МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ

ДОНЕЦКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Стефаненко П.В.

ОСНОВЫ РАДИОПЕРЕДАЧИ И РАДИОПРИЕМА

Рекомендовано Министерством образования и науки Украины в качестве учебного пособия для студентов специальности «Радиотехника» и курсантов высших военных учебных заведений

Донецк, ДонГТУ 2000

УДК 621.396.61+621.396.62(07)
С 79

С 79 Стефаненко П.В. Основы радиопередачи и радиоприема: Учебное пособие. — Донецк. ДонГТУ, 2000. — 125 с.

Рецензенты:

В.В.Паслен — канд.техн.наук, доцент кафедры Военной подготовки ДонГТУ

В.В.Колодяжный — канд.техн.наук, доцент кафедры Электрооборудования и автоматики Керченского МТИ

Рассматривается общая характеристика тракта радиосвязи; сведения об антеннах, их характеристики и параметры; принципы формирования непрерывных и дискретных радиосигналов; назначение, состав и принципы работы радиопередатчиков и супергетеродинных приемников. Предназначено для самостоятельной работы студентов и курсантов высших учебных заведений.

ISBN 966-7559-38-6

© ДонГТУ, 2000

ВВЕДЕНИЕ

Высокая боевая готовность Вооруженных Сил Украины, повышение их боевой мощи неразрывно связано как с совершенствованием систем вооружения, так и с глубоким освоением всех аспектов их боевого применения.

Несмотря на бурное развитие в последние годы средств спутниковой, тропосферной и радиорелейной связи, радиосвязь продолжает сохранять важное значение в обеспечении устойчивого и непрерывного управления войсками. Такие отличительные особенности, как быстрота установления связи, высокая мобильность, гибкость, обеспечение прямых связей на любые расстояния при минимальных затратах сил и средств, делают радиосвязь незаменимой практически во всех, особенно в высокоманевренных, условиях ведения боевых действий, когда связь другими средствами в определённые сроки не обеспечивается или их использование невозможно. По сути, это единственный род связи, обеспечивающий управление войсками при нахождении пунктов управления в движении.

Степень выполнения возложенных на радиосвязь задач во многом определяется возможностями используемых для ее обеспечения средств и комплексов, которые в свою очередь зависят от способов их технического построения.

В настоящее время при создании средств и комплексов радиосвязи стремятся заложить в них единые технические принципы построения, обеспечивающие их унификацию и сопрягаемость при использовании в составе сетей радиосвязи и радиоцентров различных звеньев управления. Изучение общих теоретических положений, технических принципов построения средств военной радиосвязи и составляет модуль 1 дисциплины "Военно – технической подготовки".

Модуль 1
Основы радиопередачи и радиоприема
УЭ-1

Общая характеристика тракта радиосвязи, сведения об антеннах.

УЭ-1.1. Линия и канал радиосвязи

Радиосвязь - это электросвязь, осуществляемая посредством радиоволн. Она отличается быстротой установления, мобильностью, гибкостью, обеспечивает прямые связи между корреспондентами на любые расстояния с минимальными затратами сил и средств. Радиосвязь используется для передачи любых дискретных или непрерывных сообщений в виде текстов телеграмм, речи, музыки, изображении подвижных и неподвижных объектов и т.д.

Дискретные сообщения для удобства их передачи обычно расчленяются на последовательность знаков, совокупность которых составляет алфавит сообщения. Количество различных знаков А в алфавите называют его объемом. .

Все сообщения, подлежащие передаче по линиям электросвязи, преобразуются в электрические сигналы, которые принято называть первичными. Сущность этого преобразования, осуществляемого в оконечном передающем устройстве, заключается в том, что по определенным правилам устанавливается взаимное соответствие между каждым возможным сообщением и сигналом, его отображающим. При расчленении дискретных сообщений на знаки число различных первичных электрических сигналов должно соответствовать объему алфавита А

С целью уменьшения количества сигналов при большом объеме алфавита прибегают к дополнительному расчленению знаков, называемому кодированием. Эта операция заключается в том, что каждому знаку ставится в соответствие определенная последовательность символов (кодовая комбинация). Количество всех возможных значений символов m называют основанием кода. Если кодовая комбинация содержит l символов, то число различных кодовых комбинаций равно m^l. Длина кода l выбирается такой, чтобы выполнялось условие $m^l \geq A$. Тогда число кодовых комбинаций будет достаточным для передачи всех знаков алфавита сообщения объемом А.

На практике наибольшее применение нашли так называемые двоичные системы связи, в которых используются коды с основанием, равным двум, а сигналы соответственно имеют только два дискретных значения, каждый из которых отображает один двоичный символ.

Первичные электрические сигналы в зависимости от характера передаваемого сообщения и вида преобразования могут быть непрерывными или дискретными.

Непрерывные сигналы могут принимать любые значения в некотором интервале. Наиболее типичными примерами таких сигналов являются электрические сигналы, отображающие речь или музыку.

Дискретные сигналы могут принимать конечное число определенных (дискретных) значений, которые передаются непрерывно или дискретно во времени. Любой непрерывный сигнал для передачи сообщения с определенной точностью можно дискретизировать.

Характерной особенностью первичных электрических сигналов является их низкочастотный характер. Ширина спектра таких сигналов обычно ограничивается единицами килогерц. Для эффективного излучения сигналов в среду распространения радиоволн геометрические размеры антенны, как излучателя, должны быть соизмеримы с длиной волны сигнала. Очевидно, что низкочастотные сигналы не могут эффективно излучаться, поскольку для этого потребовалось бы создать антенны с геометрическими размерами в десятки и даже сотни километров. Вот почему для осуществления радиосвязи первичные электрические сигналы преобразуются в высокочастотные сигналы (радиосигналы).

Процесс преобразования первичных электрических сигналов в радиосигналы, осуществляемый в радиоприемнике называют модуляцией

для непрерывных сигналов и манипуляцией для дискретных сигналов.

Радиосигналы в виде электромагнитных волн излучаются передающей антенной в физическую среду распространения (земная атмосфера, космос, верхний слой Земли и т.д.).

В силу того, что среда распространения радиоволн является общей для многих источников электромагнитного излучения, т.е. имеет свободный доступ, то сигнал, проходя ее, будет испытывать мешающее воздействие других сигналов, являющихся в данном случае помехами.

Радиоволны могут приходить в пункт приема различными путями. Если они распространяются вдоль земной поверхности, то называются земными, а если достигают пункта приема в результате отражения от ионосферы, то ионосферными.

Достигнув пункта приема, электромагнитные волны преобразуются антенной в высокочастотный сигнал, который в радиоприемнике преобразуется в первичный электрический сигнал. Процесс преобразования радиосигнала в первичный сигнал называют демодуляцией (детектированием). В приемном оконечном устройстве первичные сигналы преобразуются в сообщения.

Совокупность технических устройств и среды распространения радиоволн, обеспечивающих передачу сообщений от источника к получателю с помощью радиосигналов, называется линией радиосвязи, или радиолинией. Структурная схема радиолинии представлена на рис.1.

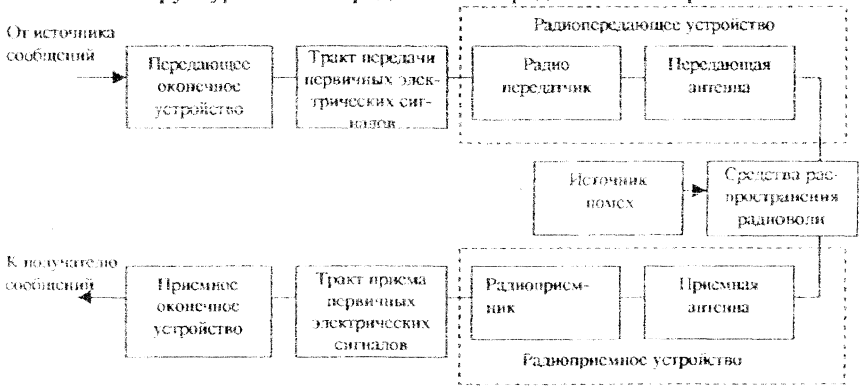


Рис.1 Структурная схема радиолинии

При территориально разнесенном размещении оконечных, радиопередающих и радиоприемных устройств в состав радиолинии вводят тракты передачи и приема первичных электрических сигналов. Тракт передачи первичных сигналов называют линией дистанционного управления радиопередатчиком, которая может представлять собой радио- или проводную линию связи. Таким образом, линии радиосвязи зачастую являются составными.

Радиолиния, обеспечивающая передачу сообщений только в одном направлении, называется симплексной, а радиолиния, в которой возможна одновременная передача сообщений в обоих направлениях - дуплексной .

Канал радиосвязи (радиоканал) является составной частью линии радиосвязи и представляет собой совокупность части технических устройств и среды распространения радиоволн, обеспечивающих прохождение радиосигналов. Границы радиоканала оговариваются отдельно. Обычно считают, что радиоканал начинается с устройства, в котором первичные электрические сигналы преобразуются в радиосигналы, а заканчивается устройством, в котором осуществляется обратное преобразование. Но в частных случаях, например, при рассмотрении свойств каналов связи, под радиоканалом понимают только среду распространения радиоволн.

Свойства радиоканала существенным образом зависят от выбранного для связи участка диапазона радиочастот и состояния среды.

УЭ-1.2. Основные физические свойства радиоволн. Деление радиоволн на поддиапазоны.

Радиоволнам присущи общие для электромагнитных волн законы и явления, важнейшими из которых являются:

- закон прямолинейного распространения;
- закон отражения и преломления;
- явление дифракции;
- явление рефракции.

1. Распространение р/волн в однородном свободном пространстве прямолинейное и сопровождается убыванием плотности потока энергии с увеличением расстояния.

Скорость распространения р/волны зависит от электрических свойств среды, в которой они распространяются. Скорость распространения в среде (с отличными от воздуха параметрами) определяется выражением

$S = 1/\sqrt{\varepsilon\mu}$, где ε - диэлектрическая проницаемость, μ - магнитная проницаемость среды. Если в это выражение подставить значение $\varepsilon_0\mu_0$ получим скорость распространения в воздухе:

C = 300000 км/с, т.к. $\varepsilon_0 = 1/4\pi*9*10^9$ [Ф/м]

Распространение радиоволн в среде, отличной от воздуха (например в земле, воде, ионизир.газе) сопровождается поглощением энергии и, следовательно, уменьшением амплитуды поля.

2. При переходе из одной среды в другую радиоволны испытывают отражение и преломление.

Угол отражения *(α)* равен углу падения, а угол преломления *(β)* зависит от электрических свойств среды, α и *β* связаны законом синусов:

$\sin\alpha / \sin\beta = \sqrt{\varepsilon_2} / \sqrt{\varepsilon_1}$

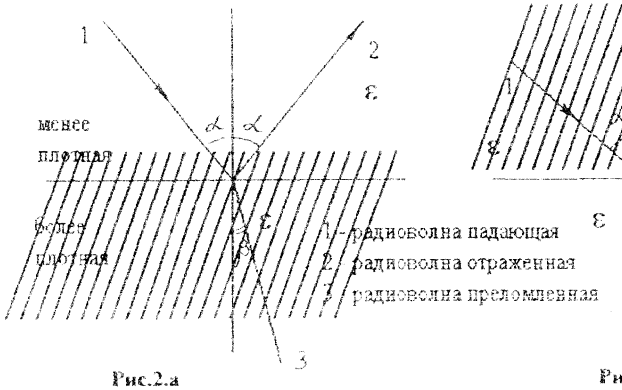


Рис.2.а

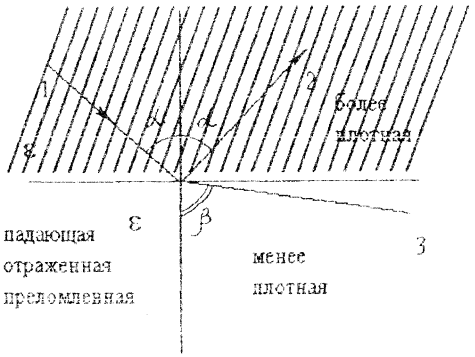


Рис.2.б

При переходе из среды оптически более плотной в среду менее плотную луч отклоняется от перпендикуляра, т.е. угол преломления больше угла падения и наоборот.

3. При распространении р/волн вдоль земной поверхности происходит дифракция – огибание ими местных предметов.

Дифракцией называется способность радиоволн огибать выпуклость земного шара, неровности земли и другие препятствия, чем больше длина волны по сравнению с размерами препятствия, тем больше выражена дифракционная способность радиоволн. Следовательно, длинные волны обладают большей дифракционной способностью, чем короткие.

4. При распространении р/волн в неоднородных средах, свойства которых от точки к точке плавно изменяются в каком-либо направлении, наблюдается рефракция.

Рефракция - явление постепенного преломления лучей, в неоднородной среде, в результате которого луч распространяется по криволинейной траектории. При определенных условиях в такой среде может произойти полное отражение радиоволны.

5. Если радиоволны, созданные одним и тем же источником (когерентные волны) приходят в точку приема разными путями, то происходит сложение этих волн – интерференция.

Амплитуда результирующей волны в точке приема зависит от фазы приходящих волн. Амплитуда результирующей волны максимальна и равна арифметической схеме амплитуд взаимодействующих волн, если они пришли в точку строго в фазе. Если волны пришли в точку приема строго в противофазе, то амплитуда результирующей волны минимальна и равна разности амплитуд взаимодействующих волн. В общем случае амплитуда поля в точке приема является геометрической суммой полей приходящих волн.

Свойства распространения радиоволн, определяющие область их применения, зависят прежде всего от участка диапазона частот, применяемого для радиосвязи.

В настоящее время для радиосвязи используется широкий спектр частот - от $3*10^3$ до $3*10^{12}$Гц, называемый областью радиочастот. В соответствии с международным регламентом радиосвязи вся область частот делится на диапазоны так, что свойства распространения радиоволн в пределах одного диапазона оказываются практически одинаковыми.

Классификация диапазонов радиочастот и радиоволн приведена в табл 1.1.1. Номер диапазона определяет его нижнюю $0,3*10^n$Гц (исключительно) и верхнюю $3*10^n$ Гц (включительно) границы. Волны 8; 9-го и 10-го диапазонов принято объединять одним названием - ультракороткие волны (УКВ).

Таблица 1.1.1.

№ диапазона	Частота, Гц	Наименование частот		Длина волны, м	Наименование волн	
		полное	краткое		полное	краткое
4	$(0,3-3)*10^4$	Очень низкие	ОНЧ	$10^4 - 10^5$	Мириаметровые или сверхдлинные	СДВ
5	$(0,3-3)*10^5$	Низкие	НЧ	$10^3 - 10^4$	Километровые или длинные	ДВ
6	$(0,3-3)*10^6$	Средние	СЧ	$10^2 - 10^3$	Гектометровые или средние	СВ
7	$(0,3-3)*10^7$	Высокие	ВЧ	$10 - 10^2$	Декаметровые или короткие	КВ
8	$(0,3-3)*10^8$	Очень высокие	ОВЧ	1 – 10	Метровые	МВ
9	$(0,3-3)*10^9$	Ультравысокие	УВЧ	$10^{-1} - 1$	Дециметровые	ДМВ
10	$(0,3-3)*10^{10}$	Сверхвысокие	СВЧ	$10^{-2} - 10^{-1}$	Сантиметровые	СМВ
11	$(0,3-3)*10^{11}$	Крайневысокие	КВЧ	$10^{-3} - 10^{-2}$	Миллиметровые	ММВ
12	$(0,3-3)*10^{12}$	Гипервысокие	ГВЧ	$10^{-4} - 10^{-3}$	Децимстровые	ДММВ

Выбор для связи участка диапазона радиочастот зависит от целого ряда факторов; назначения радиолинии, протяженности трассы и ее географического положения, способа распространения радиоволн, свойств среды распространения и др. Для радиосвязи в Сухопутных войсках выделен участок частот от 1,5 до 100 МГц.

УЭ-1.3. Условия распространения радиоволн различных диапазонов, влияние ядерных взрывов на распространение радиоволн.

Условия распространения радиоволн различных участков диапазона имеют свои особенности. Однако можно отметить и некоторые общие закономерности.

Так, например, поглощение радиоволн земной поверхностью увеличивается с ростом частоты (уменьшением длины волны). Поглощение радиоволн земной поверхностью тем меньше, чем больше удельная проводимость (δ) и относительная диэлектрическая проницаемость (ε) почвы (водной поверхности).

Поглощение и преломление радиоволн в ионосфере тем больше, чем больше степень ионизации ионосферы и чем длиннее волна (меньше частота).

Степень ионизации ионосферы определяется количеством свободных электронов в единице объема - концентрацией (или плотностью) электронов. Концентрация электронов в ионосфере изменяется в зависимости от времени суток, сезона (зима, весна, лето, осень) и 11-летнего периода солнечной активности. Концентрация электронов зависит от высоты ионизированной области: с увеличением высоты приблизительно до 400 км концентрация электронов растет, достигая максимальной величины порядка. $N_э = 2*10^{12}$ эл/м^3, а затем начинает уменьшаться. В зависимости от электронной концентрации и ее стабильности принято разделять ионосферу по высоте на отдельные, области или "слои", которые обозначаются латинскими буквами D,E,F_1,F_2 (Рис.3). Самая нижняя область ионосферы - существует только в дневные часы ($N_э = 10^9$ эл/м^3) и исчезает ночью. Аналогично ведет себя и область F_1, которая существует в основном летом. Наиболее стабильной является область ($N_э = 10^9$-$2*10^{11}$эл/м^3). Область F_2 характеризуется резкими изменениями параметров в течение суток, года и периода солнечной активности.

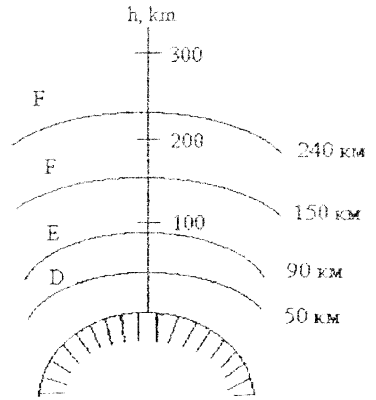


Рис.3

Изменение параметров ионосферы во времени оказывает сильное влияние на условия распространения ионосферных радиоволн, которое должно учитываться при выборе рабочих частот линий радиосвязи.

Рассмотрим несколько подробнее условия распространения радиоволн различных участков диапазона.

Мириаметровые (СДВ) и километровые (ДВ) волны испытывают наименьшее поглощение земной поверхностью по сравнению с другими диапазонами радиоволн. Они слабо поглощаются и нижними слоями ионосферы и в то же время хорошо отражаются этими слоями. Поэтому в диапазоне мириаметровых и километровых волн радиосвязь возможна как земными, так и ионосферными волнами на достаточно большие расстояния. Радиосвязь на расстояния в несколько сот километров обычно осуществляется земной волной, а на дальности, превышающие 300 км, - ионосферной. Существенным недостатком данного диапазона волн, ограничивающим его широкое использование, является необходимость громоздких антенных устройств при весьма большой мощности радиопередатчиков. Другим существенным недостатком этого диапазона является его малая частотная емкость, которая определяется количеством одновременно работающих линий радиосвязи без создания взаимных помех.

Несмотря на отмеченные недостатки, мириаметровые и километровые волны находят практическое применение на магистральных линиях радиосвязи большой протяженности, а также для связи с объектами, расположенными под землей и под водой.

Гектометровые (СВ) волны в большей степени, чем мириаметровые и километровые волны, поглощаются земной поверхностью. Кроме того, в дневное время, когда существует ионизированная область, наблюдается сильное поглощение гектометровых волн в этом слое. Поэтому в дневное время радиосвязь в этом участке радиочастот возможна только земными волнами и на ограниченные расстояния. В ночное время, когда ионизированная область исчезает, и поглощение в ионосфере резко уменьшается, гектометровые волны, отражаясь от слоя, могут использоваться для обеспечения радиосвязи на значительно большие расстояния, чем в дневное время.

Антенные устройства, используемые для излучения волн этого участка, менее громоздки и более эффективны, чем в диапазоне мириаметровых и километровых волн, что позволяет использовать радиопередатчики меньшей мощности. К этому следует добавить, что частотная емкость данного диапазона волн более чем в 10 раз превосходит частотную емкость диапазона мириаметровых и километровых волн. Недостатком гектометровых волн следует считать изменения условий их распространения в дневное и ночное время. Радиоволны этого участка диапазона используются в радиовещании, на флоте и для обеспечения радиосвязи на высоких широтах при ионосферных и магнитных возмущениях, когда радиосвязь на других частотах оказывается невозможной.

Декаметровые волны наиболее широко используются для радиосвязи практически на любое расстояние. Это объясняется особенностями их распространения. Земные волны данного диапазона испытывают значительно большее поглощение, чем волны предыдущих диапазонов. Поэтому дальность радиосвязи земной волной в декаметровом диапазоне не превышает 100-150 км.

Декаметровые волны весьма слабо поглощаются нижними слоями ионосферы D и E и хорошо отражаются ее верхним слоем F_2. Поскольку чем выше отражающий слой ионосферы, тем больше дальность распространения ионосферных волн (при прочих равных условиях), декаметровые волны используются для обеспечения радиосвязи на сколь угодно большие расстояния при сравнительно небольших мощностях радиопередатчиков. Антенные устройства, применяемые для излучения декаметровых радиоволн, более эффективны и имеют сравнительно небольшие геометрические размеры, позволяющие устанавливать их на подвижных объектах. Частотная емкость данного диапазона волн в 10 раз превышает емкость диапазона гектометровых волн. Однако широкое использование декаметрового диапазона радиостанциями различного назначения приводит к значительной загрузке этого диапазона, в результате чего наблюдается большой уровень взаимных помех, создаваемых работающими радиостанциями.

Другим недостатком рассматриваемого диапазона является большая зависимость условий распространения радиоволн от состояния ионосферы, т.е. от 11-летнего периода солнечной активности, от времени года (весна, лето, осень, зима), от времени суток (день, ночь). Указанные причины могут резко изменять условия распространения волн отдельных участков декаметрового диапазона. Так, например, в дневное время радиоволны с длиной волны $\lambda > 25$ м испытывают сильное поглощение в слоях D и E_2 в ночное время даже радиоволны, длина которых $\lambda > 100$ м, мало поглощаются нижними слоями ионосферы и могут быть использованы для радиосвязи ионосферными волнами. Как правило, в дневное время для радиосвязи применяются более короткие волны ($\lambda = 10 \div 25$м), чем в ночное время

(λ =35÷100 м). Условия распространения радиоволн декаметрового диапазона изменяются не только при переходе от дня к ночи, но и в любое время суток вследствие изменения степени ионизации в области F_2.

Указанные особенности распространения радиоволн декаметрового диапазона должны учитываться при выборе рабочих частот линий радиосвязи.

Метровые волны по условиям распространения существенно отличаются от радиоволн рассмотренных выше диапазонов. Основное отличие состоит в том, что радиоволны метрового диапазона сильно поглощаются земной поверхностью и практически не отражаются от ионосферы (за исключением случаев ионосферного и тропосферного рассеяния). Однако, несмотря на сильное поглощение радиоволн метрового диапазона земной поверхностью, для целей радиосвязи почти исключительно применяются земные волны. Целесообразность использования земных волн объясняется тем, что увеличение потерь в земной поверхности компенсируется применением высокоэффективных малогабаритных антенных устройств. Дальность связи земными волнами в диапазоне метровых волн сравнительно невелика и незначительно превышает дальность прямой видимости между передающей и приемной антеннами. Это объясняется слабой дифракцией (способностью огибать земную поверхность) радиоволн метрового диапазона. Для увеличения дальности связи необходимо применять более эффективные, высоко поднятые над поверхностью земли антенны. Увеличение мощности радиопередатчиков метрового диапазона практически не приводит к заметному увеличению дальности, поэтому в диапазоне метровых волн наиболее широко применяются маломощные радиопередатчики (за исключением радиопередатчиков, использующих ионосферное и тропосферное рассеяние волн метрового диапазона).

Диапазон метровых волн имеет следующие достоинства:

- условия распространения радиоволн не зависят от фазы солнечной активности, сезона и времени суток;
- большая частотная емкость диапазона позволяет обеспечить одновременную работу большого количества линий радиосвязи;
- ограниченная дальность радиосвязи в диапазоне метровых волн приводит к резкому уменьшении взаимных помех даже при работе радиолиний на одной и той же частоте.

Указанные достоинства диапазона метровых волн определяют широкое использование его в различных областях радиотехники.

В заключение следует отметить, что рассмотренные выше условия распространения радиоволн различных диапазонов не являются вполне строгими, особенно на их границах, где свойствам радиоволн данного диапазона присущи свойства и соседнего диапазона. Так, например, волны декаметрового диапазона на участке λ = 10-15 м в годы минимума солнечной активности приобретают свойства метрового диапазона, волны того же декаметрового диапазона длиной λ = 80-100 м в значительной степени обладают свойствами радиоволн гектометрового диапазона, особенно в ночное время.

От диапазона радиоволн, используемых для обеспечения радиосвязи, зависят конструкция и геометрические размеры не только антенных устройств, но и радиопередатчиков и радиоприемников в целом, а также отдельных их элементов (электронных приборов, колебательных систем и др.).

Рассмотренные выше особенности распространения радиоволн различных диапазонов относятся к естественному состоянию атмосферы. Искусственная ионизация атмосферы под воздействием высотных ядерных взрывов может вызвать существенные изменения свойств распространения радиоволн. Характер этих изменений зависит не только от мощности и высоты взрыва, но и от диапазона радиоволн.

Свойства распространения СДВ существенно не изменяются. Увеличение электронной плотности слоя практически не вызывает роста

затухания волны и не приводит к нарушению связи в СДВ диапазоне. Вместе с тем нижняя граница этого слоя опускается, из-за чего сокращается путь, проходимый сигналом, и поэтому фазовый сдвиг волны в точке приема.

В диапазоне ДВ заметно увеличивается поглощение энергии волн в НОПИ, что может привести к кратковременным (от нескольких секунд до нескольких минут) нарушениям связи ионосферной волной.

На средневолновых радиолиниях большой протяженности могут наблюдаться длительные (до 2-3 суток) нарушения связи, обусловленные полным поглощением ионосферных волн при прохождении их через НОПИ. В то же время условия связи земными волнами в диапазоне СВ становятся более благоприятными вследствие значительного снижения уровней атмосферных и взаимных помех.

Возникающая после взрыва сильная ионизация в области вызывает интенсивное поглощение декаметровых волн, проходящих через эту область. Степень поглощения в большой мере зависит от рабочей частоты радиолинии. В нижнем участке КВ диапазона связь ионосферной волной может нарушиться на несколько часов, а на частотах выше 10-15 МГц она восстановится через несколько минут. В то же время уровни станционных и атмосферных помех особенно на низких частотах диапазона КВ значительно уменьшаются, что приводит к увеличению дальности связи земной волной.

В результате высотных ядерных взрывов создаются условия для осуществления связи ионосферной волной в диапазоне МВ на дальности до 2000-2500 км.

Сразу же после образования ИОВ возникают условия для отражения метровых волн от этой области. В дальнейшем после распада ИОВ метровые волны продолжают отражаться от спорадического слоя. Наличие НОПИ приводит к ослаблению радиоволн, отраженных от ИОВ и слоя.

При связи земной волной уровень сигнала в точке приема после

ВЯВ практически не изменяется, но существенно возрастает уровень помех от дальних радиостанций из-за отражения МВ от областей повышенной ионизации. Вследствие этого дальность связи земной волной в диапазоне МВ уменьшается даже на радиолиниях, проходящих на значительных расстояниях от района взрыва.

УЭ-1.4. Антенные устройства, излучение электромагнитной энергии.

Антеннами называются радиотехнические устройства, предназначенные для излучения и приема электромагнитных волн. Они бывают передающие, приемные и приемо-передающие. К передающей антенне подводится электромагнитная энергия в виде связанных с линией волн, которая частично или полностью преобразуется антенной в свободно распространяющиеся в пространстве волны. Приемная антенна, наоборот, преобразует свободно распространяющиеся в пространстве волны (радиоволны) в волны, распространяющиеся вдоль линии. Ниже будет показано, что антенны обладают свойством обратимости, то есть любая передающая антенна может быть приемной и наоборот. Это свойство часто используется в радиолокационных станциях и радиостанциях связи. Одна и та же антенна используется и для излучения, и для приема радиосигналов. Такая антенна и называется приемо-передающей.

Каждая антенна характеризуется ее конструктивными особенностями, электрическими параметрами и характеристиками. Поэтому антенны можно классифицировать по различным признакам. Главными признаками являются: длина волны, механизм излучения, распределение в пространстве излучаемой энергии, форма и структура излучающей части, способ питания.

По длине рабочей волны антенны разделяются так же, как и сами волны. Передающими антеннами сверхдлинных волн служат радиомачты, треугольные плоские антенны, зонтичные антенны, Т и Г-образные антенны и другие несимметричные излучатели. Длина излучателя длинных волн не превышает четверти волны, а на средних волнах она может

составлять и несколько более половины волны. Приемными антеннами указанных поддиапазонов обычно являются простые проволочные конструкции.

В диапазоне коротких волн передающими и приемными антеннами являются штыревые антенны, симметричный вибратор, многовибраторные антенны, ромбические антенны, антенны бегущей волны и другие проволочные антенны..

