОБАЛЬНЫЕ КОСМИЧЕСКИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ

26.1. Типы передатчиков в космических системах радиосвязи

В СВЧ диапазоне связь между объектами может осуществляться только прямым лучом. В этом отношении космос наилучшим образом подходит для использования СВЧ диапазона, в котором возможна передача узконаправленным лучом громадных объемов информации с высокой скоростью.

В таких системах можно выделить четыре основных типа СВЧ передатчиков:

- центрального наземного узла связи,
- наземного стационарного абонентского терминала,
- подвижного абонентского терминала и входящего в состав спутникового ретранслятора.

Требуемые параметры этих передатчиков целиком зависят от характеристик системы, в которые они входят.

26.2. Околосемные орбиты спутников

Одним из главных 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 негеостационарные, которые в свою очередь подразделяются на эллиптические, средневысотные и низкие круговые. При геостационарной орбите спутник, располагаясь в плоскости экватора на высоте в 36000 км и двигаясь со скоростью вращения Земли вокруг ее оси, висит над определенной точкой земной поверхности. Антенна такого неподвижного по отношению к наземному наблюдателю спутника постоянно в течение 24 ч суток «освещает» одну и ту же область земной поверхности. Поэтому пользователь системы, находящийся на земле в зоне «пятна» антенны, может иметь непрерывную, круглосуточную радиосвязь с другим абонентом, находящимся в той же зоне. Расположив на геостационарной орбите три спутника, имеющих между собой линии связи, можно охватить радиосвязью всю Землю, за исключением территорий, лежащих за северным и южным полярными кругами (рис. 26.1,а). 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. Использование на спутниках остронаправленных, многолучевых антенн и устройств автоматического наведения на спутник наземной антенны 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.

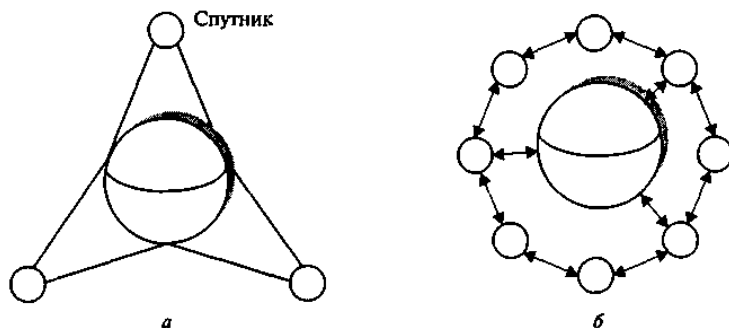


Рис. 26.1

Здесь непрерывную радиосвязь с помощью одного спутника можно иметь только в течение 1,5...2 ч. Поэтому для осуществления непрерывной круглосуточной связи в систему должно входить не менее 8 – 12 спутников (рис. 26.1,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 являются пониженная мощность радиопередатчика (около 1 Вт) наземного абонента ввиду относительно малой протяженности радиотрассы и исключение требования по точному наведению наземной антенны на спутник. При этом масса всей радиостанции абонента может не превышать 0,5 кг. Во всех системах для организации глобальной радиосвязи должна быть решена задача не только по связи наземного абонента со спутником, но и по обмену информацией между спутниками. Такая ретрансляция сигнала осуществляется или с помощью межспутниковых линий связи (рис. 26.1,б) или через специальные земные узловые станции сопряжения (рис. 26.2).

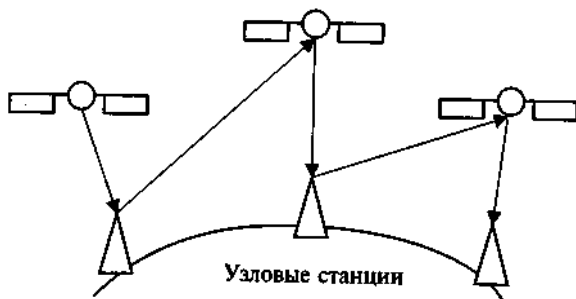


Рис. 26.2

26.3. Основные параметры космических систем радиосвязи

Такие системы 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 (стационарные и подвижные) 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 каждым из спутников;

– параметры спутника: его масса, мощность источника электропитания, срок активного существования, точность удержания на орбите и т.д.;

– параметры ретранслятора спутника: диапазон частот, ширина полосы частот, мощность радиопередатчика, чувствительность радиоприемника, пропускная способность, коэффициенты усиления и ширина диаграммы направленности антенн и т.д.;

в части наземного сегмента системы:

– число наземных станций (центральной по управлению всей системой и узловых или сопряжения для слежения и связи со спутниками) и их радиотехнические параметры;

– максимальное число 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. 26.2).

С помощью центральной станции производится управление всей системой: удержание с необходимой точностью спутников на их орбитах; передача команд во все звенья и прием с них необходимых телеметрических данных, позволяющих контролировать нормальное функционирование как отдельных частей, так и системы в целом; распределение потоков передаваемой системой информации; контроль за ее доставкой пользователям и т.д. Это управление и контроль осуществляются с помощью центрального компьютера системы по специальной программе. С использованием узловых станций выполняется контроль за спутниками и связь с ними абонентских терминалов, находящихся в зоне их действия. Абонентские терминалы осуществляют связь друг с другом или непосредственно через спутник, или используя в качестве промежуточного ретранслятора одну из узловых станций.

Рассмотрим радиотехнические параметры спутнико-космических систем радиосвязи, имеющих прямое отношение к параметрам радиопередатчиков.

Диапазон частот. Для спутниковых систем радиосвязи Международным комитетом по регистрации частот (МКРЧ) выделены следующие полосы частот (табл. 26.1). Для радиосвязи центральной и узловой станций и абонентского терминала с высокоорбитальным геостационарным спутником используются обычно диапазоны частот С, Ки, Ка. Для радиосвязи абонентского терминала с низкоорбитальным спутником используются более низкие диапазоны частот: L, S, а также диапазон УКВ – до 1 ГГц (137...138 МГц, 148...150,05 МГц, 400,1 МГц, 406...406,1 МГц).

Пропускная способность системы, определяемая максимально возможным числом ее пользователей и объемом передаваемой информации.

Таблица 26.1.

Наименование диапазона	Полоса частот, ГГц	
	поддиапазон 1	поддиапазон 2
L	1,452 ... 1,500	1,610 ... 1,710
S	1,930 ... 2,700	–
C	3,400 ... 5,250	5,725 ... 7,075
X	7,250 ... 7,750	7,900 ... 8,400
Ku	10,700 ... 12,750	12,750 ... 14,800
Ka	14,400 ... 26,500	27,000 ... 50,200
K	84,000 ... 86,000	

Параметры антенны. Антенна характеризуется: эффективной площадью S_A , углом диаграммы направленности Θ и коэффициентом усиления K_A , связанными между собой следующими соотношениями:

$$K_A = 4\pi S_A / \lambda^2; \quad (26.1)$$

$$S_A = 36000 / \Theta^2; \quad (26.2)$$

где S_A измеряется в m^2 , Θ – в градусах, λ – длина волны, м.

Коэффициент усиления антенны в децибелах: $K_A(\text{дБ}) = 10 \lg K_A$.

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

$$\text{ЭИИМ} = 10 \lg(P_{\text{пер}} K_A), \text{ дБВт.}$$

Энергетическая добротность, определяемая с помощью двух параметров ретранслятора: температуры шумов радиоприемника $T_{\text{ш.прм}}$ (в градусах Кельвина) и коэффициента усиления антенны K_A :

$$Q_D = 10 \lg(K_A / T_{\text{ш.прм}}), \text{ дБ/К}$$

Скорость передачи цифровой информации по каналу радиосвязи, определяемая как число бит или кбит в секунду. В зависимости от значения данной величины системы связи разделяются на системы с низкими скоростями (до 9,6 кбит/с), средними (до 64 кбит/с), высокими (более 64 кбит/с).

Объем передаваемой служебной информации за сеанс связи с одним объектом определяется количеством и содержанием команд управления и телеметрического контроля, а также объемом служебных команд.

Способы модуляции и кодирования сигнала. Обычно используются наиболее помехозащищенные методы модуляции сигнала – ФМ и ЧМ.

Частотные стволы в ретрансляторе. Каждый ствол характеризуется шириной полосы пропускания и количеством объединенных в одном стволе корреспондентов.

26.4. Многостанционный доступ

Многостанционный доступ, связанный 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. Поэтому остановимся более подробно на данном вопросе. Через одну наземную станцию такой системы может передаваться большое число аналоговых и цифровых сообщений, объединяемых в один общий многоканальный сигнал. Совокупность каналов передачи одной наземной станции образует ствол связи, харак-

теризуемый 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;
- временным разделением каналов;
- пространственным разделением каналов;
- поляризационным разделением каналов;
- кодовым разделением каналов;
- смешанные.

Рассмотрим три первых способа разделения каналов.

Многостанционный доступ с разнесением по частоте, при котором 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. 26.3).

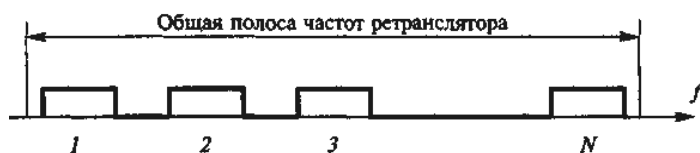


Рис. 26.3

Спутниковый ретранслятор при этом строит по принципу перенесения всего спектра частот из одного диапазона в другой, например, из диапазона 6 ГГц – в 4 ГГц или 14 ГГц – в 11 ГГц, без демодуляции сигнала. Радиоприемный тракт в таком ретрансляторе является общим для всех стволов, в нем обеспечивается большой линейный диапазон усиления СВЧ сигнала. Для уменьшения перекрестных помех между стволами радиопередающий тракт выполняют по принципу закрепления за каждым из них отдельного тракта усиления сигнала по мощности. Возможная структурная схема такого ретранслятора, называемого «прозрачным», приведена на рис. 26.4,а, структурная схема радиопередатчика одного ствола – на рис. 26.4,б. На рис. 26.4 приняты следующие сокращения названий узлов и блоков: ПФ – полосовой фильтр, МШУ – малошумя-

мощный усилитель, См – смеситель, Г – гетеродин, ШУ – широкополосный усилитель, НО – направленный ответвитель. Принятый сигнал в диапазоне 6 ГГц усиливается в общем радиоприемнике с полосой пропускания до 500 МГц, а затем весь спектр переносится в диапазон 6 ГГц. С помощью мультиплексора – многополосного фильтра – сигнал разводится по стволам, каждый из которых имеет полосу пропускания до 35...40 МГц (рис. 26.3). После усиления сигналы всех стволов вновь объединяются с помощью мультиплексора и подводятся к общей антенне. В состав ретранслятора входят также блоки питания и резервные комплекты. Возможно разведение выходного СВЧ сигнала по нескольким антеннам – с широко- и узкополосной диаграммой направленности.

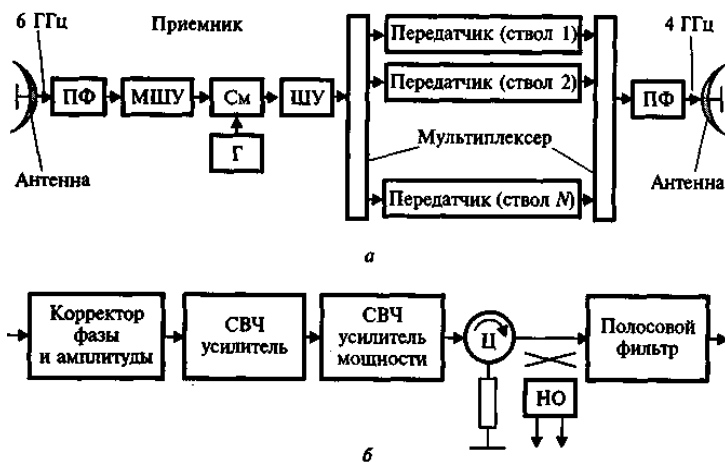


Рис. 26.4

В передатчике (рис. 26.4,б) с помощью корректора амплитуды добиваются линеаризации амплитудной характеристики, а с помощью корректора фазы – независимости фазы сигнала от амплитуды. Сначала сигнал усиливается в предварительном СВЧ транзисторном усилителе, а затем в СВЧ усилителе мощности. В качестве последнего на первой стадии создания подобных систем радиосвязи использовались лампы бегущей волны, а в настоящее время – биполярные и полевые транзисторы с суммированием их мощностей. На выходе передатчика включается циркулятор Ц, обеспечивающий устойчивую работу выходного СВЧ усилителя мощности и развязку с другими стволами, и направленный ответвитель НО для измерения мощности падающей и отраженной волны. Полоса пропускания одного радиопередатчика составляет обычно до 35...40 МГц, мощность – не более 100 Вт.

Другой вариант «прозрачного» ретранслятора предусматривает возможность усиления в одном стволе большого числа несущих колебаний – до 150 – 200. В этом случае к ретранслятору предъявляются повышенные требования в части линейности тракта усиления мощности высокочастотных колебаний.

Многостанционный доступ с разнесением по времени. При таком способе 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. При таком методе доступа в ретрансляторе происходит обработка принятых сигналов, включающая их демодуляцию, уплотнение, разнесение во времени и объединение в общий групповой сигнал. Последний 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 (рис. 26.5). При данном методе 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 на земной поверхности. 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.

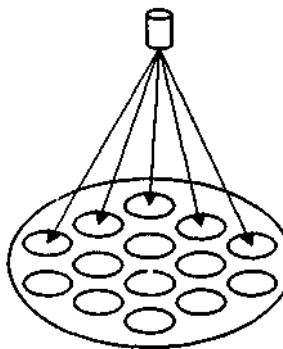


Рис. 26.5

26.5. Примеры космических систем радиосвязи

К 2001 г. в мире действовало около 50 спутнико-космических систем радиосвязи, многие из которых на коммерческой основе предлагают 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. Углубленная структурная схема такой системы приведена на рис. 26.6. Система включает космический сегмент со связным и навигационным спутниками и наземный сегмент: центральную станцию, диспетчерские пункты связи и до нескольких десятков тысяч мобильных абонентов – транспортных средств. Система позволяет осуществлять двусторонний обмен текстовой информацией водителя с диспетчером и отслеживать местоположение автомашины на всем пути ее следования. Одна из таких систем (EUTELTRACS) охватывает территорию Северной Африки, Ближнего Востока и Европы, в том числе и европейскую часть России.

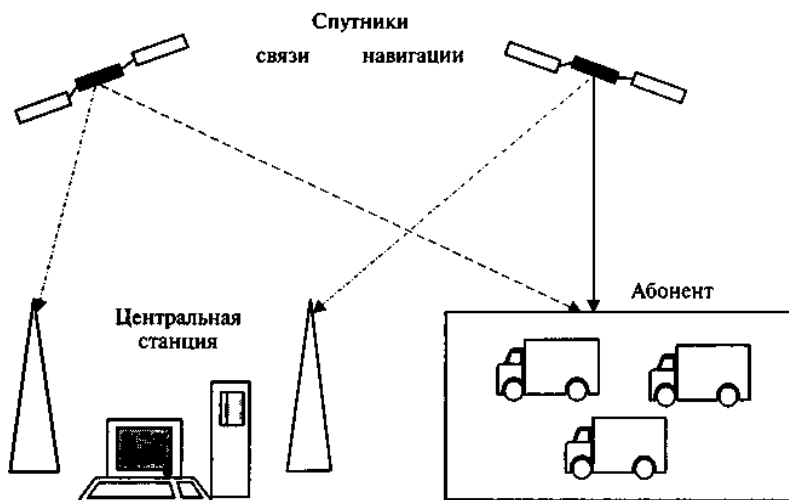


Рис. 26.6

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. 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 (рис. 26.7).

