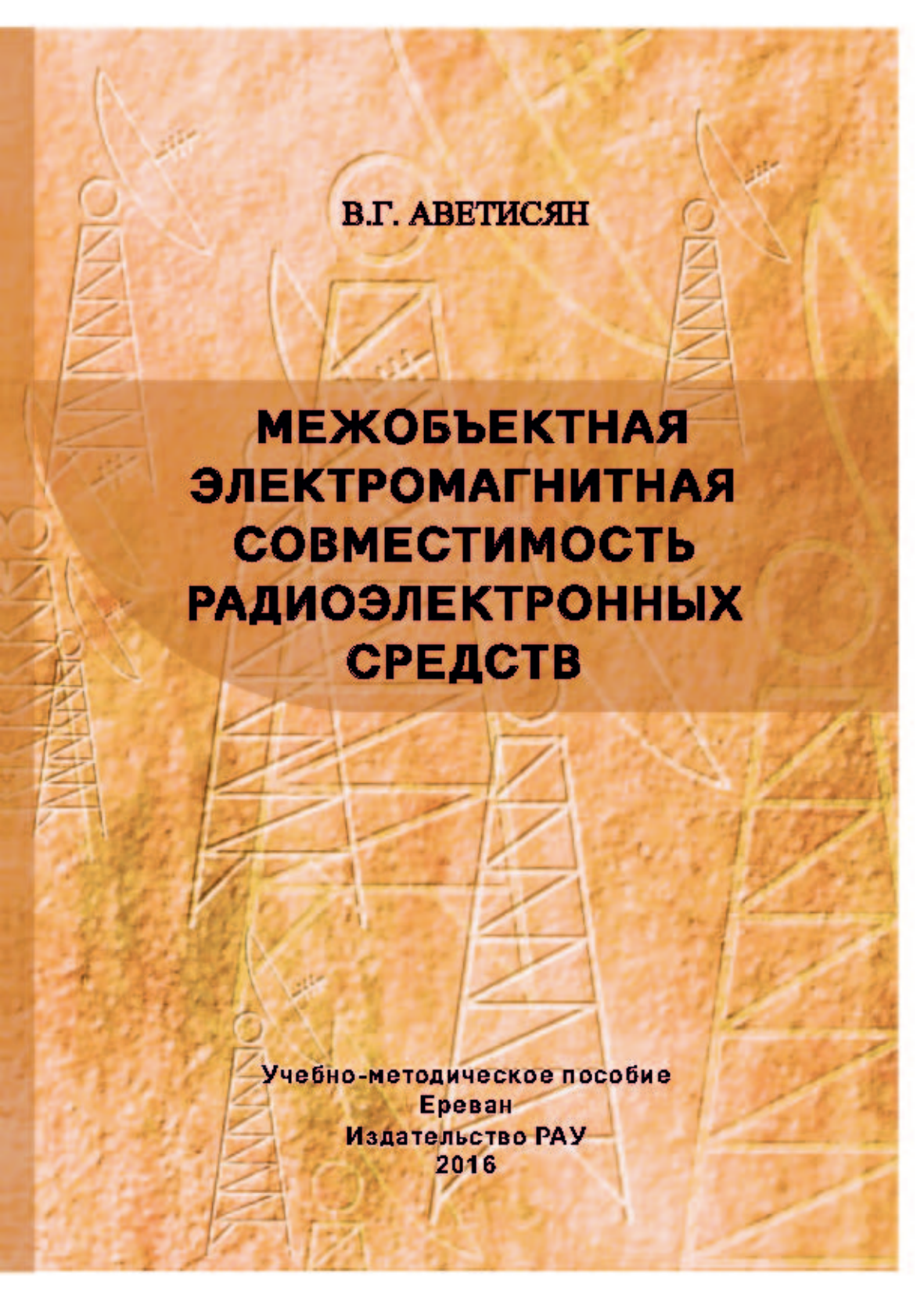




В.Г. АВETИCЯН

**МЕЖОБЪЕКТНАЯ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ
СОВМЕСТИМОСТЬ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ
СРЕДСТВ**

**Учебно-методическое пособие
Ереван
Издательство РАУ
2016**

В.Г. АВЕТИСЯН

**МЕЖОБЪЕКТНАЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ
СОВМЕСТИМОСТЬ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ
СРЕДСТВ**

Учебно-методическое пособие

**Ереван
Издательство РАУ
2016**

ՀԱՅ-ՌՈՒՍԱԿԱՆ ՊԵՏԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ

Վ.Հ. ԱՎԵՏԻՍՅԱՆ

**ՈԱԴԻՈԷԼԵԿՏՐՈՆԱՅԻՆ ՄԻՋՈՑՆԵՐԻ
ՄԻՋՕԲՅԵԿՏԱՅԻՆ ԷԼԵԿՏՐԱՄԱԳՆԻՍԱԿԱՆ
ՀԱՄԱՏԵՂԵԼԻՈՒԹՅՈՒՆ**

Ուսումնամեթոդական ձեռնարկ

**Երևան
ՀՌՀ հրատարակչություն
2016**

РОССИЙСКО-АРМЯНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

В.Г. АВЕТИСЯН

**МЕЖОБЪЕКТНАЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ
СОВМЕСТИМОСТЬ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ
СРЕДСТВ**

Учебно-методическое пособие

**Ереван
Издательство РАУ
2016**

УДК 621.37(07)

ББК 32 я 7

А 199

Печатается по решению РИС и НТС РАУ

Аветисян В.Г.

- А 199 Межобъектная электромагнитная совместимость радио-
электронных средств: Учебно-методическое пособие /
В.Г. Аветисян. – Ер.: РАУ, 2016. – 126 с.

Пособие соответствует учебному плану магистерской подготовки по дисциплине: «Электромагнитная совместимость радио-электронных средств» согласно государственного образовательного стандарта.

Представлено современное состояние общих вопросов управления и распределения радиочастотного спектра, приведены технические основы анализа и оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, включающие рассмотрение характеристик радиопередающих и радиоприемных устройств, их антенн, а также вопросов нормирования этих характеристик. Изложены критерии электромагнитной совместимости и принципы расчета полезных и мешающих сигналов. Описаны наземные и космические радиолинии, классификация их трасс и типы препятствий на наземных трассах. Рассмотрены особенности распространения радиоволн на космических и наземных трассах, вопросы оценки ослаблений сигналов в осадках и газах атмосферы. Отдельно внимание уделено вопросам оценки электромагнитной совместимости радиорелейных линий связи, а также наземной подвижной связи в городских условиях с учетом модели Окамура-Хаты.

Пособие предназначено для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки «Радиотехника», «Инфокоммуникационные технологии и системы связи». Будет полезным студентам направления «Радиофизика», аспирантам и специалистам отмеченных направлений.