Основными типами антенн метровых волн являются симметричный вибратор и его различные сложные комбинации (плоская решетка вибраторов, директорная антенна и другие). Соединение антенн метровых волн с передатчиками и приемниками обычно осуществляется с помощью коаксиальных кабелей. .

На дециметровых волнах кроме симметричных вибраторов (диполей), применяются трубчатые щелевые антенны, диполь с уголковым отражателем, зеркальные антенны, рупорные излучатели и др. Облучателями зеркальных антенн являются дипольные системы. Передача энергии от приемной антенны осуществляется с помощью коаксиальных кабелей или волноводов.

Основными типами передающих и приемных антенн сантиметровых волн являются зеркальные и линзовые антенны, которые облучаются рупорными излучателями. Кроме того, используются антенны поверхностных волн, волноводно-щелевые антенны, системы из излучающих элементов в полосковом исполнении. Энергия почти всегда подводится по волноводам, а в некоторых случаях - по сверхвысокочастотным полосковым линиям или по коаксиальному кабелю.

На миллиметровых волнах используются зеркальные, линзовые, рупорные и щелевые антенны. Передача энергии производится по волноводам.

По механизму излучения все антенны можно разделить на три группы. К первой группе относятся антенны, размеры которых сравнимы с

длиной волны. Переменный ток, протекающий в проводах антенн этой группы, можно считать непосредственным источником излучения. Типичными примерами антенн этой группы являются симметричный вибратор и рамочная антенна. Ко второй группе относятся поперечные излучатели, то есть антенны, размеры которых велики по сравнению с длиной волны и которые излучают в основном в направлении, перпендикулярном к их главному размеру. Механизм излучения таких антенн может быть объяснен с помощью оптических принципов. Типичными примерами таких антенн являются зеркальные и линзовые антенны, к третьей группе относятся продольные излучатели, то есть антенны, которые излучают в основном в направлении своего главного размера. Такие антенны называются также антеннами поверхностных волн. Поверхностная волна, распространяющаяся вдоль излучателя, является промежуточным звеном между связанной с линией волной и пространственным излучением.

По области использования антенны разделяются на связные, радиолокационные, радионавигационные, телевизионные и др.

Электрические параметры антенн и их конструктивные особенности определяются длиной волны и областью использования.

Излучение электромагнитной энергии. Теоретически и экспериментально установлено, что любая система, создающая переменное электрическое поле (токи смещения) или переменное магнитное поле, в принципе может излучать электромагнитные волны. Однако практически излучение возможно использовать только при выполнении двух условий.

Известно, что четвертьволновая разомкнутая двухпроводная линия не излучает энергию при малом расстоянии между ее проводами. Если концы этой линии развести на 180°, то получим простейшую антенну - симметричный вибратор, который излучает очень эффективно.

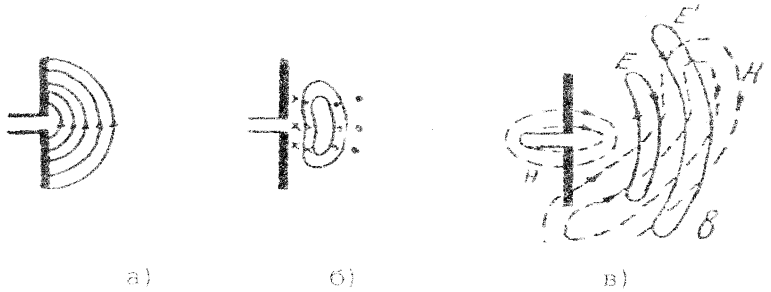


Рис.4 К пояснению процесса излучения

Пусть в некоторый момент времени заряды и напряжение имеют максимальное значение и, следовательно, электрическое поле имеет максимальное значение и занимает значительный объем (рис.4а). Для упрощения на рис.4а показано поле только справа от антенны. В последующую четверть периода заряд антенны быстро убывает до нуля, ток и магнитное поле нарастают, а электрическое поле убывает, то есть его силовые линии возвращаются к антенне, а энергия, электрического поля переходит в энергию магнитного поля. Но удалённые от антенны силовые линии не успеют к ней прийти, как заряды исчезнут и, следовательно, концы линий окажутся замкнутыми сами на себя, то есть возникнет вихревое электрическое поле (рис.4б), которое и является полем излучения.

Закон электромагнитной индукции позволяет в общих чертах так представить процесс излучения волн. Переменный ток, проходящий по проводнику, создает в пространстве переменное магнитное поле H, которое согласно закону электромагнитной индукции создает переменное электрическое поле E в более удаленных точках. Поле E связано с полем H и создает переменное магнитное поле H в еще более удаленных точках, которое в свою очередь создает электрическое поле E, и т.д. Эти периодически изменяющиеся поля распространяются в пространстве со скоростью света (рис. 4в).

Из сказанного вытекают необходимые условия эффективного излучения волн антенной. Первое условие состоит в том, что заряды в антенне должны исчезать и накапливаться быстро, иначе говоря, переменный ток, протекающий в антенне, должен иметь значительную частоту. Чем выше частота тока в антенне, тем эффективней она излучает. Поэтому для передачи сигналов с помощью радиоволн используются колебания с высокими частотами. Второе условие состоит в том, что поле антенны должно охватывать возможно больший объем, иначе говоря, размеры антенны должны быть сравнимы или превышать длину волны. Справедливость этого условия можно также подтвердить методом наведенных э.д.с.

Будем считать, что ток в полуволновом вибраторе распределен по его длине и во всех точках прохода имеет одну и ту же фазу (рис.5). Ток, проходящий по элементу провода 1 создает электромагнитное поле в окружающем пространстве, в том числе и около элемента провода 2. Это поле наводит в элементе 2 некоторую э.д.с. Если бы поле распространялось мгновенно или расстояние было ничтожно малым по сравнению с длиной волны, то наведенная в элементе 2 э.д.с. отставала бы на T/4 (на 90°) от тока в элементе 1, а следовательно, и в элементе 2. Но поле распространяется со скоростью света, и поэтому наведенная им э.д.с. в элементе 2 будет сдвинута относительно тока на угол , больший 90^0. Это объясняется тем, что фаза тока успеет измениться за время, пока поле распространится на расстояние, соизмеримое с длиной волны. Следовательно, в элементе 2 будет расходоваться мощность, определяемая произведением тока на наведенную э.д.с. и на

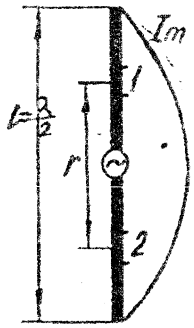


Рис.5

Так как в самом элементе провода 2 потерь нет (его сопротивление можно считать равным нулю), то расходуемая мощность переходит в пространство, т.е. излучается э.д.с., наведенную в каждом элементе провода всеми другими элементами, мощность излучения антенны можно подсчитать, если задано распределение амплитуд тока.

Очевидно, что в коротких по сравнению с длиной волны проводах сдвиг фаз между током и наведенной э.д.с. будет близок к 90° и излучаемая мощность будет незначительной.

УЭ-1.5 Основные электрические параметры антенн.

Основными параметрами передающей антенны являются характеристика направленности, фазовая характеристика, поляризационная характеристика, коэффициент направленного действия, коэффициент полезного действия, коэффициент усиления, рабочий диапазон (полоса пропускания), эффективная площадь или эффективная длина антенны, сопротивление излучения, входное сопротивление.

Характеристика направленности антенн: Различают характеристики направленности по полю и по мощности. Характеристикой направленности передающей антенны по полю называется зависимость амплитуды поля в равноудаленных от антенны точках (R=const) от направления излучения. Направление излучения определяется величинами двух углов φ,θ отсчитанных во взаимно перпендикулярных плоскостях. Следовательно, характеристикой направленности является некоторая математическая функция этих углов, то есть $f(\varphi,\theta)$. Любая антенна является направленной, то есть в различных направлениях она излучает волны с различными амплитудами. Если известна амплитуда поля в направлении главного максимума излучения $E_{макс}$, то амплитуда в любом другом направлении E определяется по формуле:

$E = Emax\ f(\varphi,\theta)$

$H = Hmax\ f(\varphi,\theta)$

$f(\varphi,\theta) = E/Emax = H/Hmax$

В сферической системе координат $f(\varphi,\theta)$ или $Emaxf(\varphi,\theta)$ геометрически представляется некоторой поверхностью. В зависимости от формы этой поверхности различают пространственные характеристики направленности тороидальные, игольчатые, веерные, многолепестковые и другие (рис.6).

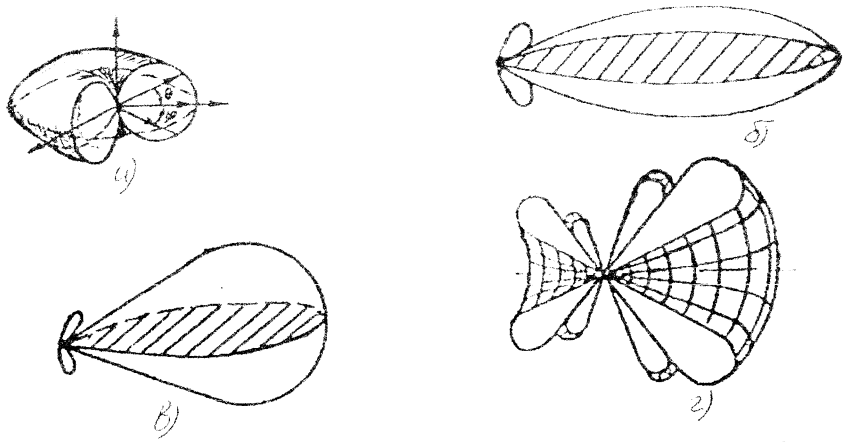


Рис.6 Пространственные характеристики направленности: а-тороидальная; б-игольчатая; в-веерная; г-многолепестковая

Характеристикой направленности передающей антенны по мощности называется зависимость плотности потока мощности в равноудаленных от антенны точках от направления излучения, так как плотность потока мощности пропорциональна квадрату напряженности поля, то характеристика направленности по мощности представляется той же математической функцией, что и по полю, но возведенной в квадрат, то есть $f^2(\varphi,\theta)$.

Направленность антенны характеризуется также шириной главного лепестка характеристики по половинной мощности или углом излучения $\alpha_{изл}$ под которым понимается угол между двумя направлениями, для которых плотность потока мощности равна половине максимальной, или в которых значения нормированной характеристики по мощности равны 0,5 (по полю 0,707). В некоторых случаях используется ширина лепестка по нулевым значениям или по любым другим значениям нормированной характеристики, например, 0,1 (рис.7).

Фазовая характеристика антенны . Фазовой характеристикой антенны называется зависимость фазы волны от направления излучения при R=const. При R=const фаза

волны одна и та же во всех точках. Однако это справедливо лишь для точечного излучателя, который излучает

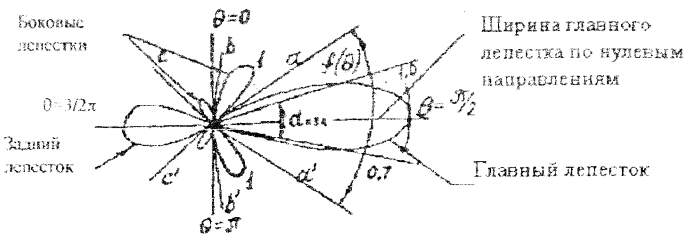


Рис.7 Основные параметры многолепестковой диаграммы.

сферические волны, то есть волны, фронтом которых является поверхность сферы. В общем случае фаза волны зависит от направления излучения. При переходе через нуль функция f(φ,θ) изменяет свой знак, а это означает, что фаза волны изменяется на 180^0. Таким образом, фазы волн двух соседних лепестков в равноудаленных точках отличаются на 180^0.

Поляризационная характеристика антенны. Поляризация радиоволны определяется законом изменения направления вектора напряженности электрического поля во времени. Если конец вектора электрического поля в данной точке пространства с течением времени описывает прямую линию, то поляризация называется линейной. В этом случае во всех точках луча вектора электрического поля лежат в одной плоскости, называемой плоскостью поляризации (рис 8).

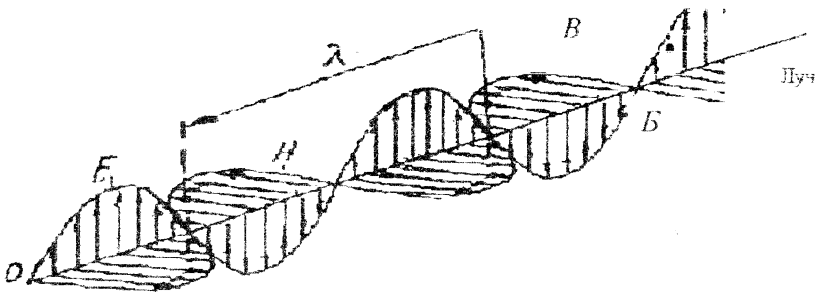


Рис.8

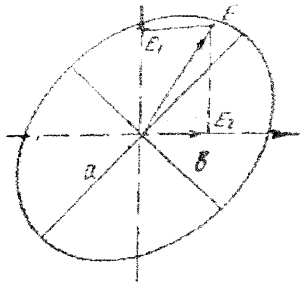


Рис.9. Поляризационный эллипс в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волны.

Коэффициент направленного действия антенны (к.н.д). Коэффициентом направленного действия называется отношение плотности потока мощности направленной антенны к плотности потока мощности ненаправленной антенны при одинаковой их мощности излучения. К.н.д. зависит от направления излучения. В направлении главного максимума излучения к.н.д. имеет максимальное значение $Д_{макс}$. В этом случае его можно определить как число, показывающее, во сколько раз максимальная плотность потока мощности превышает среднюю по всем направлениям плотности потока, т.е.

$$Д_{макс} = П_{макс}/П_{ср} \quad (1.5.1)$$

где $П_{ср}$ – такая плотность потока, которая была бы при ненаправленном излучении той же мощности, что и при направленном.

Коэффициент полезного действия и коэффициент усиления антенны. Энергия, которая подводится к антенне по линии или непосредственно от генератора, частично излучается в пространство, а частично бесполезно расходуется в проводах антенны и окружающих ее предметах в основном на тепло.

Коэффициентом полезного действия антенны (к.п.д.) называется отношение мощности излучения (полезной мощности) ко всей мощности, подводимой к антенне и состоящей из активной мощности излучения $P_{изл}$ и активной мощности потерь $P_{пот}$, т.е.

$$\eta = P_{изл} / P_A = P_{изл} / (P_{изл} + P_{пот}) \quad (1.5.2)$$

К.П.Д. антенн УКВ близок к единице (более 0,9), а к.п.д. длинноволновых антенн невысок.

Произведение к.п.д. на коэффициент направленного действия называется коэффициентом усиления антенны

$$G = \eta Д \qquad (1.5.3)$$

Обычно под величиной коэффициента усиления понимают его максимальное значение.

$$G_{макс} = \eta Д_{макс} \qquad (1.5.4)$$

Коэффициент усиления используется для расчета поля излучения по известным величинам подводимой к антенне мощности и к.п.д.

Наибольшая величина излучаемой антенной мощности, при которой еще не происходит электрический пробой, называется допустимой мощностью излучения.

Входное сопротивление. Сопротивление излучения.

Входным сопротивлением проволочной антенны называется отношение напряжения на входных клеммах антенны ко входному току. Входное сопротивление непроволочных антенн (например, рупоров), питаемых волноводами, определяется аналогично входному сопротивлению волновода.

Входное сопротивление антенны в общем случае является комплексным, то есть имеет активную и реактивную составляющие:

$$Z_A = R_A + jX_\alpha \qquad (1.5.5)$$

Величина входного сопротивления антенны зависит от распределения амплитуд тока в антенне и места подключения питания (фидера).

При выполнении условий согласования к антенне подводятся только активная мощность, которую можно определить по формуле

$$R_A = P_{изл} + P_{пот} = \tfrac{1}{2} I^2_A R_A \qquad (1.5.6)$$

где I_A - амплитуда тока на входе антенны;

R_A - активная составляющая входного сопротивления.

Применяя далее обычную теорию переменного тока, можно мощности излучения и потерь определить по формулам:

$$P_{изл} = \tfrac{1}{2} I^2_A R_{изл};$$

$$P_{пот} = \tfrac{1}{2} I^2_A R_{пот};$$

$$R_A = R_{изл} + R_{пот} \qquad (1.5.7)$$

Таким образом, активная составляющая входного сопротивления антенны состоит из сопротивления излучения и сопротивления потерь.

Если сопротивление потерь, в основном, является реально существующим активным сопротивлением проводов антенны, то сопротивление излучения есть чисто расчетная величина, то есть представляет собой коэффициент пропорциональности между удвоенной мощностью излучения и квадратом амплитуды тока антенны. Ток в антенне можно измерить, а сопротивление излучения для ряда простых антенн можно рассчитать с помощью интегрального исчисления по известному закону распределения амплитуд тока. Тогда представится простая возможность расчета мощности излучения. В этом смысл введения понятия сопротивления излучения. По известным $R_{изл}$ и $R_{пот}$ можно определить к.п.д. антенны по формуле:

$$\eta = R_{изл} / R_A = R_{пот} / R_{изл} + R_{пот} \qquad (1.5.8)$$

Входное сопротивление антенны с неравномерным распределением амплитуды тока вдоль нее зависит от места подключения питания. Поэтому и сопротивление излучения тоже зависит от положения на антенне точек подключения фидера. Для устранения этого неудобства сопротивление излучения относят к пучности тока в антенне независимо от места включения питания. Следовательно, сопротивлением излучения называется такое воображаемое сопротивление, которое, будучи включенным в пучность тока в антенне, поглощало бы мощность, равную мощности излучения.

Если известна мощность излучения и характеристика направленности, то при отсутствии помех и поглощения радиоволн можно определить амплитуду поля в любой точке пространства по формуле идеальной радиопередачи:

$$E(\varphi,0) = 1/r\sqrt{60*R_{изл}*Д_{макс}}*I(\rho,0) \qquad (1.5.9)$$

Действующая длина антенны. Понятие о действующей длине антенны (эффективной высоте) введено в начальный период развития антенной техники для удобства расчета напряженности поля. Напряженность поля, создаваемая элементарным электрическим вибратором или диполем Герца в направлении максимума излучения определяется по формуле:

$$E_{макс} = 60\pi*I*l / \lambda 2 \qquad (1.5.10)$$

Из формулы (1.5.10) видно, что напряженность поля пропорциональна площади тока, под которой понимается произведение *I*l*. Для реальных проволочных антенн напряженность поля в направлении максимума излучения определятся формулой:

$$E_{макс} = 1/r\sqrt{60*P_{изл}Д_{макс}} \qquad (1.5.11)$$

Действующей длиной линейной антенны называется длина диполя Герца, который при равенстве его тока току в пучности антенны создает в направлении максимума излучения такое же поле, как и данная антенна. Приравнивая правые части (1.5.10) и (1.5.11) и заменяя $P_{изл}$ его значением, получим

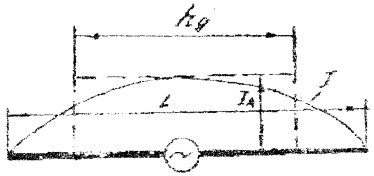


Рис.10 К определению действующей длины антенны

$$hg = \lambda/\pi\sqrt{R_{изл}*Д_{макс} / 120} \qquad (1.5.12)$$

Смысл введения действующей высоты состоит в замене реальной антенны с неравномерным распределением тока по ее длине диполем Герца с равномерным распределением тока. Тогда представляется возможным рассчитать площадь тока $I_A hg$, а следовательно, и тока в дальней зоне по формуле:

$$E_{макс} = 60\pi*P_A*h*g / \lambda 2 \qquad (1.5.13)$$

Из рисунка (10) видно, что для определения действующей длины антенны надо методом интегрирования найти площадь тока и привести ее

к равновеликой площади прямоугольника, высотой которого является амплитуда тока в пучности антенны. Тогда основание прямоугольника и будет действующей высотой антенны.

Понятие о действующей высоте антенны справедливо только для проволочных (линейных) антенн, коротких по сравнению с длиной волны, у которых распределение амплитуд тока по длине не изменяет знака. Это понятие не применимо для зеркальных антенн, антенн поверхностных волн, рупорных излучателей и других антенн УКВ.

Рабочим диапазоном (полосой пропускания) антенны называется полоса частот, в пределах которой параметры и характеристики антенны изменяются в допустимых пределах. При изменении частоты (длины волны) и постоянной амплитуде напряжения на входе антенны изменяется ее входное сопротивление, условия согласования, амплитуда тока, направленные свойства, поляризация и другие параметры антенны. Частотной характеристикой антенны называется зависимость входного сопротивления от частоты, или коэффициента бегущей волны от частоты, или к.п.д. от частоты, или входного тока от частоты. В соответствии с этим различают полосы пропускания по входному току, (рис.11), к.п.д. и другим показателям.

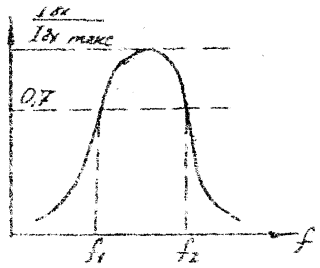


Рис.11. Частотная характеристика антенны по входному току.

УЭ-1.6. Антенны для радиосвязи земными волнами.

Требования к антеннам.

Необходимо, чтобы антенна земных волн создавала наиболее интенсивное поле вдоль земной поверхности или под малыми углами к ней. Излучение под большими углами возвышения помимо нерациональной затраты мощности излучения приводит к возникновению на СВ и КВ замирании сигнала в пункте приема из-за интерференции земной и ионосферной волн. Таким образом, ДН антенн земных волн должна иметь макси-

мум под небольшими углами к горизонту и минимум в зенит.

Требования к форме ДН в горизонтальной плоскости зависят от условий использования радиостанции. Если она работает одновременно с несколькими корреспондентами, расположенными в различных или неизвестных направлениях, либо с корреспондентами в различных или неизвестных направлениях, либо с корреспондентом, меняющим свое местоположение, ДН должна быть ненаправленной. В том случае, когда радиостанция осуществляет радиосвязь с одним корреспондентом или с несколькими корреспондентами, азимуты которых мало отличаются, целесообразно применять антенны, обладающие направленностью излучения /приема/ в горизонтальной плоскости. Направленные передающие антенны позволяют обеспечить более рациональное использование мощности и, кроме того, облегчают решение вопросов ЭМС радиосредств, располагаемых на узле связи. Направленные приемные антенны, ориентированные максимумом диаграммы в направлении на корреспондента, дают возможность повысить качество приема за счет подавления помех, приходящих с других направлений.

Антенны земных волн должны излучать вертикально поляризованную волну с меньшим ослаблением при распространении вдоль земли, по сравнению с горизонтально поляризованной волной.

Для передающих антенн важным является обеспечение возможно больших значение КПД, что способствует повышению напряженности поля в пункте приема и улучшению качества радиосвязи. В то же время для приемных антенн земных волн, работающих на ДВ,СВ и отчасти КВ в условиях сильных внешних помех, вопрос повышения КПД теряет значение. На первое место выдвигается задача обеспечения высокого КНД.

Несимметричный вертикальный вибратор.

Простейшей распространенной антенной для радиосвязи земной волной в СВ, ДВ и УКВ диапазонах, удовлетворяющей требованиям по направленным свойствам и поляризации излучения, является несимметрич-

ный вертикальный вибратор(штырь).

Антенна штыревая (АШ-*l*) представляет собой вертикальный проводник длиной *l* ,нижний конец которого подсоединён к одному из выходных зажимов передатчика. Другой зажим передатчика соединен с землей или металлическим корпусом объекта (автомобиля, бронетранспортера и т.п.). Антенна подключается к радиостанции через антенный ввод, изолированный от корпуса проходным изолятором.

На рис.12 показаны ДН в вертикальной плоскости несимметричного вибратора для различных соотношений *l*/λ. Максимум ДН направлен вдоль поверхности земли (θ= 0^0). По мере уменьшения угла θ напряженность поля падает и в зенитном направлении (θ=90^0) равна нулю. С увеличением длины штыря по отношению к длине волны ДН сужается и возрастает излучение вдоль Земли. Наибольшая интенсивность излучения вдоль Земли наблюдается при *l*=0.625λ. При дальнейшем удлинении штыря из-за появления значительных участков с противофазными токами растет уровень боковых лепестков и уменьшается излучение вдоль земной поверхности. Поэтому обычно штыревые антенны работают на частотах, при которых *l*=0.65λ. Так, антенна АШ-10 используется в диапазоне 4-14 МГц, где l/λ<=0,47. В горизонтальной плоскости штырь излучает равномерно и ДН имеет вид окружности.

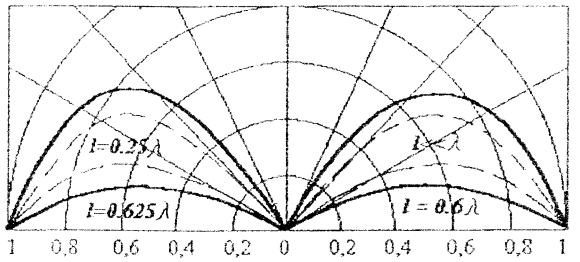


Рис.12

Коэффициент направленного действия штыревой антенны вдвое выше, чем у эквивалентного симметричного вибратора в свободном пространстве, так как штырь излучает лишь в верхнее полупространство. Так, в режиме удлинения (*l*=0,25λ) КНД штыря равен 3. Его значение максимально при *l*=0.625λ и равно 6,2. Входное сопротивление антенны АШ является в общем случае комплексной величиной.

Потери в несимметричных антеннах и пути их снижения.

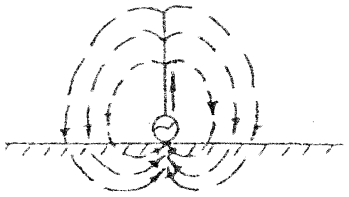


Рис.13

В штыревой антенне имеют место потери в проводниках антенны, в изоляторе, в органах настройки, в земле и прочие потери.

Потери, связанные с нагревом проводов антенны, малы и с ними можно не считаться, за исключением работы антенны в режиме большого удлинения (тогда сопротивление излучения также мало и сравнимо с потерями в проводах). Этими потерями можно пренебречь по сравнению с сопротивлением излучения если длина штыря $l>0{,}1\lambda$ в ДВ диапазоне, $l>0{,}05\lambda$ в КВ диапазоне и $l>=0{,}015\lambda$ в МВ диапазоне. Для снижения потерь в проводах антенны, их выполняют из металлов с высокой электропроводностью (медь, латунь, алюминий и др.) и выбирают провода достаточно большой (1-3 мм и более) толщины.

Потери в изоляторах антенны оказываются больше потерь в проводах антенны и в режиме удлинения могут существенно уменьшить КПД антенны, с целью сведения этих потерь к минимуму необходимо содержать изоляторы в чистоте и следить за тем, чтобы они были сухими и исправными.

Потери в окружающих антенну оттяжках, тросах могут резко возрастать при попадании в резонанс с рабочей волной. В заземленных мачтах или оттяжках резонанс возникает при их длине около четверти длины волны, а проводники, изолированные с обоих концов, резонируют при длине около половины длины волны. Поэтому во избежание резонанса металлические тросы и оттяжки разбивают изоляторами на участке меньше четверти длины волны.

Уменьшение потерь в органах настройки и согласования антенны с передатчиком (приемником) может быть достигнуто путем снижения волнового и реактивного сопротивления антенны, использования элементов настройки с малыми потерями.

В случае установления несимметричных антенн над реальною землей

с конечной проводимостью, особенно над сухой почвой, основными являются потери в земле. Эти потери обусловлены тем, что силовые линии поля антенны в ближней зоне замыкаются через землю (рис.13) и возбуждают в ней токи проводимости, которые приводят к тепловым потерям в почве. Поскольку с увеличением проводимости земли проникновение поля в нее уменьшается, то для снижения потерь в земле

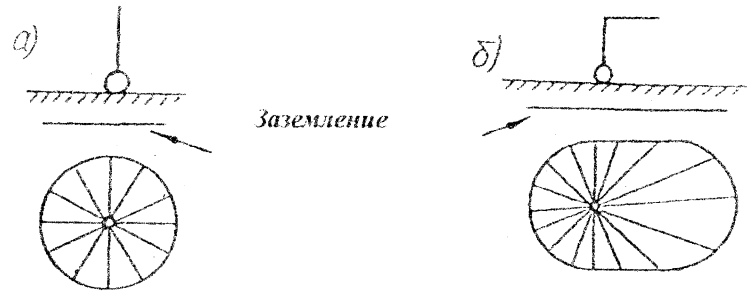


Рис.14

несимметричные антенны целесообразно разворачивать над влажной почвой. Однако и в этом случае, если не принимать специальных мер, КПД антенны будет невысоким. Существенное уменьшение потерь в земле может быть достигнуто при подключении к корпусу передатчика развитого заземления или противовеса.

Заземление применяется на стационарных передающих радиоцентрах. Оно представляет собой систему радиально расходящихся и соединенных в центре проводов (рис.14а), закопанных на глубину 20-30 см. Назначение этих проводов состоит в том, чтобы перехватить на себя основную часть силовых линий ближнего поля антенны и уменьшить их проникновение в землю, что приводит к снижению тепловых потерь в ней и повышению КПД антенн. Как правило, длина проводов берется равной высоте штыревой антенны. Для антенн с верхней нагрузкой (см. рис.14 б) размеры проводов должны быть такими, что бы края заземления выступали за проекцию полотна антенны примерно на высоту антенны.