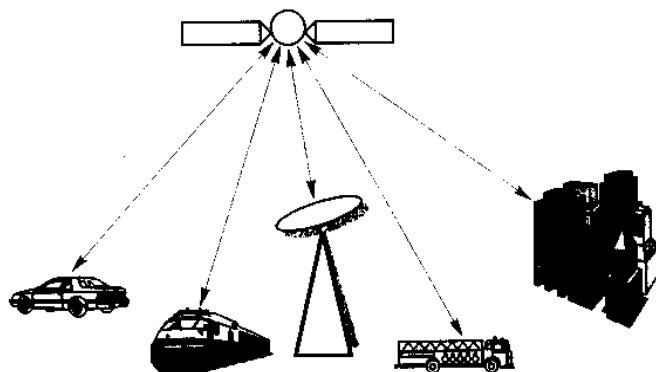


Рис. 26.7

Система при передаче данных может использоваться и для контроля работы удаленных стационарных и подвижных производственных объектов.

Таблица 26.2

Основные технические параметры системы EUTELTRACS

Тип орбиты спутника	геостационарный
1	2
Число спутников	2 (радиосвязной и навигационный)
Количество стволов	2 для радиосвязи и 1 для навигации
Диапазон частот по линии центральная станция-спутник, ГГц	14/11
Скорость передачи, кбит/с	5...15
Абонентский терминал, устанавливаемый на автомашине:	
Мощность передатчика, Вт	1

1	2
ЭИИМ, дБВт	19
Скорость передачи, бит/с	55...165
Длина стандартного сообщения, символов	1900

Система космической радиосвязи с использованием от четырех до нескольких десятков низкоорбитальных спутников для сбора данных с необслуживаемых объектов, передачи аварийных и экстренных сообщений. В такой системе парк наземных радиомаяков, подключенных к датчикам экологического контроля, позволяет отслеживать состояние среды на обширных территориях: возникновение лесных пожаров, выброс в атмосферу газов химических предприятий и т.д. и своевременно принимать необходимые меры по их локализации. В системе с небольшим числом спутников обычно реализуется режим «электронной почты», состоящий в следующем. Абонентский пост передает сообщение на спутник при появлении последнего в зоне его радиовидимости. Принятые спутником данные запоминаются в бортовом блоке памяти и «сбрасываются» по радиоканалу на землю при прохождении космическим аппаратом зоны радиовидимости получателя информации. Транспортные протоколы программного обеспечения компьютеров системы позволяют формировать пакеты данных, доставляемых по разным маршрутам с использованием наземных линий телекоммуникаций.

Таблица 26.3

**Основные параметры системы космической радиосвязи
с использованием геостационарного спутника**

Тип орбиты спутника	геостационарный
1	2
Число спутников	1
Количество стволов	6
Пропускная способность системы	400 тыс. абонентов
Диапазон частот по линии центральная станция-спутник, ГГц	11/14
Диапазон частот по линии абонентский терминал-спутник, ГГц	1,6/1,6

1	2
Скорость передачи, кбит/с	5...15
Спутниковый ретранслятор:	
ЭИИМ, дБВт	42...65
Добротность G/T, дБ/К:	
– прямой канал	4
– обратный канал	2,3
Число телефонных каналов на ствол	300 – 400
Стационарный и мобильный терминал:	
ЭИИМ, дБВт:	
– мобильный	0,5
– стационарный	16,5
Добротность G/T для разных типов антенн, дБ/К:	12...26
Скорость передачи, кбит/с	2,4...6,4

Приведем возможные параметры такой системы, предназначенной для передачи в режиме «электронной почты» по спутниковому каналу метеорологических, экологических и аварийных сообщений от стационарных и подвижных объектов и определения их местоположения, а также для проведения поисково-спасательных работ на суше и воде.

Глобальная космическая система радиосвязи с использованием нескольких десятков низкоорбитальных спутников и охватывающая всю территорию Земли – GLOBALSTAR. Система обеспечивает всемирную телефонную и пейджинговую радиосвязь и передачу данных абонентам, находящимся в любой точке Земли, а также местонахождение подвижных объектов.

Космический сегмент системы GLOBALSTAR включает 48 основных и восемь резервных спутников, вращающихся в восьми орбитальных плоскостях на низких околоземных орбитах при расстоянии 1400 км от Земли. Создаваемое спутниками радиополе полностью охватывает всю нашу планету. Поэтому абонент системы, находясь в любой точке Земли, может в любой момент времени за считанные секунды связаться с любым другим абонентом системы, месторасположение которого также может быть произвольным.

В этом и состоит главное преимущество глобальной системы радиосвязи GLOBALSTAR перед действующими системами сотовой радиосвязи, охватывающими только 3% Земли и имеющими ограниченный радиус действия в пределах нескольких сотен километров. С помощью терминалов пользователь системы GLOBALSTAR имеет возможность войти в действующие телекоммуникационные системы.

Таблица 26.4

Основные технические параметры системы космической радиосвязи с использованием от четырех до нескольких десятков спутников

Тип орбиты спутника	круговая низкоорбитальная
Высота, км	1000
Период обращения спутника, мин	105
Число спутников	4
Пропускная способность системы, тыс. абонентов	50
– в одном сеансе	200
– на одном витке	2000
Точность определения координат объекта, км	2...5
Радиомаяк диапазона 121,5 МГц:	
Мощность, Вт	0,1
Модуляция	АМ
Длительность элементарной посылки, с	0,25...0,5
Частота, Гц	300...1600
Радиомаяк диапазона 405,9 МГц:	
Мощность, Вт	5
Модуляция	ФМ
Длительность элементарной посылки, с	0,44
Максимальный объем данных в сеансе, бит	240

Таблица 26.5

Основные технические параметры системы

Диапазоны частот по линии, МГц:	
1	2
«терминал — спутник»	1610...1626,5
«спутник — терминал»	2483,5...2500
«спутник — узловая станция»	6875...7055
«узловая станция — спутник»	5091...5250
Ширина полосы частот в одном луче, МГц	
Число каналов в полосе частот 1,3 МГц	
Спутниковый ретранслятор:	
По связи с абонентским терминалом:	
суммарная выходная мощность спутникового ретранслятора абонентских станций (L/S диапазон) с возможностью перераспределения мощности между лучами, Вт	240
ЭИИМ (в пересчете на канал 2,4 кбит/с), дБВт	-2,9
добротность G/T, дБ/К	-10
коэффициент усиления антенны K_A , дБ	12...17
шумовая температура, К	261
количество информационных каналов	118
По связи с центральной станцией:	
выходная мощность радиопередатчика, Вт	140
ЭИИМ (в пересчете на канал 2,4 кбит/с), дБВт	27,7
добротность G/T, дБ/К	-13,7
Коэффициент усиления антенны K_A , дБ:	
– приемной	3,6
– передающей	1
Пропускная способность на один спутник	2400 каналов

1	2
Абонентский терминал:	
Выходная мощность радиопередатчика, Вт:	
– портативного	0,6
– мобильного	3
ЭИИМ, дБВт	-0,7
добротность G/T, дБ/К	-22
скорость передачи, кбит/с	2,4
шумовая температура, К	260

Выводы по главе

1. Принцип построения системы GLOBALSTAR совпадает в основных чертах с наземными сотовыми системами радиосвязи. Главное отличие состоит в переносе в космическое пространство перемещающихся ретрансляционных базовых станций. В системе отсутствует прямая связь между спутниками, а передача информации от одного спутника к другому осуществляется через наземные узловые станции (рис. 26.2), число которых после полного ввода системы в эксплуатацию должно достигнуть 210.

На каждом спутнике установлены ретранслятор прозрачного типа (рис. 26.4) и многолучевая антенна, создающая на Земле 16 одновременно перемещающихся сот диаметром 1600 км с временем радиовидимости в одном луче в 2 мин. Поэтому каждые 2 мин связь с корреспондентом автоматически передается из одной соты в другую.

Вопросы для самоконтроля

1. Перечислите основные параметры космических систем радиосвязи. В каких диапазонах частот работают передатчики в этих системах?
2. Нарисуйте структурную схему передатчика при многостанционном доступе с частотным разделением каналов.
3. Как используется многолучевая антенна в космических системах радиосвязи?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1–6; дополнительной: 7–8 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 27. РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ СВЧ ДИАПАЗОНА. ПЕРЕДАТЧИКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ. ПЕРЕДАТЧИКИ СОТОВОЙ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ

27.1. Передатчики радиолокационных станций

Классификация – радиолокационные станции (РЛС) служат для обнаружения, измерения координат и иных параметров движущихся объектов путем использования отраженных от них волн (РЛС с пассивным ответом) или за счет переизлученного сигнала (РЛС с активным ответом). Обоснуем, почему РЛС пассивного типа должны работать в СВЧ диапазоне. Для зеркальной антенны параболического типа для ширины диаграммы направленности (в градусах) основного луча имеем:

$$\Theta = 30\lambda/R, \quad (27.1)$$

где R – радиус зеркала. (Размерности длины волны λ и R должны совпадать.)

Для обнаружения объекта длина волны сигнала РЛС должна быть намного меньше размеров цели, а сам луч достаточно узким.

Приняв $\Theta = 1^\circ$, из (27.1) получим: $R/\lambda = 30$ и при $\lambda = 1$ см имеем $R = 30$ см. Таким образом, необходимость обнаружения целей ограниченных размеров и получения узкого луча при относительно небольшом зеркале антенны предопределяет диапазон волн для РЛС – сверхвысокочастотный, а в особых случаях – миллиметровый и оптический.

Поскольку пассивные РЛС обнаруживают цель по отраженному сигналу, то мощность сигнала на входе радиоприемника, запишется в виде:

$$P_{\text{пр}} = KP_{\text{пер}}/L^4, \quad (27.2)$$

где $P_{\text{пер}}$ – средняя мощность радиопередатчика;
 L – расстояние до цели.

Из (27.2) следует, что с увеличением расстояния при прочих равных условиях требуемая мощность передатчика возрастает по закону 4-й степени. Например, при увеличении расстояния L в 2 раза требуемая мощность возрастает в 16 раз, а при увеличении L в 4 раза – в 256 раз.

В зависимости от расстояния до обнаруживаемой цели, а, следовательно, и требуемой мощности излучаемого импульса, радиопередатчики РЛС можно разделить на три основные группы:

- ближнего радиуса действия в несколько сотен метров и требуемой мощности радиопередатчика несколько ватт;
- среднего радиуса действия при расстоянии в несколько километров или десятков километров и требуемой мощности в импульсе несколько киловатт или десятков киловатт;

– дальнего радиуса действия при расстоянии в сотни километров и требуемой мощности в импульсе более 1 МВт.

Вторая классификация радиопередатчиков РЛС прямо связана с антенной и способом суммирования мощностей сигналов: с одним выходом на единственный излучатель, например при параболической антенне, или со множеством выходов на большое число излучателей при применении фазированной антенной решетки (ФАР).

Третья классификация основана на типе электронных приборов, применяемых радиопередатчиках РЛС: электровакуумных (ЛБВ, клистронов, магнетронов и т.д.) или только полупроводниковых.

Радиопередатчики РЛС с электровакуумными приборами. В настоящее время только в РЛС с повышенной мощностью излучения применяются электровакуумные приборы. В табл. 27.1 приведены основные параметры нескольких типов таких приборов.

Таблица 27.1

Параметр	Тип СВЧ электровакуумного прибора		
	Амплитрон	Прямопролетный клистрон	ЛБВ типа О
КПД, %	50...70	25...50	20...50
Максимальная средняя мощность, кВт	8...10	10	0,5...1
Максимальная импульсная мощность, МВт	2...7	2...10	0,5...1
Полоса пропускания, %	10	0,2...1	10...30
Усиление, дБ	10...16	25...40	30...50
Напряжение питания, кВ	30...70	20...90	10...30

В зависимости от параметров передатчика РЛС по данным табл. 27.1 следует выбрать наиболее подходящий тип электровакуумного прибора. При узкой полосе пропускания (в пределах 1%) можно остановиться на прямопролетном клистроне, имеющем высокий КПД и большой коэффициент усиления. При большей полосе пропускания предпочтение следует отдать ЛБВ и амплитрону.

При составлении структурной схемы СВЧ передатчика следует руководствоваться следующими правилами:

- между приборами необходимо включать ферритовые однонаправленные устройства (вентили и циркуляторы) для обеспечения электрической устойчивости;

- выходной сигнал передатчика надо пропустить через полосовой фильтр с целью уменьшения побочных излучений и доведения их до требуемой нормы;

- с помощью устройств автоматического регулирования необходимо стабилизировать основные параметры радиопередатчика;
- непрерывно контролировать режимы работы всех каскадов и в первую очередь выходную мощность радиопередатчика;
- необходимо предусмотреть электронную защиту, снимающую напряжения питания с передатчика при нарушении нормального режима эксплуатации электронных приборов или возникновении любых внештатных ситуаций;
- рекомендуется применять систему принудительного охлаждения для соблюдения температурного режима работы электровакуумных приборов;
- все высоковольтные цепи должны быть выполнены с соблюдением норм по технике безопасности;
- передатчик в целом должен быть экранирован для соблюдения норм по СВЧ излучениям.

Покажем на конкретном примере, каким образом составляется структурная схема СВЧ передатчика с электровакуумными приборами.

Исходные данные: частота 4 ГГц, импульсная мощность излучения 10 кВт, ширина спектра излучаемого сигнала 200 МГц, мощность входного сигнала от возбуждителя: $P_{вх}=0,1$ Вт. Определяем общий коэффициент усиления:

$$K_p = 10 \lg(P_{пер}/P_{вх}) = 10 \lg(10^4/0,1) = 50 \text{ дБ.}$$

С учетом требуемой полосы пропускания в 5% выбираем цепочку из двух приборов: ЛБВ с коэффициентом усиления $K_{ЛБВ}=40$ дБ и амплитрон с коэффициентом усиления $K_{ампл}=16$ дБ. Составляем структурную схему СВЧ радиопередатчика (рис. 27.1).

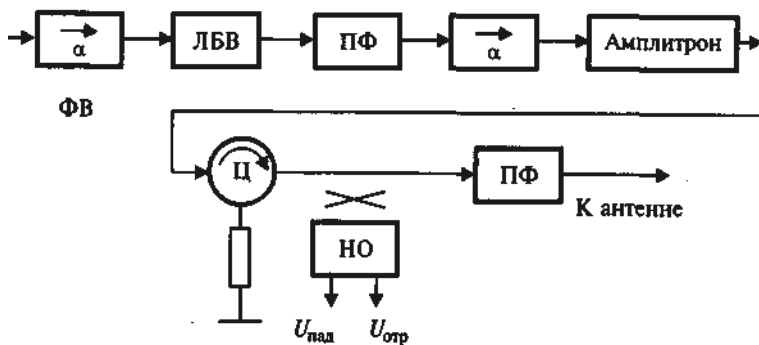


Рис. 27.1

На схеме приняты следующие сокращения: ФВ – ферритовый вентиль, НО – направленный ответвитель, ПФ – полосовой фильтр, Ц –

циркулятор. С помощью НО в выходном тракте передатчика контролируется уровень падающей и отраженной мощности. На входе и между приборами включается ферритовый вентиль, на выходе – циркулятор. Между приборами и на выходе передатчика включается полосовой фильтр. Общий коэффициент усиления радиопередатчика, дБ:

$$K_p = K_{\text{ЛБВ}} + K_{\text{ампл}} - K_{\text{пот}} = 40 + 16 - 5 = 51,$$

где $K_{\text{пот}} = -5$ дБ – сумма потерь на затухание в ферритовых вентилях, циркуляторе и полосовых фильтрах.