УДК 621.37(07)

ББК 32 я 7

ISBN 984-9939-67-152-9

© Издательство РАУ, 2016

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	8
 ГЛАВА I. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ. МЕЖДУНАРОДНЫЙ СОЮЗ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ. ОСНОВЫ УПРАВЛЕНИЯ РАДИОЧАСТОТНЫМ СПЕКТРОМ	 10
§ 1. Основные понятия: радиосвязь, электромагнитная обстановка, искусственные помехи, электромагнитная совместимость	10
§2. Радиочастотный спектр. Международный Союз Электросвязи: цели и задачи	12
§3. Основы управления использованием радиочастотного спектра. Международная Таблица Распределения Частот. Районы и зоны мира. Главные категории и виды радиослужб	14
§4. Цели, задачи и финансирование Администраций Связи стран-участниц Конвенции МСЭ. Критерий распределения Парето	18
 ГЛАВА II. ТЕХНИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ АНАЛИЗА И ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ.....	 21
§1. Основы для анализа и оценки ЭМС	21
§2. Характеристики излучения РПДУ	22
§3. Внеполосное излучение РПДУ	26
§4. Побочное излучение РПДУ	31
§5. Шумовое излучение РПДУ	35

ГЛАВА III. ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ	37
§1. Характеристики РПУ	37
§2. Основные характеристики РПУ при односигнальном воздействии. Параметры основного канала РПУ	40
§3. Побочные каналы РПУ	48
§4. Характеристики РПУ при многосигнальном воздействии	52
ГЛАВА IV. ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН	54
§1. Классификация видов антенн и полей их излучения	54
§2. Основные параметры антенны	57
§3. Нормирование характеристик антенн	63
ГЛАВА V. КРИТЕРИИ ЭМС И ПРИНЦИПЫ РАСЧЕТА ПОЛЕЗНОГО И МЕШАЮЩЕГО СИГНАЛОВ	64
§1. Замирания сигнала и запас на замирания	64
§2. Защитное отношение и критерии ЭМС	69
§ 3. Соотношения для определения уровней мощностей полезного и мешающего сигналов	76
§4. Особенности распространения радиоволн на трассах Земля-Космос и на наземных трассах	84
ГЛАВА VI. ПРЯМАЯ ВИДИМОСТЬ, ПРОФИЛЬ И ПРОСВЕТ ТРАССЫ, КЛАССИФИКАЦИЯ ТРАСС, ВЫЯЛЕНИЕ ПРЕПЯТСТВИЙ И ИХ АППРОКСИМАЦИЯ.....	86
§1. Максимальное расстояние прямой видимости	86
§2. Профиль трассы и определение ее параметров.....	87

§3. Классификация трасс по их просвету и длине.....	93
§4. Процедура выявления полузатеняющих и затеняющих препятствий и аппроксимация их форм	95

ГЛАВА VII. ОСЛАБЛЕНИЕ СИГНАЛА В ОСАДКАХ И ГАЗАХ АТМОСФЕРЫ

100

§1. Ослабление сигнала в дожде на наземных трассах.....	100
§2. Ослабление сигнала в дожде на трассах Земля-Космос	103
§3. Деполяризация сигнала в дожде	106
§4. Ослабление сигнала в газах атмосферы	108

ГЛАВА VIII. ПРИНЦИПЫ ОЦЕНКИ ЭМС СЕТЕЙ НАЗЕМНОЙ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ

111

§1. Общие замечания к оценке сигналов в сетях наземной подвижной связи	111
§2. Модель Окамура-Хаты	112
§3. Оценка ЭМС сетей наземной подвижной связи	119

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

122

ЛИТЕРАТУРА

123

ВВЕДЕНИЕ

Проблема электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС) с развитием цивилизации на Земле становится все более насущной. Понятие ЭМС РЭС подразумевает такое состояние РЭС, при котором в любой момент времени их работы каждое из РЭС функционирует нормально в условиях помех, создаваемых непреднамеренно другими окружающими РЭС. При нашей настоящей информативности, по-видимому, излишне приводить примеры РЭС, осуществляющих тот или иной способ обмена информацией, или темпы их роста по всему миру, поскольку практически каждый человек нашей планеты на современном этапе так или иначе пользуется тем или иным видом РЭС в течение своей жизнедеятельности, независимо от места его жительства. Стремительно возрастающий уровень обмена информацией заставляет человечество осваивать все новые диапазоны радиочастот, ресурс которых, являясь общечеловеческим, все же ограничен. Для разумного использования и распределения этого ресурса между странами мира, а также внутри каждой страны, человечество в конце первой половине XX-го века создало международный орган под эгидой Организации Объединенных Наций – Международный Союз Электросвязи. Целью Союза является не только справедливое распределение радиочастотного ресурса между странами, но и разработка рекомендаций, норм по использованию эксплуатируемых и вводимых в эксплуатацию новых РЭС в условиях их ЭМС для обеспечения доступности к информации каждому члену сообщества.

Из изложенного выше следует значимость наличия специалистов, умеющих решать вопросы ЭМС РЭС и осуществлять необходимые мероприятия в этой области. При решении проблем, касающихся ЭМС РЭС, необходимы понимание качественной и количественной оценки явлений при распространении радиоволн, знание и учет параметров радиопередающих и радиоприемных устройств РЭС, а также их антенных систем. Пе-

речисленная совокупность основана на предварительном изучении студентами в программе подготовки радиотехнического и телекоммуникационного направлений таких специальных дисциплин, как «Электромагнитные поля и волны», «Распространение радиоволн», «Антенно-фидерные устройства», «Устройства приема и обработки сигналов» и «Радиопередающие устройства». Курс по основам теории ЭМС, согласно государственному образовательному стандарту высшего профессионального образования, является обязательным в программе магистерской подготовки отмеченных направлений. Предлагаемое пособие предназначено для изучения основ теории ЭМС и для формирования в этих направлениях специалистов, обладающих необходимыми знаниями и навыками для увязывания проблем ЭМС с их дальнейшей деятельностью.

Настоящее пособие одобрено решениями кафедры «Телекоммуникации» Института математики и высоких технологий (ИМиВТ) Российско-Армянского университета (РАУ) Республики Армения, Ученым советом ИМиВТ и Научно-техническим советом РАУ.

Автор выражает свою благодарность рецензентам, члену-корреспонденту Национальной Академии Наук Армении, д.ф.н. А.А. Ахумяну и заведующему кафедрой «Радиоустройства» Национального Политехнического Университета Армении к.т.н., доценту О.А. Гомцяну за критические замечания, а также Н.К. Огановой за помощь в оформлении настоящего пособия.

ГЛАВА I. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ. МЕЖДУНАРОДНЫЙ СОЮЗ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ. ОСНОВЫ УПРАВЛЕНИЯ РАДИОЧАСТОТНЫМ СПЕКТРОМ

§ 1. Основные понятия: радиосвязь, электромагнитная обстановка, искусственные помехи, электромагнитная совместимость

Взаимодействие между радиоэлектронными средствами (РЭС) в современных телекоммуникационных системах радиосвязи и радиотехнических систем различных назначений осуществляется через электромагнитные поля. Термин *«радиосвязь»* включает любой тип радиосвязи, осуществляемый посредством радиоволн [1], [2]. Сюда входят типы, применяющие распространяющиеся радиоволны в условиях свободного распространения, т.е. без искусственного волновода. Таким образом, этот термин охватывает радиовещание, радионавигацию, радиолокацию, спутниковую и космическую связь и т.д. В таких системах радиоволны излучаются и принимаются антеннами соответствующих РЭС.