В тех случаях, когда затруднительно осуществить заземление, например, на скальном грунте, используются противовесы в виде системы параллельных или радиально расходящихся проводов, подвешенных под антенной на небольшой высоте над землей и подключенных к одному из зажимов передатчика. В подвижных радиостанциях применяются противовесы облегченной конструкции с числом проводов от одного до четырех. Наиболее часто в качестве противовеса используют корпус радиостанции или объекта, на котором расположена антенна. Чем больше размер противовеса (корпуса радиостанции или объекта), тем меньше сопротивление потерь. Для снижения потерь в земле корпус радиостанции целесообразно располагать на возможно большем удалении от поверхности земли. По этой же причине переносную радиостанцию следует ставить не на землю, а на изолирующую подставку. С целью повышения КПД антенны к корпусу радиостанции или объекта можно дополнительно подключать проводочные противовесы, располагаемые на малой высоте или на земле.

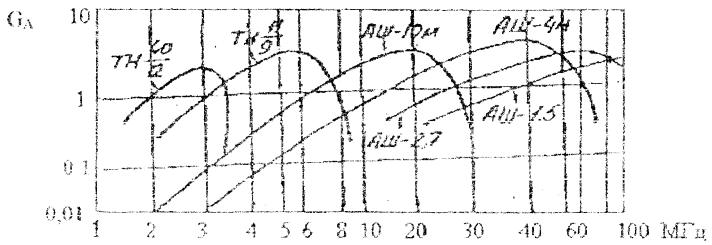


Рис.15

На рис. 15 показаны частотные зависимости КУ при влажной почве для антенн АШ-4 и АШ-10, установленных на крыше автомобиля, и УКВ станций. Конечная проводимость земли приводит не только к уменьшению КПД штыря по отношению к случаю его расположения над идеально проводящей земной поверхностью, но и к некоторому изменению диаграммы направленности к вертикальной плоскости.

Несимметричные антенны с верхней нагрузкой.

В целях повышения эффективности несимметричных антенн при сох-

ранении их высоты к вершине штыря подключают один или несколько горизонтальных проводов, играющих роль верхней нагрузки. В зависимости от вида верхней нагрузки различают Г-образную, Т-образную, Т- и Г-образную с наклонными проводами, зонтичную и другие типы антенн (рис.16).

При малой высоте подвеса проводов верхней нагрузки ($h<=0,1\lambda$) в формировании поля излучения участвуют только вертикальные провода. Горизонтальные провода практически не излучают, так как благодаря противофазности токов $I_г$ в горизонтальных проводах и $I_г'$ в изображении (рис.17а,б),создаваемые этими токами поля взаимно компенсируются. Эта компенсация будет тем полнее, чем больше проводимость земли. Компенсация излучения горизонтальных проводов Т-образной антенны (см.рис.17а)осуществляется также за счет противофазности текущих по ним токов,($I_{г1}$ -$I_{г2}$).

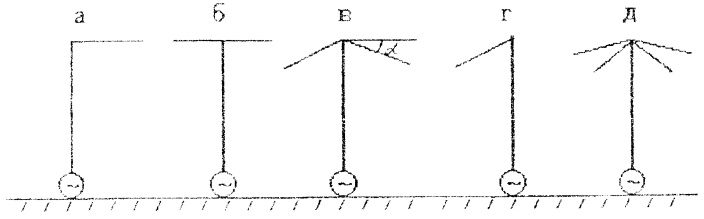


Рис.16

Подключение верхней нагрузки эквивалентно подсоединению к антенне емкости, величина которой зависит от количества и длины горизонтальных проводов. В результате этого ток на конце вертикальной части антенны не равен нулю, как у штыревой антенны, а имеет конечное значение, т.е. распределение тока оказывается более равномерным (рис.17в). Увеличение площади тока в вертикальном проводе антенны

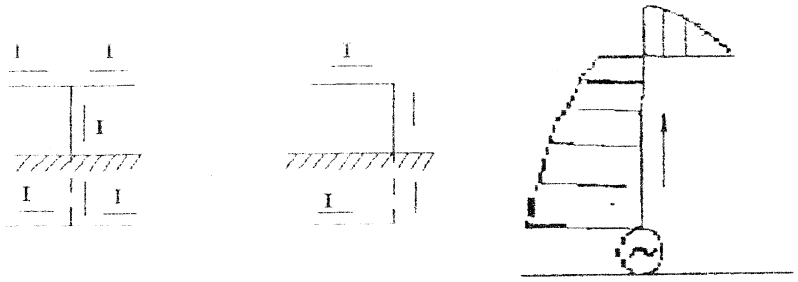
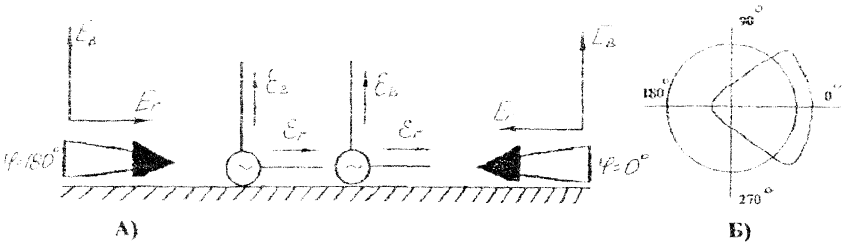


Рис.17

приводит к возрастанию сопротивления излучения, а значит КПД и усиления антенны (см.рис.15,где показаны КУ антенн ТН 40/12 и ТН 11/9). Эффективность антенн с верхней нагрузкой тем выше, чем больше развита верхняя нагрузка. Кроме того, при подключении верхней нагрузки возрастает общая длина антенны, вследствие чего уменьшается ее реактивное сопротивление, снижаются потери в органах настройки и изоляторах, рабочий диапазон смещается на более низкие частоты.

При развертывании антенн с верхней нагрузкой из наклонных проводов необходимо иметь в виду, что увеличение угла α (см. рис. 16в) наклона проводов крыши к земле снижает эффективность антенны. Вертикальная составляющая наклонного к земле провода будет компенсировать основное поле, создаваемое током I_1, в вертикальном проводе антенны, так как токи I_1 и $I_в$ направлены навстречу друг другу. С увеличением наклона проводов крыши к земле эта компенсация будет возрастать, что приведет к снижению эффективности антенны. Кроме того, КПД антенны будет падать и вследствие приближения наклонных проводов к земле и роста потерь в ней.



А) Б)

Рис.18

Перейдем к рассмотрению направленных свойств несимметричных антенн с верхней нагрузкой с учетом конечной проводимости земли. При симметрично расположенных проводах крыши (см.рис.16 б,в) диаграммы в вертикальной и горизонтальной плоскостях будут такими же, как у штыря. У Г-образной антенны и у антенны с противовесом из одиночного провода ДН будут несколько отличаться от диаграммы штыря. Это связано с тем, что напряженность электрического поля земной волны имеет как вертикальную Ев, так и горизонтальную Ег составляющие.

Под действием этих составляющих поля в вертикальном и наклонном проводах антенны будут наводиться ЭДС. Так как величина и направление ЭДС, наведенной в горизонтальном проводе, зависят от направления прихода волны, то, например, штыревая антенна с однолучевым противовесом также обладает направленностью в горизонтальной плоскости.

Это видно из показанных стрелками на рис.18 направлений ЭДС $\varepsilon_в$, $\varepsilon_г$, которые складываются при приходе волны со стороны противовеса ($\varphi=0^0$) и вычитаются при приходе ее с обратного ($\varphi=180°$) направления.

Аналогичным образом можно показать, что и наклонный несимметричный вибратор (антенна "наклонный луч") обладает некоторой направленностью в горизонтальной плоскости (рис.19). Из рисунка видно, что антенну "наклонный луч" следует направлять нижним концом на корреспондента (КУ НЛ 17/12 0,02-0,5).

Хотя направленность несимметричных антенн с горизонтальными проводами получается небольшой, ее можно использовать в целях увеличения дальности связи и повышения помехозащищенности работы радиолиний.

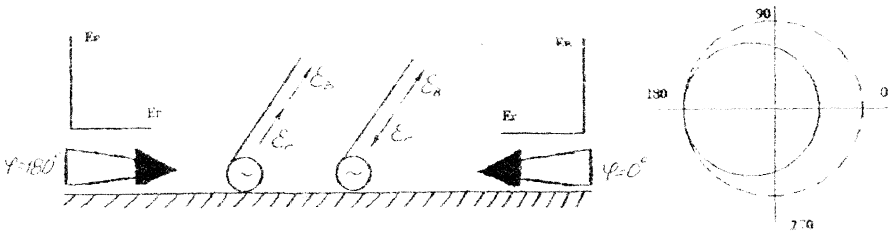


Рис.19

Направленные антенны земных волн

Наибольшее применение в качестве направленной антенны земных волн нашла несимметричная однопроводная антенна бегущей волны (ОБ). Она представляет собой изолированный провод длиной в несколько длин волн, подвешенный на небольшой высоте ($h<\lambda/4$) параллельно поверхности земли (рис.20). С одной стороны антенна

подключается к несимметричному входу приемника, а с другой - нагружается на сопротивление $R_н$, которое заземляется с помощью противовеса. Нагрузочное сопротивление выбирается равным волновому сопротивлению провода: $\rho \approx 60\ln(2h/a)$, чтобы в антенне отсутствовала отраженная от нагрузки волна и существовала лишь волна, бегущая от входа антенны к ее нагрузке. Такой режим работы антенны получил название режима бегущей волны, что и обусловило соответствующее название антенны. Благодаря обеспечению режима бегущей волны антенна имеет однонаправленную ДН и почти постоянное и активное входное сопротивление в широком диапазоне частот, что упрощает согласование с приемником (передатчиком).

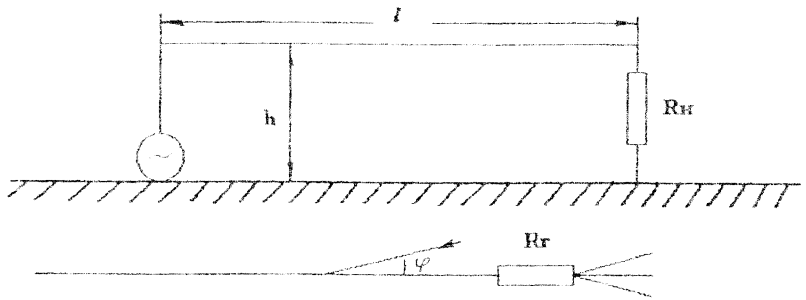


Рис 20

Рассмотрим зависимость ЭДС в приемной антенне ОБ от направления прихода радиоволны. При этом будем иметь в виду, что ОБ реагирует только на ее горизонтальную составляющую E . Под действием этой составляющей в каждом элементе провода будут наводиться ЭДС со своей фазой. Если скорость движения в проводе волн токов, вызываемых этими ЭДС, близка к скорости перемещения радиоволны в воздухе, то при приходе волны со стороны нагрузочного сопротивления (R 0) происходит сложение ЭДС (токов) от всех элементов провода антенны на входе приемника. В случае прихода радиоволны со стороны приемника (φ=180) эти ЭДС (токи) складываются в нагрузочном сопротивлении, где поглощается основная часть энергии принятой волны. При этом на входе приемника сигнал будет весьма малым, так как токи, приходящие от элементов антенны, имеют различные фазы и частично компенсируют друг друга, радиоволны, приходящие под углами φ<90°, будут наводить в элементах

провода тем меньшую ЭДС, чем больше угол φ. В том случае, когда вертикально поляризованная волна падает перпендикулярно проводу антенны (φ =90°), ЭДС в ее элементах не наводятся, так как вектор электрического поля перпендикулярен проводу. Диаграмма направленности антенны ОБ длиной 150 м показана на/рис. 21.

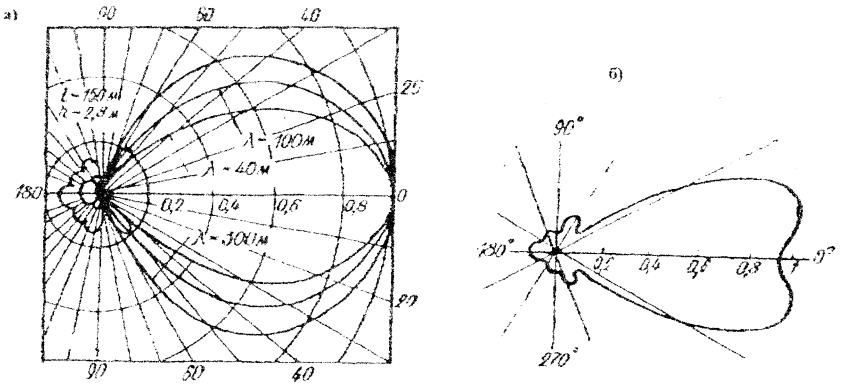


Рис.21

С увеличением отношения l/λ диаграмма направленности сужается и одновременно возрастает КНД. Однако увеличение КНД возможно до определенных пределов. Длина антенны, при которой достигается ее наибольшая направленность, считается оптимальной. Оптимальная длина зависит от высоты подвеса АБВ над землей. Чем выше h, тем меньше η отличается от l, тем большую длину антенны можно использовать (при соблюдении условия $h<\lambda/4$).

При указанных высотах подвеса антенны ОБ ее оптимальная длина равна примерно $l_{опт} = (5\text{-}7)\lambda$. Если длину антенны сделать больше оптимальной, то ДН будет иметь провал (см. рис.21б) в направлении оси антенны.

Эффективность АБВ тем выше, чем суше почва и короче длина волны. Причиной такой зависимости является увеличение горизонтальной составляющей поля земной волны с уменьшением проводимости почвы и длины волны.

В диапазоне ДВ, СВ и КВ коэффициент усиления антенны ОБ даже при расположении над сухой почвой имеет весьма низкие значения, и она для передачи оказывается значительно менее эффективной нежели штыревая антенна. Поэтому в этих диапазонах АБВ применяют только для приема. Приемные антенны ОБ находят особенно широкое применение на КВ, так как они обладают высоким КНД (D=10-60) и низким уровнем боковых лепестков, что позволяет существенно повысить помехозащищенность приема в условиях сильных помех.

В высокочастотной части КВ диапазона и в УКВ диапазоне (20-60 МГц) антенна ОБ превосходит по эффективности штыревую антенну.

Поэтому ее можно использовать для увеличения дальности радиосвязи не только на прием, но и на передачу. Хорошие результаты дает применение антенн длиной 40 м, развертываемых на опорах высотой 1 м. Ее КУ = 3-9 при f=20-60 МГц.

Для увеличения эффективности антенн ОБ среднюю или ближайшую к радиостанции часть провода поднимают на высокую опору. Подобные антенны называют ВПР - вертикальная полуромбическая (рис. 21в) или λ - образная (рис. 22). Повышение эффективности этих антенн по отношению к антеннам ОБ обусловлено следующими причинами: во-первых, благодаря удалению провода от земли уменьшаются потери в ней; во-вторых, из-за наклона проводов антенны к земле она будет принимать не только горизонтальную, но и более интенсивную вертикальную составляющую поля земной волны.

Длины сторон l_1 и l_2, и высоту h выбирают так, чтобы ЭДС, наводимые в элементах проводов горизонтальной и вертикальной составляющими поля, складывались в приемнике в фазе.

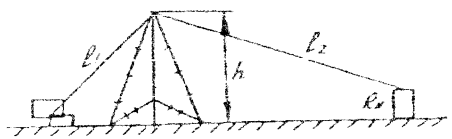


Рис.21 в

Эффективность таких антенн по сравнению с рассмотренной выше горизонтальной ОБ возрастает в 2-5 раз на КВ, что позволяет использовать их также на передачу. Для работы в КВ диапазоне рекомендуется выбирать общую длину провода ВПР 200-300 м и высоту опоры 15-25 м, а в УКВ (20-60 МГц) диапазоне - 60-70 м и 8-12 м.

ДН в горизонтальной плоскости антенны ВПР имеет расширенный главный лепесток с небольшим провалом посредине , что снижает ее помехозащищенность при работе на прием по сравнению с горизонтальной антенной ОБ . Этот недостаток отсутствует у λ-образной антенны. В диапазоне 20-60 МГц антенны ВПР 2х32/14 и 60/15 имеют КУ= 4-14 и 5-15 соответственно.

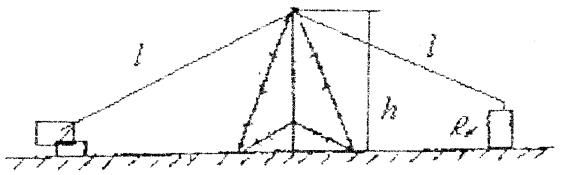


Рис.22

УЗ-1.7. Антенны для радиосвязи ионосферными волнами.

Требования к антеннам для КВ радиосвязи в основном определяются дальностью связи и диапазоном рабочих частот. Чем больше протяженность радиолинии, тем под меньшим углом к горизонту должен быть направлен максимум ДН антенны. Для ближней (до 500 км) КВ радиосвязи антенны должны иметь максимум ДН под большими (θ=90-60^0) углами к горизонту. Такие антенны часто называют антеннами зенитного действия. На трассах средней протяженности (500-1500 км) необходимы антенны, обеспечивающие излучение (прием) под углами 60-25^0. Для дальней (магистральной) радиосвязи (свыше 1500 км) необходимы остронаправленные антенны с малым (20-5^0) углом прижатия главного лепестка диаграммы направленности.

Чем больше дальность связи, тем более высоким КУ должна обладать антенна, чтобы скомпенсировать растущее с увеличением протяженности трассы ослабление радиоволн . При этом для приемных антенн особенно важным является увеличение КНД . Однако чрезмерное сужение диаграммы недопустимо . Ширина вертикальной диаграммы должна учитывать флюктуации углов возвышения траекторий радиоволны, связанные с изменениями наклона ионосферных слоев, а также с сезонными и суточными изменениями высот отражения от

ионосферы и превышать (по уровню половинной мощности) $8\text{-}10^0$. Ширина ДН в горизонтальной плоскости должна быть не уже $6\text{-}10^0$ для сохранения устойчивости связи при флюктуациях азимутальных углов прихода волны из-за изменения поперечного наклона ионосферных слоев и влияния магнитного поля Земли.

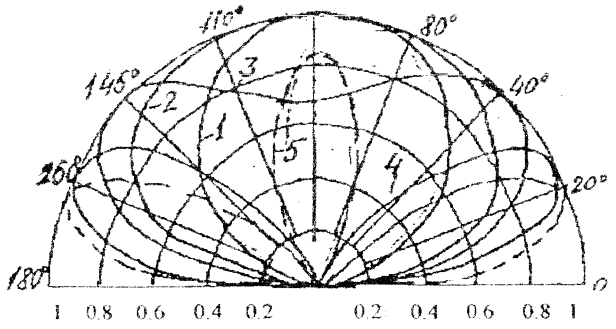
В целях повышения помехо- и разведзащищенности и обеспечения электромагнитной совместимости одновременно работающих радиосредств приемные и передающие антенны должны иметь ДН с возможно малым уровнем боковых лепестков. При этом уменьшается также вредное влияние замираний.

Антенны для радиосвязи ионосферными волнами должны быть диапазонными и сохранять в диапазоне частот необходимую направленность и качество согласования с фидером. Применение диапазонных антенн позволяет обеспечить надежную связь в течение суток года, 11-летнего цикла солнечной активности при минимальном количестве антенн. К передающим антеннам для дальней КВ радиосвязи предъявляются повышенные требования по согласованию с фидером (КБВ 0,5) из-за большой мощности передатчиков. На радиолиниях ионосферных волн следует использовать антенны с горизонтальной поляризацией с меньшим ослаблением волн при отражении от земли. Кроме того, атмосферные и промышленные помехи имеют в основном вертикальную поляризацию и, следовательно, прием на горизонтальные антенны сопровождается меньшими помехами.

Слабонаправленные антенны

Основными типами антенн для КВ радиосвязи ионосферными волнами на расстоянии до 1000 км являются горизонтальный и наклонный симметричные вибраторы (ВГ и ВН).

Горизонтальный симметричный вибратор подвешивается параллельно поверхности земли. Он имеет условное обозначение ВГ *l h*, где *l* – длина плеча вибратора, h – высота подвеса, м.



	h/λ
1	0.125
2	0.25
3	0.375
4	0.5
5	0.75

Рис.23

Длину плеча вибратора выбирают из условия $0{,}15\text{-}0{,}2 <= l/h <= 0.65$ Верхняя граница неравенства определяется тем, что при увеличении l/λ выше 0,65 ухудшаются направленные свойства вибратора за счет протекания по его плечам противофазных токов. Минимальная величина отношения l/λ определяется допустимыми пределами изменения входного сопротивления. При уменьшении отношения l/λ падает активная, и увеличивается реактивная составляющие входного сопротивления вибратора, вследствие чего при слишком малом l/λ антенный контур передатчика может оказаться не в состоянии согласовать его с фидером.

Видно, что ДН в вертикальной плоскости антенны ВГ зависит от относительной высоты (h/λ) её подвеса над землей. На рис.23 показаны ДН горизонтального вибратора в Н-плоскости для нескольких значений h/λ. При малой высоте подвеса антенны ($h/\lambda<=0{,}25$) максимум излучения направлен в зенит ($\theta_u = 90^0$). С увеличением высоты подвеса $0{,}23<h/\theta<0{,}5$ поле в зенитном направлении уменьшается, а максимум ДН оказывается под все меньшим углом к горизонту. При $h/\lambda = 0{,}5$ поле в зенитном

направлении отсутствует. Дальнейшее увеличение высоты подвеса приводит к появлению боковых лепестков и поэтому нежелательно. Следовательно, ВГ целесообразно использовать для радиосвязи ионосферными волнами на относительно небольшие расстояния примерно до 1000 км, когда угол наклона θ_0 траектории волны не очень мал. Для получения максимального излучения под углом $\theta_м=\theta_0$ высота подвеса антенны выбирается

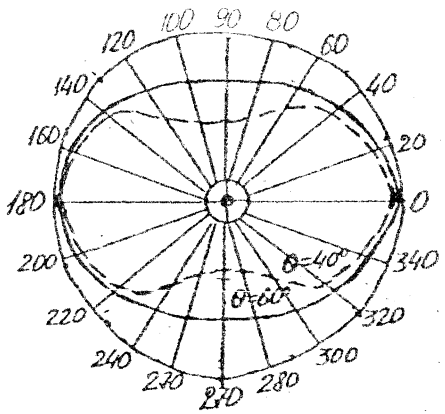


Рис.24

из условия $\sin Rh(\sin\theta)=1$ и будет равна для средней длины волны λ_0

$$h = \lambda_0/4\sin\theta_0 \qquad (1.7.1)$$

Из выражения (1.7.1) следует, что с увеличением дальности связи и уменьшением угла θ_0 целесообразно повышать относительную высоту расположения антенны ВГ над землей.

Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости зависит от длины плеч и от угла возвышения θ, под которым она определяется. Чем длиннее плечи вибратора, тем больше направленность антенны ВГ в горизонтальной плоскости.

На рис.24 показаны горизонтальные ДН полуволнового вибратора для нескольких углов возвышения, соответствующих различным дальностям связи ионосферной волной. Можно видеть, что при малых углах возвышения, соответствующих наклону траектории волн при большой дальности связи, горизонтальная ДН имеет вид восьмерки с размытыми минимумами. С увеличением угла τ (уменьшения дальности связи) диаграмма приближается к ненаправленной (круговой). Поэтому для радиосвязи на коротких трассах (до 300 км), когда углы воззрения траектории радиоволны больше $\theta_0>60^0$, ВГ можно располагать произвольно по отношению к направлению на корреспондента. При работе на более длинных трассах плечи антенны ВГ необходимо разворачивать перпендикулярно направлению на корреспондента.

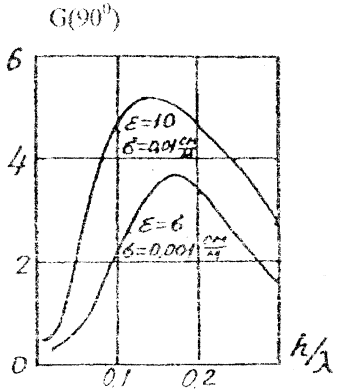


Рис.25

Учет конечной проводимости земли приводит к некоторому уменьшения максимумов лепестков и увеличению минимумов диаграммы направленности ВГ, её форма в целом сохраняется. При низком ($h<0,2\lambda$) расположении ВГ над землей с реальными электрическими параметрами часть мощности затрачивается на тепловые потери в земле, что приводит к уменьшения КПД и КУ. Однако с увеличением высоты подвеса ВГ потери в земле быстро уменьшаются, так как силовые линии ближнего поля антенны все в большей степени замыкаются в воздухе. Поэтому, начиная с высот $h>0.2\lambda$, с потерями в земле можно не считаться.

На рис.25 приведена зависимость КУ $G(90^0)$ в зенитном направлении полуволнового вибратора от высоты подвеса h/λ над землей с различными электрическими параметрами. Видно, что КУ имеет максимум при $h<0,15\lambda$ и составляет $G = 3$ для сухой почвы и $G = 5,5$ для влажной почвы. При дальнейшем уменьшении h/λ КУ быстро падает из-за роста потерь в земле.

В целях сокращения количества мачт и уменьшения времени развертывания на подвижных радиостанциях применяют одномачтовые симметричные вибраторы с наклонными плечами (рис.26), которые обозначаются ВН *l/h*. Направленные свойства ВН и ВГ идентичны. Однако за счет более близкого расположения проводов к земле в антенне ВН выше потери в земле и КУ её уменьшается в низкочастотной части КВ диапазона (при $h/\lambda<0,2$) примерно в 1,5 раза по сравнению с КУ горизонтального вибратора. Однако благодаря возможности развертывания ВН на одной мачте он находит широкое применение на подвижных радиостанциях малой и средней мощности. Угол наклона плеч ВН выбирается равным 15^0. Дальнейшее увеличение наклона вредно, так как приводит к быстрому снижению КУ антенны.

Поскольку антенны ВГ и ВН выполняются из тонкого провода, они имеют большое волновое сопротивление (1000 0м) и значительное изменение с частотой (от десятков до тысяч 0м) входного сопротивления. При работе этих вибраторов с радиостанциями относительно небольшой мощности , выходные контуры которых имеют достаточно гибкие схемы , отсутствие хорошего согласования ВГ и ВГН с короткими фидерами считается допустимым . Поэтому антенны ВГ и ВН могут использоваться в широком диапазоне частот с 3-4- кратным перекрытием на частоте при коэффициенте бегущей

волны (КБВ) 0,1. Рабочий диапазон частот этих вибраторов ограничивается изменениями ДН и допустимым ростом напряжений в антенне в режиме удлинения. Для обеспечения круглосуточной связи на различные

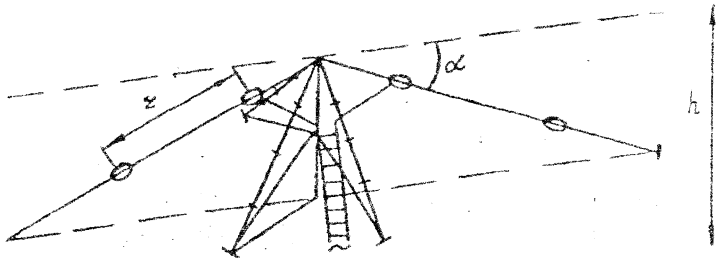


Рис. 26

дальности применяется несколько вибраторов, отличающихся длиной плеча и высотой подвеса (ВН 40/12, ВН 11/9 и др).

На стационарных радиоцентрах и подвижных радиостанциях большой мощности используются симметричные вибраторы с более высокими диапазонными свойствами по согласованию с фидером, чем антенны ВГ и ВН.

Направленные антенны

Высокая направленность излучения может быть достигнута путем использования антенн, построенных из длинных проводов с бегущей волной тока, либо антенных систем из достаточно большого числа излучателей, сфазированных на сложение полей в заданном направлении. К антеннам первой группы относятся ромбические и V- образные антенны различных модификаций (РГ, РГД, VH, VHЭ), а также однопроводная антенна бегущей волны.

Среди антенн второй группы применение для обеспечения КВ связи нашли плоские синфазные решетки типа СГД и СГДН из вибраторов ВГД или ВГДШП, линейные решетки продольного излучения в виде наклонных логопериодических антенн НЛПА и вибраторных антенн бегущей волны с собирательной линией типа ЕС,ЕС-2, ЗЕС-2. В стадии интенсивного развития находятся КВ антенны с управляемой ДН по типу фазированных антенных решеток.

Ромбическая антенна (РГ) представляет собой длинную, по сравнению с длиной волны, двухпроводную линию, выполненную в форме ромба и подвешенную параллельно поверхности земли на четырех опорах (рис.27). Стандартами предусмотрено обозначение горизонтальной ромбической антенны: $R\Gamma\frac{\Phi_0}{l/\lambda_0}h/\lambda_0$, где λ_0 - длина волны на средней частоте рабочего диапазона, Φ_0- половина тупого угла ромба, l - длина стороны ромба, h - высота подвеса. Симметричный фидер подходит к одному из острых углов ромба, а к другому подсоединяется нагрузочное сопротивление, равное волновому сопротивлению ромба. Вследствие этого в проводах антенны устанавливается режим бегущей волны и формируется узкая однонаправленная ДН.