Требуемый коэффициент усиления обеспечен с небольшим запасом.

Радиопередатчик РЛС на полупроводниковых приборах. При повышенной мощности эти радиопередатчики применяются обычно в сочетании с ФАР. Пример более подробной структурной схемы радиопередатчика с ФАР, включающей 256 излучателей, дана на рис. 27.2. В схеме имеются 17 унифицированных модулей А – СВЧ усилителей с коэффициентом усиления в 13 дБ и мощностью 200 Вт; два делителя на 16 каналов и 16 модулей ФВ – ПФ, каждый из которых включает по 16 фазовращателей и полосовых фильтров (ПФ). Общее число последних: $16 \cdot 16 = 256$ – числу излучателей. В схеме на рис. 27.2 показан один ствол радиопередатчика. Все остальные 15 стволов идентичны ему. Согласно схеме один выходной модуль А мощностью в 200 Вт питает 16 излучателей, подводя к каждому из них с учетом потерь в фазовращателе и фильтре сигнал мощностью в 10 Вт. Таким образом, общая суммарная мощность, излучаемая передатчиком в рассматриваемом варианте, составляет: $10 \cdot 256 = 2560$ Вт.

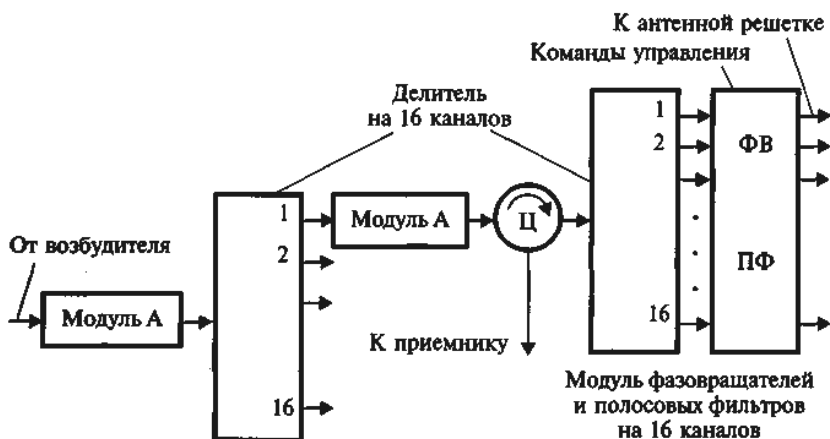


Рис. 27.2

Та же фазированная решетка антенных излучателей используется и в режиме приема сигнала РЛС. Разделение каналов передачи и приема производится с помощью циркулятора. Управление модулями фазовращателей, состоящее в установлении требуемого фазового фронта излучаемых сигналов, производится по кодированным командам, поступающим от компьютера, управляющего работой всей РЛС.

27.2. Радиопередатчик сотовой системы радиосвязи

Принцип построения системы сотовой радиосвязи. Данная система обеспечивает радиотелефонную связь с подвижными объектами, перемещающимися на определенной территории в пределах, например, 100x100 км. При взаимодействии сотовой системы с глобальными системами радиосвязи – космическими и кабельными – обеспечивается возможность связи абонента практически с любым географическим районом на Земном шаре.

Название «сотовая» система получила потому, что вся зона обслуживания разбивается на сравнительно небольшие площадки, называемые сотами. В каждой соте устанавливается своя базовая станция, связанная с центральным узлом связи по радиоканалу или кабелю (рис. 27.3). Связь внутри системы обеспечивается следующим образом: абонент обращается к базовой станции той соты, в которой он в данный момент находится, и та в свою очередь через центральный узел связи с помощью другой базовой станции соединяет его с вызываемым абонентом, находящимся в любой другой соте данной системы. Таким образом, связь между абонентами устанавливается по цепочке: абонент *A* – базовая станция *X* – центральный узел связи – базовая станция *Y* – абонент *B* (рис. 27.3).

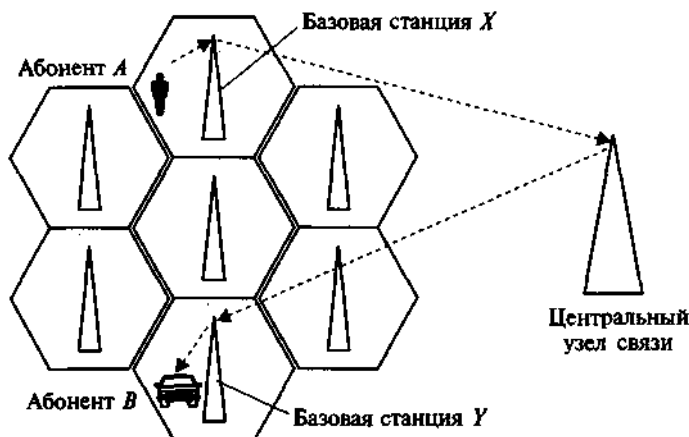


Рис. 27.3

Все соединения устанавливаются в автоматическом режиме под управлением центрального и базового компьютеров. Сотовая система позволяет экономно расходовать частотный ресурс, поскольку одни и те же частоты могут использоваться в разных сотах, только не соприкасающихся друг с другом. Пример такого распределения трех частот между базовыми станциями приведен на рис. 27.4.

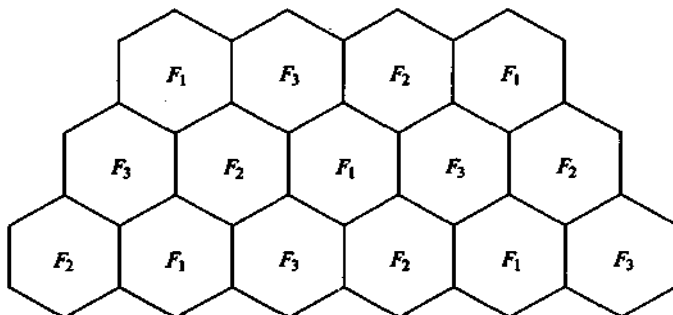


Рис. 27.4

Разработано и внедрено несколько стандартов организации сотовой радиосвязи. Один из них – NMT-450 – используется в диапазоне частот 450 МГц для передачи аналоговых сообщений, другой – GSM – применяется в диапазонах частот 900 и 1800 МГц для передачи цифровых сообщений. Абонентский радиопередатчик сотовой системы радиосвязи аналогового типа. Структурная схема такого радиопередатчика, входящего в состав абонентской радиостанции, приведена на рис. 27.5.

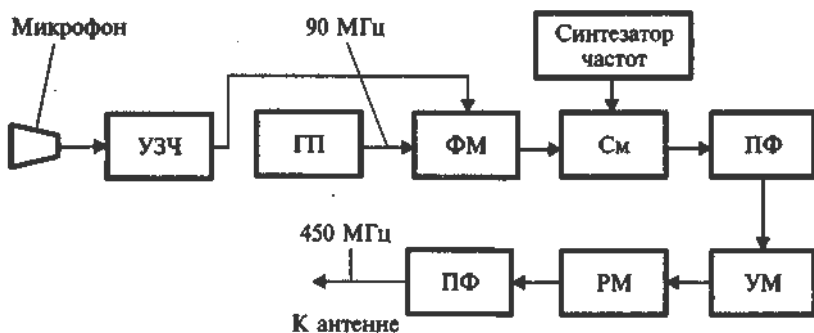


Рис. 27.5

На схеме приняты следующие обозначения: УЗЧ – усилитель звуковой частоты, ГП – генератор промежуточной частоты (90 МГц), ФМ –

фазовый модулятор, См – смеситель, ПФ – полосовой фильтр, УМ – усилитель мощности СВЧ сигнала (450 МГц), РМ – регулятор мощности. В схеме фазовая модуляция производится на промежуточной частоте (90 МГц). После смешения с частотой синтезатора и фильтрации сигнал основной частоты (450 МГц) усиливается по мощности. В радиостанции для обеспечения дуплексного режим работы, т.е. одновременной передачи и приема сообщений, передатчик и приемник имеют разные частоты. Передатчик полностью выполняется на микросхемах, и поэтому он имеет весьма малые размеры. Абонентский передатчик сотовой системы радиосвязи цифрового типа. Структурная схема такого передатчика, входящего в состав абонентской радиостанции и выполняемого на микросхемах, приведена на рис. 27.6. На схеме обозначено: УЗЧ – усилитель звуковой частоты, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ГП – генератор промежуточной частоты, ФМ – фазовый модулятор, См – смеситель, ПФ – полосовой фильтр, УМ – усилитель мощности СВЧ сигнала (900 МГц), РМ – регулятор мощности. Радиопередатчик работает следующим образом. С помощью АЦП речевой сигнал преобразуется в цифровой двоичный сигнал, проходит обработку в микропроцессоре и поступает на фазовый модулятор.

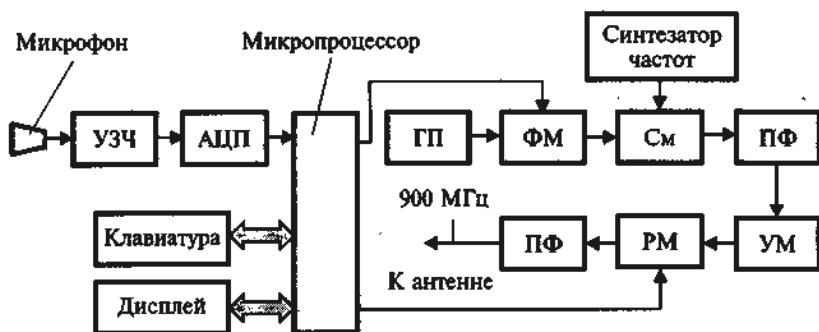


Рис. 27.6

После смешения с частотой синтезатора и фильтрации сигнал основной частоты (900 МГц) усиливается по мощности, величина которой автоматически регулируется в зависимости от расстояния до базовой станции. Выбор частоты также осуществляется в автоматическом режиме по команде с базовой радиостанции, предоставляющей абоненту свободный канал. Как и в предыдущем случае, передатчик полностью выполняется на микросхемах, и поэтому он имеет весьма малые размеры.

Выводы по главе

При составлении структурной схемы СВЧ передатчика следует руководствоваться следующими правилами:

- между приборами необходимо включать ферритовые однонаправленные устройства (вентили и циркуляторы) для обеспечения электрической устойчивости;

- выходной сигнал передатчика надо пропустить через полосовой фильтр с целью уменьшения побочных излучений и доведения их до требуемой нормы;

- с помощью устройств автоматического регулирования необходимо стабилизировать основные параметры радиопередатчика;

- непрерывно контролировать режимы работы всех каскадов и в первую очередь выходную мощность радиопередатчика;

- необходимо предусмотреть электронную защиту, снимающую напряжения питания с передатчика при нарушении нормального режима эксплуатации электронных приборов или возникновении любых внештатных ситуаций;

- рекомендуется применять систему принудительного охлаждения для соблюдения температурного режима работы электровакуумных приборов;

- все высоковольтные цепи должны быть выполнены с соблюдением норм по технике безопасности;

- передатчик в целом должен быть экранирован для соблюдения норм по СВЧ излучениям.

Вопросы для самоконтроля

1. Почему радиолокационные передатчики работают в СВЧ диапазоне и имеют узкую диаграмму направленности?

2. Какие СВЧ электровакуумные приборы используются в радиолокационных передатчиках повышенной мощности?

3. Зачем в СВЧ передатчиках – вентили и циркуляторы?

4. В чем преимущества радиолокационных передатчиков, использующих ФАР?

5. По какому принципу строится сотовая система радиосвязи? Как распределяются в ней частоты?

6. Какие функции выполняет микропроцессор в носимом передатчике?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 16–17; дополнительной: 4–6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 28. РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА

28.1. Принцип действия и классификация лазеров

Основой оптического передатчика является лазер – оптический квантовый генератор (ОКГ), создателями которого являются лауреаты Нобелевской премии за 1964 г. Н.Г. Басов (Россия), А.М. Прохоров (Россия), Ч.Х. Таунс (США). В основе работы лазеров лежит явление вынужденного или индуцированного излучения, возникающее в веществе в результате согласованного по частоте и направлению одновременного испускания электромагнитных волн огромным числом атомов и молекул под действием внешнего электромагнитного поля. Принцип устройства и структурная схема лазера, поясняющая его работу, приведены на рис. 28.1.

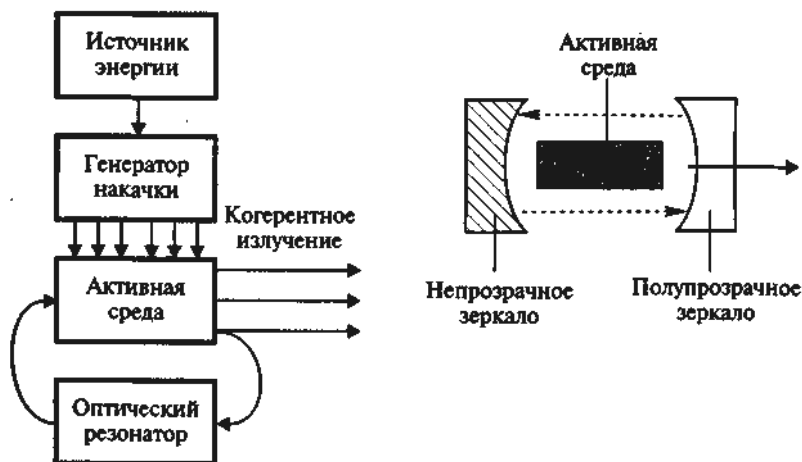


Рис. 28.1. Принцип устройства и структурная схема лазера

Активная среда лазера служит для преобразования подводимой к ней извне энергии от генератора накачки в энергию электромагнитного поля. Взаимодействуя с активной средой, электромагнитные колебания усиливаются за счет вынужденного излучения электронов.

Классифицировать лазеры можно по нескольким признакам:

- в зависимости от диапазона волн: ультрафиолетового, инфракрасного и видимого излучения;
- по режиму работы: непрерывного и импульсного излучения;

– по агрегатному состоянию активной среды: газовые, твердотельные, жидкостные, полупроводниковые;

– по методу накачки: путем электронного, оптического и других методов возбуждения.

В качестве примера укажем, что мощность твердотельных импульсных лазеров достигает 1000 МВт при длительности импульса в 30 нс, газовых лазеров непрерывного излучения – 10 кВт. В системах оптической связи наиболее предпочтительно использование полупроводниковых лазеров из арсенида галлия, имеющих в непрерывном режиме работы мощность до 10 Вт, а импульсном – до 100 Вт.

Лазеры применяются для следующих целей:

- в оптических системах связи в космическом пространстве;
- волоконно-оптических линиях связи, в которых луч лазера распространяется по волоконному световоду;
- устройствах высокоточного измерения расстояний;
- оптических системах обработки информации;
- светолокации;
- в качестве высокоточного оружия.

28.2. Назначение и структурная схема передатчика оптического диапазона

Излучения передатчиков оптического диапазона (сокращенно – оптические передатчики) занимают диапазон волн 0,01 – 100 мкм, который подразделяется на четыре поддиапазона:

- ультрафиолетовый – 0,01...0,38 мкм;
- видимый – 0,38...0,77 мкм;
- инфракрасный – 0,77...10,0 мкм;
- субмиллиметровый – 0,40...100,0 мкм.

По устройству оптический передатчик, структурная схема которого приведена на рис. 28.2, представляет собой совокупность радиоэлектронных и оптических элементов и блоков.

В оптическую часть передатчика входят: лазер, модулятор света и оптические линзы, фокусирующие и ориентирующие луч света в требуемом направлении. В радиотехническую часть передатчика входят: СВЧ усилитель, согласующее устройство, связывающее вход модулятора с выходом усилителя, и кодер, служащий для кодирования передаваемого сообщения.