Из-за взаимной проницаемости электромагнитных полей в любой области пространства в один и тот же момент времени существуют поля различных источников. В реальных условиях совокупность электромагнитных полей в рассматриваемой области пространства, определяемая как *«электромагнитная обстановка»* (ЭМО), может влиять на РЭС, ухудшая качество их функционирования. Если изменения ЭМО не влияют на информационные характеристики выходного сигнала исследуемой системы, то такая ЭМО является благоприятной. Если изменения ЭМО сопровождаются изменением информационных параметров сигнала или его маскировкой, то ЭМО считается неблагоприятной для исследуемой системы. Ясно, что качество функционирования РЭС зависит от уровня созданных взаимных помех в заданной ЭМО. При этом создаваемые помехи различают по виду их назначения. Если помеха, созданная источником *искусственного* проис-

хождения, не предназначена для нарушения функционирования РЭС, то она называется *непреднамеренной помехой*. В противном случае помеха считается *преднамеренной*.

Состояние работы РЭС, при которой в любой момент времени не создаются непреднамеренные допустимые помехи работе других РЭС, и не испытывают таких же помех со стороны других РЭС, т.е. обеспечивается их нормальная работа без недопустимых взаимных непреднамеренных помех, характеризуется термином их «*электромагнитной совместимости*» (ЭМС). В общем случае, определение ЭМС сводится к одновременному функционированию действующих РЭС в единой ЭМО с заданным качеством. В этом случае говорят, что работающие РЭС электромагнитно совместимы и соблюдается условие обеспечения ЭМС. В основном различают три ситуации оценки ЭМС [3–8].

Первая – оценка ЭМС в простейшем случае взаимодействия пары РЭС, расположенных на различных объектах, расстояние между которыми превышает минимальные дальние зоны антенн взаимодействующих РЭС. В этом случае оценивается влияние передатчика одного РЭС, который является *источником* непреднамеренных помех, на приемник другого РЭС или, как называют, на *рецептор*, который подвержен воздействию этой непреднамеренной помехи.

Вторая – оценка воздействия на рецептор многих РЭС – источников помех. Эти две ситуации составляют понятие *межобъектной ЭМС*.

Третья – оценка так называемой внутрисистемной ЭМС, что обуславливает понятие *внутриобъектной ЭМС*. В этом случае рассматриваются взаимосвязи между блоками отдельно взятого РЭС, а также взаимосвязи между РЭС, расположенных на одном объекте, и образующих радиоэлектронный комплекс. Здесь учитываются воздействия непреднамеренных помех со стороны каждого РЭС комплекса на рецептор – другого РЭС этого же комплекса. При этом рассматриваются возможные помехи, проникающие как с антенного входа рецептора, так и возможные помехи, проникающие через цепи питания, управления, заземления, а также возможные помехи, обусловленные недостаточной экранированностью средств и устройств рассматриваемого радиоэлектронного комплекса.

§ 2. Радиочастотный спектр. Международный Союз Электросвязи: цели и задачи

Радиочастотный спектр (РЧС) волн, как принято, условно охватывает диапазон частот от 1 Гц до 10^{12} Гц (1 ТГц). В переводе на длины волн это – длины от 300 000 км до 0.3 мм. По мере развития человечества для организации радиосвязи осваиваются все новые и новые диапазоны радиоволн приведенного спектра, однако освоенный спектр, так или иначе, является ограниченным природным ресурсом человечества. Из-за все возрастающего количества РЭС во всех сферах жизнедеятельности общества вопрос распределения и использования освоенного радиочастотного спектра с целью нормального функционирования действующих и вводимых в эксплуатацию РЭС был и является насущной проблемой общества. На международном уровне управление радиочастотным спектром и его использование решается Международным Союзом Электросвязи (МСЭ) – International Telecommunication Union (ITU), названным так в 1932 году, а с 1947 года имеющего статус специализированного учреждения Организации Объединенных Наций. В МСЭ входит 193 страны: штаб-квартира МСЭ находится в городе Женева (Швейцария). Он был учрежден на основе Международного Телеграфного Союза, основанного 17 мая 1865 года в Париже после того, как телеграфная связь в 1849 году была признана межгосударственной.

Основной целью МСЭ является обеспечение для каждого человека легкого и доступного в ценовом отношении доступа к информации и связи, направленного на оказание ощутимого содействия в социально-экономическом развитии людей. Это достигается либо путем разработки стандартов, используемых для создания инфраструктуры предоставления услуг электросвязи во всем мире путем справедливого управления и использования радиочастотного спектра и спутниковых орбит, помогающих донести беспроводные услуги до каждого уголка мира, либо посредством предоставления поддержки странам в осуществлении их стратегий развития электросвязи. Целью МСЭ также является обеспечение и расширение международного сотрудничества в региональном использовании всех видов связи, совершенствование технических средств, их эффективная эксплуатация.

На международном уровне управление РЧС осуществляется на основе Устава и Конвенции МСЭ. Правительства стран, которые ратифицировали Устав и Конвенцию, берут на себя следующие обязательства:

1. Применять Устав и Конвенцию в своих странах;
2. Разработать и принять к действию соответствующие национальные законы, в обязательном порядке основанные на положениях МЭС, заключенных в Уставе и Конвенции МСЭ.

Каждая страна-участница МСЭ создает свой орган управления – *Администрацию Связи*, ответственный за выполнение обязательств по отношению к МСЭ. В России этот орган называется Государственной Комиссией по радиочастотам (ГКРЧ). В Армении этот орган входит в Комиссию по управлению общественными услугами (Հանրային ծախսերի կառավարող հանձնաժողով).

МСЭ содержит в своем составе три сектора:

1. Сектор радиосвязи – **МСЭ-Р(ITU-R)**, содержащий два органа:
 - а) бюро радиосвязи (БР);
 - б) радиорегламентный Комитет (РРК).
2. Сектор развития электросвязи – **МСЭ-Д(ITU-D)**;
3. Сектор стандартизации электросвязи – **МСЭ-Т (ITU-T)**.

Все секторы имеют исследовательские комиссии. Сектор стандартизации электросвязи (МСЭ-Т) в наибольшей степени связан (на данный момент) с волоконно-оптическими сетями.

Порядок управления РЧС на международном уровне определяет Регламент Радиосвязи МСЭ [1]. Это документ, отражающий:

- а) постановление Всемирной Административной Конференции по Радиосвязи, созываемой примерно раз в четыре года;
- б) определение терминов к параметрам излучения радиосредств, к классификации излучений;
- в) порядок присвоения частот и координации действий стран в области использования частот;
- г) порядок мер против радиопомех.