Входное сопротивление антенны РГ благодаря режиму бегущей волны равно волновому сопротивлению ромба, т.е. является чисто активным и слабо зависит от частоты. Поэтому антенна имеет хорошее согласование с фидером (КБВ > 0,5) в диапазоне частот с коэффициентом перекрытия 2,5-3.

Формирование ДН ромбической антенны легко понять, обратившись к ДН длинного провода с бегущей волной тока

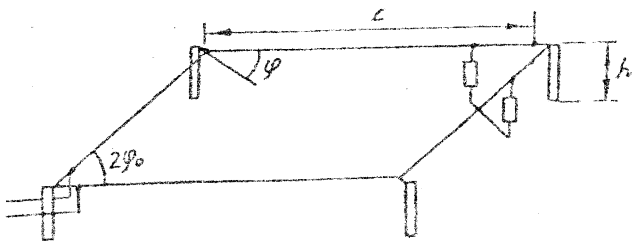


Рис.27

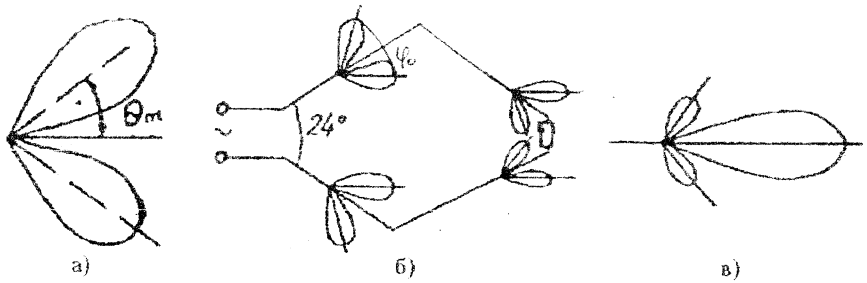


Рис.28

(рис.28а), которая имеет два максимума, наклоненные в сторону нагрузки под углом $\theta_м$ к оси. Если провода ромба ориентировать так, чтобы каждая его сторона образовывала с большой диагональю угол $\varphi_0 >= \theta_м$ (см. рис.28.б), то излучаемые ими поля складываются вдоль этой диагонали. Поэтому главный лепесток диаграммы направленности ориентирован в направлении поглощающего сопротивления (см.рис.28.в).

В остальных направлениях поля проводов ромба частично или полностью компенсируются, в результате чего образуется ряд боковых лепестков и провалы ("нули") диаграммы направленности. Так как вторые лепестки излучения сторон (см.рис.28,а) не компенсируются, антенна РГ обладает относительно высоким уровнем боковых лепестков с величиной до 0,4-0,5 от главного лепестка.

Для повышения КНД антенны необходимо уменьшить её волновое сопротивление. При этом возрастает интенсивность излучения проводов и уменьшается мощность, теряемая в поглощающем

КПД антенны РГ меняется в диапазоне частот от 50 до 75%. С увеличением частоты растет относительная длина l/λ и КПД антенны. Из-за сравнительно низкого КПД при работе антенны с мощными передатчиками в согласованной нагрузке поглощается большая мощность. Поэтому нагрузочные сопротивления передающих РГ выполняют в виде длинных линий из стальных (до 500 м) или фехралевых (до 100 м) проводов, располагаемых под антенной на трехметровых опорах.

Благодаря своим достоинствам (высокие направленные свойства, хорошее согласование с фидером в широком диапазоне частот, простота устройства, относительно невысокая стоимость) ромбические антенны получили значительное распространение.

Стремление уменьшить число мачт, время развертывания, массу антенны и габариты её в свернутом состоянии привело к разработке и широкому внедрению на подвижных радиостанциях V- образных антенн, разворачиваемых на одной мачте и применяемых как на передачу, так и на прием. Наклонная V- образная антенна (*VHI/h*) состоит из двух проводов, расходящихся под острым углом φ_0 друг к другу и плавно снижающихся от вершины мачты к поверхности земли (рис.29,а). Для обеспечения однонаправленности излучения (приема) и высокого согласования с фидером в широком диапазоне частот каждый провод нагружается на согласованное сопротивление. Возможен вариант выполнения наклонной V - образной антенны без нагрузочного сопротивления. В этом случае лучи антенны выполняют в виде проволочных полотен с волновым сопротивлением, изменяющимся от входа к концу антенны по. экспоненциальному закону (рис.29,б). Такие . антенны условно обозначают VHЭ *l/h*. . По принципу работы

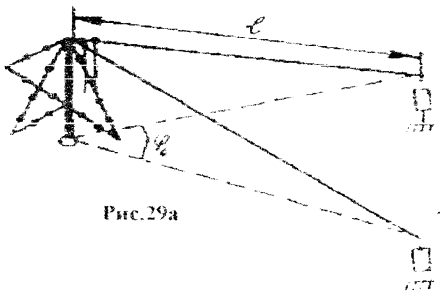


Рис.29а

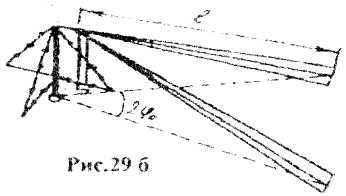


Рис.29 б

V - образная антенна аналогична ромбической антенне, однако имеет более высокий уровень боковых лепестков и по КУ до 5 раз уступает антенне РГ такой же длины. Максимум излучения антенны направлен по биссектрисе угла, образованного лучами антенны. На рис.29,в показаны ДН в вертикальной плоскости антенны VH 46/12. Видно, что угол возвышения $\theta_м$, соответствующий максимуму ДН, и ширина ее главного лепестка уменьшаются с ростом частоты. ДН имеет при $\varphi_0 = 50°$ максимум под углом возвышения $\theta_М = 25°$, 35° и 52° соответственно на волнах 20, 30 и 50 м. Оптимальный угол между.2φ лучами, при котором обеспечивается наибольший коэффициент усиления антенны, меняется. с изменением длины волны. Иллюстрацией этому служит рис.30. Для диапазона 10-30 МГц можно рекомендовать антенну Н 46/12 с КУ 2-8 и раствором 30-50°. С ростом частоты величина оптимального угла. уменьшается.

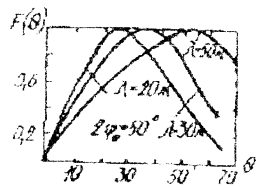


Рис.29в

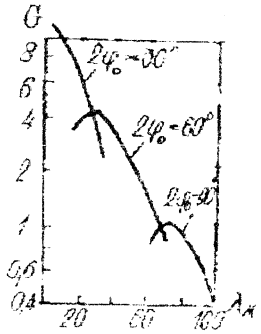


Рис.30

Антенна VH 150/22 имеет КУ 2-20 в диапазоне 3-20 МГц. Её нагрузочное сопротивление выполняется в виде стелющихся коаксиальных кабелей длиной 100 м (VHЭ 150/22 имеет G=3-25).

Логопериодические антенны (ЛПА) отличаются широким рабочим диапазоном с коэффициентом перекрытия по частоте до 10 и относительным постоянством электрических характеристик . Диапазонность ЛПА обеспечивается за счет того, что на каждой

частоте излучение осуществляется группой резонирующих вибраторов, образующей так называемую "активную область" антенны. С изменением частоты "активная область" перемещается вдоль антенны, вследствие чего все её геометрические размеры по отношению к длине волны сохраняются и, следовательно, электрические характеристики антенны остаются постоянными на всех частотах рабочего диапазона. Поскольку "активная область" включает лишь небольшую часть вибраторов (обычно 3-5), ЛПА имеет умеренные направленности и КУ.

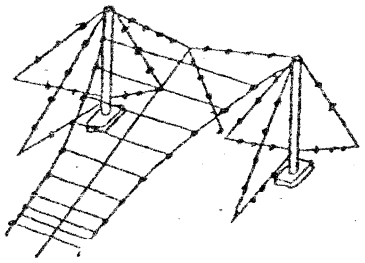


Рис.31

На стационарных радиоцентрах нашла применение наклонная логопериодическая антенна, получившая условное обозначение НЛПА 120/12, Где 120 и 12 - соответственно максимальная и минимальная длина волны рабочего диапазона. Полотно НЛПА (рис.31) подвешено наклонно к земле на двух металлических трубчатых мачтах высотой 61,3 м и состоит из 21 горизонтального симметричного вибратора, которые подсоединены к короткозамкнутой на конце двухпроводной питающей линии с помощью перемычек. Длины плеч соседних вибраторов и расстояния между ними к входу уменьшаются по линейному закону, причем, плечо верхнего вибратора имеет длину 30 м, нижнего - 1,85 м, а величина разноса вибраторов меняется от 14,55 до 1,05 м. Длина полотна - 105 м. Питание антенны осуществляется со стороны короткого вибратора. Для обеспечения однонаправленного излучения у каждой пары соседних вибраторов перекрещиваются провода питающей линии. ДН антенны в горизонтальной и вер-

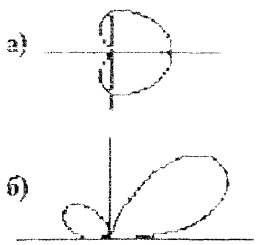


Рис.32

тикальной плоскостях показаны на рис32 а и б соответственно. КУ антенны по отношению к полуволновому вибратору составляет 8-11, КНД равен 13-18, КБВ в 300 Омном фидере не менее 0,5.

Для повышения направленности в горизонтальной плоскости используют решетки из трех НЛПА, оси которых расположены в одной плоскости под углом друг к другу. Антенну располагают перед вертикальным апериодическим рефлектором с наклоном, обеспечивающим расстояние активной области от рефлектора примерно 0,3 на любой рабочей частоте. КНД такой системы возрастает до 60-100, что позволяет использовать ее на трассах протяженностью до 2000 км.

УЭ-2

Формирование непрерывных и дискретных радиосигналов

УЭ-2.1. Формирование радиосигналов с однополосной модуляцией (ОМ)

Однополосная модуляция является особым видом амплитудно-частотной (фазовой) модуляции, при которой амплитуда высокочастотного колебания изменяется по закону изменения мгновенных амплитуд модулирующего сигнала (первичного электрического сигнала), а изменение частоты (фазы) происходит в соответствии с законом изменения мгновенной частоты модулирующего сигнала.

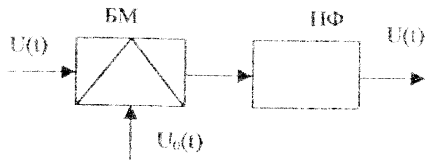


Рис.33

Существует несколько способов формирования радиосигналов с однополосной модуляцией (однополосных радиосигналов): фильтровой, фазофильтровой, фазокомпенсационный, синтетический и др. В настоящее время широкое применение находит фильтровой способ, обеспечивающий получение высоких качественных показателей возбудителей. Этот способ предполагает выделение с помощью фильтра одной из боковых полос амплитудно-модулированного сигнала. Если на входы балансного модулятора (БМ, рис.33) подать первичный электрический сигнал $U(t)=U(t)\cos\varphi(t)$ в качестве модулирующего сигнала и гармоническое колебание $U_0(t)=U_0\cos\omega_0 t$ в качестве несущего колебания, и на выходе БМ получается амплитудно-модулированный сигнал с подавленной несущей. Этот сигнал можно представить в виде двух сигналов:

$$U_1(t) = kU(t)\cos[\omega_0 t+\varphi(t)]$$

$$U_2(t) = kU(t)\cos[\omega_0 t - \varphi(t)]$$

которые называют сигналом на верхней боковой полосе (ВБП), или прямым однополосным радиосигналом, и сигналом на нижней боковой полосе (НБП), или инвертированным однополосным радиосигналом. Необходимая боковая полоса выделяется полосовым фильтром (ПФ).

Стабильность частоты однополосного радиосигнала при таком способе формирования определяется стабильностью частоты несущего колебания ω_0, полученного в результате преобразования частоты опорного кварцевого генератора.

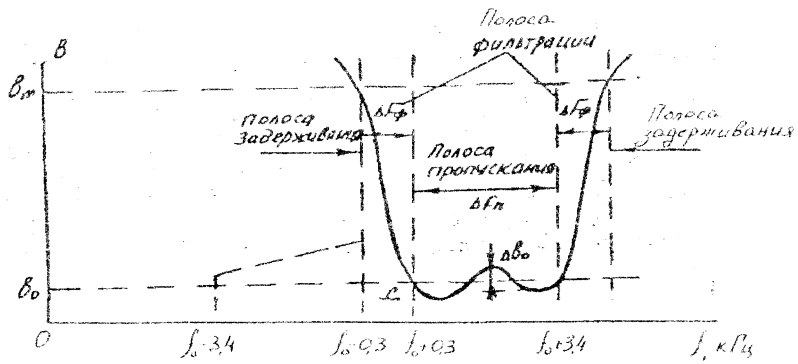


Рис.34. Частотная характеристика полосового фильтра

В радиостанциях средней и большой мощности предусматривается работа как по верхней боковой полосе (ВБ), так и по нижней (НБ). В ряде случаев используется работа на двух боковых полосах одновременно для увеличения пропускной способности радиолинии вдвое или для частотного разнесения при передаче по обеим боковым полосам одной и той же информации. При двухканальной работе интервал между стандартными телефонными каналами, аналогичными каналу тональной частоты Единой автоматизированной системы связи (Fmin=300 Гц, Fmax = 3400 Гц, ΔF=3100 Гц), равен 600 Гц. Необходимость эффек-

тивного подавления второй боковой полосы частот, а также высокие требования на занимаемую радиосигналом ширину полосы предъявляют жесткие требования к полосовому фильтру.

Частотная характеристика (характеристика затухания) полосового фильтра для выделения ВБП и подавления НБП показана на рис.34. Полоса пропускания ΔFп этого фильтра определяется полосой, занимаемой полезным сигналом, абсолютной нестабильностью несущей частоты, требованиями на групповое время запаздывания на краях и собственной нестабильностью характеристики (в основном температурной нестабильностью). Для стандартного телефонного канала ΔFп = 3,1 кГц. В этой полосе фильтр должен иметь небольшое затухание, его неравномерность, определяющая частотные искажения сигнала, не должна превышать 0,5-1,0 дБ, а полоса фильтрации ΔFф = 600 Гц.

Затухание фильтра в полосе задерживания (ослабление неиспользуемой боковой полосы частот) по современным требованиям должно быть не менее 60дБ. Следовательно, крутизна характеристики фильтра $S=b_{min}/\Delta F\phi=60/600=0,1$дБ/Гц. Таким требованиям удовлетворяют кварцевые и электромеханические фильтры на частотах до 500-600 кГц.

При любом типе фильтров однополосный радиосигнал может быть сформирован на постоянной частоте.

В современных возбудителях, в основном, применяются кварцевые фильтры на стандартные промежуточные частоты (чаще всего fпр=128кГц), так как они обеспечивают меньшие неравномерность затухания в полосе пропускания и температурную нестабильность.

Очень часто фильтровой способ формирования однополосного радиосигнала называют способом последовательных преобразований с фильтрацией, предполагая необходимый перенос сигнала с относительно

низкой частоты формирования (например, fпр= 128 кГц) в рабочий диапазон возбудителя. Этот перенос не меняет структуры сформированного сигнала, однако в ряде случаев при последнем преобразовании радиосигналов на рабочую частоту происходит инверсия спектра, в результате чего сформированный сигнал на ВБП преобразуется в сигнал НБП, а сигнал НБП - в сигнал ВБП, и в таком виде усиливается и излучается в окружающее пространство. Тракты формирования сигналов НБП и ВБП принято обозначать по размещению спектров сигналов на оси частот на выходе возбудителя (радиопередатчика).

Тракт формирования однополосных радиосигналов должен предусматривать возможность передачи так называемого пилот-сигнала - остатка несущего колебания. Пилот-сигнал необходим для неискаженной демодуляции однополосного радиосигнала в радиоприемном устройстве, если возникает выходящий за пределы допустимого асинхронизм радиолинии. Уровень пилот-сигнала в этом случае берется порядка 10% (минус 20дБ) от максимального напряжения однополосного радиосигнала.

Пилот-сигнал большего уровня (50-70% или минус 6 дБ) используется для имитации амплитудно-модулированного сигнала, если радиосвязь обеспечивается с радиостанциями, в которых предусмотрена работа амплитудно-модулированными радиосигналами.

Структурная схема блока формирования однополосных радиосигналов современного возбудителя изображена на рис.35 Схема обеспечивает формирование радиосигналов следующих классов излучения.

А3J - сигнал с подавленной несущей на ВБП или НБП (уровень пилот-сигнала минус 40 дБ);

А3А - сигнал с частично подавленной (ослабленной) несущей на ВБП или НБП (уровень пилот-сигнала минус 20 дБ);

-А3Н - сигнал с полной несущей на ВБП или НБП (в нашем случае с уровнем пилот-сигнала 0 или минус 6 дБ);

А3В - сигнал с двумя независимыми боковыми полосами с возможностью передачи одной и той же информации по обеим боковым полосам (режим 1к ТФ или "Аккорд") или различной информации по ВБП и НБП (режим 2к ТФ). Уровень пилот-сигнала при этом используется либо минус 40дБ (подавленная несущая), либо минус 20дБ (ослабленная несущая).

Для первых трех классов излучения вводятся еще дополнительные обозначения, позволяющие различить полосу частот, занимаемую сигналами: A_1 - сигнал на ВБП, B_1 - сигнал на НБП.

В качестве аттенюатора для формирования пилот-сигнала может использоваться, например, делитель на резисторах. Пилот-сигнал требуемого уровня вводится в сформированный однополосный радиосигнал в сумматоре тракта формирования.

Для уменьшения нелинейных искажений и предотвращения перегрузки передатчика в тракте формирования однополосных радиосигналов предусматривается:

- регулировка входного уровня первичного электрического сигнала (потенциометры УСИЛЕНИЕ A_1, УСИЛЕНИЕ B_1) и контроль номинального входного уровня по индикаторному прибору;

- использование автоматической регулировки усиления по звуковой частоте (КОМПРЕССИЯ), при включении которой уровень

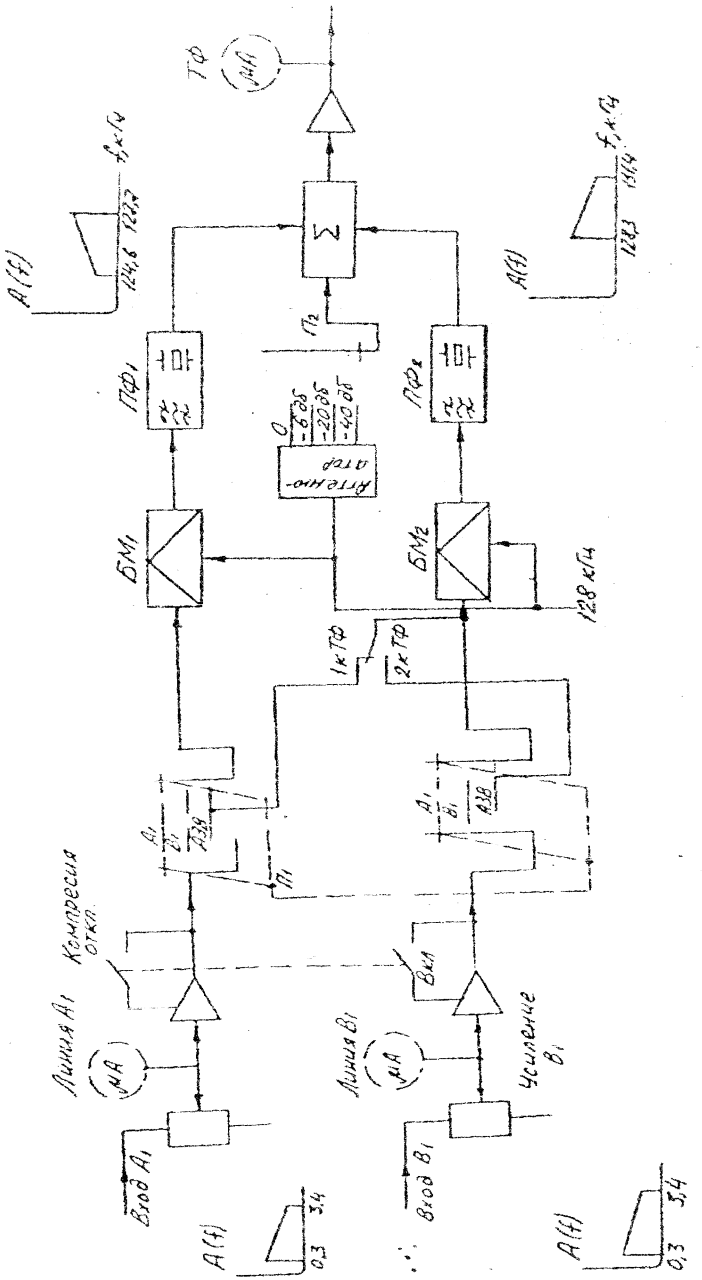


Рис.35. Структурная схема блока формирования однополосных радиосигналов

сигнала на выходе тракта формирования возрастает, например, не более чем на 5% при увеличении уровня входного сигнала в 5 раз по отношению к номинальному уровню (АРУ с задержкой);

- применение систем мгновенной автоматической регулировки усиления при воздействии импульсных помех на вход тракта и т.д.

Улучшение энергетических показателей усилительного тракта однополосного радиопередатчика может быть достигнуто путем уменьшения пик-фактора сигнала. При большом пик-факторе плохо используется выходной усилительный элемент передатчика (например, электронная лампа). Он должен быть рассчитан на пиковую мощность сигнала, в то время как средняя мощность оказывается значительно ниже пиковой. Так, пик-фактор речевого сигнала лежит в пределах 3,3-4,2. Это значит, что средняя мощность радиопередатчика будет ниже пиковой в 11-18 раз.

Одним из способов снижения пик-фактора однополосного радиосигнала является его амплитудное ограничение (клиппирование). Для этого в возбудителях серии ВО схему формирования однополосного радиосигнала дополняют усилителем, амплитудным ограничителем и полосовым фильтром (см. рис. 33). Спектр сигнала в результате ограничения расширяется, и дополнительный фильтр выделяет сигнал только в необходимой полосе. Характеристики обоих фильтров одинаковы.

При формировании различных однополосных сигналов (А3J, А3А, А3Н, А3В) в тракте формирования (в сумматоре) корректируется усиление так, чтобы пиковое напряжение на выходе тракта не превосходило предельно допустимого и не вызывало перегрузки в последующих трактах.

Формирование радиосигналов с частотной модуляцией(ЧМ).

Существует ряд способов осуществления частотной модуляции, объединяемых в две группы - прямые и косвенные способы. При прямом способе частотная модуляция осуществляется путем непосредственного воздействия модулирующего сигнала (U_Ω) на параметры колебательной системы автогенератора, что приводит к изменению частоты генератора ($U_{чм}$). Косвенные способы модуляции основаны на использовании непосредственной связи частотно-модулированных и фазомодулированных сигналов и предполагают использование схем фазовой модуляции с предварительным интегрированием модулирующего сигнала. Более простыми являются прямые способы, поэтому они и находят преимущественное применение.

Основными требованиями, которым должны удовлетворять схемы формирования ЧМ сигналов, являются:

- обеспечение заданной девиации частоты;

- малое дестабилизирующее влияние модулятора на частоту автогенератора;

- обеспечение допустимого уровня нелинейных искажений;

- малая паразитная амплитудная модуляция;

- простота реализации схемы.

Эти требования часто противоречивы, поэтому при выборе схемы учитываются главные из них.

Устройства, с помощью которых осуществляется изменение параметров колебательной системы автогенератора, принято называть управляемыми реактивными элементами, или частотными модуляторами. В качестве реактивных элементов в настоящее время чаще всего применяют варикапы, подключаемые к колебательному контуру автогенератора.

При подаче на варикапы напряжения звуковой частоты емкость последних не изменяется, меняя тем самым частоту автогенератора. Малый уровень нелинейных искажений при осуществлении частотной модуляции можно обеспечить, если использовать линейный участок вольт-фарадной характеристики варикапа. Но при этом трудно обеспечить требуемую девиацию частоты. Чтобы удовлетворить обоим требованиям, ЧМ сигнал формируют на достаточно высоких частотах. Автогенераторы могут работать как на одной фиксированной частоте, так и в диапазоне частот. В последнем случае принимают меры для обеспечения постоянства девиации частоты в заданном диапазоне. Типовая схема тракта формирования ЧМ сигналов (излучения класса F_3) изображена на рис.36а.

Для предотвращения перегрузки тракта формирования ЧМ сигналов в схеме предусматривается регулировка входного уровня первичного электрического сигнала и использование АРУ по звуковой частоте (КОМПРЕССИЯ).

Частотный модулятор, подключеный к контуру автогенератора, создает не только полезный эффект частотной модуляции, но и является дополнительным дестабилизирующим фактором, уменьшающим стабильность несущей частоты частотно-модулируемого генератора (ЧМГ). Стабильность частоты возбудителей при работе ЧМ сигналами будет определяться прежде всего стабильностью частоты ЧМГ даже в случае использования высокостабильных синтезаторов частот.

В целях повышения стабильности частоты возбудителей при работе ЧМ сигналами частотную модуляцию осуществляют не в LC или RC генераторах, а в кварцевом. Чтобы обеспечить необходимую девиацию частоты при высокой стабильности, кварцевый генератор должен работать на достаточно высоких частотах (десятки мегагерц).

Стабилизация средней частоты генератора возможна также с помощью частотной (рис.36,б) или фазовой (рис.36,в) автоподстройки ЧМГ. Эталоном в этих схемах служит частота настройки частотного детектора в схеме ЧАП или частота $f_{кв}$ в схеме ФАП. Средняя частота ЧМ сигнала (немодулированное несущее колебание) должна быть равна либо средней частоте настройки частотного детектора, либо эталонной частоте $f_{кв}$. Для того чтобы системы автоподстройки не модулировали колебания (" не следили" за изменениями частоты ЧМГ при модуляции), постоянная времени кольца ЧАП и ФАП выбирается достаточно большой ($\tau >> T_{мод\ max} = 1/F_{min}$, где F_{min} – минимальная частота модулирующего колебания). Это условие выполняется, если частота среза ФНЧ меньше.

Система фазовой автоподстройки может применяться для частотной модуляции управляемого генератора (УГ). Колебание ЧМ, сформированное в ЧМГ, можно вводить в кольцо ФАП УГ либо в качестве эталонного колебания (рис.36 г) либо в качестве частоты подставки в тракт анализа

частоты УГ (рис.36 д). В этих схемах УГ должен «следить» за изменением частоты ЧМГ. Для этого необходимо, чтобы постоянная времени кольца ФАП была малой ($\tau << T_{мод\ min} = 1/F_{max}$) т.е. частота среза ФНЧ должна быть больше.

Управляемые генераторы в рассматриваемых схемах являются возбудителями радиопередатчиков, охваченными кольцом ФАП. В стационарном состоянии частота колебаний на выходе возбудителей определяется следующим образом (см.рис.36 г,д соответственно):

$$f_{вых} = f_{уг} = f_{синт} - [f +- \Delta f(U_д)]$$

$$f_{вых} = f_{уг} = [f +- \Delta f(U_д)] - f_{эт}$$

Отсюда видно, что стабильность выходных колебаний возбудителя определяется стабильностью колебаний ЧМГ.

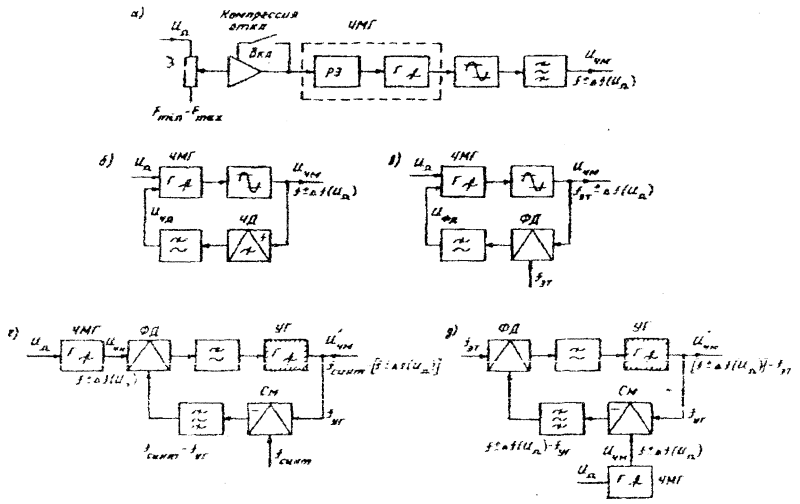


Рис.36. Схемы формирования ЧМ сигналов

УЭ-2.3. Формирование дискретных радиосигналов

Формирование радиосигналов амплитудной телеграфии (АТ)

Такие радиосигналы обычно применяются в сочетании со слуховым приемом, обеспечивающим высокую помехоустойчивость.

формирование сигнала АТ (излучения класса А1) сводится к запиранию возбудителя (передатчика) при отжатом ключе (передача символа 0) и его отпиранию – для излучения незатухающих колебаний (несущей) при нажатом ключе (передача символа 1). При формировании сигналов АТ необходимо исключить прохождение колебаний рабочей частоты и шумов возбудителя в антенну при отжатом ключе, а при нажатом ключе обеспечить такую форму радиосигнала, которая при минимальной ширине спектра обеспечивала бы хорошее его восприятие.