Рис. 28.2. Структурная схема оптического передатчика

Преимущества оптического передатчика состоят:

- в возможности передачи с высокой скоростью как цифровой (10^9 бит/с и выше), так и аналоговой (десятки гигагерц) информации исключительно большого объема;
- высокой когерентности и острой направленности излучения, что позволяет существенно снизить мощность передатчика;
- высокой помехозащищенности, особенно при использовании волоконных световодов.

Рассмотрим более подробно работу оптической системы связи в космическом пространстве. Ее применение для передачи информации на большие расстояния в околоземном пространстве из-за сильного влияния атмосферы на луч света может приводить к столь сильному затуханию в канале связи, что прием сигнала может стать невозможным. Зато весьма эффективно применение оптических систем связи в космическом пространстве, где затухание и расходимость луча света незначительны. В такой глобальной системе связь между спутниками вне земной атмосферы осуществляется с помощью оптической лазерной системы, а передача информации на Землю – в радиодиапазоне. Структура такой комбинированной оптико-радиоэлектронной системы приведена на рис. 28.3.

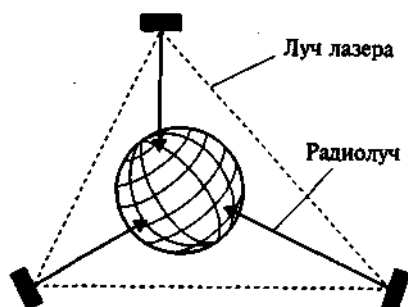


Рис. 28.3. Структура комбинированной оптико-радиоэлектронной системы глобальной связи

В оптических передатчиках, как и радиопередающих устройствах, возможно осуществление различных видов модуляции, в том числе амплитудной, частотной, фазовой, поляризационной и импульсной. При этом возможна модуляция путем непосредственно воздействия на лазер, или с помощью внешнего модулятора, устанавливаемого на пути лазерного луча.

28.3. Модуляторы света

Оптический модулятор это устройство по вводу информации в световую волну путем управления одним из ее параметров. Классифицировать модуляторы света можно в зависимости:

- от управляемого параметра световой волны, как и в радиодиапазоне; различают амплитудную, фазовую, частотную и поляризационную модуляцию. При каждом из названных видов модуляции соответствующий параметр световой волны, например, амплитуда, изменяется в соответствии с законом модулирующего сигнала. В зависимости от формы сигнала различают аналоговую, цифровую и импульсную модуляцию;

- физического принципа, лежащего в основе работы устройства; различают электрооптические, магнитооптические, акустооптические модуляторы и основанные на управлении интенсивностью света.

Рассмотрим подробнее названные физические эффекты. Работа модулятора света внешнего типа основана на взаимодействии когерентного излучения со средой с управляемыми оптическими свойствами: коэффициентом преломления, влияющим на фазовую скорость световой волны, или коэффициентом поглощения, определяющим интенсивность проходящего света. Фаза луча, прошедшего через кристалл, изменяется на величину:

$$\varphi = (2\pi/\lambda)Ln,$$

где λ – длина волны света в вакууме;
 L – длина кристалла;
 n – коэффициент преломления среды.

При возможности управления значением n можно осуществлять фазовую модуляцию световой волны, преобразуя ее затем в амплитудную. Такое изменение значения n реализуется на основе электрооптического, магнитооптического и акустооптического эффектов. Электрооптический эффект. При этом эффекте наблюдается зависимость у некоторых типов кристаллов (один из них называется КДП) коэффициента преломления n от напряженности внешнего электрического поля E (рис. 28.4, а).

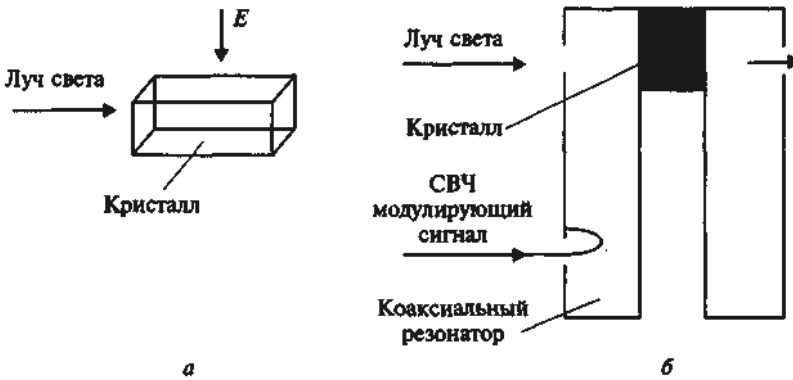


Рис. 28.4. Вариант электрооптического модулятора света

Есть кристаллы с линейной зависимостью $n=kE$, особенно удобные для модуляции света. Разместив такой кристалл в зазоре коаксиального резонатора, возбуждаемого СВЧ сигналом, можно модулировать луч света. Такое устройство, показанное на рис. 28.4, б, и есть один из вариантов электрооптического модулятора света.

Магнитооптический эффект. При этом эффекте наблюдается зависимость у некоторых типов кристаллов (один из них называется ЖИГ) коэффициента преломления n от напряженности внешнего магнитного поля H (рис. 28.5).

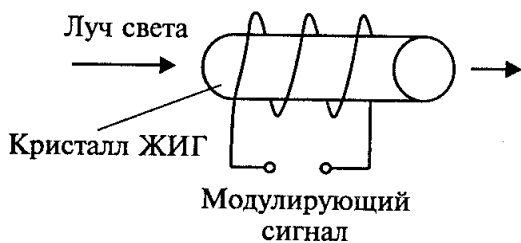


Рис. 28.5. Магнитооптический модулятор света

Пропустив свет через такой кристалл, и управляя внешним магнитным полем с помощью соленоида, можно создать магнитооптический модулятор света. Лазерные диоды и их модуляция. Источником лазерного излучения небольшой мощности могут служить изготовленные по определенной технологии полупроводниковые структуры. Такие очень малые по размерам и высокой надежности лазерные диоды особенно удобны для применения в оптических интегральных схемах и волоконно-оптических устройствах. Принцип действия амплитудной модуляции лазерного диода поясняет рис. 28.6.

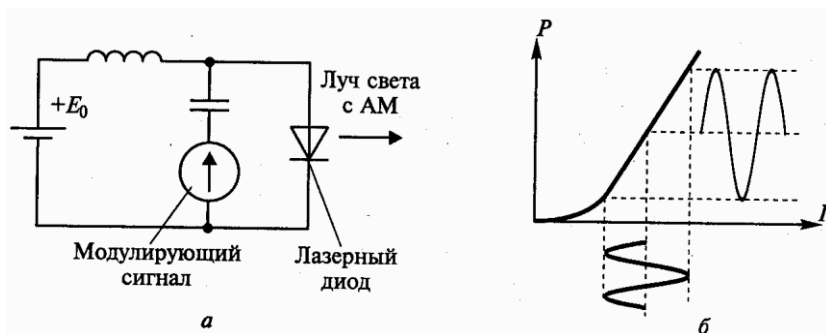


Рис. 28.6. Принцип действия амплитудной модуляции лазерного диода

К лазерному диоду приложено постоянное напряжение E_0 и модулирующий высокочастотный сигнал (рис. 28.6, а). Характеристика зависимости интенсивности лазерного излучения диода от тока $P = \Phi(I)$ показана на рис. 28.4,б. В соответствии с законом модулирующего сигнала меняется интенсивность лазерного излучения, т.е. осуществляется амплитудная модуляция (АМ). Схема, приведенная на рис. 28.6,а, пригодна при частоте модулирующего сигнала до 100 МГц. При СВЧ модулирующем сигнале лазерный диод располагается в резонаторе или сопрягается с микрополосковыми линиями. Первые лазерные диоды, изготов-

ленные из арсенида галлия (GaAs), имели структуру, показанную на рис. 28.7, а. В таких диодах при протекании тока повышенной плотности тонкая активная область толщиной в несколько микрометров, расположенная на границе р-n-перехода, являлась источником лазерного излучения, а две торцевые параллельные зеркальные поверхности выполняли роль обратной оптической связи.

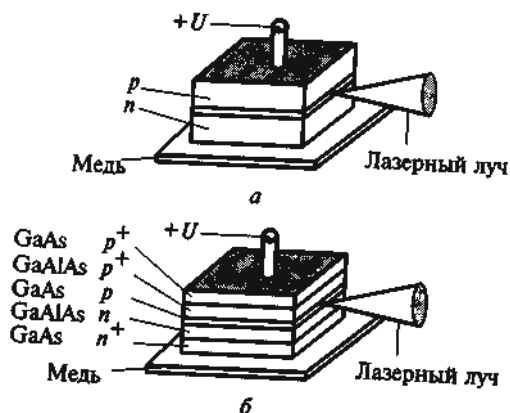


Рис. 28.7. Структура лазерных диодов, изготовленных из арсенида галлия

В дальнейшем были разработаны более совершенные лазерные диоды на основе двойной гетероструктуры (рис. 28.7,б), в которых толщина активного слоя, служащая источником лазерного излучения, не превышает 1 мкм. (Гетеропереходом называется контакт между двумя разными по химическому составу полупроводниками, которые могут иметь как одинаковые, так и разные типы проводимости). В 2001 г. за создание лазерных диодов с двойной гетероструктурой трем ученым, в том числе и нашему соотечественнику академику Ж.И. Алферову, была присуждена Нобелевская премия в области физики.

Выводы по главе

1. В основе работы лазеров лежит явление вынужденного или индуцированного излучения, возникающее в веществе в результате согласованного по частоте и направлению одновременного испускания электромагнитных волн огромным числом атомов и молекул под действием внешнего электромагнитного поля.

2. Лазеры применяются для следующих целей:

– в оптических системах связи в космическом пространстве;

- волоконно-оптических линиях связи, в которых луч лазера распространяется по волоконному световоду;
- устройствах высокоточного измерения расстояний;
- оптических системах обработки информации;
- светолокации;
- в качестве высокоточного оружия.

Вопросы для самоконтроля

1. В чем состоит принцип работы лазера? Перечислите основные типы лазеров.
2. Нарисуйте структурную схему оптического передатчика. Для каких целей он используется? В чем состоят его преимущества?
3. Перечислите возможные виды модуляции оптических передатчиков.
4. Как осуществляется модуляция лазерного излучения с помощью модулятора внешнего типа?
5. Как осуществляется модуляция полупроводникового лазера?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1–3; дополнительной: 4–6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

Глава 29. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ, РЕГУЛИРОВКА И ИСПЫТАНИЯ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

29.1. Техника безопасности при работе с радиопередатчиками

При работе с радиопередающими устройствами (их регулировке, испытаниях и эксплуатации) следует строго соблюдать правила по технике безопасности, касающиеся обращения с источниками напряжения постоянного тока и СВЧ излучений. В транзисторных радиопередатчиках напряжение питания обычно не превышает 30 В. Поэтому здесь необходимо соблюдать правила безопасности, связанные с работой с низковольтными источниками напряжения. Значительно сложнее обстоит вопрос при работе с ламповыми радиопередатчиками, напряжение в которых в зависимости от излучаемой мощности может составлять от нескольких сотен вольт до десятков киловольт. Общее правило состоит в том, что в передатчике не должно быть ни одного оголенного провода, ни одного участка, которое не было бы тщательно изолировано. Нельзя касаться ни одного элемента схемы, даже тщательно изолированного, находящегося под высоким напряжением. Сам передатчик и вся измерительная аппаратура должны быть заземлены. При эксплуатации радиопередатчика замена любых деталей и элементов, в том числе и электровакуумных приборов, может производиться только при отключении всех напряжений питания. Следует убедиться в этом, не только производя соответствующие измерения, но и отстыковав от радиопередатчика кабели, по которым поступают напряжения питания. Все защитные устройства, блокирующие проникновение в зоны повышенного напряжения, должны находиться в исправном состоянии и не отключаться ни при каких обстоятельствах. Другое направление в технике безопасности при работе с радиопередающими устройствами связано с соблюдением санитарных норм, относящихся к электромагнитным излучениям (ЭМИ), в первую очередь в СВЧ диапазоне. Согласно стандарту, принятому в России, плотность потока мощности ЭМИ в СВЧ диапазоне не должна превышать $0,01 \text{ МВт/см}^2$. В других странах, например США, регламентируется иной параметр ЭМИ: коэффициент удельного поглощения (Specific Absorption Rate – SAR) – производная от энергии электромагнитного поля, поглощаемой или рассеиваемой единицей массы в объеме ткани определенной формы и плотности. В США допустимая норма SAR составляет $1,6 \text{ МВт/г}$. Например, при работе с сотовым радиотелефоном мощностью 1 Вт при массе мозга человека в 1 кг получим: $1000 \text{ МВт}/1000 \text{ г}=1 \text{ МВт/г}$, что немного ниже допустимой нормы.

Соблюдение норм биологической безопасности, связанной с электромагнитными излучениями, является обязательным условием при работе с радиопередающими устройствами. Здесь следует соблюдать следующие рекомендации: не подходить близко к радиопередающим антеннам; при работе в лаборатории вместо антенн использовать их эквиваленты – тщательно экранированные измерители мощности; экранировать все блоки, связанные с генерированием и усилением СВЧ сигнала. Следует также применять все рекомендуемые защитные средства от СВЧ излучений, например специальные очки.

29.2. Измерение параметров радиопередатчиков

Измерение параметров радиопередатчиков осуществляется на этапе регулировки, испытаниях и эксплуатации. Обобщенная структурная схема стенда по измерению параметров радиопередатчиков малой и средней мощности приведена на рис. 29.1.



Рис. 29.1. Обобщенная структурная схема стенда по измерению параметров радиопередатчиков малой и средней мощности

Согласно этой схеме мощность радиопередатчика измеряется или с помощью специальной эквивалентной нагрузки, заменяющей антенну, или путем определения мощности падающей и отраженной волны и подсчета мощности, передаваемой в нагрузку. Измерение параметров, связанных с модуляцией, производится с помощью специальных приборов, определяющих девиацию частоты при частотной модуляции или значение коэффициента m при амплитудной. Измерение частоты излучаемого сигнала и ее стабильность осуществляются с помощью измери-

теля частоты, спектра сигнала – с помощью спектр-анализатора, формы огибающей сигнала – осциллографа. Для всех перечисленных измерений из основного канала передачи мощности с помощью специального ответвителя отбирается небольшая часть мощности сигнала (не более 1%), который и поступает на измерительные приборы. Для измерения параметров радиопередатчика в режиме модуляции на вход радиопередатчика подается соответствующий сигнал от генератора низкой частоты или от специального генератора тестового сигнала. При измерении радиопередатчика в двухчастотном режиме к собственному сигналу радиопередатчика может подмешиваться второй сигнал от генератора высокой частоты. При проведении измерений следует руководствоваться следующими правилами:

- измерительные приборы по диапазону частот должны соответствовать параметрам проверяемого радиопередатчика;

- подключаемые к радиопередатчику приборы не должны вносить в испытываемый радиопередатчик никаких изменений в режим его работы;

- точность проводимых измерений должна соответствовать требованиям, изложенным в технической документации.

Всю измерительную аппаратуру при проведении испытаний необходимо заземлять. Измерение параметров радиопередатчиков в составе радиостанции в процессе эксплуатации производится обычно в автоматическом режиме. С помощью специальных датчиков, встроенных в аппаратуру, в специальном тестовом режиме с них считываются показания, и после их обработки выдается протокол результатов проведенных измерений, позволяющий судить о соответствии параметров радиопередатчика нормам технической документации. Измерение параметров радиопередатчиков большой мощности также может проводиться согласно схеме, приведенной на рис. 29.1, путем отбора из основного канала небольшой мощности, не более, например, 100 МВт.