Правила по реализации и применению определенных выше пунктов координируются и основаны на данных, приводимых в Международной Таблице Распределения Частот, которая обновля-

ется на Всемирных Административных Конференциях по Радиосвязи, проводимых с 1927 года.

§ 3. Основы управления использованием радиочастотного спектра. Международная Таблица Распределения Частот. Районы и зоны мира.

Главные категории и виды радиослужб

Управление радиочастотным спектром представляет собой комплекс административных и технических процедур, гарантирующих ЭМС РЭС [2]. Для обеспечения ЭМС между РЭС различных стран, а также внутри отдельной страны, производится управление РЧС на международном и национальном уровнях.

Со стороны МСЭ разработана Международная Таблица Распределения Частот (МТРЧ) – важнейший компонент Регламента Радиосвязи МСЭ. Полосы частот РЧС между странами и внутри стран производятся с учетом или в полном соответствии с МТРЧ между различными службами радиосвязи – *радиослужбами*, число которых около 40.

Верхняя частотная граница МТРЧ все время увеличивается по причине насыщения РЧС. В разные годы она составляла различные значения:

- 1927 г. – 60 МГц;
- 1948 г. – 10,5 ГГц;
- 1959 г. – 40 ГГц;
- 1979 г. – 225 ГГц.

Весь современный диапазон частот МТРЧ составляет на сегодняшний день диапазон частот от 9 КГц...400 ГГц. В основном современные радиосистемы используют диапазон до 200 ГГц. Частота выше 200 ГГц используется для целей радиоастрономии – наблюдение за космическими источниками с использованием пассивных служб, не излучающих в этом диапазоне РЭС.

В 1947г., на Всемирной Административной Конференции по Радиосвязи весь мир был разделен на три района, границы которых неизменны до сих пор. Карта районов мира представлена на Рис.1

- Район 1 – бывший СССР, Монголия, Африка, Европа, часть Азии;
- Район 2 – Северная и Южная Америка и Гренландия;
- Район 3 – Австралия, Океания и часть Азии, не вошедшая в район 1.

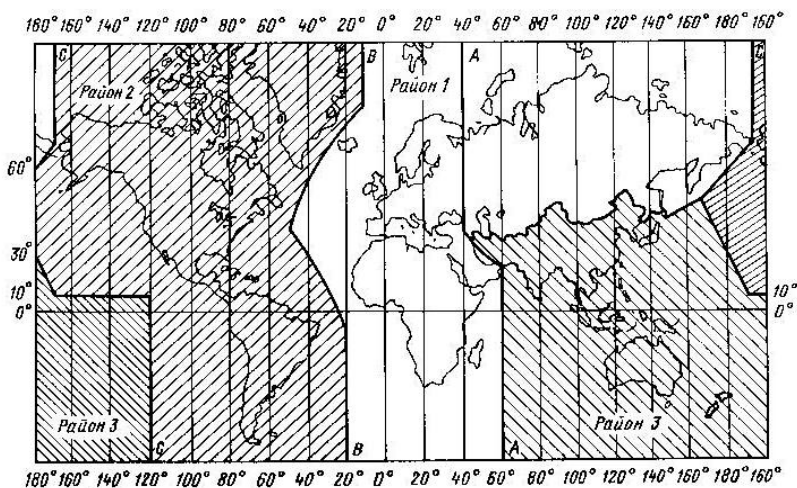


Рис. 1. Карта разделения мира на районы с целью распределения частот.

В МТРЧ выделены также три специальные зоны:

- *Тропическая зона радиовещания* – географическая зона, прилегающая к тропикам. Для нее отведены специальные полосы частот для национальных радиовещаний. Это обусловлено высоким уровнем помех и особенными условиями распространения радиоволн в этой зоне. В пределах этой зоны радиовещательная служба имеет приоритет перед другими радиослужбами, в которых она использует ряд полос частот.

- *Европейская зона радиовещания* – это северная часть района 1 и территории, прилегающие к Средиземному морю. Из-за чрезвычайно интенсивного радиовещания в этой зоне потребовалось создать особые планы распределения частот в ней. Европейская зона радиовещания представлена на Рис.2.



Рис 2. Европейская зона радиовещания.

• *Европейская морская зона* – также особая зона, включающая Белое море, южную часть Баренцева моря, Северное море, Балтийское, Средиземное и Черное моря, и прилегающую к Европе восточную часть Северной и Южной Атлантики.

Соответствующий порядок распределения частот вместе с полосами соответствующих радиослужб в этих Районах и Зонах определяется согласно МТРЧ, обновляемой в последние три десятилетия раз в 2–3 года. При этом, согласно МТРЧ, радиослужбы делятся на 3 главные категории с соответствующими распределениями по частотному признаку: *первичные, вторичные и разрешенные*.

Первичные службы могут на равных правах в одном и том же Районе или Зоне, или в различных Районах или Зонах, использовать одну и ту же данную полосу частот с учетом критериев совмещения по ЭМС, соответствующих им условий и ограничений. Если эта же полоса дана другой – по статусу – вторичной службе, то вторичная служба не должна создавать недопустимых помех первичным службам и не может требовать защиты от недопустимых помех со стороны первичных радиослужб. Однако вторичная радиослужба имеет равные права с другой вторичной радиослуж-

бой, на которой распределена та же полоса частот. Но для этих случаев критерии и условия совмещения не разработаны. Разрешенная служба имеет равные права с первичной радиослужбой, однако при распределении полос частот, т.е. при составлении частотных планов, первичная радиослужба имеет преимущества в выборе частоты перед разрешенной службой. В МТРЧ названия первичных служб в Районах или в Зонах напечатаны прописными буквами, названия разрешенных радиослужб – прописными буквами в косых скобках, а названия вторичных радиослужб – строчными буквами. Пример: ФИКСИРОВАННАЯ – это первичная радиослужба; /РАДИОЛОКАЦИОННАЯ/ – это разрешенная радиослужба; Подвижная – это вторичная радиослужба.

В МТРЧ радиослужбы подразделяются также на главные виды: *наземные* и *космические*. Если к определению конкретной радиослужбы добавляется слово «спутниковая», то эта радиослужба является космической. Станции космических радиослужб, в отличие от *наземных*, имеют следующие названия: «*земная станция*» и «*космическая станция*». *Земная станция* – это станция, расположенная на поверхности Земли, либо в основной части ее атмосферы и предназначенная для связи с одной или несколькими космическими станциями, либо с одной или несколькими подобными ей станциями с помощью отражающих спутников или других отражающих космических объектов. *Космическая станция* – это станция, расположенная на объекте, который находится или будет находиться за пределами основной части атмосферы Земли.

Ниже приведен перечень и определения некоторых из около 40 радиослужб, содержащихся в МТРЧ.

Фиксированная служба – радиосвязь между определенными фиксированными стационарными пунктами на Земле.