Амплитудную манипуляцию можно осуществить как в различных каскадах возбудителя, так и в усилителе мощности радиопередатчика. В возбудителе для исключения прохождения сигнала через запертый тракт манипулируют двумя или более каскадами. Достаточно эффективным и технически удобным получается запирание каскадов, через которые подводятся опорные колебания (колебания подставок) к смесителям тракта преобразования радиосигналов на рабочую частоту возбудителя. На рис.37а изображена упрощенная схема формирования сигналов АТ при манипуляции в возбудителе. На схеме показаны элементы тракта преобразования радиосигналов на рабочую частоту и электронные ключи ($ЭК_1$, $ЭК_2$, $ЭК_3$)

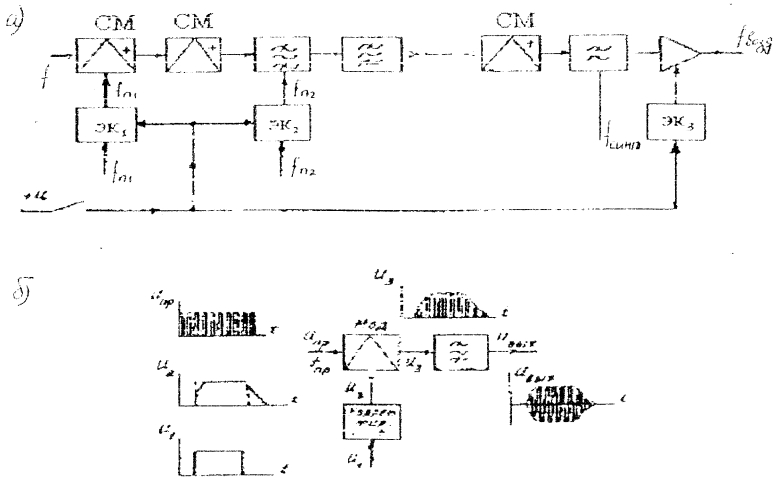


Рис.37. Схемы формирования сигналов АТ

Исходным незатухающим колебанием, которое подается на первый смеситель тракта, чаще всего является колебание, совпадающее с частотой формирования других видов радиосигналов (например,$f_{пр}$ = 128 кГц). При нажатом телеграфном ключе на смесители подаются опорные колебания $f_{п1}$, $f_{п2}$, отпирается выходной усилитель возбудителя и на его выходе появляется радиоимпульс. При отжатом телеграфном ключе цепи подачи опорных колебаний электронными ключами разрываются и запирается выходной усилитель (чтобы не было излучения собственных шумов возбудителя).

Стабильность частоты радиосигналов АТ в такой схеме определяется стабильностью частоты исходного незатухающего колебания и опорных частот (частот подставок). Эти колебания формируются различными методами синтеза из колебаний опорного генератора.

В возбудителях с параметрической стабилизацией частоты, чтобы не снижать стабильность генерируемых ими колебаний, манипуляция не производится. Формирование сигналов АТ при этом осуществляется в промежуточных каскадах усилителя мощности радиопередатчика. Временные и спектральные (для случая передачи «точек») характеристики сигнала АТ показаны на рис.38. В некоторых возбудителях принимают меры для ограничения спектра радиосигнала. Это достигается путем изменения формы радиоимпульса. Для ограничения спектра и обеспечения высокой помехоустойчивости (сохранения высоким отношения энергии сигнала к энергии помехи при приеме радиоимпульсов) вместо прямоугольных используют трапециевидные радиоимпульсы. На нарастание сигнала обычно отводят 2-3 мс, а на спад , не играющий существенной роли в восприятии сигнала, - 5-8 мс. В качестве примера

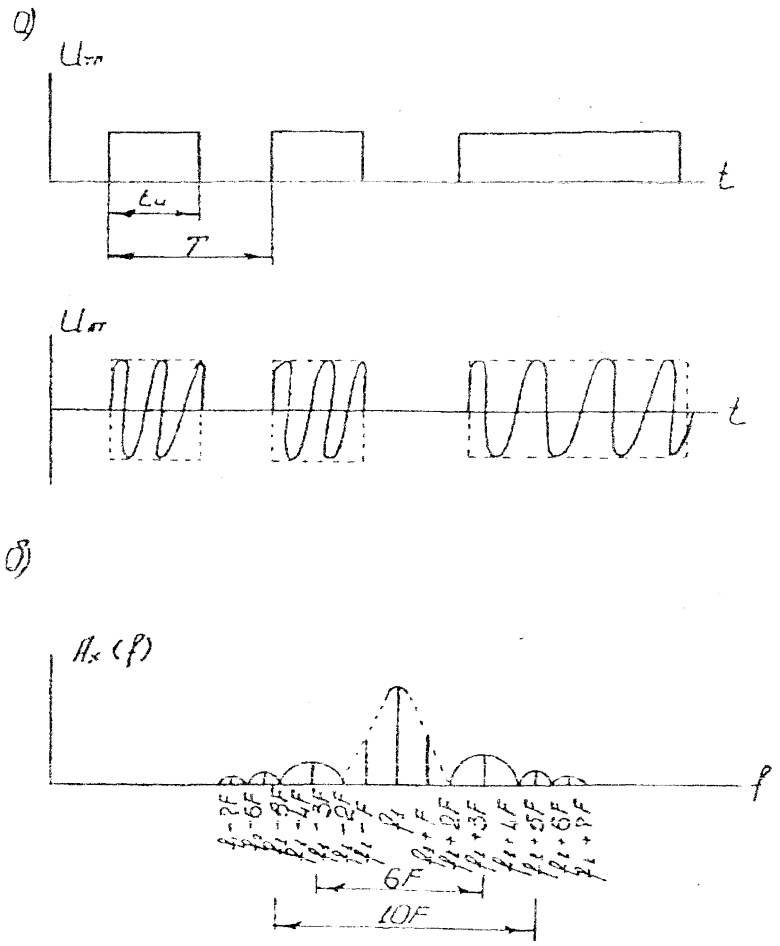


Рис.38. Временные и спектральные характеристики амплитудно-манипулированоо сигнала

на рис.37,б показана одна из возможных схем формирования радиосигнала АТ с ограничением спектра, применяемая в возбудителях с цифровыми синтезаторами.

При слуховой работе телеграфными радиосигналами АТ обеспечивается скорость до 20-25 бод. Ширина спектра такого сигнала в соответствии с рис.38,б составляет 60-125 Гц. Из всех телеграфных сигналов радиосигнал АТ имеет самый узкий спектр.

УЭ-2.4. Формирование частотно-манипулированных радиосигналов (ЧТ и ДЧТ).

Частотная манипуляция, или частотное телеграфирование (ЧТ), широко применяется для передачи дискретных сообщений с использованием в качестве оконечных устройств телеграфной буквопечатающей аппаратуры, аппаратуры передачи данных и быстродействия, а в ряде случаев и для слухового приема. При таком способе управления колебаниями отрицательной посылки (передача 0 или отжатие) соответствует работа передатчика на частоте $f_б$, а положительной посылке (передача 1 или нажатие) - работе на частоте $f_в$, причем $f_б<f_в$. Разность частот $f_в$ $f_б$ называют частотным сдвигом $\Delta f_{сдв}$. Частотные сдвиги радиосигналов ЧТ обозначают так: ЧТ-125, ЧТ-200, ЧТ-250 и т.д. или F_1-125, F_1-200, F_1-250 и т.д. Число, записанное после тире, является выражением частотного сдвига в герцах.

Существующая техника радиосвязи предусматривает использование и двухканального частотного телеграфирования (ДЧТ), при котором обеспечивается одновременная работа по двум телеграфным каналам. Каждому сочетанию символов в каналах соответствует определенная частота сигнала: $f_а$,$f_б$,$f_в$,$f_г$ (табл.2.1.1.) причем $f_а<f_б<f_в<f_г$

Частотные сдвиги $f_г$-$f_в$, $f_в$-$f_б$, $f_б$-$f_а$ выбираются равными. Соответственно частотным сдвигам сигналы обозначаются

Таблица 2.1.1.

Первый ТГ канал	Второй ТГ канал	Частота радиосигнала	Частота радиосигнала относительно
0 (отжатие)	0 (отжатие)	$f_а$	$f_0 - 3\,\Delta f_{сдв}/2$
0 (отжатие)	1 (нажатие)	$f_б$	$f_0 - \Delta f_{сдв}/2$
1 (нажатие)	0 (отжатие)	$f_в$	$f_0 + \Delta f_{сдв}/2$
1 (нажатие)	1 (нажатие)	$f_г$	$f_0 + 3\,\Delta f_{сдв}/2$

Так: ДЧТ-250, ДЧТ-500 и т.д. или F6-250,F6-500 и т.д. Сигналы ДЧТ, обеспечивающие увеличение пропускной способности радиолинии вдвое, обладают более низкими помехоустойчивостью и частотной эффективностью, чем ЧТ, и могут применяться при достаточно большом превосходстве сигнала над уровнем помех.

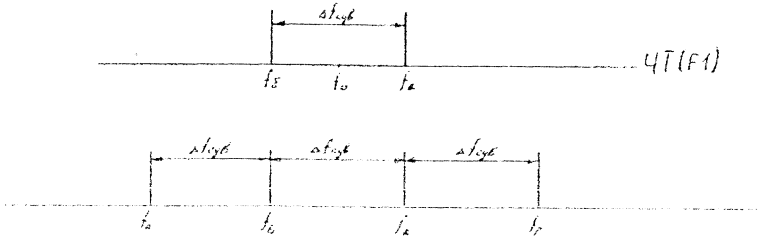


Рис.39. Расположение частот радиосигналов ЧТ и ДЧТ на частотной оси.

При частотном телеграфировании вводят понятие номинальной частоты $f_0 = (f_б+f_в)/2$, численно равной средней частоте спектра сигналов ЧТ (ДЧТ). Значения частот $f_а, f_б, f_в, f_г$ (в общем случае $f_{чт(дчт)}$ можно определить из выражения:

$$f_{чт(дчт)} = f_0 +- n\,\Delta f_{сдв}/2$$

где f_0 – номинальная частота сигнала; $\Delta f_{сдв}$ – частотный сдвиг:

1 – для сигналов ЧТ(F_1)

1 или 3 - для сигналов ДЧТ (F_6).

Положение частот радиосигналов ЧТ и ДЧТ на частотной оси показано на рис.39.

Ширина и структура спектров сигналов ЧТ и ДЧТ зависят от способов манипуляции. Если при манипуляции, т.е. при переходе с одной частоты на другую, происходит разрыв фазы высокочастотных колебаний, спектр таких сигналов следует рассматривать как сумму спектров радиосигналов АТ, группирующихся около манипулируемых частот. В качестве примера на рис.40 показаны временные и спектральные характеристики радиосигнала ЧТ с разрывом фазы при передаче «точек». Ширина спектра сигнала ЧТ без разрыва фазы оказывается несколько меньше, чем при манипуляции с её разрывом. Сигнал ЧТ без разрыва фазы предпочтительнее, так как его составляющие за пределами необходимой полосы частот убывают быстрее.

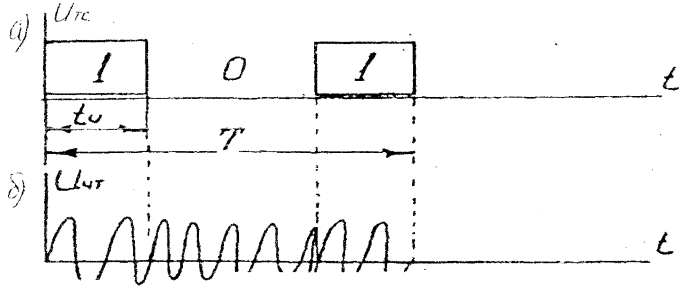


Рис.40. Временные и спектральные характеристики частотно-манипулированных сигналов с разрывом фазы.

В ряде возбудителей при формировании сигналов ЧТ принимают меры для ограничения спектра, например, путем не скачкообразного, а сравнительно плавного перехода от частоты $f_б$ к частоте $f_в$ и обратно.

Существуют различные способы технического осуществления частотной манипуляции (ЧТ и ДЧТ). Простейшими из них являются:

- подключение к нагрузке в соответствии с изменением манипулирующего напряжения одного из двух автогенераторов с частотами $f_б$ и $f_в$ в случае работы сигналами ЧТ или одного из четырех автогенераторов с частотами колебаний $f_а$,$f_б$,$f_в$ и $f_г$ при работе сигналами ДЧТ. В этом случае формируются сигналы ЧТ (ДЧТ) с разрывом фазы. В современной аппаратуре этот способ не применяется вследствие низкой стабильности генерируемых колебаний и увеличения габаритов при возрастании числа автогенераторов:

- воздействие на частоту автогенератора путем изменения параметров его колебательного контура в соответствии с характером передаваемых символов в телеграфных каналах. Сигналы ЧТ (ДЧТ) формируются в одном генераторе при подключении к его контуру групп конденсаторов с различной емкостью (конденсаторов сдвига). Достоинством такого способа является манипуляция без разрыва фазы, а недостатком - низкая стабильность частот и частотного сдвига, так как воздействие на частоту автогенератора в интересах манипуляции является и дестабилизирующим фактором. Для повышения стабильности манипулируемых частот можно понизить номинальную частоту автогенератора в целях снижения абсолютной нестабильности, термостатировать, а, следовательно, герметизировать автогенератор и исключить воздействие климатических изменений на частоту, применить кварцевые автогенераторы в сочетании с термостатированием и герметизацией.

Однако и в схеме кварцевого автогенератора дестабилизирующий фактор (необходимость подключения конденсаторов сдвига) сохраняется. Кроме того, в кварцевом генераторе удается получить относительно небольшие частотные сдвиги (возможное относительное изменение частоты в кварцевом автогенераторе $\Delta f/f_0 \approx 10^{-3}$). Поэтому радиосигналы ЧТ и ДЧТ в кварцевом генераторе формируют на сравнительно высокой частоте, а затем, если это необходимо, осуществляется их преобразование к частоте, на которой сформированы другие виды радиосигналов. При таком преобразовании изменяется только номинальная частота, а частотные сдвиги сохраняются неизменными.

В современных возбудителях находят широкое применение способы формирования сигналов ЧТ и ДЧТ методами синтеза (прямого или косвенного) частот $f_а$,$f_б$,$f_в$,$f_г$ на основе использования частоты опорного кварцевого генератора синтезатора. В этом случае устройство формирования является своеобразным синтезатором, обеспечивающим формирование двух или четырех частот с шагом $\Delta f_{сдв}$ и относительной нестабильностью, равной нестабильности частоты опорного кварцевого генератора.

Манипуляция частотами, синтезированными методами прямого синтеза, связана с разрывом фазы колебаний, что приводит к расширению спектра сигналов. Однако если радиосигналы формировать на достаточно высоких частотах, то последующим их делением (при соответствующем выборе коэффициентов деления) удается уменьшить разрыв фазы до единиц градусов. Кроме того, ширину спектра сигнала ЧТ можно ограничить, если в процессе манипуляции осуществлять сравнительно плавный, а не скачкообразный переход от одной частоты к другой.

В схеме формирования радиосигналов ЧТ (ДЧТ) по методу активного синтеза с целью уменьшения длительности переходных процессов их целесообразно формировать на достаточно высоких частотах.

Обобщенная структурная схема формирования частотно-манипулированных сигналов методами синтеза изображена на рис.41. Сигналы ЧТ (ДЧТ) формируются в два этапа. Сначала формируется сигнал с частотным сдвигом, значительно большим номинального (так называемый первичный сигнал fп с частотным сдвигом $\Delta F_{сдв} > \Delta f_{сдв}$). Затем этот сигнал преобразуется так, чтобы получить требуемые номинальные частоту f_0 и частотный сдвиг $\Delta f_{сдв}$.

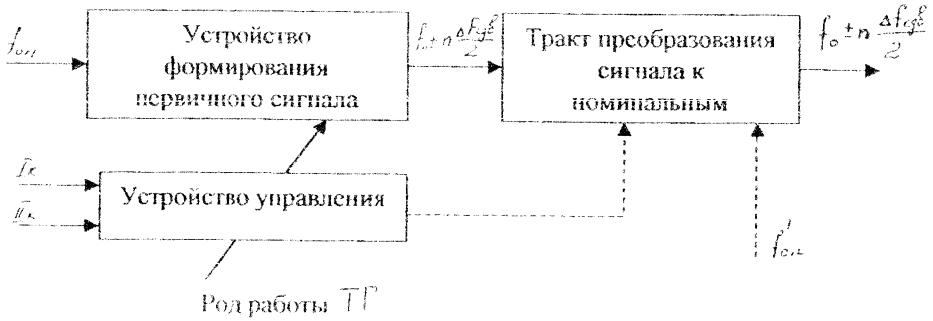


Рис.41. Схема формирования частотно-манипулированных сигналов методами синтеза

В современных возбудителях формируются сигналы с различными частотными сдвигами (ЧТ-125 ЧТ-200, ЧТ-250,ЧТ-400,ЧТ-500, ЧТ-800, ЧТ-1000, ЧТ-6000, ДЧТ-200, ДЧТ-250, ДЧТ-400, ДЧТ-500, ДЧТ-800, ДЧТ-1000). При этом номинальная частота часто равна 128 кГц. Различные частотные сдвиги можно получить в устройстве формирования первичного сигнала. Тогда оно будет

достаточно сложным, а тракт преобразования - одинаков для всех сигналов. При первичном формировании можно создать сигнал с одним фиксированным частотным сдвигом. Но это усложняет тракт преобразования сигнала к номинальным частотным сдвигам.

Устройство управления обеспечивает формирование требуемых частот в соответствии с посылками в телеграфных каналах и при необходимости видоизменяет тракт преобразования сигнала для получения требуемых частотных сдвигов. В качестве примера на рис.42 приведена схема формирования радиосигналов ЧТ (ДЧТ) возбудителя ВО-71, в которой осуществляется ступенчатый переход от одной частоты к другой, но если учесть, что каждая ступенька составляет лишь часть частотного сдвига, а колебательный контур обладает некоторой инерционностью, то такой переход можно считать близким к плавному.

Длительность переходов $\Delta t=t_2 - t_1$ и $\Delta t=t_4 - t_3$ (рис.42.б) должна составлять небольшую часть длительности элемента сигнала. Её необходимо изменять с изменением скорости передачи. В случае работы сигналами ДЧТ с асинхронным вводом информации в каналы длительность частотных посылок становится неопределенной. Поэтому при ДЧТ ограничение спектра не применяется.

Схема формирования сигналов ЧТ и ДЧТ (F1 и F6) по методу пассивного цифрового синтеза, используемая в современных возбудителях, изображена на рис.43. В этой схеме обработка колебаний и формирование сигналов на всех этапах осуществляется в дискретной (импульсной) форме с применением цифровых интегральных элементов.

Для формирования частотно-манипулированных радиосигналов используются последовательности трактовых импульсов с частотами следования f_1, f_2, f_3, полученные в результате деления частоты

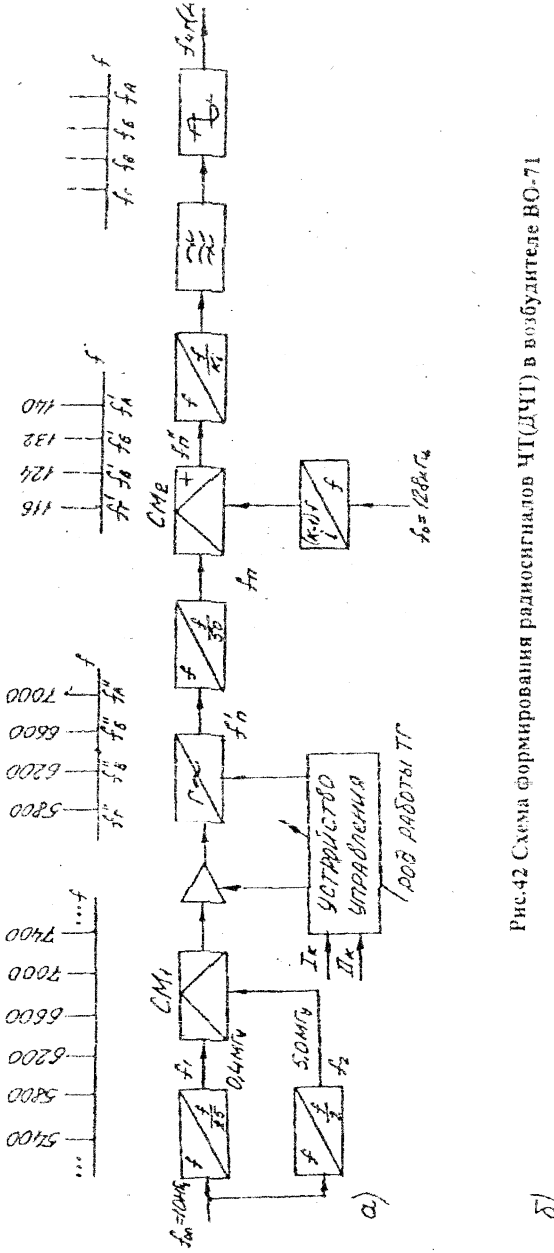


Рис.42 Схема формирования радиосигналов ЧТ(ДЧТ) в возбудителе ВО-71

колебания $f_{оп}$. Формирование сигналов ЧТ(ДЧТ) осуществляется в два этапа. На первом этапе сигнал ЧТ или ДЧТ (F1 или F6) создается на частоте f_1на выходе схемы добавления-вычитания, на которую подаются последовательности импульсов с частотами следования f_1 и $f_{дв}$ или $3f_{дв}$. Импульсные последовательности с частотами $f_{дв}$ и $3f_{дв}$ получаются путем деления частоты f'_1 в формирователе импульсных последовательностей с частотами первичных сдвигов. Каждому номинальному частотному сдвигу соответствует своя частота $f_{дв}$ ($f_{дв} = k_1 \Delta f_{сдв}$).

В схеме добавления-вычитания осуществляется сложение или вычитание частот тактовых последовательностей импульсов f_1, $f_{дв}$ или $3f_{дв}$. Выбор одной из двух частот ($f_{дв}$;$3f_{дв}$) при работе сигналами ДЧТ (F6) осуществляет шифратор в зависимости от соотношения посылок в телеграфных каналах (табл. 2.3.1).

Таблица 2.3.1

Первый ТГ канал	Второй ТГ канал	Частота на выходе шифратора	Частота на выходе схемы добавления-вычитания
0 (отжатие)	0 (отжатие)	$3f_{дв}$	$f_1 - 3f_{дв}$
0 (отжатие)	1 (нажатие)	$f_{дв}$	$f_1 - f_{дв}$
1 (нажатие)	0 (отжатие)	$f_{дв}$	$f_1 + f_{дв}$
1 (нажатие)	1 (нажатие)	$3f_{дв}$	$f_1 + 3f_{дв}$

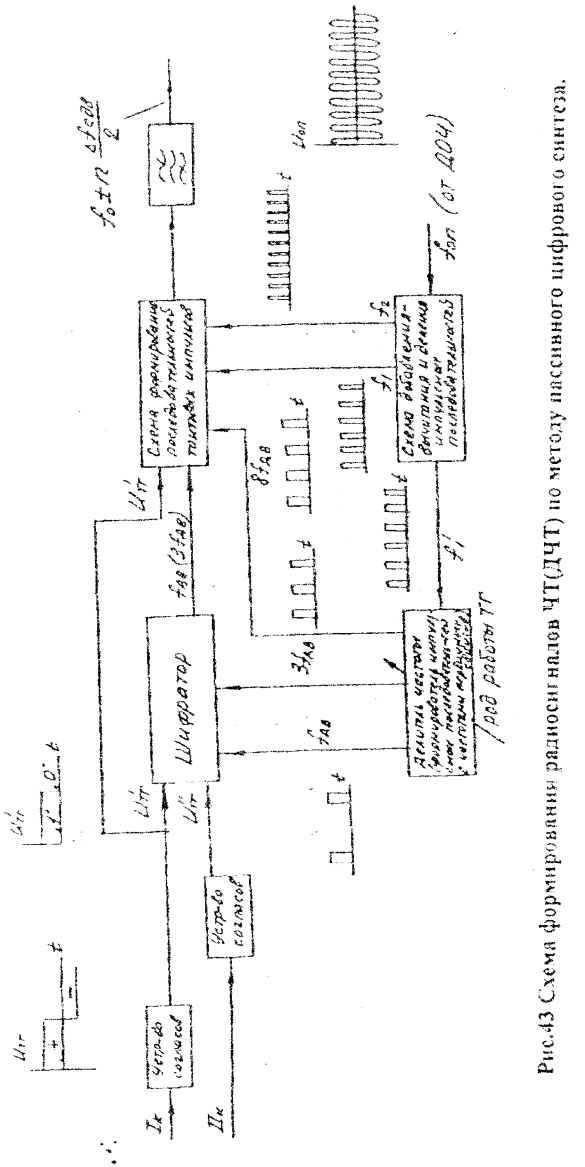


Рис.43 Схема формирования радиосигналов ЧТ(ДЧТ) по методу пассивного цифрового синтеза.

При формировании сигналов ЧТ (F1) на выходе шифратора будет импульсная последовательность только с частотой.

На схему добавления-вычитания кроме импульсных последовательностей подаются информационные посылки первого телеграфного канала ($U'_{ст}$). Если по каналу передается 1 (нажатие), то в схеме добавления-вычитания происходит операция сложения (добавления), а если передается 0 (отжатие), то происходит операция вычитания. При сложении (добавлении) получаются частоты $f_1+f_{дв}$ или $f_1+3f_{дв}$,а при вычитании - $f_1-f_{дв}$ или $f_1-3f_{дв}$. В этом случае величина первичного частотного сдвига $\Delta F_{сдв} = 2f_{дв} = 2k_1\Delta f_{сдв}$, где $f_{дв}$ - частота, которую называют частотой добавления-вычитания.

Работа схемы добавления-вычитания основана на добавлении одного импульса за период $1/f_{дв}$ в тактовую последовательность с частотой следования f_1 (добавление) или исключение одного импульса из тактовой последовательности за тот же период (вычитание).

Импульсная последовательность на выходе схемы добавления-вычитания будет неравномерной. Это значит, что в ее спектре кроме основных компонентов будут содержаться интенсивные побочные составляющие. По этой причине нельзя сигнал ЧТ (ДЧТ) формировать сразу на номинальной частоте и с номинальным частотным сдвигом. Сигнал сначала формируют с большим частотным сдвигом, а затем делением частоты улучшают равномерность выходной импульсной последовательности и снижают уровень побочных составляющих спектра до допустимой величины.

На втором этапе формирования частотно-манипулированных колебаний применяют два деления частоты. После схемы добавления-

вычитания производится деление на k_1: $(f_1 -f_{дв}(3f_{дв})) / k_1$. Затем полученная импульсная, последовательность вычитается из последовательности тактовых импульсов f_2 и делится на k_2, так что частота выходной импульсной последовательности

$$f_{вых} = [f_2-(f_1+-f_{дв}(3f_{дв})) / k_1] / k_2 = f_2/k_2 -- f_1/k_1k_2 = f_{дв}(3f_{дв})/ k_1k_2$$

Частоты $f_1, f_2, f_{дв}$ выбираются так, чтобы выполнялись соотношения

$$f_0=f_2/k_2 -- f_1/k_1k_2; \qquad \Delta f_{с.дв}=2f_{дв}/ k_1k_2; \qquad k_1 = k_1k_2/2$$

т.е. чтобы

$$f_{вых.} = f_{ст(дчт)} = f_0+-n\ \Delta f_{сдв}/2$$

Сигнал на выходе последнего делителя частоты имеет дискретный характер (последовательность импульсов). Чтобы превратить его в гармонический частотно-манипулированный сигнал, на выходе схемы включают полосовые фильтры, полоса пропускания которых зависит от величины частотного сдвига и скорости передачи сигналов, а средняя частота равна частоте f_0 (фильтр из спектра импульсной последовательности выделяет первую гармонику).

При формировании радиосигналов ЧТ (F1) для уменьшения составляющих спектра за пределами необходимой полосы применяется так называемое «скругление» сигнала по частоте, когда частота сигнала при манипуляции меняется на величину частотного сдвига не скачком, а сравнительно плавно (ступеньками). Такое изменение частоты происходит в схеме добавления-вычитания с помощью дополнительных цифровых устройств и частоты

Устройства согласования на входе тракта формирования частотно-манипулированных сигналов преобразуют двухполярные посылки в однополярные (1 и 0), необходимые для работы логических микросхем.

При малых скоростях телеграфирования для формирования радиосигналов ЧТ и ДЧТ (F1 и F6) можно использовать методы активного цифрового синтеза. Одна из возможных схем, реализующих этот метод, изображена на рис.44. Источником первичного сигнала ($f_{ст}$, $\Delta F_{сдв}$) является управляемый генератор (УГ) с кольцом импульсно-фазовой автоподстройки и делителем с переменным коэффициентом деления (ДПКД) в тракте анализа частоты УГ. В стационарном состоянии схемы обеспечивается равенство частот $f_{ст}$ и $f_{уг}/N$, где N – коэффициент деления ДПДК. Частота УГ $f_{уг}=N\ f_{ст}$. Если с помощью устройства управления в соответствии с требуемым видом сигнала и сочетанием символов в телеграфных каналах менять величину N, то можно сформировать сигнал ЧТ или ДЧТ (первичный сигнал).