29.3. Регулировка и испытания радиопередатчиков

Регулировка радиопередатчиков носит двухступенчатый характер: на уровне каскадов и всего устройства в целом. Регулировка на уровне каскада – процесс подбора такой комбинации элементов схемы устройства, при которой ее параметры и характеристики соответствуют технической документации. При этом диапазон изменения элементов схемы также оговаривается в технической документации. Например, сопротивление резистора R_5 в схеме может подбираться в пределах 1,1...1,6 кОм, емкость конденсатора C_7 5...8 пФ и т.д. В схему могут включаться также подстроечные элементы переменной величины (конденсатор переменной емкости, регулируемый резистор и т.д.). Здесь также следует

найти оптимальное значение данных элементов. В случае СВЧ схем регулировка может сводиться к подбору ширины полосковой линии путем подпайки к ней маленьких площадок. Приведем пример регулировки одного из каскадов радиопередатчика – ВЧ транзисторного генератора с внешним возбуждением. Регулировка производится с помощью измерительной аппаратуры, приведенной на рис. 29.2. После проверки правильности монтажа на генератор подаются напряжения питания и путем регулировки сопротивлений в цепи смещения устанавливается начальный коллекторный ток при отсутствии сигнала возбуждения. (При работе с углом отсечки $\theta < 90^\circ$ напряжение смещения не подается). Затем, плавно увеличивая сигнал требуемой частоты от генератора стандартного сигнала (ГСС), подключенного к входу усилителя, следят за показаниями всех приборов. Регулировкой или подбором элементов в согласующих электрических цепях добиваются появления выходного сигнала, фиксируемого измерителем мощности.

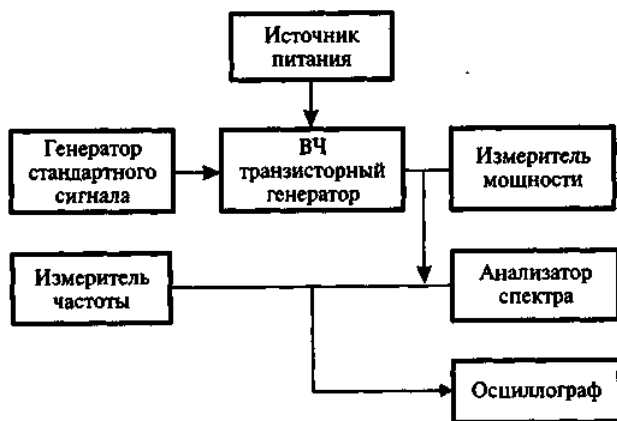


Рис. 29.2. Измерительная аппаратура для регулировки ВЧ транзисторного генератора с внешним возбуждением

Добившись максимального показания по этому прибору, увеличивают уровень входного сигнала и вновь производят подстройку согласующих цепей. Данную операцию повторяют до получения требуемой выходной мощности генератора, после чего снимают все показания приборов. С помощью измерителя частоты проверяют частоту усиленного сигнала, по спектр-анализатору – спектр выходного сигнала. В случае самовозбуждения усилителя, признаком которого является наличие в спектре выходного сигнала, помимо гармоник, дополнительных спектральных составляющих, добиваются его устранения путем регули-

ровки элементов схемы. Регулировка всего передатчика осуществляется после сборки и монтажа всего устройства из каскадов, прошедших регулировку первого уровня. Здесь регулировка сводится к проверке правильности произведенного монтажа и подбору параметров элементов, включаемых на «стыке» соединяемых между собой каскадов. Особой проверке подлежит отсутствие самовозбуждения радиопередатчика, возникающее иногда при совместной работе нескольких ВЧ или СВЧ каскадов. Проверка производится с помощью спектр-анализатора. При сборке радиопередатчика из одних интегральных микросхем первый этап регулировки из технологического цикла исключается. После окончания процесса регулировки радиопередатчик подвергается испытаниям, состоящим в измерении всех его параметров и характеристик на соответствие технической документации.

Эти испытания могут включать измерения при условиях, имитирующих реальные условия эксплуатации:

- в нормальных условиях, т.е. при температуре окружающей среды 20...25°C;

- при повышенной температуре окружающей среды, например при +50°C;

- при пониженной температуре окружающей среды, например при –50°C;

- при воздействии на аппаратуру механических перегрузок вибрационного и ударного характера;

- при воздействии на аппаратуру повышенной влажности, пониженного или повышенного давления и других особых воздействий, оговариваемых в технической документации.

Кроме того, передатчики могут подвергаться длительным испытаниям, чтобы выявить возможные отказы, сопутствующие первым часам их работы. Испытания являются важным этапом в технологическом цикле изготовления радиоаппаратуры, в том числе и радиопередатчиков, позволяющим выявить многие отказы и повышающим надежность работы изделий после передачи их в эксплуатацию.

Выводы по главе

При проведении измерений следует руководствоваться следующими правилами:

- измерительные приборы по диапазону частот должны соответствовать параметрам проверяемого радиопередатчика;

- подключаемые к радиопередатчику приборы не должны вносить в испытуемый радиопередатчик никаких изменений в режим его работы;

- точность проводимых измерений должна соответствовать требованиям, изложенным в технической документации.

Вопросы для самоконтроля

1. В чем состоит соблюдение требований по технике безопасности при работе с радиопередатчиками?
2. Какие критерии используются при оценке уровня электромагнитных излучений, действующих на человека?
3. Перечислите основные параметры радиопередатчиков и приборы по их измерению.
4. В чем состоит сущность регулировки на уровне блоков и устройства?
5. Каким видам испытаний могут подвергаться радиопередатчики?
6. Зачем проводят длительные испытания радиоаппаратуры?

Методические рекомендации

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1–4; дополнительной: 5–6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Целью данного учебного пособия является изучение теории построения устройств формирования и генерирования сигналов, изучены общие принципы построения передающих устройств в различных диапазонах частот.

Рассмотрены различные типы модуляции и их реализации.

В пособии приведены схемные решения умножителей, синтезаторов, модуляторов, усилителей и схем согласования.

Учебное пособие позволяет повторить основные определения, изученные в предыдущих дисциплинах и связать их с новыми знаниями, приведенными в данной работе.

В дополнение к учебному пособию имеются «Методические рекомендации по курсовому проектированию».

Данное учебное пособие позволяет перейти к освоению таких дисциплин, как «Средства радиоэлектронной борьбы», «Средства радиоэлектронной защиты» и «Модемы и кодеки радиосистем».

Рекомендуется ознакомиться с основными определениями, и выводами по главам, а затем познакомиться с вопросами для итогового контроля и перечнем тем контрольных и курсовых работ.

После каждой лекции для закрепления материала изучить соответствующие параграфы данного пособия, а также обратиться к рекомендованной литературе, к основной и дополнительной.

Устройства формирования и генерирования сигналов являются обязательным компонентом любой радиоэлектронной аппаратуры.

Знания, полученные при изучении данной дисциплины позволят разобраться в работе любого радиоэлектронного устройств.

Учебное пособие может быть использовано для студентов по смежным специализациям и специальностям направления 210300.

В работе использованы результаты научных исследований авторов. Работа может быть полезна специалистам в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронной борьбы.

ПЕРЕЧЕНЬ ВОПРОСОВ ДЛЯ ИТОГОВОГО КОНТРОЛЯ

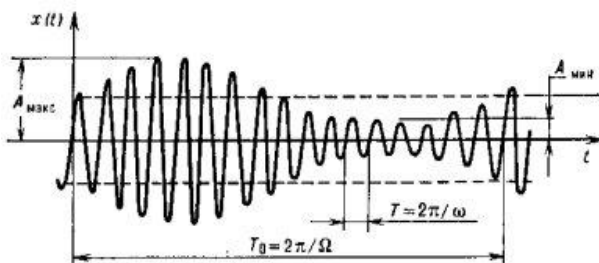
1.	Классификация радиопередающих устройств (РПДУ)
2.	Структурная схема РПДУ и принцип работы
3.	Параметры РПДУ
4.	Проблемы электромагнитной совместимости
5.	Классификация генераторов ВЧ и СВЧ
6.	Генератор на электровакуумном приборе
7.	Генератор на биполярном транзисторе
8.	Генератор на полевом транзисторе
9.	Генератор на диоде
10.	Генератор на лампе бегущей волны
11.	ВЧ генератор с внешним возбуждением (ВВ)
12.	Характеристики ВЧ генератор с ВВ
13.	Согласование ВЧ генератор с ВВ
14.	Типовая электрическая схема лампового ГВВ
15.	Характеристики триода и тетрода
16.	Режимы работы ВЧ лампового генератора
17.	Методика расчета лампового ГВВ
18.	Электрические схемы ламповых ГВВ
19.	Типы мощных транзисторов, используемых в генераторах
20.	Анализ работы транзисторного генератора
21.	Согласующие цепи в широкополосных генераторах
22.	СВЧ транзисторные генераторы
23.	Диодные СВЧ автогенераторы
24.	Полупроводниковые умножители частоты
25.	Способы и устройства суммирования мощностей
26.	Амплитудная модуляция
27.	Частотная модуляция
28.	Фазовая модуляция
29.	Синтезаторы частоты
30.	Техника безопасности при работе радиопередатчиками

ПЕРЕЧЕНЬ ТЕМ КОНТРОЛЬНЫХ РАБОТ

№ п/п	Тема курсовых работ	Буква алфавита, с которой начинается Ваша фамилия
1	Расчет элементов и устройств аппаратуры связи	А
2	Радиопередатчик СВЧ диапазона	Б
3	Радиопередатчик оптического диапазона	В
4	Измерение параметров, регулировка и испытания РПДУ	Г
5	Полупроводниковый умножитель частоты	Д
6	Модуляторы	Е
7	Усилитель СВЧ	Ж
8	Синтезатор частоты	З
9	Широкополосный генератор	И
10	Широкополосный усилитель	К
11	Методы расчета полупроводниковых генераторов	Л
12	Многокаскадный усилитель	М, Я
13	Полупроводниковые генераторы	Н
14	Ламповые генераторы	О
15	Клистронный генератор	П, Ю
16	Генератор на ЛБВ	Р
17	Схемы согласования в СВЧ	С
18	Стабилизация частоты	Т, Э
19	СВЧ диодный автогенератор	У, Ф, Х, Ц
20	Умножитель частоты	Ч Ш, Щ
21	Радиопередатчик ВЧ диапазона	Э, Ю, Я

ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Амплитудная модуляция сигнала – изменение амплитуды гармонических колебаний, происходящее с частотой, намного меньшей, чем частота самих колебаний. Звуковые колебания преобразуются в электрические колебания низкой частоты (модулирующий сигнал), которые периодически изменяют (модулируют) амплитуду колебаний высокой частоты (несущей частоты), генерируемых радиопередатчиком. При амплитудной модуляции возникают боковые полосы.



Антенна – устройство для излучения и приёма радиоволн. Передающая антенна преобразует энергию электромагнитных колебаний высокой частоты, сосредоточенную в выходных колебательных цепях радиопередатчика, в энергию излучаемых радиоволн. Приёмная – выполняет обратную функцию: преобразует энергию распространяющихся радиоволн в энергию, сосредоточенную во входных колебательных цепях приёмника.

АПЧ (автоматическая подстройка частоты) – Данная функция автоматически настраивает приемник на центральную частоту сигнала и удерживает ее.

Атмосферные помехи – Помехи радиоприёму от электрических процессов, непрерывно происходящих в атмосфере Земли.

Аттенюатор – устройство принудительного ослабления принимаемого сигнала.

Белый шум – шумовой радиосигнал, спектр которого равномерно распределен по какой-то сравнительно широкой полосе радиочастот.

Гармоники – при работе выходного каскада передатчика неизбежно на его выходе возникают не только частоты спектра усиленного сигнала, но и частоты, являющиеся комбинацией основной частоты излучения с какими либо другими частотами. В зависимости от режима работы выходного каскада, от схемы построения передатчика, от наличия посторонних мощных излучений гармоники на выходе передатчика могут иметь разную комбинацию и уровень.

Гетеродин – маломощный ламповый или полупроводниковый генератор электрических колебаний, применяемый для преобразования частот в супергетеродинном радиоприёмнике, волномере и др. Гетеродин создаёт колебания вспомогательной частоты, которые смешиваются с поступающими извне колебаниями высокой частоты, в результате чего получается постоянная разностная (промежуточная) частота. Гетеродин должен иметь высокую стабильность частоты и незначительные по амплитуде гармонические колебания.

Девияция частоты – отклонение частоты колебаний от среднего значения. В частотной модуляции Д.ч. обычно называют максимальное отклонение частоты в момент передачи сигнала.

Демодуляция – процесс, обратный модуляции.

Децибел, dB – дольная единица от бела — единицы логарифмической относительной величины (десятичного логарифма отношения двух одноимённых физических величин — энергий, мощностей, звуковых давлений и др.); равна 0,1 бел. Обозначения: русское дБ, международное dB.

Дециметровые волны – радиоволны с длиной волны от 1 м до 10 см. Используются в подвижной и радиорелейной связи, радиолокации и т.п. Дециметровые волны мало поглощаются при прохождении через земную атмосферу, поэтому применяются для связи с космическими объектами. Для дальней земной связи используются дециметровые волны, распространяющиеся за счёт рассеяния на неоднородностях тропосферы.

Диаграмма направленности антенны – диаграмма направленности передающей (приёмной) антенны характеризует интенсивность излучения (приема) антенной в различных направлениях. Для передающей антенны используют ДН по напряженности поля в электрической составляющей электромагнитного поля или по уровню его мощности. Обычно диаграмма направленности антенны строится в полярной системе координат. Направление максимального излучения называется главным лепестком антенны. Остальные лепестки ДН антенны являются побочными. Лепесток излучения в сторону обратную главному направлению называется задним лепестком ДН антенны. Диаграммы направленности строят в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

Диапазон – диапазон радиоволн принято делить на ряд меньших диапазонов: сверхдлинные волны, длинные волны, средние волны, короткие волны, метровые волны, дециметровые волны, сантиметровые волны, миллиметровые волны и субмиллиметровые волны (табл. 1). Деление радиочастот на диапазоны в радиосвязи установлено международным регламентом радиосвязи (табл. 2). Все это официальные, четко отграниченные участки спектра. В то же время термин "диапазон" в зависимости от контекста может применяться для обозначения какого-то

произвольного участка радиоволн/радиочастот (например – «любительский диапазон», «диапазон подвижной связи», «диапазон low band», «диапазон 2,4 ГГц» и т.п.).