Подвижная служба – радиосвязь между подвижной и фиксированной стационарными станциями или подвижными станциями на Земле. Это – мобильная связь, связь для обслуживания такси, полиции, скорой помощи и т.д.

Воздушная служба – радиосвязь между определенными фиксированными пунктами предназначенная в основном для обеспече-

ния безопасности воздушной навигации, для регулярности, эффективности и экономичности воздушного транспорта. Это – в основном радиосвязь между радиомаяками, аэропортами, терминалами.

Радиовещательная служба – радиосвязь, передачи которой предназначены для населения. Это – передачи наземного звукового сигнала, телепередачи.

Служба радиоопределения – радиосвязь для целей радиоопределения.

Радионавигационная служба – радиосвязь для целей навигации транспорта, кораблей, самолетов.

Радиолокационная служба – радиосвязь для целей радиолокации.

Каждая из этих служб может носить воздушный, морской или сухопутный характер.

Воздушная спутниковая подвижная служба – подвижная спутниковая служба, в которой земные станции размещены на борту воздушного судна.

Радиовещательная спутниковая служба – радиосвязь, передачи которой предназначены для населения с помощью спутников-ретрансляторов.

§ 4. Цели, задачи и финансирование Администраций Связи стран-участниц Конвенции МСЭ. Критерий распределения Парето

Как ранее упоминалось, в отдельно взятой стране орган, осуществляющий положения Устава и Конвенции МСЭ в данной стране, осуществляет также управление РЧС.

В связи с растущей экономической и технологической интеграцией разных стран мира возникает проблема разумного использования РЧС как в мировом, так и в национальном масштабе. *Основная цель Администрации Связи каждой страны*, согласно Уставу и Конвенции МСЭ – повышение социальных благ и информативности населения в стране. Поэтому встает вопрос разумного перераспределения РЧС и в отдельно взятой стране.

К примеру, в США и странах блока НАТО частотный ресурс правительственного назначения, служб обороны и национальной

безопасности страны составляют примерно 30% РЧС. Остальные 70% отводятся для развития служб гражданского населения. В бывшем же СССР для служб гражданского населения отводилось 4% РЧС.

Для обеспечения упомянутой цели каждая страна, руководствуясь Уставом и Конвенцией МСЭ, разрабатывает мероприятия административного и технического характера не только у себя в стране, но и в взаимодействии с соседними странами. Это – вопросы и приграничной координации электромагнитных параметров радиоизлучений, унификации и универсализации технических средств для обеспечения своих нужд в радиосвязи.

Администрация Связи каждой страны, кроме этого, устанавливает порядок выделения частоты ведомствам и предприятиям, включая и частные, а также порядок проведения экспертизы на ЭМС. Естественно, для содержания аппарата Администрации Связи страны и поддержания ее работоспособности, необходимы финансовые затраты и правильное финансирование программы управления использованием радиочастотного спектра. Это способствует созданию благоприятных условий для внедрения новых радиослужб, новых услуг для населения, а также хороших условий для производителей оборудования.

Существуют и общеприняты три подхода к финансированию Администрации Связи страны и управлением РЧС:

- финансирование из бюджета;
- платежи за использование спектра. Это включает оплату некоторых или всех разрешений на использование спектра, выдаваемых Администрацией Связи;
- аукционы по продаже прав на использование того или иного участка РЧС. При этом как при аукционах, так и выдаче разрешений используется принцип временного использования отведенной Администрацией Связи выделенной полосы РЧС.

Естественно, каждая страна и МСЭ должны эффективно распределять ресурс РЧС с экономической точки зрения. В основе перераспределения лежат «критерии Парето» – по имени итальянского экономиста Вильфредо Парето.

Первый критерий Парето, называемый «критерием оптимальности», гласит:

- ресурс эффективно распределен, и общая прибыль от его распределения для общества максимальна, если его уже невозможно перераспределить так, чтобы кому-то стало лучше, и при этом не пострадал бы никто.

Такой вариант перераспределения ресурса весьма труднодостижим, поскольку во многих случаях вариантов перераспределения ресурса всегда найдется тот, кому станет хуже.

Поэтому используют *второй критерий Парето*, так называемый «потенциальный критерий», суть которого заключается в следующем:

- перераспределение должно приводить к росту социального благосостояния в целом и должно проводиться, если те, кому после перераспределения становится лучше, могут, в принципе, компенсировать потери тех, кому станет хуже, и иметь при этом большую прибыль, чем до перераспределения.

Это – общий подход к эффективному перераспределению любого ресурса в обществе и, в частности, и радиочастотного. Этот ресурс предполагает применение радиоволн, не признающих границ между государствами. Поэтому его распределение должно быть справедливым с точки зрения всего человечества и общества в конкретно взятой стране.

ГЛАВА II. ТЕХНИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ АНАЛИЗА И ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

§ 1. Основы для анализа и оценки ЭМС

При анализе ЭМС РЭС необходимо знание и понимание факторов, влияющих на их взаимодействие. Очевидно, что, в первую очередь, нужна информация о характеристиках радиопередающего устройства (РПДУ), являющегося частью РЭС в качестве источника радиопомех или полезного сигнала. Ясно, что уровень мощности создаваемой радиопомехи на выходе радиоприемного устройства (РПУ) рассматриваемого РЭС в качестве рецептора помехи, значительно зависит от характеристик РПДУ – вида и мощности передаваемого сигнала в полосе приема РПУ. Уровень радиопомехи на выходе РПУ существенным образом обусловлен также направленными свойствами антенных систем источника и рецептора радиопомехи, их взаимным расположением в пространстве и их согласованностью по поляризации. Следующим существенным фактором являются характеристики самого РПУ – чувствительность, избирательность и т.д. И, наконец, если источник и рецептор радиопомехи находятся на удалении, значительно большим их размеров и средней длины волны их взаимодействия, необходимо знание механизмов и особенностей распространения этой радиоволны на трассе радиолинии. Для совмещения работы РЭС в общих полосах частот и оценки их ЭМС разработаны соответствующие рекомендации со стороны МСЭ, в которых приведены также нормирования, например, на характеристики РПДУ, антенных устройств и т.д., которые будут рассмотрены далее.

Таким образом, для анализа и оценки ЭМС необходимо знание следующего:

- а) характеристик излучения РПДУ;
- б) характеристик приема РПУ;
- в) характеристик антенных систем взаимодействующих РЭС;
- г) механизмов и особенностей распространения радиоволн взаимодействия РЭС.

§ 2. Характеристики излучения РПДУ

В РПДУ генерируется несущее гармоническое колебание. Затем оно модулируется полезным сигналом и излучается антенной. В результате, на выходе передающей антенны, кроме *основного* (полезного) излучения, присутствует *неосновное* (нежелательное) радиоизлучение. На Рис. 3 изображена классификация излучений РПДУ, а на Рис. 4 – спектр плотности мощности радиоизлучений РПДУ [3–8].



Рис. 3. Классификация излучений РПДУ.