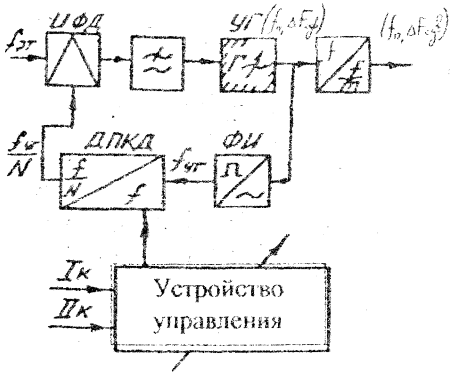


Рис.44 Схема формирования радиосигналов ЧТ(ДЧТ) по методу активного цифрового синтеза

УЗ-3.

Структура и основные характеристики радиопередатчиков.

3.1. Назначение и состав радиопередатчика

Радиопередатчики служит для преобразования первичных электрических сигналов в тот или иной вид радиосигнала в заданном частотном диапазоне с требуемой стабильностью и дискретностью частот (с заданным числом рабочих частот) и его усиления до необходимой мощности.

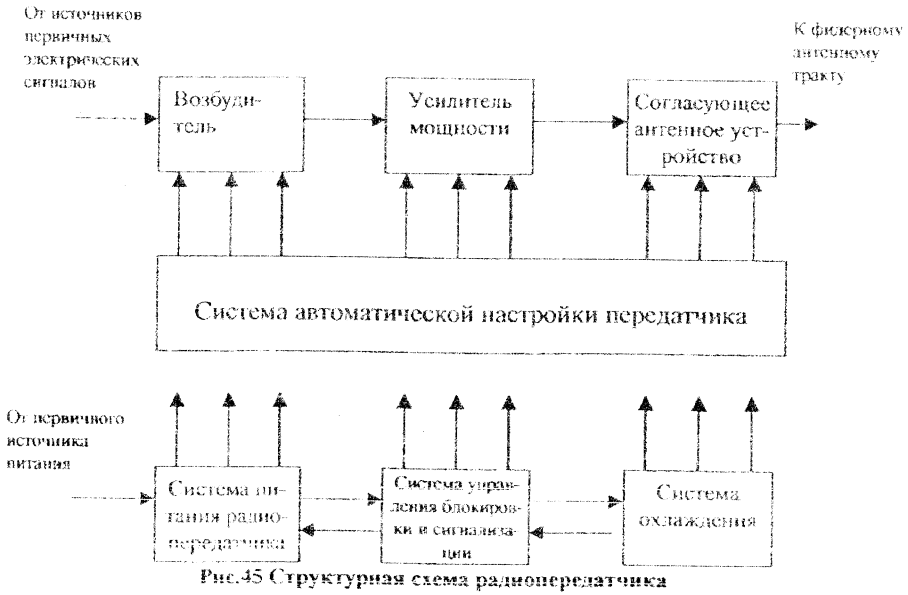


Рис.45 Структурная схема радиопередатчика

Упрощенная структурная схема современного радиопередатчика средней (большой) мощности приведена на рис.45. В возбудителе радиопередатчика осуществляется преобразование первичных электрических сигналов в высокочастотные сигналы (радиосигналы), синтезируется рабочая сетка частот в заданном диапазоне и осуществляется перенос сформированных радиосигналов на рабочую частоту. Возбудитель обеспечивает их заданную стабильность и требуемое ослабление неосновных колебаний (колебаний, которые находятся за пределами полосы частот, отведенной радиосигналу).

Усилитель мощности (УМ) предназначен для усиления сформированного в возбудителе радиосигнала и обеспечения в нагрузке заданного значения мощности с допустимой её неравномерностью во всем рабочем диапазоне частот при возможно большем значении коэффициента полезного действия (КПД).

Усилитель мощности включает в себя ряд последовательных каскадов усиления, образуя усилительный тракт радиопередатчика. Последний каскад усилительного тракта, развивающий заданную мощность в антенне, называется выходным или оконечным каскадом, а все предшествующие – промежуточными.

Усилитель мощности эффективно работает на чисто активное оптимальное сопротивление нагрузки $R_{опт}$. В то же время высокие требования по обеспечению устойчивой связи при различных условиях её ведения предполагают наличие значительного количества антенн, входное сопротивление которых в общем случае комплексное и частотно-зависимое:

$$Z_A(j\omega)=R_A(\omega)+jX_A(\omega)$$

Для обеспечения оптимальной нагрузки усилителю мощности при меняющихся в широких пределах входных сопротивлениях передающих антенн в схему радиопередатчика включается согласующее антенное устройство (САУ).

При работе радиопередатчика на симметричные антенны САУ должно обеспечивать их симметричное питание. При одноактной схеме усилителя мощности функция симметрирования выполняется либо непосредственно САУ (в этом случае оно называется устройством согласования и симметрирования), либо с помощью специального симметрирующего устройства, которое ставится на входе фидерно-антенного тракта.

Возбудитель, усилительный тракт и САУ образуют высокочастотный тракт радиопередатчика.

Система автоматической настройки повышает оперативность и исключает ошибки при управлении радиопередатчиком, позволяет стабилизировать его параметры. Она обеспечивает:

- установку частоты, вида сигнала и мощностного режима радиопередатчика на возбудителе;

- выбор рабочего поддиапазона радиопередатчика (УМ и САУ) или требуемого фильтра в УМ на коммутируемых фильтрах или с распределенным усилением;

- стабилизацию режима работы радиопередатчика при изменении условий его эксплуатации путем регулирования напряжения возбуждения усилительного тракта и питающих напряжений усилительных элементов с целью обеспечения оптимальных условий их работы;

- настройку колебательных контуров в резонансных усилителях мощности;

- настройку САУ;

- выбор с помощью антенного коммутатора требуемого типа передающей антенны из комплекта антенн радиопередатчика для обеспечения радиосвязи в заданных условиях.

В радиопередатчиках применяются:

- системы предварительной настройки (ручной или автоматической) на некоторое число частот с запоминанием (электромеханическим или электронным) фиксированных и угловых положений органов настройки с последующей автоматической перестройкой радиопередатчика на любую из подготовленных частот;

- системы автоматической настройки на любую частоту диапазона без предварительной подготовки. Исходной командой для запуска такой системы является установка частоты на возбудителе или специальная команда от внешнего устройства;

- комбинированные системы, содержащие устройства запоминания предварительной настройки радиопередатчика и устройства автоматической настройки колебательных систем на любую частоту диапазона.

Система питания обеспечивает питание радиопередатчика от различных источников напряжения и распределяет электроэнергию между потребителями. При этом колебания и пульсация должны быть исключены. Система питания должна быть компактной и устойчиво работать длительное время в самых разнообразных условиях эксплуатации.

Система управления, блокировки и сигнализации (УБС) предусматривает управление радиопередатчиком с его передней панели или удаленного диспетчерского пункта через систему телеуправления и телесигнализации. Система УБС обеспечивает принудительную последовательность операций по включению и выключению радиопередатчика, сигнализацию о включении отдельных блоков, защиту от перегрузок и коротких замыканий основных узлов и усилительных приборов радиопередатчика, контроль за режимом источников питания и радиопередатчика в целом. Использование в системе УБС механической и электрической блокировок обеспечивает безопасность обслуживающего персонала при эксплуатации радиопередатчика. Основное требование к системе УБС - высокая надежность работы.

Система охлаждения обеспечивает нормальный тепловой режим аппаратуры и может быть с естественным воздушным охлаждением (в радиопередатчиках небольшой мощности) или с принудительным воздушным охлаждением - централизованная или индивидуальная для отдельных элементов радиопередатчика (в радиопередатчиках подвижных радиостанций средней и большой мощности).

Радиопередатчики радиостанций различаются конструктивным оформлением, а также основными техническими и эксплуатационными характеристиками, которые определяются условиями применения радиопередатчиков, прежде всего необходимыми дальностями связи.

3.2. Основные технические характеристики радиопередатчиков и требования предъявляемые к ним.

1. Диапазон рабочих частот радиопередатчика определяется его назначением, необходимой дальностью связи, требованиями по частотной точности, возможностью использовать участки частот, отведенные для связи различным службам и характеризуется граничными частотами: минимальной f_{min} и максимальной f_{max}; коэффициентом перекрытия по частоте $K_f=f_{max}/f_{min}$; интервалом между соседними рабочими частотами (шагом или сеткой рабочих частот) $\Delta f_{рч}$; количеством рабочих частот

$$N_{рч} = (f_{max}-f_{min})/(\Delta f_{рч} + 1)$$

В зависимости от используемого диапазона частот радиопередатчики могут быть коротковолновыми (декаметрового диапазона волн), ультракоротковолновыми (метрового диапазона волн) или комбинированного диапазона, например КВ-УКВ диапазона. В современных радиопередатчиках диапазон частот определяется возбудителем, а иногда и усилительным трактом.

2. Виды радиосигналов, используемых в радиопередатчиках, должны соответствовать характеру передаваемых сообщений.

Для передачи дискретных сообщений (телеграфная работа и передача данных) при документированном приеме используются радиосигналы с частотной и фазовой (относительной фазовой) манипуляцией, а для слухового приема - с амплитудной манипуляцией.

Для передачи непрерывных сообщений, например телефонных, широко используются радиосигналы однополосные и с частотной модуляцией. В дальнейшем телефонные сообщения для передачи по каналам Единой цифровой системы связи будут дискретизироваться. По радиоканалам они будут передаваться, например, с помощью радиосигналов с относительной фазовой манипуляцией многих поднесущих.

3. Мощность радиопередатчика является одним из важнейших параметров, так как не только влияет на устойчивость радиосвязи, но и определяет в основном мощность и тип первичных источников тока, габариты радиопередатчика (радиостанции), его мобильность и транспортабельность.

Мощность радиопередатчика (P_A) - это мощность, подводимая к антенне или фидеру, питающему антенну, усредненная за достаточно длительный промежуток времени по сравнению с периодом наиболее низкой частоты модулирующего сигнала (первичного электрического сигнала). При работе радиопередатчика однополосными радиосигналами часто используется понятие максимального (пикового) значения мощности.

Мощность радиопередатчика определяется схемой построения и типом усилительных элементов в выходном - каскаде усилительного тракта и схемой построения согласующего устройства (потерями мощности в САУ).

4. Стабильность частоты излучаемых радиосигналов определяются как необходимостью бесподстроечного вхождения в связь и ведения связи без подстройки приемника, так и видом применяемых радиосигналов. Наиболее высокая стабильность частоты необходима при работе радиопередатчика однополосными радиосигналами, когда телефонный канал используется для вторичного уплотнения каналами тонального телеграфирования с частотной или фазовой

(относительной фазовой) манипуляцией в субканалах. Для таких радиолиний допустимая абсолютная нестабильность частоты (асинхронизм радиолинии) составляет 6-12 Гц. Если это требование отнести к частоте 30 МГц, то допустимая относительная нестабильность частоты радиопередатчика окажется равной (1÷2)10. Требуемая стабильность частоты излучаемых радиосигналов определяется возбудителем радиопередатчика.

5. Нелинейные искажения радиосигналов проявляются в возникновении на выходе радиопередатчика колебаний комбинационных частот, расположенных как внутри, так и вне полосы частот данного канала связи. Для оценки нелинейности тракта и его нормирования часто используют специальный испытательный двухтоновый сигнал. Этот сигнал, нормированный по уровню, подают на вход возбудителя, а высокочастотный радиосигнал с выхода радиопередатчика наблюдают, например,на экране анализатора спектра. Если данный сигнал подвержен нелинейным искажениям, то в спектре выходного сигнала кроме основных составляющих с частотами, например, f_1 и f_2 возникнут новые, комбинационные составляющие вида $nf_1 \pm mf_2$, где n = 1,2,3,..., m=1,2,3.... Величина нелинейных искажений радиосигналов в децибелах оценивается отношением амплитуды комбинационной составляющей к амплитуде основной составляющей спектра U_1.

$N_i[дБ]=20\lg U_i/U_1$

Где i=n+m – порядок комбинационной составляющей.

В соответствии с современными требованиями величина для наиболее мощной комбинационной составляющей (чаще всего третьего порядка) не должна превышать минус 35дБ.

Нелинейные искажения радиосигналов могут возникать в возбудителе, усилительном тракте или САУ (если в нем используются нелинейные элементы, например ферровариометры или варикапы).

6. Уровень неосновных излучений (колебаний). На выходе радиопередатчика кроме полезного сигнала (основного излучения) имеются и неосновные излучения, как примыкающие к спектру полезного сигнала - внеполосные излучения, так и удаленные от необходимой полосы частот - побочные излучения (излучения на гармониках, паразитные излучения, комбинационные и интермодуляционные излучения, удаленные от необходимой полосы частот).

Относительный уровень побочных излучений оценивается отношением мощности побочного излучения Р к мощности основного излучения.$P_{ои}= P_{ор} = P_Д$ и выражается в децибелах:

$N[дБ]=10\lg P_{ои}/P_{ср}$

В соответствии с современными требованиями гармоники основного излучения (вторые и более высокие) должны быть подавлены на выходе радиопередатчика не менее чем на 65 дБ.

Побочные колебания возикают в возбудителях и усилительных трактах, а также в САУ, если в них содержатся нелинейные элементы. Ослабление побочных излучений возможно фильтрацией их на выходе возбудителя и радиопередатчика в целом, выбором рациональной схемы построения возбудителя, а также использованием оптимальных вспомогательных частот, участвующих в формировании рабочего диапазона с заданной дискретностью. Важную роль играет выбор режима работы преобразователей в возбудителе и усилительных элементов в усилительном тракте радиопередатчика.

Внеполосные излучения расширяют занимаемую радиосигналом полосу частот и оказывают мешающее действие соседним каналам связи. Основными причинами их возникновения могут быть нелинейные процессы в тракте преобразования и усиления сигнала (например, перегрузка каскадов, отклонение режима работы каскадов от номинального при изменении питающих напряжений и нагрузки), крутые фронты посылок манипулирующего сигнала, более широкий, чем это необходимо, спектр модулирующего сигнала.

Осуществить эффективное ослабление внеполосных излучений в усилительном тракте радиопередатчика и САУ вследствие их низкой избирательности не представляется возможным. В этих каскадах радиопередатчика лишь обеспечивается линейный режим усиления и передачи радиосигналов в антенну. Требуемое ослабление внеполосных колебаний должно обеспечиваться в возбудителе.

7. Время перестройки радиопередатчика с одной частоты на другую играет важную роль, прежде всего, в частотно-адаптивных радиолиниях, которые должны эффективно функционировать в условиях случайных и преднамеренных помех. Время перестройки измеряется с момента подачи команды на изменение частоты до момента завершения перехода радиопередатчика на новую рабочую частоту и определяется схемой построения радиопередатчика (возбудителя, усилительного тракта, САУ) и его системой автоматической настройки и перестройки по частотам.

8. Общий (промышленный) КПД радиопередатчика , под которым понимают отношение мощности , подводимой к антенне (и антенному фидеру), к общей мощности , потребляемой всеми его цепями от первичного источника питания, должен быть возможно большим. Общий КПД наряду с мощностью радиопередатчика определяет мощность и тип первичных источников тока, габариты радиопередатчика, тип системы охлаждения и т.д. Величина КПД определяется, в основ-

ном, коэффициентом полезного действия усилительного тракта, прежде всего его выходным каскадом (типом используемого в выходном каскаде усилителя мощности). В современных радиопередатчиках средней и большой мощности общий КПД составляет 20-30%, а если в выходном каскаде используется широкополосные неперестраиваемые усилители мощности, то 18-20%.

УЭ-3.3. Назначение и общая структура возбудителя.

Возбудитель радиопередатчика предназначен для преобразования первичных электрических сигналов в первичные высокочастотные сигналы (радиосигналы), синтеза рабочей сетки частот в заданном диапазоне и переноса сформированного радиосигнала на рабочую частоту.

Схема построения возбудителя, пути реализации его функций, конструктивное, оформление определяются назначением радиопередатчика (радиостанции), в состав которого он входит. В то же время требования унификации аппаратуры, особенно в радиостанциях средней и большой мощности, привели к созданию ограниченного числа возбудителей и их конструктивному оформлению в виде отдельных устройств.

Современные возбудители являются сложными устройствами. При их построении применяются различные методы. Обобщенная структурная схема современного возбудителя показана на рис.46. Основными элементами схемы являются:

- тракт (устройство) формирования радиосигналов на сравнительно невысокой фиксированной частоте fпр. Номинал этой частоты во многих возбудителях равен 128 кГц. Формирование радиосигналов сводится к модуляции высокочастотных колебаний первичным электрическим сигналом или к линейному переносу сигнала по частотной оси.

- тракт преобразования радиосигналов на рабочую частоту, в котором с помощью нескольких преобразований происходит перенос радиосигналов в рабочий диапазон частот fраб. При этом необходимо сохранить неизменной структуру радиосигналов и добиться отсутствия побочных продуктов частотных преобразований. В ряде случаев на вход тракта преобразования радиосигналы могут поступать от внешних устройств (внешняя информация), где формируются специальные радиосигналы для управления работой радиолинии ,или передачи сообщений;

- синтезатор частот, служащий для создания (синтеза) опорных частот, используемых при формировании радиосигналов и их переносе в рабочий диапазон, с требуемой стабильностью и дискретностью;

- тракт усиления и фильтрации, предназначенный для усиления радиосигналов на рабочей частоте и ослабления побочных колебаний на выходе возбудителя до заданных уровней при сохранении высокой линейности;

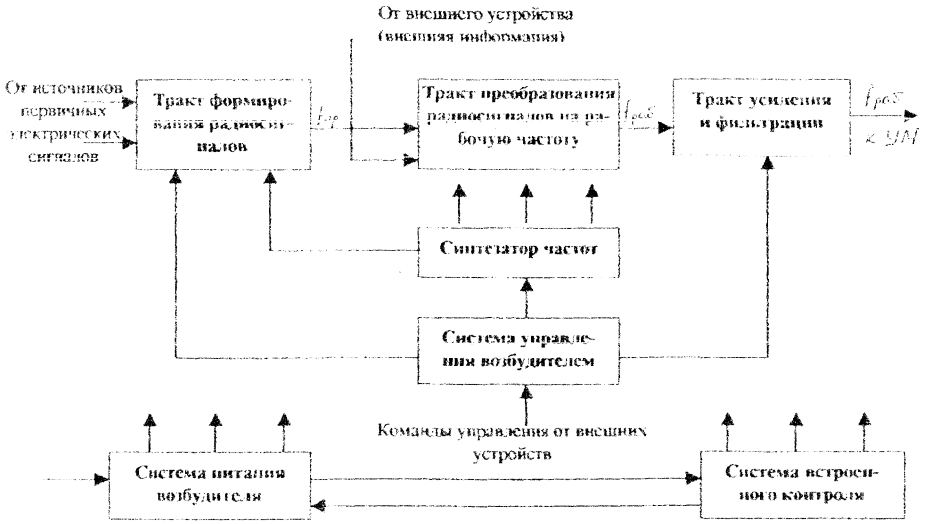


Рис.46. Структурная схема возбудителя.

- система управления возбудителем, обеспечивающая выбор рабочей частоты, вида радиосигнала, установку необходимого уровня выходного сигнала. Управление возбудителем может осуществляться как с помощью органов управления, размещенных на его передней панели (местное управление), так и дистанционно с пульта управления радиопередатчиком (радиостанцией), в состав которого он входит, или по каналам дистанционного управления с внешних устройств;

- система питания, обеспечивающая питанием все элементы возбудителя. Во многих случаях предусматривается питание только одного опорного генератора от внешнего источника в процессе подготовки радиопередатчика (радиостанции) к работе;

- система встроенного контроля, служащая для контроля работоспособности возбудителя и отыскания неисправного блока при повреждении возбудителя.

Схемы построения современных возбудителей дают возможность использовать их синтезаторы в качестве устройств стабилизации частоты в радиоприемниках того же диапазона.

В радиостанциях малой мощности, где передатчик и приемник конструктивно объединены в один блок - приемопередатчик, синтезатор является общим устройством для приемника и передатчика.

УЭ-3.4. Назначение усилителя мощности и требования, предъявляемые к нему

Усиление сформированных в возбудителе сигналов до некоторой величины мощности Р, называемой номинальной выходной мощностью радиопередатчика, происходит в усилительном тракте. Последний, как правило, состоит из нескольких каскадов усиления: одного-двух промежуточных и выходного каскада.

Каждый из каскадов усилительного тракта является усилителем мощности, так как содержит активный элемент – лампу или транзистор. Основное назначение любого усилителя состоит именно в увеличении мощности подводимых на его вход сигналов, а не только в получении больших амплитуд их напряжений или токов, что может быть достигнуто, например, применением трансформатора.

Целый ряд характеристик радиопередатчика: выходная мощность и ее неравномерность в диапазоне частот, линейность усиления и степень подавления высших гармоник основной частоты сигнала, габариты, масса, КПД - существенно зависят от схемы построения выходного каскада усилительного тракта и принятых в нем технических решений. Поэтому материал излагается в основном применительно к усилителям выходных каскадов радиопередатчиков.

В автоматизированных радиопередатчиках большой и средней мощности находят применение различные типы ламповых усилителей: резонансные, на коммутируемых полосовых фильтрах и с распределением усиления. Высокочастотные тракты усиления современных маломощных радиопередатчиков (P_A<=100Вт) выполняется преимущественно на транзисторах.

Независимо от схем построения выходных каскадов радиопередатчиков к их усилителям предъявляется ряд общих требований:

- обеспечение номинальной выходной мощности P_A при ее неравномерности в рабочем диапазоне частот не более +- 20%;
- получение максимально возможного КПД;
- высокая линейность усиления сигналов;
- заданная степень фильтрации побочных колебаний;
- малое время перестройки, устойчивость в работе, высокая техническая надежность, простота в эксплуатации и др.

V) 3.5 Резонансные усилители мощности

До последнего времени наиболее распространенной схемой лампового усилителя мощности, используемой в технике радиопередающих устройств, является резонансная. В простейшем резонансном усилителе нагрузкой лампы является одиночный колебательный контур (рис.47), образуемый элементами L_kC_k и настроенный на основную частоту входного сигнала.

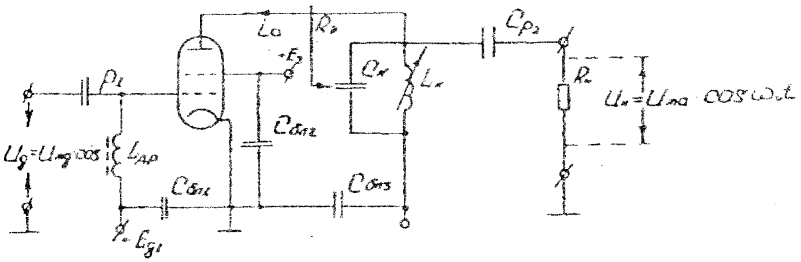


Рис.47 Схема резонансного усилителя

Необходимость использования резонансного контура в усилителе возникает всякий раз, когда требуемое сопротивление нагрузки лампы существенно превышает реактивное сопротивление суммарной паразитной емкости $C_к$ в цепи анода лампы, т.е. применительно к схеме рис.47 при выполнении условия

$$R_н > 1/\omega_0 C_k$$

Включение в этом случае параллельно $C_к$ индуктивности $L_к$ позволяет скомпенсировать шунтирующее действие емкости на определенной частоте ω_0, называемой резонансной частотой контура:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_k C_k}$$

На резонансной частоте реактивные сопротивления элементов контура $L_к$ и $C_к$ равны по величине:

$$L_к\omega_0 = 1/\omega_0 C_к$$

и противоположны по знаку, поэтому эквивалентное сопротивление нагрузки лампы $R_э$ будет чисто активным и для схемы рис.47 равным сопротивлению нагрузки каскада: $R_э = R_н$. Контур в схеме резонансного усилителя выполняет роль согласующего четырехполюсника, основная функция которого состоит в обеспечении лампе определенной и чисто активной нагрузки при которой усилитель отдает заданную выходную мощность.

Когда величина нагрузки усилителя $R_н$ не совпадает с требуемым сопротивлением нагрузки лампы $R_э$, может использоваться более сложный колебательный контур, который обеспечивает и трансформацию сопротивлений. Например, в схеме рис.48 на резонансной частоте эквивалентное сопротивление нагрузки лампы, т.е. сопротивление нагруженного контура $R_э$ связано с величиной $R_н$ соотношением $R_э \approx R_н(C_2/C_1)^2$.

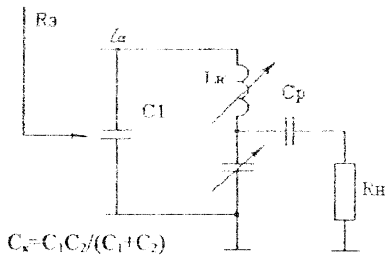


Рис.48 Схема анодного контура

Подбором величин C_1 и C_2 можно обеспечить требуемое значение сопротивления нагрузки лампы $R_э$ при изменении $R_н$ в широких пределах.

Отметим, что эквивалентное сопротивление контура $R_э$ – это сопротивление внешнему току основной частоты. Поэтому при любой форме анодного тока напряжение на контуре $U_к$ будет определяться лишь амплитудой первой гармоники анодного тока I_{a1}:

$$U_к = I_{a1}R_э$$

Это обстоятельство позволяет для повышения КПД усилителя использовать лампу с "отсечкой" анодного тока, т.е. в режиме, при котором ток представляет собой периодическую последовательность импульсов, содержащих кроме колебаний основной частоты ω_0 также и высшие гармоники. Контур в этом случае обеспечивает фильтрацию высших гармоник, которая будет тем лучше, чем выше добротность колебательного контура.

Напомним, что

$$Q = \omega_0/\Delta\omega = I_к/I_{a1} = R_э/\rho_к = \rho_к/r_п$$

показывает, во сколько раз частота настройки контура ω_0 больше его полосы пропускания $\Delta\omega$, контурный ток $I_к$ больше тока первой гармоники I_{a1}, эквивалентное сопротивление контура $R_э$ больше его волнового сопротивления $\rho_к$, волновое сопротивление, т.е. сопротивление индуктивной или емкостной ветви контура при резонансе его контурному току

$(\rho_к = \omega_0 L_к = 1/\omega_0 C_к = \sqrt{L_к/C_к})$, больше сопротивления потерь в контуре $r_п$.

Таким образом, можно выделить три основные функции, выполняемые анодным контуром в резонансном усилителе:

- обеспечение заданного сопротивления нагрузки лампе $R_э$;

- трансформация нагрузки каскада $R_н$ в сопротивление $R_э$;

- фильтрация высших гармоник анодного тока.

Одновременное обеспечение и заданного сопротивления нагрузки лампе, и требуемой трансформации сопротивлении в диапазонном усилителе достаточно просто достигается соответствующим изменением величин элементов контура. Именно простота технической реализации цепей связи между лампой и нагрузкой при работе в диапазоне частот и определяет широкое применение резонансных усилителей в радиопередающих устройствах.

Режим работы лампы определяется постоянными и переменными (высокочастотными) напряжениями с изменениями формы анодного тока, который при гармоническом возбуждении лампы может протекать через нее весь период ВЧ колебания или только его часть. Отсутствие анодного тока в части периода принято называть отсечкой тока. Возможны нижняя и верхняя отсечки анодного тока, возникающие соответственно в отрицательный и положительный полупериоды напряжения на управляющей сетке. Количественно отсекаемую часть периода характеризуют так называемым углом отсечки.

Под величиной угла нижней отсечки θ понимается половина части периода, выраженная в угловых единицах, в течение которой через усилительный элемент протекает ток (рис.49 а,б,в). Угол верхней отсечки θ_1 характеризует половину той части периода, в течение которой происходит верхняя отсечка (см. рис.49,б). Параметрами импульса в любом режиме являются его амплитуда I_m и углы отсечки.

В зависимости от величины угла нижней отсечки различают работу лампы в режимах классов А ($\theta = 180°$), В ($\theta = 90°$) или

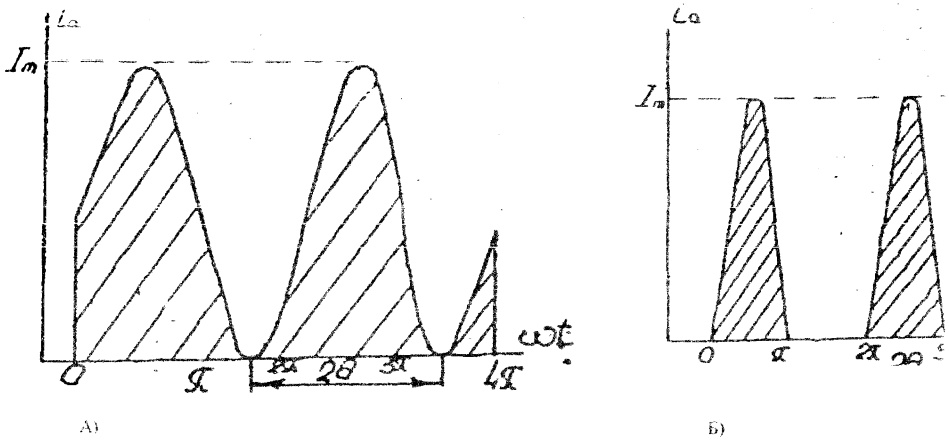
С ($\theta < 90°$), а в зависимости от угла верхней отсечки – работу лампы в недонапряженном ($\theta_1 = 0$) или перенапряженном ($\theta_1 > 0$) режимах. Поскольку форма импульса тока характеризуется и нижним, и верхним углами отсечки, то термин «режим» работы лампы, естественно, применим в обоих случаях. Однако в последующем слово "режим" будет использоваться в основном в сочетании «недонапряженный режим», «перенапряженный режим», т.е. для характеристики верхней отсечки, а при описании связи формы импульса с углом нижней отсечки – термин «класс» работы лампы. Например, на рис.49,г показана форма импульса анодного тока при работе лампы в перенапряженном режиме класса В.