Таблица 1

Деление всего диапазона радиоволн на меньшие диапазоны

Название поддиапазона	Длина волны, м	Частота колебаний, гц
Сверхдлинные волны	более 10^4 м	менее 3×10^4
Длинные волны	$10^4 - 10^3$ м	$3 \times 10^4 - 3 \times 10^5$
Средние волны	$10^3 - 10^2$ м	$3 \times 10^5 - 3 \times 10^6$
Короткие волны	$10^2 - 10$ м	$3 \times 10^6 - 3 \times 10^7$
Метровые волны	$10 - 1$ м	$3 \times 10^7 - 3 \times 10^8$
Дециметровые волны	$1 - 0,1$ м	$3 \times 10^8 - 3 \times 10^{10}$
Сантиметровые волны	$0,1 - 0,01$ м	$3 \times 10^{10} - 3 \times 10^{11}$
Миллиметровые волны	$0,01 - 0,001$	$3 \times 10^{11} - 6 \times 10^{12}$
Субмиллиметровые волны	$10^{-3} - 5 \times 10^{-5}$	-----

Таблица 2

Диапазон радиочастот

Наименование диапазона		Границы диапазона
основной термин	параллельный термин	
1	2	3
1-й диапазон частот	Крайне низкие КНЧ	$3 - 30$ гц
2-й диапазон частот	Сверхнизкие СНЧ	$30 - 300$ гц
3-й диапазон частот	Инфранизкие ИНЧ	$0,3 - 3$ кгц
4-й диапазон частот	Очень низкие ОНЧ	$3 - 30$ кгц
5-й диапазон частот	Низкие частоты НЧ	$30 - 300$ кгц
6-й диапазон частот	Средние частоты СЧ	$0,3 - 3$ Мгц

1	2	3
7-й диапазон частот	Высокие частоты ВЧ	3–30 МГц
8-й диапазон частот	Очень высокие ОВЧ	30–300 МГц
9-й диапазон частот	Ультравысокие УВЧ	0,3–3 ГГц
10-й диапазон частот	Сверхвысокие СВЧ	3–30 ГГц
11-й диапазон частот	Крайне высокие КВЧ	30–300 ГГц
12-й диапазон частот	Гипервысокие ГВЧ	0,3–3 ТГц

Таблица 3

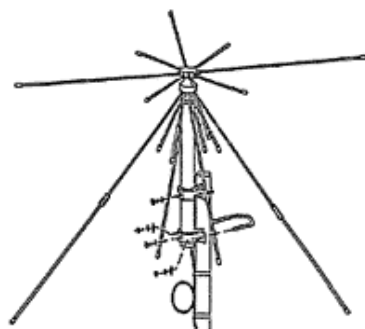
Диапазон радиоволн

Наименование диапазона		Границы диапазона
основной термин	параллельный термин	
1-й диапазон частот	Декаметровые	100–10 км
2-й диапазон частот	Метровые	10–1 км
3-й диапазон частот	Гектокилометровые	1000–100 км
4-й диапазон частот	Мириаметровые	100–10 км
5-й диапазон частот	Километровые	10–1 км
6-й диапазон частот	Гектометровые	1–0,1 км
7-й диапазон частот	Декаметровые	100–10 м
8-й диапазон частот	Метровые	10–1 м
9-й диапазон частот	Дециметровые	1–0,1 м
10-й диапазон частот	Сантиметровые	10–1 см
11-й диапазон частот	Миллиметровые	10–1 мм
12-й диапазон частот	Децимиллиметровые	1–0,1 мм

Динамический диапазон радиоприемного устройства – это отношение максимально допустимого уровня принимаемого сигнала (нормируется уровнем нелинейных искажений) к минимально возможному уровню принимаемого сигнала (определяется чувствительностью устройства) выраженное в децибелах. Другими словами – это разность между максимальным и минимальным значениями уровней сигналов, при которых еще не наблюдается искажений.

Дискоконусная антенна – многоэлементная разноразмерная антенна. Состоит из центральной оси, 6-10 элементов, направленных вниз под углом ~45 градусов (конус), и 6-10 элементов (диск), расположенных горизонтально по кругу от основной оси. Отличается широкой

полосой приема и более-менее одинаковым усилением (а точнее – ослаблением) во всей этой полосе. Такая антенна тем не менее является лучшим универсальным решением для широкополосного приемника.



Антенна AOR DA-3000

Дискриминатор – Разновидность частотного детектора (демодулятора частотной модуляции), применяемого в подавляющем большинстве современного радиоприемного оборудования. В дискриминатор подается сигнал в виде модулированных колебаний на промежуточной частоте, а выходит сигнал в виде колебаний низкой частоты, т.е. извлеченный полезный. Далее он обрабатывается усилителем низкой частоты, поступает в звуковые контуры и т.п. в зависимости от типа приемника. Ценность сигнала на выходе дискриминатора заключается в его «чистоте» – он еще не искажен звуковыми усилителями и фильтрами. Такой сигнал идеально подходит для декодирования частотной манипуляции (использующейся, например, в пейджинговом протоколе POCSAG) и некоторых других цифровых видов связи.

Длинные волны – радиоволны с длиной волны от 1 до 10 км (низкие частоты от 30 до 300 кГц). Огибают земную поверхность за счет дифракции и отражения от ионосферы земли. Обеспечивают устойчивую радиосвязь и применяются для дальней (на расстояние до 2000 км) радиосвязи и радионавигации.

Доплера эффект – явление, заключающееся в изменении частоты (длины волны) колебаний, распространяющихся между объектами при наличии относительной скорости между ними. Возникает, например, при связях со спутниками или самолетами, имеющими относительную скорость относительно Земли, при метеорных связях, когда под действием ветра в верхних слоях атмосферы метеорные следы перемещаются относительно поверхности земли и т.п.

Дуплекс – в радиосвязи дуплекс означает одновременную передачу данных по двум разнесенным частотным каналам. По одному каналу происходит прием данных, по другому – передача. Различается полный дуплекс (full-duplex), – одновременная двухсторонняя передача – и полудуплекс (half-duplex), – когда данные могут передаваться в обоих направлениях, но в каждый момент времени только в одну сторону. Полный дуплекс используется в радиотелефонии, радиомодемной связи и т.п. Полудуплекс – в подвижной радиосвязи с использованием ретрансляторов, во многих системах транковой радиосвязи и т.п.

Замирания – ослабления мощности радиосигнала в точке приема, обусловленные случайными колебаниями электрических параметров атмосферы, а также интерференцией радиоволн, приходящих в точку приема по разным путям.

Избирательность (селективность) – способность радиоприёмника отличать полезный радиосигнал от посторонних (мешающих радиоприёму) электромагнитных колебаний различного происхождения и выделять его; параметр радиоприёмника, количественно характеризующий эту способность. Избирательность оценивается относительной интенсивностью сигнала от постороннего источника, например радиостанции, при которой этот сигнал может оказать заметное мешающее действие на приём выбранного слабого сигнала.

Импульсная модуляция – модуляция колебаний, в результате которой гармонические колебания приобретают вид кратковременных радиоимпульсов, характеристики которых определяются формой модулирующего видеопульса. И.м. применяется, например, в радиолокации, где расстояние до цели определяется по времени прихода радиоимпульса, отражённого от цели. И.м. используется также в системах импульсной радиосвязи. При этом передаваемый сигнал (видеоимпульс) может изменять различные параметры исходной последовательности радиоимпульсов – высоту (амплитудно-импульсная модуляция), смещение импульсов во времени без изменения их длительности (фазово-импульсная модуляция), длительность (ширину) импульсов (широотно-импульсная модуляция). В случае импульсно-кодовой модуляции различным видам передаваемого сигнала соответствует передача различных кодовых групп импульсов.

Интерференция радиоволн – сложение в пространстве двух (или нескольких) радиоволн, при котором в разных точках получается усиление или ослабление амплитуды результирующей волны.

Канал частотный – участок радиочастотного спектра, выделенный для работы передающего устройства. Определяется шириной, которая зависит от вида сигнала (чем больше спектр полезного сигнала, тем шире радиочастотный канал). В подвижной радиосвязи в диапазоне УКВ ширина канала обычно составляет 12.5 или 25 кГц.

Короткие волны – радиоволны длиной от 10 до 100 метров (высокие частоты – от 3 до 30 МГц). Имеют свойство отражаться от ионосферы испытывая при этом очень малое поглощение. Отражаясь многократно от ионосферы и от поверхности Земли, К.в. могут распространяться на очень большие расстояния и поэтому широко используются для радиосвязи в земных условиях. Радиоприём на К.в. зависит от регулярных и нерегулярных процессов в ионосфере, связанных с солнечной активностью, временем года и временем суток. Для космической радиосвязи К. в. не могут быть использованы, т. к. ионосфера для них непрозрачна.

Коэффициент усиления антенны – относительная величина, показывающая во сколько раз эффективность данной антенны выше по сравнению с полуволновым диполем или с изотропным излучателем. Другими словами, на сколько большую напряженность поля создаст данная антенна по сравнению с эталонной на одинаковом расстоянии, при одинаковой подводимой мощности и на одинаковой частоте. Так как изотропный излучатель – идеальное теоретическое устройство, то в технических характеристиках обычно приводится усиление по отношению к диполу. Коэффициент усиления антенны по отношению к диполу обычно дается в дБ (dB), а по отношению к изотропному излучателю – в дБи (dBi). Соотношение этих показателей составляет 2.14 дБ. Например, если приведен коэффициент усиления антенны 3 дБи (по отношению к изотропному излучателю), то по отношению к диполу он будет $3 - 2.14 = 0.86$ дБ. Иногда коэффициент усиления по отношению к диполу обозначают дБд (dBd).

Магнитная антенна – рамочная антенна (обычно многовитковая) с сердечником из магнитного материала. В качестве магнитных материалов чаще всего используют магнитодиэлектрики или ферриты (ферритовая антенна). Магнитные антенны применяются преимущественно для приёма радиоволн в радиопеленгации, радионавигации и особенно широко в малогабаритных радиовещательных приёмниках. Диаграмма направленности их такая же, как у обычных рамочных антенн. Физические характеристики ограничивают диапазон использования магнитных антенн гектометровыми и километровыми волнами (диапазон от 30 кГц до 3 МГц).

Метровые волны – радиоволны с длиной волны от 1 до 10 м (частоты от 30 до 300 МГц). При наземной радиосвязи распространяются на небольшие расстояния как прямые и земные радиоволны. На большие расстояния они могут распространяться в виде тропосферных волн за счёт рефракции или рассеяния на неоднородностях и как ионосферные волны за счёт отражения от метеорных следов (в годы максимума солнечной активности – вследствие отражения от ионосферы). Применяются для связи с космическими объектами, т. к. проходят через ионосферу

Земли. Прохождение метровых волн через атмосферу Земли сопровождается рефракцией, частичным поглощением и вращением плоскости поляризации.

Миллиметровые волны – радиоволны с длиной волны от 10 до 1 мм (частоты от 30 до 300 ГГц). Ввиду значительного поглощения в парах воды и газах, содержащихся в атмосфере Земли, их применение для наземной радиосвязи ограничено «окнами прозрачности» – узкими диапазонами длин волн, для которых поглощение минимально.

Модуляция – модуляция колебаний – медленное по сравнению с периодом колебаний изменение амплитуды, частоты или фазы колебаний по определённому закону. Соответственно различаются амплитудная модуляция, частотная модуляция и фазовая модуляция. При любом способе М. к. скорость изменения амплитуды, частоты или фазы должна быть достаточно малой, чтобы за период колебания модулируемый параметр почти не изменился. М. к. применяется для передачи информации с помощью электромагнитных волн радиодиапазонов. Амплитуда, частота, или фаза этих колебаний модулируются передаваемым сигналом и, соответственно различают амплитудную (АМ), частотную (ЧМ или FM) и фазовую модуляцию. В многоканальных системах связи используется импульсная модуляция. Всего, согласно принятой МСЭ классификации, различается 89 видов модуляции.

Несущая частота – частота гармонических колебаний, подвергаемых модуляции сигналами с целью передачи информации. Колебания с несущей частоты иногда называют несущим колебанием. В самих колебаниях с Н.ч. не содержится информации, они лишь «несут» её. Спектр модулированных колебаний содержит, кроме Н. ч. боковые частоты, заключающие в себе передаваемую информацию (в случае амплитудной модуляции). Единственный вид связи, в котором используется только немодулированная несущая частота – СВ.

Однополосная модуляция – управление электрическими колебаниями, при котором сообщение (сигнал) передаётся только на одной (выделенной) боковой полосе частот. Она применяется главным образом в однополосной связи, радиотелеметрии, радиотелемеханике, телевидении. При обычной амплитудной модуляции информация содержится в каждой из двух боковых полос. При О.м. колебания с несущей частотой (несущее колебание) и частотами одной из боковых полос обычно подавляются. При этом полоса частот, занимаемая сигналом, сужается примерно вдвое, что позволяет разместить в том же диапазоне частот удвоенное число каналов связи. Однополосная передача сигналов применяется в многоканальной связи, радиосвязи в диапазоне коротких волн и некоторых др. случаях, когда канал связи должен занимать наименьшую полосу частот колебаний.

Подвижная радиосвязь – радиосвязь между стационарной и подвижными радиостанциями либо только между подвижными радиостанциями. К подвижной радиосвязи относятся транковая и сотовая радиосвязь, связь подвижных станций через ретрансляторы, связь любых подвижных радиостанций между собой.

Позывной сигнал – совокупность условных знаков (кодовых символов, букв, цифр) либо звуковой сигнал (слово, комбинация цифр), являющиеся отличительным признаком радиостанции и обычно служащие для её опознавания при приёме.

Полоса пропускания радиочастот – диапазон частот, в пределах которого амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), радиотехнического устройства достаточно равномерна для того, чтобы обеспечить передачу сигнала без существенного искажения его формы. Ширину полосы обычно определяют как разность верхней и нижней граничных частот участка АЧХ, на котором амплитуда колебаний составляет не менее 0,7 от максимальной. Ширину полосы пропускания выражают в единицах частоты (например, в кГц). Требования к полосе пропускания различных устройств определяются их назначением. В стандартных радиоприемниках полосы пропускания соответствуют наиболее распространенным для каждого вида модуляции. Например, у сканирующего приемника Ag-8200 полосы пропускания следующие: для WFM – 150 кГц, для NFM – 12 кГц, для AM – 9 кГц, для SSB – 3 кГц и т.п.

Полосовой фильтр – фильтр, область прозрачности которого лежит в определенной полосе между некоторыми граничными частотами. Другими словами такой фильтр обеспечивает прием радиосигналов только на избранном участке спектра, а все остальные значительно ослабляет. Хорошо подходит для радиомониторинга нужных частот в условиях насыщенного эфира крупного города. Помогает избежать перегрузки входных каскадов (десенсбилизации) и интермодуляции.

Полудуплекс – в радиосвязи полудуплекс означает передачу данных по двум частотным каналам (разнесенным): по одному каналу происходит прием данных, по другому – передача. Данные могут передаваться в каждый момент времени только в одну сторону. Данный способ передачи информации используется, например, в подвижной радиосвязи с использованием ретрансляторов и в некоторых системах транковой радиосвязи.

Помехи радиоприему – электромагнитные излучения, воздействующие на цепи радиоприёмника, электрические процессы в самих цепях, которые препятствуют правильному приёму сигнала и не связаны с этим сигналом посредством известной функциональной зависимости, а также искажения сигнала при распространении радиоволн. Действие помех проявляется в случайных (непредсказуемых) искажениях формы принимаемого сигнала, приводящих к посторонним звукам (шуму) в

громкоговорителе, опечаткам при приёме текста телеграмм, искажениям формы изображения на экране кинескопа и т.д.

Промежуточная частота – частота, возникающая в результате смешивания входной частоты с вспомогательной частотой, генерируемой гетеродином. Эта частота (промежуточная) постоянна и используется для дальнейшего усиления и демодуляции. Ее постоянность является главным преимуществом супергетеродинного приемника – она не требует использования перестраиваемых усилителей.

Преобразователь частоты – в радиотехнике – каскад супергетеродинного радиоприёмника, изменяющий (преобразующий) частоту принимаемых колебаний в т. н. промежуточную частоту, обычно меньшую принимаемой. Преобразователь состоит из смесителя частоты и гетеродина на транзисторах или на одной частотообразовательной лампе. Под П.ч. в широком смысле часто понимают и др. радиотехнические устройства, связанные с преобразованием частоты, например синтезатор частот, делитель частоты, умножитель частоты.

Радио – от латинского *radio* – испускаю лучи, *radius* – луч. 1) способ передачи информации на расстояние посредством радиоволн. 2) Область науки и техники связанная с изучением физических явлений, лежащих в основе этого способа и его практического использования.