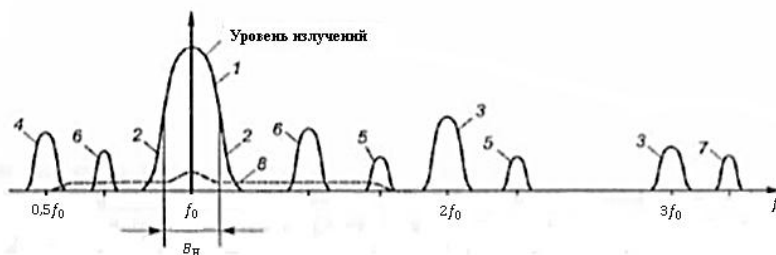


Рис. 4. Спектр плотности мощности радиоизлучений РПДУ:

1 – основного; 2 – внеполосного; 3 – на гармониках;
 4 – на субгармониках; 5 – комбинационного; 6 – интермодуляционного; 7 – паразитного; 8 – шумового; f_0 – частота несущей РПДУ; B_H – необходимая полоса частот излучения.

Необходимая полоса частот излучения B_H определяется как минимальная полоса частот, обеспечивающая передачу заданной информации с требуемым качеством и скоростью [3–5]. Величина B_H зависит от типа сообщения – аналоговое или цифровое и от вида его модуляции. Нормы на величину B_H для каждого типа сообщения и видов модуляции приведены в рекомендациях Регламента Радиосвязи МСЭ, или же эта величина может быть рассчитана на основе формул этих рекомендаций.

Классификация РПДУ

По правилам Регламента Радиосвязи излучения, РПДУ должны классифицироваться и обозначаться в соответствии с необходимой шириной полосы B_H и видом (классом) излучения сигналов по следующему принципу [1], [7]:

а) ширина B_H указывается перед обозначением класса и содержит три цифры и одну букву. Буква играет роль запятой, отделяющей целую часть B_H от дробной. Буквы применяются четырех видов и обозначают, соответственно:

H → герцы при частотах от 0,001...999 Гц;

K → килогерцы при частотах от 1кГц...999 кГц;

M → мегагерцы при частотах от 1МГц... 999 МГц;

G → гигагерцы при частотах от 1ГГц ... 999 ГГц.

Примеры:

Обозначение Н002 означает $B_H = 0,002$ Гц;

Обозначение Н300 означает $B_H = 0,3$ Гц;

Обозначение 25Н3 означает $B_H = 25,3$ Гц;

Обозначение 410Н означает $B_H = 410$ Гц;

Обозначение 5К10 означает $B_H = 5,1$ кГц;

Обозначение 23К6 означает $B_H = 23,6$ кГц;

Обозначение 2М45 означает $B_H = 2,45$ МГц;

Обозначение G025 означает $B_H = 0,025$ ГГц;

Обозначение 3G06 означает $B_H = 3,06$ ГГц;

б) классификация классов производится следующим образом. Классифицирующий код содержит пять символов. Первый, третий, четвертый и пятый символы – буквы, второй символ – цифра.

Первый буквенный символ указывает тип модуляции основной несущей:

- А – амплитудная двухполосная;
- Н, R, J – обозначают амплитудную однополосную модуляцию с разной степенью подавления несущей;
- F, G – угловая (частотная F и фазовая G модуляции).

Второй цифровой символ указывает характер сигнала, модулирующего основную несущую;

- 1, 2 – один канал цифровой информации;
- 3 – один канал аналоговой информации;
- 7 – два и более каналов, содержащих цифровую информацию;
- 8 – два и более каналов, содержащих аналоговую информацию.

Третий буквенный символ указывает тип передаваемой информации;

- А, Б – телеграфия;
- Е – телефония (включая звуковое радиовещание);
- D – передача данных, телеметрия, телеуправление;
- F – телевидение;
- W – сочетание вышеуказанных видов.

Четвертый буквенный символ указывает данные о передаваемом сигнале (или сигналах);

- В, С – двухпозиционный код с одинаковым числом элементов и одинаковой длительностью без исправления (В) и с исправлением (С) ошибок;
- G, J – передача звука вещательного (G) или коммерческого (J) качества;
- N – передача цветного телевидения.

Пятый буквенный символ указывает характер уплотнения каналов;

- N – без уплотнения;
- F, T – частотное (F) или временное (T) уплотнение и т.д.

Примеры:

Обозначение – 8K00A3EGN; расшифровка $\rightarrow B_H = 8\text{КГц}$, с амплитудной двухполосной модуляцией несущей (буква А), один канал аналоговой модуляции (цифра 3) звукового (буква Е) вещания (буква G) без уплотнения (буква N). Допускается сокращенное обозначение класса с применением трех символов (буква–цифра–буква).

Обозначение – 3M5OG7W (для аппаратуры Nokia, FlexiHorper); расшифровка $\rightarrow B_H = 3,5\text{МГц}$, два и более каналов (цифра 7) передачи данных широкого профиля (буква W) с фазовой манипуляцией несущей (буква G).

Присвоение частот передающим станциям

Передающим станциям разрешается излучать радиосигналы только в пределах определенной полосы B_{Π} частот, называемой *присвоенной полосой*. Частота, на которой работает РПДУ, называется *присвоенной частотой*, и она соответствует частоте середины присвоенной полосы. Соотношение между B_H и B_{Π} следующее:

$$B_{\Pi} = B_H + 2\Delta f_{\text{доп}}, \quad (1)$$

где $\Delta f_{\text{доп}}$ – допустимое отклонение средней рабочей частоты РПДУ от номинальной присвоенной частоты, равное макси-

мальной абсолютной долговременной нестабильности частоты при работе РПДУ. Для каждого вида передачи информации разрешены нормы на величину $\Delta f_{\text{доп}}$, которая включает требования стабильности несущей и обеспечивает защиту от радиопомех в смежных каналах выше или ниже присвоенной полосы и т.д. Таким образом, $\Delta f_{\text{доп}}$ в основном обусловлена допуском на нестабильность несущей.

§ 3. Внеполосное излучение РПДУ

Если излучение РПДУ не выходит за необходимую полосу частот $B_{\text{Н}}$, говорят, что излучение РПДУ *совершенно* или *оптимально*. В большинстве случаев излучение практически происходит в несколько большей полосе частот. Так возникает *внеполосное излучение*, спектр которого непосредственно примыкает к необходимой полосе частот справа и слева (см.: Рис. 4). Причины его возникновения следующие [3], [5], [7]:

- недостаточное подавление на входе модулятора составляющих спектра модулирующего сигнала, находящегося за пределами $f_{\text{в}}$ граничной частоты спектра, который обеспечивает требуемое качество передачи (например, излишне крутые фронты модулирующих импульсов);
- нелинейность амплитудной и фазовой характеристик усилителей и модулятора РПДУ;
- применение сигналов модуляции излишне для больших уровней (перемодуляция), ограничение их амплитуд: квантование и др.