Величина угла нижней отсечки определяется выбором смещения ($-E_{g1}$) и амплитудой возбуждения U_{mg} на управляющей сетке и для пентодов и тетродов практически не зависят от изменения сопротивления нагрузки:

$$\cos\theta = -(E_{g1}-E_{gз})/(U_{mg}-DU_{ma}) \approx (E_{g1}-E_{gз})/U_{mg}$$

где $E_{gз}$ - напряжение запирания лампы по идеализированной входной характеристике, D – проницаемость лампы, U_{ma} - амплитуда колебательного напряжения на контуре в анодной цепи.

Недонапряженный режим



А) Б)

Рис.49

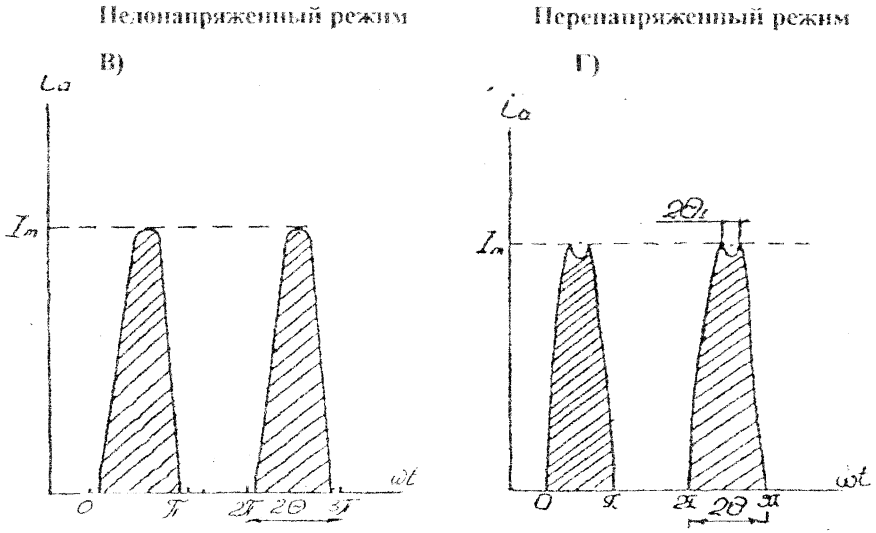


Рис.49. Формы импульсов тока

Проницаемость ламп с экранирующей сеткой невелика, что позволяет не учитывать влияние изменений в анодной цепи на величину θ и задать нижнюю отсечку тока лишь соотношением напряжений в цепи управляющей сетки.

При работе лампы в предельном режиме класса А рабочая точка, определяемая постоянными напряжениями E_a, E_g, E_{g1}, должна находиться на середине линейной части входной статистической характеристики (точка А, рис.50,а). Если амплитуда возбуждения не превышает величины напряжения смещения $U_{mg}<=/-E_{g1}/$, то анодный ток будет протекать через лампу весь период и повторять закон изменения напряжения возбуждения (см.рис.50,б). Нарушение последнего условия приводит в положительный полупериод к появлению тока управляющей сетки и соответственно к искажению анодного тока и усиливаемых сигналов.

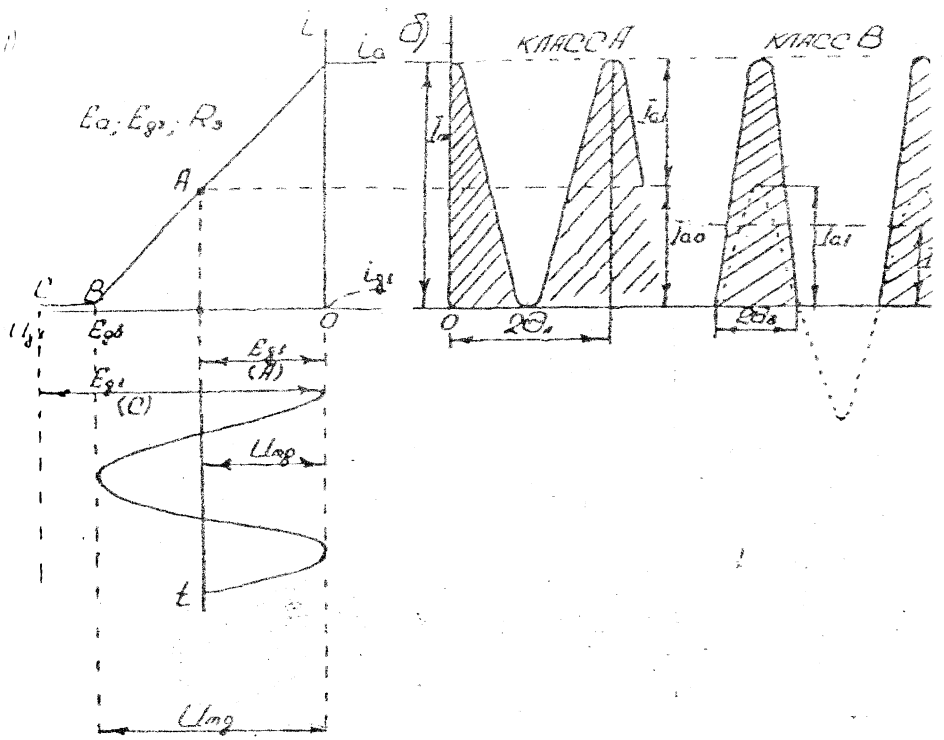


Рис.50 Входная характеристика и формы импульса анодного тока при работе лампы в классах А и В

В классе А постоянная составляющая анодного тока I_{a0} пропорциональна напряжению смещения – E_{g1}, а амплитуда первой гармоники I_{a1} определяется амплитудой напряжения возбуждения U_{mg}. Для этого режима под амплитудой импульса анодного тока понимается сумма значений постоянной составляющей и первой гармоники

$$I_m = I_{a0} + I_{a1}$$

При работе лампы в классе В рабочая точка выбирается на нижнем изгибе входной характеристики (см.точка В, рис.50,а). Для получения прежнего импульса анодного тока I_m в данном случае требуется примерно в 2 раза большая амплитуда возбуждения, чем в классе А . По-прежнему для линейного усиления необходимо выполнение условия $U_{mg}<=/-E_{g1}/$ исключающего появление тока

управляющей сетки, в этом случае анодный ток представляет собой периодическую последовательность косинусоидальных импульсов и существует полпериода (см. рис.50,б).

УЭ-3.6. Согласующие антенные устройства

Согласующее устройство является выходным функциональным блоком ВЧ тракта радиопередатчика, устанавливаемым между антенной и оконечным усилителем мощности с целью повышения энергетических показателей последнего. СУ определяет ряд технических характеристик передатчика, таких, как время перестройки, КПД, масса, габариты вторичных источников питания и др. От степени автоматизации согласующего устройства существенно зависят удобство эксплуатации передатчика, сокращение временных затрат на его подготовку к работе или на смену радиоданных.

Поскольку подавляющее большинство усилителей, в частности широкополосных, требует постоянного и активного сопротивления нагрузки (обозначим его R_0), то согласующая цепь на выходе передатчика должна выполнять, как минимум, две функции: обеспечивать трансформацию активной составляющей антенны $Re(Z_A)$ в величину R_0 и компенсировать ее реактивность $Im(Z_A)$. С этой целью согласующая цепь должна содержать не менее двух элементов, один из которых условно называют трансформирующим, а другой – компенсирующим. Кроме того, с учетом частотной зависимости обеих составляющих входного сопротивления антенны, элементы согласующей цепи должны быть переменными и настраиваемыми независимо друг от друга.

В настоящем разделе рассматриваются принципы построения автоматизированных согласующих устройств, основным назначением о которых является преобразование произвольного комплексного сопротивления передающей антенны в заданное сопротивление

нагрузки усилителя мощности. Электрическую цепь, осуществляющую это преобразование, будем называть согласующей цепью. Понятие "согласующее устройство" включает в себя согласующую цепь и элементы управления настройкой этой цепи. Если в комплект передающих антенн наряду с несимметричными входят и симметричные антенны, то функции симметрирования выхода передатчика могут быть возложены на согласующее устройство. В этом случае его называют согласующе-симметрирующим.

Особо следует остановиться на понятии "согласование". В общем случае оно означает обеспечение требуемого сопротивления в данном сечении ВЧ тракта: на выходе УМ или фильтра, на входе СУ и т.д. Это сопротивление может быть постоянным и активным или, наоборот, частотнозависимым и комплексным, но для конкретной схемы оно является оптимальным в каком-то смысле: например, с целью получения наибольшей мощности в нагрузке; или максимального КПД, или заданного режима работы усилительных элементов и т.д. Максимумы зависимостей перечисленных показателей УМ совпадают лишь в простейших случаях, а следовательно, понятие "согласование" или «оптимальное согласование» должно использоваться с указанием,с какой целью оно осуществляется.

УЭ-4.

Структура и основные характеристики супергетеродинного приемника.

УЭ-4.1. Структурная схема супергетеродинного приемника

С целью наилучшего выполнения указанных функций все современные радиоприемники строятся по супергетеродинной схеме. Их характерным признаком является преобразование частоты радиосигнала к некоторому постоянному значению, которое называется промежуточной частотой. Структурная схема супергетеродинного приемника в обобщенном виде представлена на рис.51, здесь

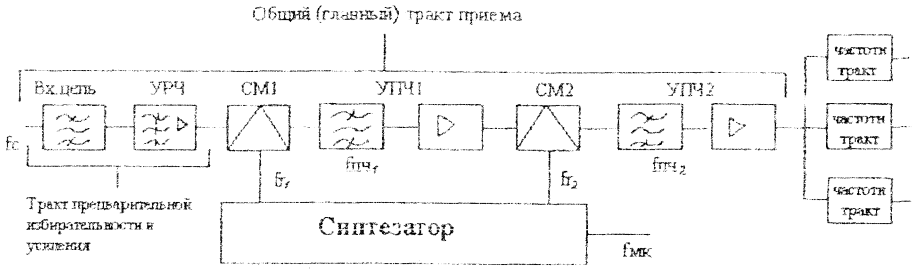


Рис.51. Структурная схема супергетеродинного приемника

Показано два преобразования частоты. На практике встречаются приемники с одним, двумя или тремя преобразованиями частоты.

Применение преобразования частоты в супергетеродинном приемнике позволяет сравнительно просто решить проблему обеспечения высокой избирательности, так как на фиксированной частоте удается создать фильтры с необходимыми частотными характеристиками. Если бы обработка сигнала осуществлялась на принимаемой частоте, то пришлось бы применять перестраиваемые фильтры, которые обладают значительно худшими характеристиками. Одновременно на постоянной частоте легко обеспечивается и требуемое усиление сигнала.

В современных радиоприемниках принято различать:

- общий (главный) тракт приема, предназначенный для обработки всех видов сигналов;

- частный тракт приема, служащий для обработки одного вида сигнала;

- синтезатор частот.

Основными элементами общего тракта приемника являются входная цепь, усилитель сигналов радиочастоты (УРЧ), смесители (СМ1 и СМ2) и усилители сигналов промежуточной частоты (УПЧ1 и УПЧ2).

Преобразование частоты осуществляется с помощью колебаний гетеродинов, которые формируются в синтезаторе частоты.

Первая промежуточная частота определяется следующим образом:

- при нижней настройке гетеродина

$$f_{пч1}=fc-fr_1 \qquad (4.1.1)$$

- при верхней настройке гетеродина

$$f_{пч1}= fr_1-fc \qquad (4.1.2)$$

Поскольку в большинстве приемников $f_{пч1}$=const, при их перестройке в заданном диапазоне частот сопряжено с частотой настройки входной цепи и УРЧ должна изменяться и частота гетеродина fr_1.

Вторая промежуточная частота образуется так же:

$$f_{пч2}=f_{пч1}-fr_2$$

$$f_{пч2}= fr_2-f_{пч1} \qquad (4.1.3)$$

Если $f_{пч1}$=const во всем рабочем диапазоне, то частота второго гетеродина должна иметь постоянное значение (fr_2=const) . Если образование промежуточных частот осуществляется в соответствии с равенствами (4.1.1.) и (4.1.3), то

$$f_{пч2}= fc - fr_1-fr_2 \qquad (4.1.4)$$

Настройка приемника на заданную частоту означает, прежде всего, обеспечение номинального значения последней промежуточной частоты, в данном случае $f_{пч2}$, на которой производится окончательная обработки радиосигнала. Поэтому частотная точность настройки приемника, как следует из выражения (4.1.4), определяется точностью частот его гетеродинов. Требования к точности настройки входной цепи и УРЧ являются не столь жесткими, так как эти элементы должны обеспечить только предварительную избирательность приемника, подавление сильных внеполосных помех и помех на частотах побочных каналов приема.

Синтезаторы частот приемников и возбудителей строятся по одним и тем же принципам. Частота одного из колебаний синтезатора, используемого в качестве колебания первого гетеродина, изменяется дискретно с заданным шагом в пределах диапазона, который зависит от диапазона рабочих частот радиоприемника. Другие колебания синтезатора имеют фиксированные частоты, служат в качестве второго (третьего и т.д.) гетеродина и используются для демодуляции сигналов.

В комплексных радиостанциях в тракте передачи и приема поочередно работает один и тот же синтезатор. Ряд комплексов радиосвязи в возбудителе радиопередатчика и радиоприемниках тоже используют почти одинаковый синтезатор.

Разветвление общего тракта приема на частные тракты происходит на последней промежуточной частоте. В профессиональных унифицированных приемниках величина ее стала стандартной и равной 128 кГц. В частном тракте обеспечивается дальнейшее усиление, фильтрация и демодуляция радиосигнала, а также усиление первичного сигнала после демодулятора.

Применение преобразования частоты в супергетеродинном приемнике неизбежно приводит к образованию побочных каналов приема. Наиболее опасные из них – зеркальный канал и канал приема на промежуточной частоте. Кроме того, создается множество побочных каналов приема на комбинационных частотах более высокого порядка.

Рис.52. Взаимное расположение частот сигнала, первого гетеродина и зеркальной помехи: а – при нижней настройке гетеродина, б – при верхней настройке гетеродина.

На рис.52 показано расположение на частотной оси зеркальных помех при нижней (рис.52а) и верхней (рис.52б) настройках гетеродинов. Если помеха с частотой fзп попадет на. вход смесителя, то в результате её взаимодействия с колебанием гетеродина образуется комбинационное колебание с частотой $f_{пч1}$, которое будет далее усиливаться наравне с полезным сигналом.

Следовательно, подавление зеркальной помехи должно обеспечиваться до входа смесителя – во входной цепи и УРЧ. Эта задача решается тем проще, чем больше разница в частотах сигнала и помехи, которая, как видно из рис. 52 равна $2f_{пч1}$. Поэтому с точки зрения эффективности борьбы с зеркальной помехой желательно выбирать в приемнике достаточно большое значение, а для обеспечения $f_{пч}$= 128 кГц - применять два или три преобразования частоты.

Зеркальный канал приема образуется и при втором преобразовании частоты. Как видно из рис.53, зеркальная помеха второго преобразования отличается от преобразованной частоты сигнала $f_{пч1}$ на величину $2f_{пч2}$. Эта помеха должна быть подавлена до входа второго смесителя, что решается значительно проще, так как в тракте первой промежуточной частоты обычно применяются фильтры, настроенные на фиксированную частоту $f_{пч1}$.

Другим побочным каналом приема является канал на промежуточной частоте $f_{пч1}$. Если помеха с частотой $f_{пч1}$ попадает на вход первого смесителя, то в результате прямого прохождения через него, она поступит на вход УПЧ1 и будет усиливаться как и полезный сигнал. Подавление помехи с частотой $f_{пч1}$ должно обеспечиваться тоже во входной цепи и УРЧ. Помеха по промежуточной частоте является очень опасной, так как при ее появлении приемник перестает работать во всем рабочем диапазоне сразу. Чтобы передатчик радиостанции не мог создать такую помеху своему радиоприемнику, значение $f_{пч1}$ должно лежать за пределами рабочего диапазона данной радиостанции или комплекса радиосвязи.

Кроме рассмотренных выше наиболее опасных побочных каналов приема, существует бесконечный ряд других побочных каналов.

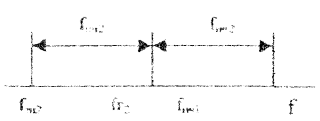


Рис.53

Рис.54

Промежуточная частота может образоваться как комбинационное колебание более высокого порядка:

$$m\,f_{г1} - nf_п = f_{пч1}; \qquad nf_п - m\,f_{г1} = f_{пч1}$$

Решая эти уравнения относительно $f_п$, получим выражение для частоты побочного комбинационного канала приема:

$$f_п = m/n\ f_{г1} \pm 1/n\ f_{пч1}$$

Наибольший интерес представляет случай, когда m=n. Тогда

$$f_п = f_{г1} \pm 1/n\ f_{пч1}$$

Расположение этих помех на частотной оси показано на рис 54. Из рисунка видно, что помехи этого класса по сравнению с зеркальной помехой имеют частоты, более близкие к частоте сигнала, поэтому их подавление во входной цепи и УРЧ будет менее эффективным. Но действие этих помех проявляется в результате образования комбинационного колебания высокого порядка, например m=n=2, поэтому данное комбинационное колебание будет иметь малый уровень по сравнению с преобразованной зеркальной помехой, когда m=n=1.

Из рассмотренных выше особенностей супергетеродинного приемника можно сделать вывод, что наиболее важной функцией входной цепи и УРЧ является подавление помех по побочным каналам приема.

УЭ-4.2 Основные характеристики радиоприемника

1. Диапазон рабочих частот характеризует диапазон возможных частот настройки радиоприемника и определяется граничными частотами fmin и fmax и коэффициентом перекрытия диапазона на частоте

Kf=fmax/fmin

Диапазон частот зависит от назначения радиоприемника. В пределах заданного диапазона частот приемник можно перестраивать плавно или дискретно с определенным интервалом - шагом сетки частот, который является одной из характеристик приемника.

При работе в широком диапазоне частот (Kf > 2÷3) общий диапазон приемника разбивается на поддиапазоны с меньшим перекрытием по частоте. Это облегчает построение гетеродина, входной цепи и фильтров УРЧ. В современных приемниках переключение поддиапазонов производится автоматически.

2. Виды принимаемых сигналов определяются назначением приемника. Современные многоцелевые унифицированные радиоприемники обеспечивают прием многих видов сигналов: телефонных при однополосной и частотной модуляции, телеграфных при АТ, ЧТ, ДЧТ и ОФТ.

Поскольку обработка различных сигналов имеет свою специфику, общий тракт приемника разветвляется на ряд частных трактов приема (см. рис 51).

3. Чувствительность радиоприемника характеризует способность приемника обеспечивать прием слабых радиосигналов. Чувствительность приемника определяется при отсутствии внешних помех, поэтому она ограничивается собственными шумами, приемника. Количественно чувствительность оценивается либо минимальной ЭДС сигнала в антенне E_A либо минимальной мощностью сигнала на входе приемника P_A, когда на выходе приемника обеспечивается заданный уровень сигнала при заданном отношении уровней полезного сигнала и шумов.

В зависимости от заданного отношения уровней сигнал-шум различают реальную чувствительность (при отношении сигнал/шум, требуемом для нормальной работы оконечной аппаратуры) и пороговую (при отношении сигнал/шум =1). Конкретная величина этого отношения зависит от вида принимаемого сигнала.

Для определения чувствительности радиоприемник может быть представлен в виде линейного четырехполюсника (рис.55), у которого K_p - коэффициент усиления по мощности; N - коэффициент шума, характеризующий шумовые свойства приемника; P_A и $P_{шА}$ – мощность сигнала и мощность шумов антенны на выходе приемника.

При согласовании входа приемника с антенной, когда $R_{вх} = R_A$

$$P_A = E^2_A/4R_A \qquad (4.2.1)$$

$$P_{шА} = KT\,\Delta F_{эф} \qquad (4.2.2)$$

где $K = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ - постоянная Больцмана; T- абсолютная температура; $\Delta F_{эф}$ - эффективная полоса пропускания приемника.

Коэффициент шума N- это отношение мощности шума на выходе приемника к мощности шума, которая была бы на выходе, если бы единственным источником шума была антенна:

Отсюда $P_{ш\,вых} = P_{шА} K_p N \qquad (4.2.3)$

Из (4.2.3) следует несколько иное определение коэффициента шума: он показывает, во сколько раз возрастают шумы на выходе за счет собственных шумов приемника.

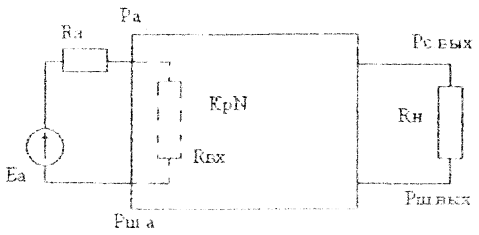


Рис.55 Схема замещения радиоприемника в виде линейного четырехполосника

Пороговая чувствительность определяется при условии

$$P_{ш\,вых} = P_{с\,вых} = P_{A\,пор} K_p$$

Подставляя в данное уравнение $P_{ш\,вых}$ из (4.2.3) и $P_{шА}$ из (4.2.2) получим

$$P_{A\,пор} = P_{шА} N = k\,T\,\Delta F_{эф} N \qquad (4.2.4)$$

Видно, что чувствительность пропорциональна коэффициенту шума приемника: чем меньше N, тем лучше чувствительность. Кроме того, чувствительность пропорциональна полосе пропускания приемника. Приемник с более узкой полосой при прочих разных условиях имеет лучшую чувствительность.

Для удобства сравнения различных приемников рассматривают удельную чувствительность, не зависящую от полосы пропускания приемника:

$$v_{A\,пор} = P_{A\,пор}/\Delta P_{эф} = RTN \qquad (4.2.5)$$

Удельную чувствительность оценивают числом RT. Из (4.2.5) видно, что число RT будет равно коэффициенту шума радиоприемника.

Зная пороговую чувствительность, можно определить реальную чувствительность P_A, если весь рассматриваемый тракт приемника является линейным:

$$P_A = \gamma P_{A\,пор} \qquad (4.2.6)$$

где $\gamma = (P_c/P_ш)_{вых}$

Если известна реальная чувствительность в единицах мощности, легко определить её в единицах ЭДС. Из (6,5) $E_A = 2\sqrt{P_A R_A}$ и с учетом соотношений (4.2.4) и (4.2.6) получим

$$E_A = 2\sqrt{\gamma}\sqrt{RT\,\Delta P_{эф} N R_A}$$

где

$$\sqrt{\gamma} = \sqrt{(P_c/P_ш)_{вых}} = (U_c/U_ш)_{вых}$$

4. Избирательность радиоприемника характеризует способность приемника выделить полезный сигнал из совокупности сигнала и помех, действующих на его входе. Принято рассматривать следующие виды избирательности: односигнальную (или линейную) и многосигнальную (или нелинейную). Односигнальная избирательность определяет избирательные

свойства приемника в предположении, что на входе действует только один сигнал с амплитудой, при которой не наблюдаются нелинейные эффекты в тракте приема. Определяется она отношением уровня входного сигнала $E_A(f)$ на заданной частоте к его уровню E_{A0} на частоте настройки (обычно считают этот уровень равным чувствительности) при неизменном уровне сигнала на выходе приемника. Характеристика односигнальной избирательности, построенная в логарифмическом масштабе, показана на рис.56, где

$$D=20\lg . E_A(f) / E_{A0}$$

Основными параметрами, характеризующими избирательность приемника, являются: полоса пропускания ΔFп, измеренная на уровне D = 6дБ (E_A / E_{A0}=2); полоса мешания ΔFм, измеренная на уровне D=40 или 60дБ; коэффициент прямоугольности Кп= ΔFп /ΔFм

В идеальном случае Кп.= 1, реально Кп< 1.

Частным случаем линейной избирательности является избирательность приемника по побочным каналам приема.

Многосигнальная избирательность определяет избирательные свойства приемника, когда на его вход поступают сигнал на частоте настройки приемника и помехи с различными частотами. Наиболее просто поддается экспериментальному измерению и оценке двухсигнальная избирательность, определяемая при наличии только одной помехи (рис.57). На вход приемника, настроенного на частоту fo , подается сигнал с частотой fo и амплитудой, примерно равной чувствительности приемника, и помеха с изменяемой частотой. На каждой частоте определяется допустимая амплитуда помехи. Характеризуется двухсигнальная избирательность полосой частот, в пределах которой помеха заданного уровня вызывает нелинейные эффекты в тракте приема, что приводит к уменьшению величины полезного сигнала на выходе приемника.

В современных радиоприемниках большое внимание уделяют обеспечению высокой многосигнальной избирательности, так как прием обычно ведется в сложной электромагнитной обстановке, когда на небольшом удалении от приемника могут находиться работающие передатчики.

5. Частотная точность настройки определяется точностью частот гетеродинов. Требования к точности настройки определяются видами сигналов, для приема которых предназначен радиоприемник. Так, при приеме

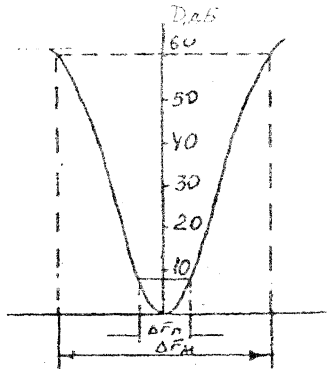


Рис.56

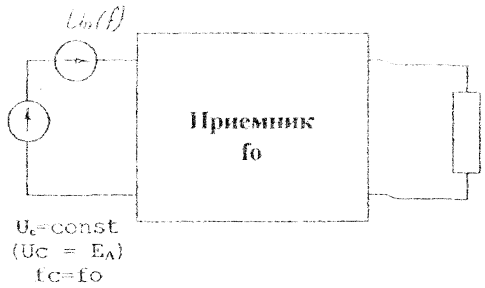


Рис.57

сигналов с однополосной модуляцией промежуточная частота может отличаться от номинального её значения на 10-12 Гц. Это означает, что первый гетеродин на рабочей частоте 60МГц должен иметь относительную нестабильность порядка $1*10^{-7}$ (абсолютная нестабильность 5-6 Гц).

6. Способ настройки и время настройки приемника. В автоматизированных радиоприемниках применяется автоматическая настройка не только гетеродинов, но и входных цепей и УРЧ. Причем требуемое время настройки приемника с одной частоты на другую должно быть порядка 1с и менее. Принципы и способы настройки гетеродинов приемника такие же, как и у синтезатора частот. В приемнике одновременно с настройкой гетеродина должна

происходить сопряженная настройка входной цепи и контуров УРЧ.

В настоящее время применяются следующие способы настройки этих элементов приемника:

- механическая перестройка путем изменения емкости переменных конденсаторов с помощью двигателя;

- электрическая перестройка контуров с помощью вариканов;

- коммутация ограниченного числа фильтров, рассчитанных для работы в определенной полосе;

- перестройка контуров путем дискретого изменения их емкости и индуктивности с помощью реле и набора конденсаторов и катушек.

Ни один из этих способов не является идеальным и имеет определенные недостатки.

УЭ-4.3.Общий тракт приема.

Общий тракт приема служит для обработки всех видов сигналов, и включает в себя входную цепь, УРЧ, смесители и тракты усиления сигнала на промежуточных частотах (см.рис.51).

Во входной цепи и УРЧ осуществляется фильтрация и усиление сигнала на рабочей частоте. Здесь применяются сравнительно широкополосные, перестраиваемые фильтрующие цепи. Они практически не влияют на избирательность приемника по соседним каналам приема, поэтому тракт приемника до первого смесителя можно считать трактом предварительной избирательности и усиления. На этот тракт определяет важнейшие характеристики приемника: чувствительность, избирательность по побочным каналам приема, нелинейную избирательность, время перестройки.

В тракте УПЧ производится дальнейшее усиление и фильтрация сигнала. Здесь могут применяться фильтры с полосой пропускания, согласованной с шириной спектра принимаемого сигнала.

В этом случае обеспечивается необходимая избирательность по соседним каналам приема. Количество преобразований частоты зависит от выбора номиналов первой и последней промежуточных частот, а также структуры синтезатора, который, как правило, применяется в приемнике и возбудителе соответствующего передатчика.

Назначение элементов общего тракта.

Выше было рассмотрено влияние входной цепи и УРЧ на основные характеристики приемника. Подводя итог проведенному анализу, нужно отметить, что входная цепь и УРЧ определяют чувствительность, многосигнальную избирательность и избирательность по побочным каналам приема, а от их элементной базы зависит время настройки приемника.

В трактах УПЧ осуществляется дальнейшее усиление и фильтрация сигнала, обеспечивается избирательность по побочным каналам второго преобразования и в значительной мере избирательность по соседним каналам.