Радиоволны – электромагнитные волны с длиной волны > 500 мкм (частотой $< 6 \times 10^{12}$ Гц). В первых опытах передачи сигналов при помощи радиоволн, осуществленных А.С. Поповым в 1895–99 гг., использовались волны длиной от 200 до 500 м. Дальнейшее развитие радиотехники привело к использованию более широкого спектра электромагнитных волн. Нижняя граница спектра радиоволн, излучаемых радиопередатчиками устройствами, порядка 103—104 гц.

Радиоканал – способ передачи информации с использованием для передачи радиоволн. Радиоканал состоит из радиопередатчика и радиоприемника. Радиочастота выбирается в зависимости от задачи, возлагаемой на радиоканал, а также имеющихся возможностей. Радиоканалы используются для осуществления радиосвязи, организации радиосетей, соединения сегментов информационных систем и т.п.

Радиолюбительские диапазоны – диапазоны радиоволн, выделенные для радиолюбительской связи и передачи сигналов на радиоуправляемые модели. Для связи, согласно международному регламенту радиосвязи, отведены 5 коротковолновых диапазонов – 80-, 40-, 20-, 14- и 10-метровые с частотами соответственно 3,50-3,65 МГц; 7,0-7,1 МГц; 14,00-14,35 МГц; 21,00-21,45 МГц; 28,0—29,7 МГц и 6 УКВ – с частотами 144-146 МГц; 430-440 МГц; 1,215-1,300 ГГц; 5,65-5,67 ГГц; 10,0-10,5 ГГц; 21-22 ГГц. Для радиоуправления моделями выделены частота (27,12 ± 0,05%) МГц и несколько участков в диапазоне 28,0-29,7 МГц и в диапазоне 144-146 МГц. Внутри каждого радиолюбительского диапазо-

на отводятся отдельные участки для работы в телеграфном и телефонном режимах, для связи с ближними и дальними станциями.

Радиорелейная связь – (от радио... и франц. relais – промежуточная станция), радиосвязь, осуществляемая при помощи цепочки приёмопередающих радиостанций, как правило, отстоящих друг от друга на расстоянии прямой видимости их антенн. Каждая такая станция принимает сигнал от соседней станции, усиливает его и передаёт дальше – следующей станции.

Радиостанция – комплекс устройств для передачи информации посредством радиоволн (передающая радиостанция), ее приема (приемная радиостанция или радиоприемник) и передачи и приема (приемопередающая радиостанция). Основные элементы: радиопередатчик и (или) радиоприемник, фидер, антенна, источник питания. Кроме того, в состав передающей Р. могут входить устройства для воспроизведения с некоторого носителя (например, магнитной ленты) информации, подлежащей передаче, а в состав приёмной – устройства, регистрирующие принимаемые сигналы или преобразующие их в звук либо в изображение.

Радиотелеграфная связь – электросвязь, при которой посредством радиоволн передаются дискретные сообщения – буквенные, цифровые и знаковые. На передающей станции электрические колебания, модулированные телеграфным сообщением, поступают в линию радиотелеграфной связи и из нее – на приемную станцию. После детектирования и усиления телеграфное сообщение принимается на слух или записывается приемным буквопечатающим телеграфным аппаратом.

Радиотелефонная связь – электросвязь, при которой посредством радиоволн передаются телефонные (речевые) сообщения. Информация поступает в линию радиотелефонной связи через микрофон, а из нее – обычно через телефон. Микрофон и телефон подключают к радиостанциям непосредственно либо связывают с ними телефонные линии.

Радиотехника – 1) Наука об электромагнитных колебаниях и волнах радиодиапазона, методах их генерации, усиления, излучения, приема. 2) Отрасль техники, осуществляющая применение таких колебаний и волн для передачи информации в радиосвязи, радиовещании, телевидении, радиолокации, радионавигации и др. Радиотехнические методы и устройства применяются в автоматике, вычислительной технике, астрономии, физике, химии, биологии, медицине и т.д. Распадается на ряд областей, главные из которых – генерирование, усиление, преобразование электрических колебаний; антенная техника; распространение радиоволн в различных средах; воспроизведение переданных сигналов (звуковых, изображений, телеграфных и иных знаков); техника управления, регулирования и контроля с использованием радиотехнических методов.

Разнос каналов – характеристика полудуплексного и полнодуплексного радиопередающего оборудования, обозначающая разнос между частотами приема и передачи. Обозначается в единицах измерения частоты (кГц или МГц).

Регламент радиосвязи – свод правил, которые регулируют порядок использования странами – членами Международного союза электросвязи любых радиостанций и устройств, излучающих электромагнитные волны радиодиапазона и тем самым способных создавать помехи радиоприёму. Им регламентируются: распределение участков радиодиапазона в целях их использования для электросвязи, радиовещания, телевидения, в радиолокации, радиоастрономии и т.д.; установление согласованного порядка работы и нормирование параметров устройств, излучающих и принимающих радиоволны, для обеспечения одновременной работы таких устройств при уровне помех, не превышающем допустимый. В регламенте приведены классификация устройств для излучения и приёма радиоволн (по радиослужбам); таблица распределения радиочастот (радиоволн) и условия их использования отдельными радиослужбами в различных районах мира; правила закрепления рабочих частот за радиостанциями; ограничения, налагаемые на отдельные радиослужбы; порядок установления и ведения радиосвязи; меры, которые должны быть приняты в случае возникновения недопустимых радиопомех, и т.д. С учетом регламента составляются национальные таблицы распределения частот.

Режекторный фильтр – фильтр, область непрозрачности которого лежит в определенной полосе между некоторыми граничными частотами. Другими словами такой фильтр «вырезает» из спектра радиочастот некий определенный участок – не дает сигналам этих частот проникать в приемное устройство. Используется для борьбы с источниками сигналов, являющимися причиной перегрузки входных каскадов (десенсибилизации) и интермодуляции. Например, популярны режекторные фильтры, которые «вырезают» радиовещательный диапазон (64–108 МГц) или – частоты особо мощных пейджинговых передатчиков.

Ретранслятор (репитер) – устройство, применяемое для расширения зоны действия связи. Принимает радиосигналы от радиостанций, усиливает и передает в эфир. Одно из основных устройств базовой станции. Обычно состоит из приемного и передающего оборудования, блока питания, соединительных линий, антенн (антенны) и различного дополнительного оборудования.

Сантиметровые волны – радиоволны с длиной волны от 10 до 1 см (частоты от 3 до 30 ГГц). Проходят через атмосферу Земли, испытывая малое искажение. Поглощение в тропосфере водяными парами и каплями дождя существенно только для волн с длиной менее 3 см, ионосфера практически прозрачна для средних волн, которые могут ис-

пользоваться для работы спутников связи и линий связи Земля – космос. В наземных условиях средние волны распространяются в пределах прямой видимости; на большие расстояния они могут распространяться за счёт рассеяния на неоднородностях тропосферы.

Сверхдлинные волны – радиоволны с длиной волны от 100 до 10 км (частоты от 3 до 30 кГц). Могут распространяться по сферическому волноводу Земля – ионосфера на очень большие расстояния с незначительным ослаблением (атмосферный волновод). Используются в наземных навигационных системах. При определённых условиях могут просачиваться через ионосферу вдоль силовых линий магнитного поля Земли и возвращаться в магнитосопряжённую точку на другом полушарии. Сверхдлинные волны распространяются в земной коре и водах морей и океанов, так как коэффициент поглощения в проводящих средах уменьшается с уменьшением частоты. В связи с этим они используются в системах подземной и подводной радиосвязи.

СВЧ-сверхвысокие частоты – область радиочастот от 300 МГц до 300 ГГц, охватывающая дециметровые волны, сантиметровые волны и миллиметровые волны. Диапазон СВЧ используется главным образом в радиолокации и радиосвязи, а также в радиоспектроскопии. При освоении диапазона СВЧ понадобилось создание генераторов и усилителей электрических колебаний, основанных на новых принципах: магнетронов, клистронов, ламп бегущей волны и др. Для канализации волн СВЧ были созданы радиоволноводы и специальные типы антенн.

Сигнал – сигнал (франц. signal, нем. signal, лат. signum – знак), знак, физический процесс или явление, несущие сообщение о каком-либо событии, состоянии объекта либо передающие команды управления, оповещения и т.д. Информация, содержащаяся в сообщении, обычно представляется изменением одного или нескольких параметров сигнала – его амплитуды (интенсивности), длительности, частоты, ширины спектра, фазы, времени запаздывания, поляризации и др.

Симплекс – в радиосвязи симплекс означает передачу данных по единственному частотному каналу. Соответственно, данные могут передаваться в каждый момент времени только в одну сторону. Симплекс используется, например, для связи нескольких радиостанций (без ретрансляции).

Сканирование – последовательная проверка записанных в память приемника или трансивера каналов, останавливающаяся в случае обнаружения сигнала. Это наиболее важная функция любительских широкополосных сканирующих радиоприемников (т.н. «сканеров»), однако в той или иной форме она встречается во многих других современных трансиверах и приемниках. Могут быть предусмотрены различные варианты сканирования – по выбранному банку памяти, по каналам с определенным видом модуляции, по специально отмеченным каналам, с

различными условиями или ограничениями и т.п. Важной характеристикой является скорость сканирования. У современных сканирующих приемников она иногда достигает 100 и более каналов в секунду.

Сотовая радиосвязь – сеть подвижной, преимущественно радиотелефонной связи, построенная по сотовому принципу. Это означает, что зона обслуживания сети разбита на небольшие участки, называемые сотами, или ячейками. Каждая из ячеек обслуживается своим передатчиком (базовой станцией) с невысокой выходной мощностью и ограниченным количеством задействованных частотных каналов. Это позволяет без помех многократно использовать эти же частотные каналы в других, удаленных на определенное расстояние и в большинстве случаев несмежных сотах. Таким образом, основным принципом сотовой связи является многократное использование одних и тех же радиочастот в различных сегментах сети. За счет этого достигается эффективное использование ограниченного частотного ресурса при сохранении очень большой пропускной способности. И хотя сотовый принцип построения сети может использоваться в различных системах (передачи данных, подвижной транковой ((не телефонной)) связи и т.п.), в подавляющем большинстве случаев сотовая сеть – это все-таки телефонная сеть, причем общедоступная, действующая на коммерческой основе. Современные сотовые телефонные сети отличаются очень большими зонами обслуживания, иногда покрывающими всю территорию региона или государства, предоставлением абонентам многочисленных дополнительных услуг, возможностью межрегионального и международного роуминга и т.п. Сегодня в мире существуют многочисленные стандарты сотовой телефонной связи, отличающиеся принципами построения, типами радиосигнала, видами уплотнения и др.

Спектр радиосигнала – все гармонические составляющие какого-либо радиосигнала образуют в совокупности спектр этого сигнала.

Спектральная модуляция – вид модуляции, при которой передаваемый сигнал несущей модулируется по частоте (или по фазе) аналоговым или цифровым сигналом в сочетании с некоторой псевдослучайной последовательностью. Результирующий сигнал занимает более широкий спектр частот, чем модулирующий и является шумоподобным. Таким образом, в определенной полосе частот могут передаваться несколько независимых сигналов. Ограничением на количество сигналов в полосе служит увеличение шума до определенного значения. Такая техника коммуникации имеет целый ряд важных преимуществ, среди которых низкая вероятность обнаружения, перехвата и обнаружения источника излучения. Для приемника, не владеющего информацией о несущей, передача почти неотличима от других источников шума. Кроме высокой устойчивости к перехвату, система обладает высокой помехоустойчивостью.

Средние волны – радиоволны с длиной волны от 1000 до 100 м (средние частоты от 300 кГц до 3 МГц). В дневные часы обычно сильно поглощаются в ионосфере и распространяются только как поверхностные волны, огибая поверхность Земли. В ночные часы могут распространяться, подобно коротким волнам, на большие расстояния, многократно отражаясь от слоя E ионосферы и от поверхности Земли. Дальность радиопередачи на С. в. в дневные часы ~500–1000 км, в ночные часы при отражении от ионосферы до нескольких тыс. км. На С.в. наблюдаются замирания. Используются в морской радиосвязи, радиовещании и в навигации.

Стабильность частоты – допустимое отклонение частоты от номинального значения. Измеряется в процентах или в «ppm» – промилль (миллионная часть, 10⁻⁶).

Субмиллиметровые волны – радиоволны с длиной волны от 1 до 0.1 мм (частоты от 300 ГГц до 3 ТГц). Это наиболее коротковолновая часть радиодиапазона (более короткие волны уже относятся к оптическому диапазону). При распространении сильно поглощаются парами воды и газами, входящими в состав воздуха, за исключением небольших интервалов частот (окна прозрачности). При работе с субмиллиметровыми волнами используются квазиоптические линии передачи. Они могут применяться для космической связи наряду с волнами оптического диапазона.

Супергетеродинный радиоприемник – схема приемника в подавляющем большинстве современного радиооборудования. Принцип работы заключается в том, что входной радиочастотный сигнал сначала преобразуется в другую частоту, постоянную для данного типа приемника, а затем на этой, так называемой промежуточной частоте, производится усиление основного сигнала и ослабляются мешающие. Важным достоинством Супергетеродинного приемника является то, что в нем не требуется перестраивать усилитель промежуточной частоты, поэтому он прост в настройке, легко производит необходимое усиление сигнала и осуществляют АПЧ и АРУ. Недостатком является возникновение побочных (зеркальных) каналов приёма в процессе преобразования частоты.

Таблица распределения частот (частотный план) – фактически это расписание, устанавливающее, какой участок радиочастотного спектра для каких видов связи предназначен. Таблица представляет собой комплексный документ, в котором оговариваются условия использования участка спектра, различные ограничения, допущения или исключения. Национальная таблица распределения частот имеется в каждом государстве, однако в определенной части она обязательно согласована с международной таблицей распределения частот, устанавливаемой МСЭ. В РФ таблицу утверждает ГКРЧ. В настоящее время действует таблица, утвержденная 8.04.1996г.

Транковая (транкинговая) радиосвязь – название происходит от английского слова trunk (ствол). Сеть транковой связи – это система подвижной радиосвязи, в каждом стволе (зоне действия базовой станции) которой задействовано несколько физических радиоканалов, каждый из которых может быть предоставлен любому абоненту. Выбор свободного радиоканала в системе происходит автоматически. Данная особенность отличает транковые системы от более простых систем двусторонней радиосвязи (например, ретрансляторов), в которых каждый абонент имеет возможность доступа только к одному радиоканалу, причем радиоканал должен поочередно обслуживать ряд абонентов. Таким образом основным назначением транковых систем является эффективное использование ограниченного частотного ресурса и повышение пропускной способности, при сохранении качества связи более простых радиосистем. Стоимость эксплуатации систем транковой связи как правило ниже, чем в сотовых системах, а установление связи между абонентами происходит быстрее. Кроме того, увеличение зоны обслуживания в транковой системе достигается при гораздо меньших затратах. Абонентам современных транковых систем предоставляются различные дополнительные услуги, например, выход в телефонную сеть (хотя телефонная связь как правило не есть главное назначение транка), групповой и индивидуальный вызов, передача данных и т.п. Основная сфера применения транковых систем – корпоративная связь. В то же время во всем мире получили развитие и общедоступные коммерческие транковые сети. Существует большое количество стандартов, а также возможных вариантов построения транковых сетей.

Тропосферная радиосвязь – дальняя радиосвязь, основанная на использовании явления переизлучения электромагнитной энергии в электрически неоднородной тропосфере (пространстве на высоте примерно 15 км от поверхности Земли) при распространении в ней радиоволн. Осуществляется в диапазонах дециметровых и сантиметровых волн. Электрическая неоднородность тропосферы обусловлена случайными локальными изменениями температуры, давления и влажности воздуха, а также регулярным уменьшением этих величин с увеличением высоты. Переизлучение энергии происходит в области пересечения диаграмм направленности передающей и приёмной антенн (см. рис.) Расстояние между пунктами передачи и приёма может достигать 1000 км

УКВ – ультракороткие волны. Название диапазона радиоволн, охватывающего метровые волны и дециметровые волны (т.е. от 10 до 0,1 м; т.е. УВЧ и ОВЧ – от 30 МГц до 3 ГГц).