В результате, полоса излучения РПДУ выходит за пределы необходимой полосы частот $B_{\text{Н}}$. Говорят, излучение в этом случае *неоптимально*, полоса излучения занимает полосу частот $B_{\text{ЗН}}$ – занимаемую полосу частот, за пределами которой излучается дополнительная мощность $P_{\text{доп}}$, составляющая долю β (в процентах, например $\beta = 1\%$) от средней мощности P_0 РПДУ на присвоенной ей частоте f_0 . Обычно задают $\beta \leq 0.5\%$.

$$P_{\text{доп}}/P_0 \cdot 100\% = \beta \quad (2)$$

Полоса частот B_{3H} модулированного сигнала связана с его обобщающим параметром, базой модулированного сигнала B , соотношением $B_{3H} = B/T$ (где T – так называемая длительность элемента сигнала) [8].

Для аналоговых сообщений с верхней частотой его спектра F_B существует известное соотношение $T = 1/2F_B$ и B_{3H} равна $B_{3H} = B \cdot 2F_B$.

Для цифровых сообщений со скоростью передачи информации V (бит/с) величина T трактуется как длительность элементарной посылки и $T = 1/V$ и B_{3H} равна $B_{3H} = B \cdot V$.

В зависимости от величины базы B , модулированные сигналы делят на узкополосные ($B = 1$) и широкополосные ($B > 3, 4$). При амплитудной модуляции сигнал всегда является узкополосным, при частотной – в зависимости от девиации частоты, может быть узко- и широкополосным. Вид модуляции и значение базы сигнала оказывает существенное влияние на помехоустойчивость радиотехнической системы и получение требуемого отношения сигнал/шум в РПУ.

На практике важно иметь информацию о форме огибающей спектра излучения, поскольку она дает данные о скорости убывания спектральных составляющих излучения за пределами B_H . Для этого вводится понятие ширины полосы частот B_X на уровне ($-X$ дБ) относительно уровня основного излучения (уровень 0 дБ) (см.: Рис. 5) [3–8].

Используют несколько уровней задания X . Обычно за самый низкий уровень берут $-X(\text{дБ}) = -60\text{дБ}$, а в промежутке $0\text{дБ} \dots -60\text{дБ}$ используют уровни $-X = -30, -40, -50$. Уровни $-X$ (дБ) называют контрольными, а полосу частот B_K^X на этих уровнях – контрольной полосой. Для разных классов излучений существуют нормы на соотношения полос B_K^X и B_H . Например, для внеполосного излучения РПДУ фиксированной службы класса J3E (однополосная амплитудная модуляция сигнала на одном канале телефонии) задается:

$$B_K^{30} = 1,15B_H \text{ (уровень } -30 \text{ дБ);}$$

$$B_K^{40} = 1,6B_H = 1,39 B_K^{30} \text{ (уровень } -40 \text{ дБ);}$$

$$B_K^{50} = 2,9B_H = 2,52 B_K^{30} \text{ (уровень } -50 \text{ дБ);}$$

$$B_K^{60} = 5,4B_H = 4,7 B_K^{30} \text{ (уровень } -60 \text{ дБ);}$$

Измеренные значения реального спектра не должны превышать более 20% нормируемых величин.

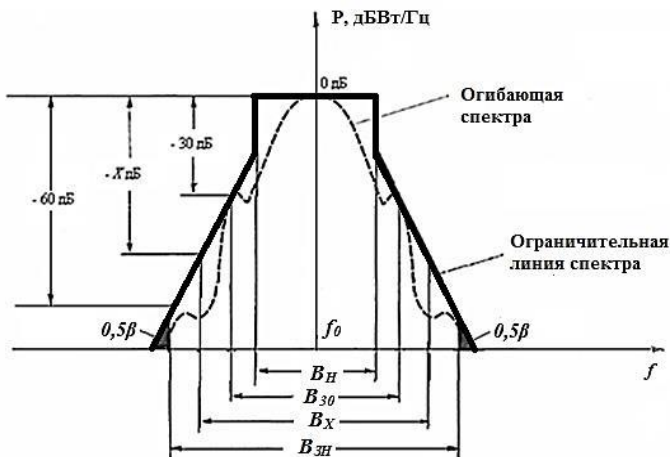


Рис. 5. Характеристики основного и внеполосного излучения РПДУ.

При оценке ЭМС часто пользуются значениями аппроксимированной модели той или иной характеристики. Рассмотрим построение аппроксимированной модели на примере модели огибающей спектра радиоизлучения РПДУ. Огибающая аппроксимируется кусочно-линейной ограничительной линией (см.: Рис. 5). Математически вблизи основного излучения она аппроксимируется прямыми в логарифмической шкале частот по выражению (для каждого i -ого участка аппроксимации)

$$P(\Delta f) = P(\Delta f_i) + V_i \lg \left(\frac{\Delta f}{\Delta f_i} \right) \text{ (дБ)}, \quad (3)$$

где $P(\Delta f_i)$ – уровень мощности излучения (дБ) при расстройке на Δf_i относительно уровня основного излучения (0 дБ); V_i – наклон аппроксимирующей линии спектра в пределах i -го участка линейной аппроксимации в интервале частот от Δf_i до Δf_{i+1}

$$V_i = \frac{P(\Delta f_{i+1}) - P(\Delta f_i)}{\lg \frac{\Delta f_{i+1}}{\Delta f_i}} \text{ (дБ)} \quad (4)$$

Пример:

Сделаем такую аппроксимацию для вышеприведенного примера норм для РПДУ фиксированной службы класса J3E. Аппроксимацию будем выполнять для положительных отстроек Δf (Рис. 6), считая, что огибающая спектра симметрична относительно присвоенной частоты f_0 [7].

Первый участок (i=1)

При отстройках Δf в интервале $0 \leq \Delta f \leq B_H/2$ имеем $V_1 = 0$. Уравнение на этом участке $P(\Delta f) = 0$ дБ

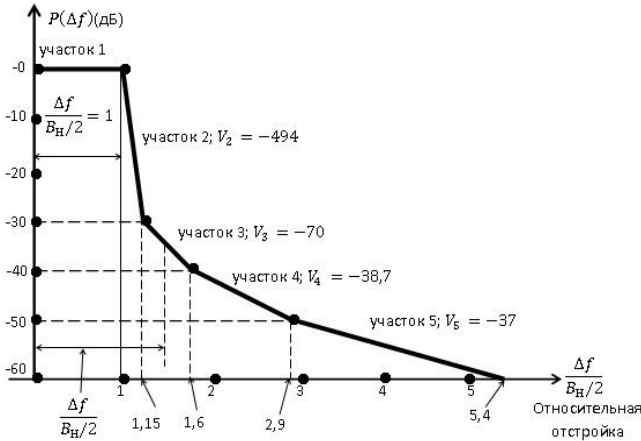


Рис. 6. Модель, огибающая радиоионизлучения.