Типовая структура тракта промежуточной частоты показана на рис.58. Нагрузкой смесителя является, как правило, многозвенный полосовой фильтр, обеспечивающий выделение полезного сигнала и эффективное подавление всех побочных комбинационных колебаний на выходе смесителя. В литературе и в технических описаниях такой фильтр называют фильтром сосредоточенной селекции (ФСС). Это название подчеркивает отличие структуры, представленной на рис.58, от широко применяемой ранее структуры, где результирующая характеристика избирательности тракта формировалась за счет простейших фильтров, служащих нагрузками нескольких каскадов усиления. Поскольку фильтр в какой-то мере должен быть согласован со спектром принима- -

емого сигнала, в тракте промежуточной частоты применяются несколько коммутируемых фильтров: при приеме телеграфных сигналов - с полосой пропускания порядка 5 кГц, а-при приеме телефонных сигналов - порядка 15-20 кГц. После второго смесителя в тракте второй промежуточной частоты может применяться и фильтр нижних частот.

Усилитель в схеме рис.58 служит, в основном, для компенсации затуханий сигнала в смесителе и полосовом фильтре. Обычно коэффициент усиления в трактах УПЧ общего тракта приема невелик и имеет величину 10-15. Это оправдано с точки зрения многосигнальной избирательности: при большом усилении любой каскад УПЧ может перейти в, нелинейный режим под воздействием сильной помехи, не подавленной в тракте УРЧ.

Высокие требования по линейности предъявляются к первому смесителю приемника. Досигается это соответствующими схемными решениями. Например, в кольцевых диодных смесителях в каждом плече включают последовательно несколько диодов (рис.59).Если для одого диода допустимое напряжение помехи $U_{п\ доп}$ =0,1÷0,15В, то для n - диодов, включаемых последовательно, $U_{п\ доп}$ увеличивается в n-раз.

В тракте УПЧ приемника широко применяется автоматическая регулировка усиления (АРУ), служащая для уменьшения коэффициента усиления приемника при сильных входных сигналах. Этим обеспечивается линейность всего тракта приемника и поддерживается постоянное напряжение сигнала на входе демодулятора.

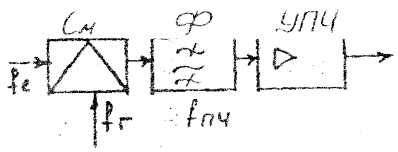


Рис.58

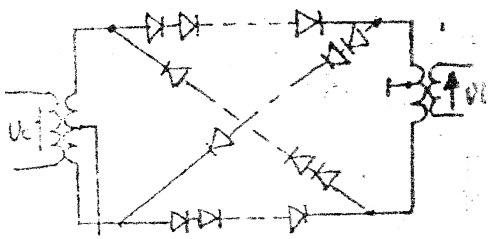


Рис.59

Схема АРУ показана на рис.60,а. Напряжение сигнала с выхода регулируемого тракта подается на детектор АРУ, и выпрямленное напряжение, пропорциональное уровню сигнала, используется для регулировки коэффициента усиления каскадов усилителя. Чем больше уровень сигнала, тем меньше должен быть коэффициент усиления. Включается АРУ, как правило, при замираниях сигнала. Постоянная времени RC фильтра может изменяться в зависимости от скорости наблюдаемых замираний. При этом следует обеспечить выполнение двух условий: постоянная времени τ=RC должна быть меньше периода замираний и одновременно значительно больше периода модуляции сигнала.

При редких изменениях уровня принимаемого сигнала (изменение дальности связи, мощности передатчика и т.д.) целесообразно использовать ручную регулировку усиления (РРУ). В режиме РРУ напряжение регулирования подается от источника постоянного тока и изменяется с помощью потенциометра, ручка которого выводится на переднюю панель приемника (усиление ВЧ).

Напряжение регулирования в усилителях на транзисторах или микросхемах, чаще всего воздействует на межкаскадные связи. Пример такой схемы показан на рис.60,б. Здесь напряжение АРУ изменяет коэффициент передачи делителей напряжения, включаемых между каскадами усилителя. При увеличении напряжения АРУ (по модулю) диоды открываются, уменьшается их сопротивление $R_д$ и коэффициент передачи делителя.

В современных приемниках предусматривается система встро-

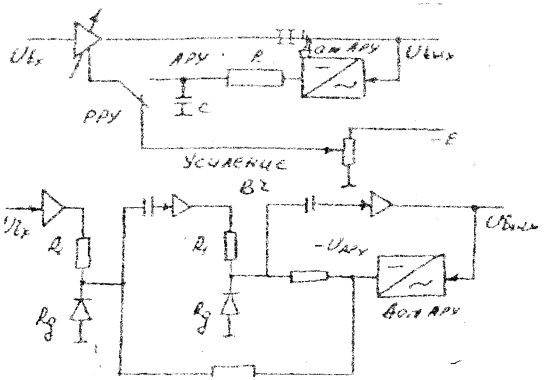


Рис.60

енного контроля для проверки работоспособности приемника. Один из этапов – проверка исправности приемника на любой рабочей частоте. Контрольный сигнал создается в самом приемнике путем обратного преобразования частоты (ОПРЧ). Эта задача решается весьма просто в дополнительном блоке, структурная схема которого приведена на рис.61. Если в общем тракте приема преобразование частоты сигнала ко второй промежуточной частоте осуществляется в соответствии с выражением $f_{пч2}=f_c-fr_1-fr_2$ откуда

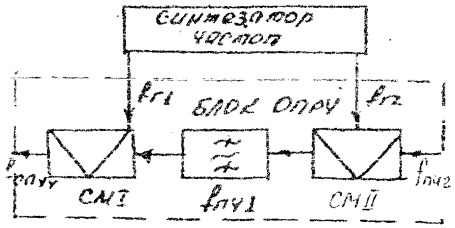


Рис.61

$f_c = f_{пч2}+fr_1+fr_2$

то в смесителях СМ1 и СМII тракта ОПРЧ $f_{опрч}= f_{пч2}+fr_1+fr_2$ тогда $f_{опрч}$ будет равна частоте настройки приемника f_c. Если в приемнике производится три преобразования частоты, то и блок ОПРЧ должен содержать три смесителя.

В качестве колебания с последней промежуточной частотой (на рис.61 $f_{опрч}$) может быть использовано колебание дополнительного гетеродина, обеспечивающего прием сигнала АТ, или местная несущая от синтезатора, или колебание от внешнего источника. Из схемы рисунка видно, что блок ОПРЧ представляет

собой упрощенный вариант возбудителя. В нем нет необходимости добиваться большого подавления побочных колебаний и потому он не содержит сложных фильтров. Аналогично тому, как это делается в приемнике, можно и в возбудителе создавать упрощенный тракт "приема", обеспечивающий преобразование выходного сигнала к частоте, на которой первоначально формируются сигналы (например, 128 кГц). Этот тракт можно использовать для оценки параметров радиопередатчика и в системах настройки передатчика.

УЭ-4.4. Тракты приема телефонных сигналов с амплитудой А3 , частотной Ч3 и однополосной модуляцией

Структура частного тракта приема сигналов А3 показана на рис.62. Полосовой фильтр должен иметь полосу пропускания, примерно равную ширине спектра сигнала А3, т.е. порядка 7-8 кГц. Поскольку прием АМ сигналов ведется и при работе с передатчиками невысокой стабильности частоты, ширину полосы пропускания фильтра иногда увеличивают до 15-20 кГц.

Усилитель сигналов промежуточной частоты служит для компенсации потерь, вносимых полосовым фильтром, и усиления сигнала до уровня, необходимого для нормальной работы демодулятора. В тракте УПЧ применяется регулировка усиления – автоматическая или ручная (АРУ или РРУ).

В качестве демодулятора используется амплитудный детектор, собранный, как правило, на полупроводниковом диоде. В тракте усиления звуковой частоты (УЗЧ) обычно применяется ручная регулировка усиления, а нагрузкой выходного каскада являются головные телефоны, усилитель динамика или линии (внешняя нагрузка).

Структура частного тракта приема сигналов ЧМ показана на рис.63. Он содержит полосовой фильтр, усилитель, ограничитель, частотный детектор и усилитель звуковой частоты. При приеме узкополосных сигналов ЧМ с девиацией частоты $\Delta f_м = 5$кГц необходимая ширина полосы пропускания фильтра составляет 15-17 кГц. Один или несколько каскадов УПЧ работают в режиме амплитудного ограничения сигнала. АРУ в тракте УПЧ не применяется: при сильных входных сигналах в режиме ограничения начинают работать дополнительные каскады УПЧ и обеспечивается более эффективное ограничение. Ограничение сигнала по амплитуде необходимо для устранения возможной паразитной амплитудой модуляции сигнала, так как частотный детектор реагирует на

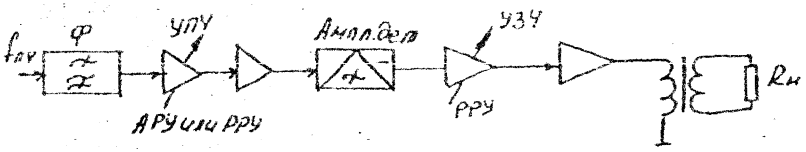


Рис. 62

изменение не только частоты, но и амплитуды сигнала. Кроме того, в режиме ограничения наблюдается подавление шумов приемника и подавление помех, имеющих меньший уровень по сравнению с сигналом. Частотный детектор выполняется обычно по схеме

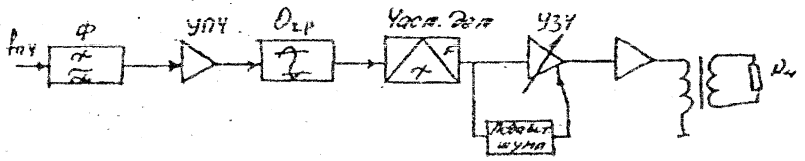


Рис.63 Частный тракт приема сигналов ЧМ (ЕЗ)

со взаиморасстроенными или связанными контурами. Усилитель

детектора частоты аналогичен применяемому в частотном тракте приема сигналов АЗ.

При приеме ЧМ сигналов может применяться подавитель шумов. Назначение его состоит в том, чтобы уменьшить шум на выходе УЗЧ при отсутствии ЧМ сигнала на входе приемника. Работа одной из схем подавителя шумов показана на рис.64. При отсутствии сигнала на выходе частотного детектора наблюдается шум с достаточно широким и равномерным спектром $G_{ш}$ (рис.64,а). С помощью фильтра $Ф_{подш}$, в качестве которого может применяться фильтр верхних частот или полосовой фильтр, выделяются составляющие шума в полосе, лежащей за пределами спектра звукового сигнала. Выделенное напряжение шума усиливается, детектируется и используется для полного или частичного запирания УЗЧ. При наличии ЧМ сигнала с уровнем, превосходящим порог ограничения, уровень шума на выходе частотного детектора вследствие эффекта подавления значительно уменьшается (рис.64,б) и происходит отпирание УЗЧ.

Как следует из принципа работы подавителя шумов, при его включении пороговые свойства приемника ЧМ проявляются более резко, и прием

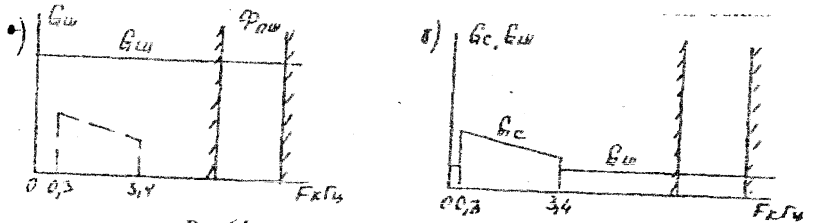


Рис.64

слабых сигналов становится невозможным, что эквивалентно ухудшению чувствительности приемника и приводит к уменьшению дальности связи.

Тракт приема телефонных сигналов с однополосной модуляцией А3J, А3А, А3Н.

Структура частного тракта приема сигналов с однополосной модуляцией (ОМ) показана на рис.65.

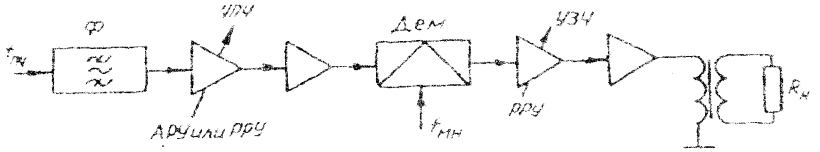


Рис.65. Частный тракт приема сигналов ОМ(А3)

Он содержит полосовой фильтр, УПЧ, демодулятор и УЗЧ. Полосовой фильтр должен выделить полезный сигнал и подавить все помехи, лежащие вне полосы полезного сигнала. Прежде всего необходимо подавить помехи в другой полосе частот (рис.66,а), так как демодулятор не различает сигнал по верхней или нижней боковой полосе. Помеха, расположенная в области частот, совпадающей с подавленной полосой частот НБП (рис.66,а), в результате преобразования частоты в демодуляторе будет иметь спектр, совпадающий со спектром полезного сигнала (рис.66,б). Поэтому требования к фильтру в частном тракте приема в устройстве формирования сигналов ОМ в возбудителе одни и те же: он должен обеспечить затухание в другой боковой полосе до 60дБ. Обычно применяются кварцевые фильтры, аналогичные тем, которые применяются в возбудителе.

Принцип работы демодулятора ОМ сигналов совпадает с принципом работы смесителя. На один его вход подается сигнал, на другой колебание местной несущей с частотой fмн, в идеальном

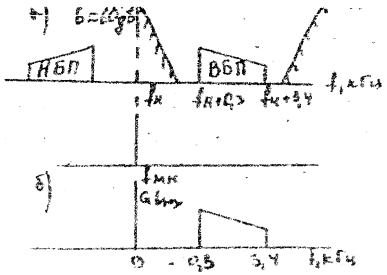


Рис.68

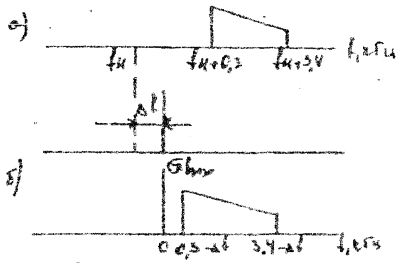


Рис.67

равной $f_н$ (см.рис.66). На выходе демодулятора выделяется колебание разностной, т.е. звуковой, частоты. Спектр выходного звукового колебания лежит в области 0,3-3,4 кГц.

Из рис.66 и описания работы демодулятора видно, что процесс преобразования сигнала в нем не зависит от принимаемой полосы частот. При приеме сигнала ВБП или НБП на выходе образуется звуковой сигнал со спектром в пределах 0,3-3,4 кГц. Это значит, что тракты приема сигналов ВБП и НБП должны различаться только фильтрами: в одном случае фильтр выделяет сигнал ВБП, в другом - сигнал НБП.

При приеме ОМ сигналов предъявляются высокие требования к точности частоты восстановленной несущей. На рис.67 показано, что ошибка в частоте fмн приводит к смещению спектра звукового сигнала на величину Δf и, естественно, к искажению сигнала. При обычной телефонной работе допустима ошибка Δf=50-100Гц. При этом сохраняется разборчивость речи. Если применяется уплотнение телефонного канала или используется специальная аппаратура, то допустима ошибка Δf=10-12Гц. При работе в обычных условиях ошибка (асинхронизм частот радиолиний) невелика: она складывается из нестабильности частоты возбудителя и гетеродинов приемника и не превосходит указанной величины.

Другая ситуация возникает при работе с быстролетящими объектами, когда за счет эффекта Доплера несущая частота сигнала может изменяться по отношению к номиналу на десятки и сотни герц ($\Delta f_д = [V/C]f$), где V - скорость движения объекта; C - скорость света). В этом случае в приемнике необходима автоматическая подстройка частоты (АПЧ).

Возможны два варианта работы системы АПЧ. В первом случае в качестве источника местной несущей применяется управляемый

генератор, который синхронизируется пилот-сигналом, т.е. в данном случае fми устанавливается равной $f_п$. Напомним, что $f_п$ - значение частоты пилот-сигнала, которое в данном случае будет отличаться от номинала последней промежуточной частоты, например 128 кГц. Во втором случае частота fми не изменяется, а величина $f_п$ всегда поддерживается равной номиналу, т.е. 128 кГц. Это достигается путем управления частотой одного из гетеродинов приемника (удобнее управлять частотой гетеродина работающего на фиксированной частоте). Такой принцип работы системы АПЧ - реализован в радиоприемнике Р-160П, где при включенной АПЧ регулируется частота третьего гетеродина. Первый способ АПЧ имеет серьезный недостаток. При больших отклонениях частоты пилот-сигнала от номинала часть спектральных составляющих может выйти из полосы пропускания фильтра на входе тракта, что приведет к искажению сигнала.

В частном тракте приема ОМ сигналов применяются автоматическая и ручная регулировка усиления. При работе в режиме АРУ напряжение вырабатывается или за счет усиленного и продетектированного сигнала ВБП и НБП (АРУ по спектру) или за счет выделенного пилот-сигнала (АРУ по пилот-сигналу). Второй вариант возможен при приеме сигналов с остатком несущей или полной несущей (А3А или А3Н).

УЭ-4.5. Частотные тракты приема телеграфных сигналов АТ(А1),ЧТ(F1),ДЧТ(F6)

Слуховой прием сигналов амплитудного телеграфирования (АТ) производится путем дополнительного преобразования частоты, при котором сигнал АТ на промежуточной частоте преобразуется в сигнал АТ на звуковой (тональной) частоте, различимый на слух с помощью телефонов.

Структура частного тракта приема сигналов АТ показана на рис.68. Частный тракт содержит полосовой фильтр, усилитель промежуточной частоты, смеситель, местный дополнительный гетеродин, фильтр нижних частот и усилитель звуковой частоты. Полосовой фильтр служит для выделения спектра принимаемого сигнала и подавления помех, в том числе и зеркальной, обусловленной последним преобразованием частоты (рис.69). Ширина спектра сигнала АТ при скорости телеграфирования 20-25 бод со-

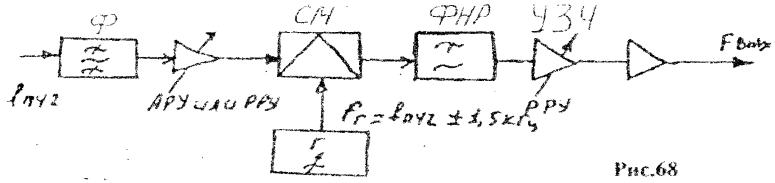


Рис.68

ставляет примерно 100-125 Гц. Поэтому полоса пропускания полосового фильтра с учетом нестабильности частоты в радиолинии выбирается порядка 200-300 Гц (режим АТ-У - узкая полоса). Кроме того, применяется фильтр с шириной полосы 1-1,5 кГц (режим АТ-Ш – широкая полоса). Этот режим предусмотрен для приема сигналов передатчиков старого парка с невысокой стабильностью частоты.

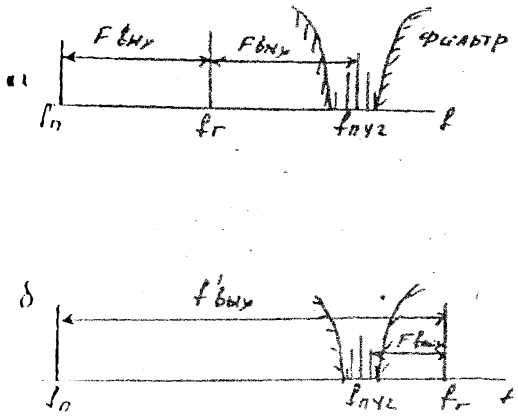


Рис.69

Частота гетеродина должна быть установлена больше или меньше $f_{пч2}$ на величину $F_{вых}$. Наиболее благоприятной для приема на слух является частота $F_{вых}$ = 0,8-1 кГц. Поэтому частота fг должна

изменяться в пределах +- (1-1,5кГц) от номинальной промежуточной частоты. Изменяя fг и устанавливая fг<$f_{пр2}$ или fг>$f_{пр2}$ можно в некоторой степени бороться с помехами (см. рис.69), добиваясь того, чтобы преобразованная частота помехи имела или очень малое, или большое значение. Так при выборе fг, показанном на рис.69а, частоты сигнала $F_{вых}$ и помехи $F'_{вых}$ примерно одинаковы. И если помеха с помощью фильтра будет подавлена недостаточно, её невозможно отличить от сигнала А при выборе fг>$f_{пр2}$ (см.рис.69,б) частота помехи $F'_{вых}$ будет значительно больше частоты сигнала $F_{вых}$ и опытный оператор может отличить по тону сигнал от помехи.

Слуховой прием сигналов ЧТ. Схему рис.68 можно использовать и для слухового приема сигналов ЧТ. Преобразование сигнала ЧТ показано на рис.70. Частота гетеродина fг выбирается так, чтобы звуковая частота в момент "нажатия" (fв-fг=$F_{вых}$) имела достаточно благоприятную для приема на слух величину, т.е. $F_{вых}$=600-800 Гц. Тогда в момент "отжатия" выходная частота $F'_{вых}$=$f_б$ –fг будет ниже на величину частотного сдвига fв-$f_б$. Наиболее удобны для слухового приема сигналы ЧТ с большими частотными сдвигами, например ЧТ-500.

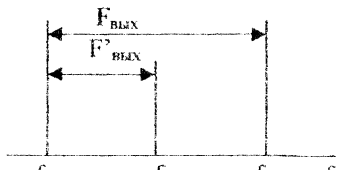


Рис.70. Преобразование сигнала ЧМ при слуховом приеме

Тракт приема сигналов ЧТ(F1) и ДЧТ (F6) для буквопечатания.

В общем виде структурная схема частного тракта показана на рис.71. На входе частотного тракта включен полосовой фильтр, обеспечивающий выделение принимаемого сигнала. Если приемник

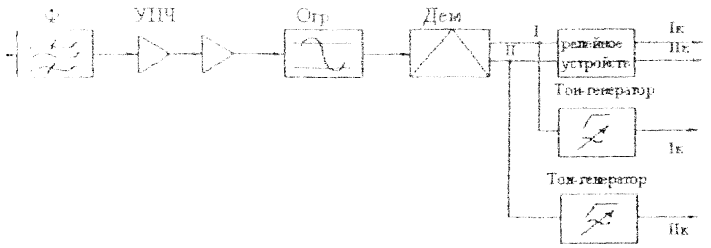


Рис 71. Частный тракт приема сигналов ЧТ(F1) и ДЧТ(F6) для буквопечатания.

рассчитан на прием сигналов с различными частотными сдвигами, применяется переключение нескольких фильтров с полосами пропускания, соответствующими ширине спектра сигнала. В тракте УПЧ работает без APV, обеспечивая максимальное усиление, так как перед демодулятором применяется ограничение сигнала. Амплитудный ограничитель устраняет паразитную амплитудную модуляцию сигнала и до некоторой степени импульсные помехи.

Демодулятор предназначен для формирования посылок постоянного тока (напряжения). Реальные схемы частных трактов отличаются главным образом способом построения демодулятора. Основные виды демодуляторов будут рассмотрены ниже.

Телеграфные сигналы с выхода демодулятора поступают на релейные устройства, которые обеспечивают управление цепями телеграфных аппаратов. Одновременно телеграфные сигналы поступают на так называемые тон-генераторы для слухового контроля приема сигналов ЧТ и ДЧТ. Тон-генератор может быть использован и для слухового приема сигналов, если ведется слуховая работа в одном из каналов. Тон-генератор представляет собой генератор звуковой частоты (1-2 кГц), который включается при наличии положительного напряжения на его входе, что соответствует посылке "нажатия", и выключается при наличии отрицательного напряжения ("отжатие").

Схемы демодуляторов. Наиболее простой может быть схема демодулятора при приеме сигналов ЧТ. В этом случае может применяться обычный частотный детектор, характеристика которого показана на рис.72. Если входной сигнал имеет частоту fв, напряжение на выходе частотного детектора Uв>0, если входной сигнал имеет частоту $f_б$, то ему соответствует $U_б$<0. Такой демодулятор может применяться для приема сигналов ЧТ с несколькими частотными сдвигами, а также для приема сигналов с невысокой стабильностью частоты. Правда, в последнем случае напряжение Uв и $U_б$ будут несимметричны относительно нуля и даже оба могут быть одновременно больше или меньше нуля. Поэтому после такого частотного детектора приходится применять специальные схемы симметрирования.

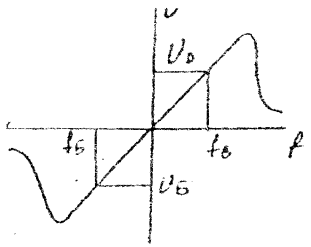


Рис.72. Характеристика демодулятора для приема сигналов ЧТ.

Таблица 4.5.1

Частота	f_A	$f_Б$	$f_В$	$f_Г$
1 канал	-	-	+	+
2 канал	-	+	-	+

Частотный детектор обычно строится по схеме с взаимно расстроенными контурами. Для повышения стабильности и точности его номинальной частоты f_A в качестве контуров применяются узкополосные кварцевые фильтры.

Для приема сигналов ДЧТ обычный частотный детектор неприменим. При ДЧТ четырем частотам сигнала соответствуют комбинации посылок в каналах (табл.4.5.1).

В ряде радиоприемников демодулятор для приема сигналов ДЧТ содержит четыре узкополосных разделительных фильтра и диодный дешифратор. Упрощенная схема демодулятора показана на рис.73. С каждым разделительным фильтром связана пара диодных детекторов: с фильтром Ф детектор, содержащий диод Д1и нагрузку R_1 и C_1 и детектор, содержащий диод Д2 и нагрузку R_2 и C_2. Как видно из схемы, если сигнал имеет частоту f_A, на выходе обоих каналов создается отрицательное постоянное напряжение. Если сигнал имеет частоту $f_Г$, на выходе обоих каналов создается положительное постоянное напряжение. При частотах $f_Б$ и $f_В$ демодулятор обеспечивает формирование посылок постоянного напряжения в соответствии с табл.

Выходным устройством демодулятора в каждом канале обычно является триггер, создающий выходное напряжение с фиксированными уровнями (например, 0 и +10В).

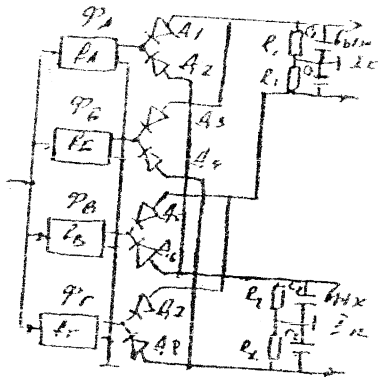


Рис.73. Демодулятор сигналов ДЧТ

Содержание

1.	УЭ-1. Общая характеристика радиосвязи, сведения об антеннах	1
2.	УЭ-1.1. Линия и канал радиосвязи	1
3.	УЭ-1.2. Основные физические свойства радиоволн. Деление радиоволн на поддиапазоны.	4
4.	УЭ-1.3. Условия распространения радиоволн различных диапазонов. Влияние ядерных взрывов на распространение радиоволн.	7
5.	УЭ-1.4. Антенные устройства, излучение электромагнитной энергии.	14
6.	УЭ-1.5. Основные электрические параметры антенн.	19
7.	УЭ-1.6. Антенны для радиосвязи земными волнами.	26
8.	УЭ-1.7. Антенны для радиосвязи ионосферными волнами.	38
9.	УЭ-2. Формирование непрерывных и дискретных радиосигналов.	51
10.	УЭ-2.1. Формирование радиосигналов с однополосной модуляцией (ОМ).	51
11.	УЭ-2.3. Формирование радиосигналов амплитудной телеграфии (АТ)	61
12.	УЭ-2.4. Формирование частотно-манипулированных радиосигналов (ЧТ и ДЧТ)	64
13.	УЭ-3. Структура и основные характеристики радиопередатчиков.	77
14.	УЭ-3.1. Назначение и состав радиопередатчиков.	77
15.	УЭ-3.2. Основные технические характеристики радиопередатчиков и требования предъявляемые к ним.	81
16.	УЭ-3.3. Назначение и общая структура возбудителя.	86
17.	УЭ-3.4. Назначение усилителя мощности и требования, предъявляемые к нему.	88
18.	УЭ-3.5. Резонансные усилители мощности.	90
19.	УЭ-3.6. Согласующие антенные устройства.	97
20.	УЭ-4. Структура и основные характеристики супергетеродинного приемника	98
21.	УЭ-4.1. Структурная схема супергетеродинного приемника.	98
22.	УЭ-4.2. Основные характеристики радиоприемника.	104
23.	УЭ-4.3. Общий тракт приемника.	109
24.	УЭ-4.4. Тракты приема телефонных сигналов с амплитудой А3, частотной F3 и однополосной модуляцией.	114
25.	УЭ-4.5. Частные тракты приема телеграфных сигналов АТ(А1), ЧТ(F1), ДЧТ(F6).	119

Стефаненко Павло Вікторович

ОСНОВИ РАДІОПЕРЕДАЧІ ТА РАДІОПРИЙОМУ

Учбовий посібник

Рекламно-видавнича агенція ДонДГУ
83000, м. Донецьк, вул. Артема, 58,
Гірничий інститут, 9-й учбовий корпус
Тел.: (0622) 99-99-94, 90-36-31

Редактирование, корректура и редакционно-техническое оформление *Ю.В. Кошкаровой*
Компьютерная верстка *В.Л. Хомченко*

Подписано в печать 17.09.2000 г. Формат 60×84 $^1/_8$. Бумага PolSpeed. Печать цифровая трафаретная. Усл. печ. л. 14,53. Уч. –изд. л. 14,19. Тираж 200 экз. Заказ № 607. Цена договорная.