Уплотнение линий связи – метод построения системы связи, обеспечивающий одновременную и независимую передачу сообщений от многих отправителей к такому же числу получателей. В таких системах многоканальной связи (многоканальной передачи) общая линия

связи уплотняется десятками, сотнями и т.д. индивидуальных каналов, по каждому из которых происходит обмен информацией единственной пары абонентов. Канальные передатчики вместе с суммирующим устройством образуют аппаратуру уплотнения; групповой передатчик, линия связи и групповой приёмник составляют групповой тракт передачи; групповой тракт передачи, аппаратура уплотнения и индивидуальные приёмники образуют систему многоканальной связи. В практике различают уплотнение по частоте, по фазе, по уровню, временное, комбинационное, структурное и др. Наибольшее применение в системах многоканальной связи находят частотное, временное и широкополосное уплотнение.

Фазовая модуляция – вид модуляции колебаний, при котором передаваемый сигнал управляет фазой несущего высокочастотного колебания. По характеристикам Ф.м. близка к частотной модуляции. Если модулирующий сигнал синусоидальный, то спектр и форма сигналов в случае частотной модуляции и Ф.м. полностью совпадают. Различия обнаруживаются при более сложных формах модулирующего сигнала.

Фидер – англ. feeder, от feed – питать. В радиотехнике – линия передачи, передающая линия, электрическое устройство, по которому осуществляется направленное распространение (канализация) электромагнитных колебаний (волн) от источника к потребителю в системах их передачи и распределения. Фидеры подразделяют на открытые и закрытые.

Фильтр электрический – электрическое устройство, в котором из спектра поданных на его вход электрических колебаний выделяются (пропускаются на выход) составляющие, расположенные в заданной области частот, и не пропускаются все остальные составляющие. Фильтры используются в системах многоканальной связи, радиоустройствах, устройствах автоматики, телемеханики, радиоизмерительной техники и т.д. – везде, где передаются электрические сигналы при наличии других (мешающих) сигналов и шумов, отличающихся от первых по частотному составу. Область частот, в которой лежат составляющие, пропускаемые (задерживаемые) фильтром, называют полосой пропускания (полосой задерживания). По принципу действия фильтры делятся на полосовые и режекторные.

Частотомер – прибор для измерения частоты радиоволн. Существуют различные типы – резонансные, гетеродинные, цифровые и др. Различают стационарные частотомеры, которые используются для лабораторных измерений, и портативные поисковые частотомеры. Последние отличаются компактностью, имеют штатную широкополосную антенну и во включенном состоянии непрерывно анализируют широкий диапазон частот (обычно от сотен кГц до 1–2 ГГц). При появлении вблизи сильного сигнала измеряют и регистрируют его частоту, а иногда

запоминают её или передают по интерфейсу сопряженному радиоприемнику. Приборы данного типа используются в поисковых, оперативных и т.п. мероприятиях.

Чувствительность – наименьшая величина входного сигнала, обеспечивающая при определенных условиях заданную выходную мощность. Различают реальную чувствительность – определяющую чувствительность при стандартной выходной мощности и отношении сигнал/шум на входе не менее заданного и максимальную чувствительность – определяющую чувствительность при максимальной громкости. В радиосвязи обычно применяют величины чувствительности, измеренные при отношении сигнал/шум 12 дБ и 20 дБ.

Шаг подстройки частоты – фактически – ступень изменения частоты приема или передачи. Современные радиоприемники и трансиверы предоставляют выбор нескольких шагов подстройки или возможность настроить любой шаг по желанию пользователя. Предустановленные шаги в определенной степени зависят от принятых в радиосвязи полос частотных каналов. Стандартные для любого широкополосного радиоприемника шаги подстройки – 50 и 100 Гц, 1, 5, 10, 12.5, 25, 50 и 100 кГц.

Шумоподобный сигнал – сигнал, содержащий много гармонических (синусоидальных) составляющих в выбранной полосе частот. Шумом называют неупорядоченные случайные сложные колебания со сплошным относительно широким частотным спектром. Отсюда происходит название рассматриваемого сигнала. Использование шумообразных сигналов позволяет значительно уменьшить мощность их источников. Она составляет менее 1 Вт. Кроме этого, применение этих сигналов обеспечивает повышение помехоустойчивости передачи данных.

Щелевая антенна – антенна, выполненная в виде металлического радиоволновода, жёсткой коаксиальной линии, объёмного резонатора или плоского металлического листа (экрана), в проводящей поверхности которых прорезаны отверстия (щели), служащие для излучения (или приёма) радиоволн. Излучение происходит в результате возбуждения щелей: в волноводах, резонаторах и коаксиальных линиях – внутренним электромагнитным полем, в плоских экранах – с помощью радиочастотного кабеля, подключенного непосредственно к краям щели. Щ. а. отличаются сравнительной простотой конструкции; в них могут отсутствовать выступающие части, что в ряде случаев является их существенным преимуществом (например, при установке на летательных аппаратах).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиопередающие устройства: учебник для вузов / Под ред. В.В. Шахгильдян. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.
2. Проектирование радиопередатчиков: учебное пособие для вузов / Под ред. В.В. Шахгильдян. – М.: Радио и связь, 2003. – 656 с.
3. Устройства генерирования и формирования радиосигналов / Под ред. Г.М. Уткина, В.Н. Кулешова, М.В. Благовещенского. – М.: Радио и связь, 1994.
4. Каганов, В.И. Радиопередающие устройства: учебник для сред. проф. образования / В.И. Каганов. – М.: ИРПО: Изд. Центр «Академия», 2002. – 188 с.
5. Каганов, В.И. Радиотехника + компьютер + Matcad / В.И. Каганов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2001. – 416 с.
6. Карлащук, В.И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение / В.И. Карлащук. – М.: Солон-Р, 2000. – 506 с.
7. <http://do.sssu.ru/virt/library/uchebnik/elec/progelf.html>
8. <http://www.radioscanner.ru/info/glossary/am>
9. Бакалов, В.П. Основы теории электрических цепей и электроники: учебник для высших учебных заведений / В.П. Бакалов, А.А. Игнатов Б.И. Крук. – М.: Радио и связь, 1989. – 525 с.
10. Гоноровский, И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для высших заведений / И.С. Гоноровский. – М.: Радио и связь, 1996. – 512 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	1
Глава 1. УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ	2
1.1. Место и функции радиопередающих устройств.....	2
1.2. Истоки развития радиопередатчиков.....	4
1.3. Основные этапы развития техники и теории РПДУ	7
Глава 2. КЛАССИФИКАЦИЯ, КАСКАДЫ, СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ПАРАМЕТРЫ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ	10
2.1. Классификация РПДУ	10
2.2. Каскады и блоки РПДУ	10
2.3. Структурная схема РПДУ	13
2.4. Параметры радиопередатчика	15
2.5. Излучения радиопередатчика и проблема электромагнитной совместимости	20
2.6. Международное сотрудничество в области радиосвязи	21
Глава 3. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ И УСИЛЕНИЯ ВЧ И СВЧ КОЛЕБАНИЙ	25
2.1. Классификация и физический механизм работы ВЧ и СВЧ генераторов.....	25
3.2. Генератор на электровакуумном приборе.....	26
3.3. Генератор на биполярном транзисторе	26
3.4. Генератор на полевом транзисторе.....	27
3.5. Генератор на диоде.....	28
3.6. Клистронный генератор.....	28
3.7. Генератор на лампе бегущей волны	29
3.8. Время взаимодействия носителей заряда с электромагнитным полем	30
3.9. Принцип синхронизма и фазировки носителей заряда с электромагнитным полем	30
3.10. Мощность взаимодействия носителей заряда с электромагнитным полем	31
Глава 4. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ВЧ ГЕНЕРАТОРА С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ	34
4.1. Обобщенная схема генератора с внешним возбуждением и ее анализ	34
4.2. Баланс мощностей в ВЧ генераторе.....	36
4.3. Динамические характеристики ВЧ генератора и максимально отдаваемая им мощность	37
4.4. Нагрузочные, амплитудные и частотные характеристики ВЧ генератора.....	41

4.5. Согласование электронного прибора с источником возбуждения и нагрузкой и номинальный коэффициент усиления по мощности ВЧ генератора.....	43
Глава 5. ЛАМПОВЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ	47
5.1. Типовая электрическая схема лампового ГВВ	47
5.2. Статические характеристики триода и тетрода и их аппроксимация	48
5.3. Определение токов и напряжений в ламповом ГВВ	50
5.4. Динамическая характеристика и три режима работы ВЧ лампового генератора	55
Глава 6. ЛАМПОВЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ	60
6.1. Методика расчета лампового ГВВ	60
6.2. Нагрузочные характеристики и оптимальные режимы работы лампового генератора	63
6.3. Ламповый ГВВ с общей сеткой.....	65
6.4. Электрические схемы ламповых ГВВ	68
Глава 7. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГВВ.....	74
7.1. Типы мощных транзисторов, используемых в генераторах	74
7.2. Биполярные транзисторы.....	75
7.3. Полевые транзисторы.....	86
Глава 8. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНО ГВВ.....	90
8.1. Анализ работы и режимы работы транзисторного генератора с внешним возбуждением.....	90
8.2. Методика расчета ВЧ генератора с биполярным транзистором	95
Глава 9. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ГЕНЕРАТОРОВ	99
9.1. Ключевой режим работы ВЧ транзисторного генератора	99
9.2. Сравнительный анализ трех типов генераторов с внешним возбуждением: лампового, с биполярным и полевым транзисторами	102
Глава 10. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ВЧ ГВВ	104
10.1. Назначение и классификация цепей	104
10.2. Согласующие цепи в узкополосных ВЧ транзисторных генераторах	106
10.3. Согласование ВЧ генератора с антенной	108
Глава 11. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ	113
11.1. Согласующие электрические цепи в широкополосных ВЧ генераторах	113
11.2. Широкополосный транзисторный усилитель с согласующими цепями лестничного типа.....	115
11.3. Широкополосный транзисторный усилитель	116

Глава 12. СВЧ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГВВ	119
12.1. Метод анализа линейных СВЧ устройств	119
12.2. Гибридно-интегральные СВЧ устройства	122
12.3. СВЧ транзисторный усилитель	126
Глава 13. СВЧ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГВВ	132
13.1. СВЧ транзисторный генератор балансного типа	132
13.2. Линейный режим работы транзисторного СВЧ генератора	133
13.3. Режим «перелива» мощности в транзисторных СВЧ генераторах	138
Глава 14. АВТОГЕНЕРАТОРЫ И СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ АВТОКОЛЕБАНИЙ	141
14.1. Назначение, классификация и принцип действия	141
14.2. Установившийся режим автоколебаний	142
14.3. Стабильность частоты АГ	145
14.4. Кварцевые АГ	150
Глава 15. СТАБИЛИЗАЦИЯ ДИСКРЕТНОГО МНОЖЕСТВА ЧАСТОТ	155
15.1. Назначение и параметры синтезатора частот	155
15.2. Автоматическая подстройка частоты	156
15.3. Частотная автоподстройка частоты	159
15.4. Фазовая автоподстройка частоты	162
15.5. Цифровой синтезатор частот	164
Глава 16. ДИОДНЫЕ СВЧ АВТОГЕНЕРАТОРЫ И УСИЛИТЕЛИ	167
16.1. Физические основы работы генераторных СВЧ диодов	167
16.2. СВЧ диодные автогенераторы	171
16.3. СВЧ диодные генераторы с внешним возбуждением	173
Глава 17. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ	177
17.1. Назначение, принцип действия и основные параметры	177
17.2. Транзисторный умножитель частоты	178
17.3. Диодные умножители частоты	179
Глава 18. СУММИРОВАНИЕ МОЩНОСТЕЙ СИГНАЛОВ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ	182
18.1. Способы суммирования мощностей сигналов	182
18.2. Суммирование мощностей сигналов с помощью многополусной схемы	183
18.3. Суммирование мощностей сигналов с помощью ФАР	187
Глава 19. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ	192
19.1. Виды модуляции	192
19.2. Амплитудная модуляция	194
19.3. Амплитудная анодная и коллекторная модуляция	197
19.4. Амплитудная сеточная и базовая модуляция	200

Глава 20. ОДНОПОЛОСНАЯ АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ	203
20.1. Нелинейные искажения сигнала при амплитудной модуляции	203
20.2. Однополосная модуляция	204
20.3. Структура ОБП сигнала	206
20.4. Усиление ОБП сигнала в двухканальном усилителе (схема Кана)	207
20.5. Формирование ОБП сигнала	207
Глава 21. ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ	209
21.1. Основные определения	209
21.3. Спектр сигнала при частотной и фазовой модуляции	211
21.4. Методы осуществления угловой модуляции	212
21.5. Частотный и фазовый модуляторы	214
21.6. Стабилизация частоты несущей при частотной модуляции	215
Глава 22. ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ	219
22.1. Частотная и фазовая модуляция дискретных сообщений	219
22.2. Фазовая манипуляция (ФМ)	220
22.3. Частотная телеграфия	221
Глава 23. ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ	226
23.1. Параметры и спектр сигнала при импульсной модуляции	226
23.2. Структурная схема и классификация импульсных модуляторов	228
23.3. Импульсный модулятор жесткого типа с емкостным накопительным элементом	229
23.4. Импульсный модулятор мягкого типа с искусственной линией	232
23.5. Внутриимпульсная частотная модуляция	235
Глава 24. РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ ВЧ ДИАПАЗОНА РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ	238
24.1. Радиовещательные радиопередатчики	238
24.2. Телевизионные радиопередатчики	241
Глава 25. РПДУ НАЗЕМНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПО ИНФОРМАЦИОННОМУ ОБСЛУЖИВАНИЮ ПРОИЗВОДСТВ РАССРЕДОТОЧЕННОГО ТИПА	245
25.1. Назначение, основные функции и структура системы	245
25.2. Параметры радиопередатчика	249
Глава 26. РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ СВЧ ДИАПАЗОНА. ГЛОБАЛЬНЫЕ КОСМИЧЕСКИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ	254
26.1. Типы передатчиков в космических системах радиосвязи	254
26.2. Околоземные орбиты спутников	254
26.3. Основные параметры космических систем радиосвязи	256

26.4. Многостанционный доступ	258
26.5. Примеры космических систем радиосвязи	262
Глава 27. РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ СВЧ ДИАПАЗОНА. ПЕРЕДАТЧИКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ. ПЕРЕДАТЧИКИ СОТОВОЙ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ.....	269
27.1. Передатчики радиолокационных станций	269
27.2. Радиопередатчик сотовой системы радиосвязи.....	273
Глава 28. РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА	277
28.1. Принцип действия и классификация лазеров	277
28.2. Назначение и структурная схема передатчика оптического диапазона	278
28.3. Модуляторы света	280
Глава 29. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ, РЕГУЛИРОВКА И ИСПЫТАНИЯ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ.....	285
29.1. Техника безопасности при работе с радиопередатчиками	285
29.2. Измерение параметров радиопередатчиков	286
29.3. Регулировка и испытания радиопередатчиков	287
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	291
ПЕРЕЧЕНЬ ВОПРОСОВ ДЛЯ ИТОГОВОГО КОНТРОЛЯ	292
ПЕРЕЧЕНЬ ТЕМ КОНТРОЛЬНЫХ РАБОТ	293
ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ	294
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	312