Второй участок (i=2)

При отстройках Δf в интервале $B_H/2 \leq \Delta f \leq B_K^{30}/2 = 1,15B_H/2$

$$V_2 = \frac{P(B_K^{30}) - P(B_H)}{\lg \left(\frac{B_K^{30}}{B_H} \right)} = \frac{-30 - 0}{\lg \left(\frac{1,15B_H}{B_H} \right)} = \frac{-30 - 0}{0,0607} \approx -494$$

Уравнение на этом участке будет

$$P(\Delta f) = 0 + (-494)lg\left(\frac{\Delta f}{B_H/2}\right) = -494lg\left(\frac{\Delta f}{B_H/2}\right)$$

Окончательно уравнение мощности в дБ на втором участке (i=2) будет:

$$P(\Delta f) = -494lg\left(\frac{\Delta f}{B_H/2}\right)$$

Третий участок (i=3)

При отстройках Δf в интервале $\frac{1,15B_H}{2} = B_K^{30}/2 \leq \Delta f \leq B_K^{40}/2 = 1,6B_H/2$

$$V_3 = \frac{P(B_K^{40}) - P(B_K^{30})}{lg\left(\frac{B_K^{40}}{B_K^{30}}\right)} = \frac{-40 - (-30)}{lg\left(\frac{1,6B_H}{1,15B_H}\right)} = \frac{-40 - (-30)}{0,143} \approx -70$$

Уравнение на этом участке:

$$P(\Delta f) = -30 - 70lg\left(\frac{\Delta f}{1,15B_H/2}\right) = -30 - 70lg\left(\frac{1}{1,15}\right) - 70lg\left(\frac{\Delta f}{B_H/2}\right) = -30 + 4,2 - 70lg\left(\frac{\Delta f}{B_H/2}\right) = -25,8 - 70lg\left(\frac{\Delta f}{B_H/2}\right)$$

Окончательно уравнение мощности в дБ на третьем участке (i=3) будет:

$$P(\Delta f) = -25,8 - 70lg\left(\frac{\Delta f}{B_H/2}\right)$$

Четвертый участок (i=4)

При отстройках Δf в интервале $\Delta f 1,6B_H/2 = B_K^{40}/2 \leq \Delta f \leq B_K^{50}/2 = 2,9B_H/2$;

$$V_4 = \frac{-50 - (-40)}{lg\left(\frac{2,9B_H}{1,6B_H}\right)} = \frac{-10}{lg\left(\frac{2,9}{1,6}\right)} = \frac{-10}{0,258} = -38,7$$

$$P(\Delta f) = -40 - 38,7lg\left(\frac{\Delta f}{1,6B_H/2}\right) = -40 - 38,7lg\left(\frac{1}{1,16}\right) - 38,7lg\left(\frac{\Delta f}{B_H/2}\right) = -40 + 7,9 - 38,7lg\left(\frac{\Delta f}{B_H/2}\right) = -32,1 - 38,7lg\left(\frac{\Delta f}{B_H/2}\right)$$

Окончательно уравнение мощности в дБ на четвертом участке ($i=4$) будет:

$$P(\Delta f) = -32,1 - 38,7 \lg \left(\frac{\Delta f}{B_H/2} \right)$$

Пятый участок ($i = 5$)

При отстройках Δf в интервале $2,9 B_H/2 = B_K^{50}/2 \leq \Delta f \leq B_K^{60}/2 = 5,4 B_H/2$;

$$V_5 = \frac{-60 - (-50)}{\lg \left(\frac{5,4 B_H}{2,9 B_H} \right)} = \frac{-10}{\lg \left(\frac{5,4}{2,9} \right)} = 37$$

$$\begin{aligned} P(\Delta f) &= -50 - 37 \lg \left(\frac{\Delta f}{2,9 B_H} \right) = -50 - 37 \lg \left(\frac{1}{2,9} \right) - 37 \lg \left(\frac{\Delta f}{B_H/2} \right) = \\ &= -50 + 17 - 37 \lg \left(\frac{\Delta f}{B_H/2} \right) = -33 - 37 \lg \left(\frac{\Delta f}{B_H/2} \right) \end{aligned}$$

Окончательно уравнение мощности в дБ на пятом участке ($i = 5$) будет:

$$P(\Delta f) = -33 - 37 \lg \left(\frac{\Delta f}{B_H/2} \right)$$

§ 4. Побочное излучение РПДУ

Класс неосновного, *побочного излучения* составляют, кроме внеполосного и шумового излучений, все нежелательные излучения, а именно:

- а) на гармониках;
- б) на субгармониках;
- в) комбинационное;
- г) интермодулированное;
- д) паразитное.

Как видно из Рис. 4, по полосам частот эти излучения не перекрываются с основным, а также с внеполосным излучениями. Поэтому они входят в класс побочного излучения.

Побочное излучение обусловлено любыми нелинейными процессами в тракте формирования ВЧ сигналов РПДУ, исключая нелинейность модуляции, которая обуславливает рассмот-

ренное выше внеполосное излучение. Рассмотрим составляющие побочного излучения, согласно изложенному выше порядку.

Излучение гармоник на частотах f_n . Частоты f_n в целое число раз больше частоты f_0 основного излучения

$$f_n = n f_0, \text{ при } n=2, 3 \quad (5)$$

Для $n \geq 2$ уровень мощности $P_\Gamma(f_n)$ излучения на гармонике f_n оценивается аппроксимирующим выражением:

$$P_\Gamma(f_n) = P_0(f_0) + V_\Gamma \lg n + A_\Gamma \text{ (дБ)}, \quad (6)$$

где V_Γ – крутизна убывания спектра, A_Γ – ослабление по отношению к уровню средней мощности $P_0(f_0)$ (дБ/Вт) основного излучения.

Для

$$\begin{aligned} f_0 < 30 \text{ МГц}, & \quad V_\Gamma = -70, \quad A_\Gamma = -20 \text{ дБ} \\ f_0 \rightarrow 30 \div 300 \text{ МГц}, & \quad V_\Gamma = -80, \quad A_\Gamma = -30 \text{ дБ} \\ f_0 \geq 300 \text{ МГц}, & \quad V_\Gamma = -60, \quad A_\Gamma = -40 \text{ дБ}. \end{aligned} \quad (7)$$

Излучение обусловлено нелинейностью характеристики усилителя мощности передатчика (режим отсечки анодного или коллекторного тока) и нелинейностью элементов тракта передатчика.

Рекомендованные нормы со стороны МСЭ на допустимые уровни $P_\Gamma(f_n)$ радиоизлучений на гармониках, в зависимости от средней мощности основного излучения $P_0(f_0)$, в диапазоне от 10 кГц до 960 МГц приведены на Рис. 7.

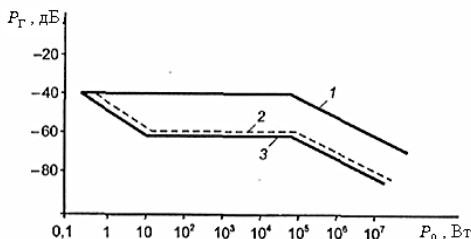


Рис.7. Нормы излучения радиопередатчиков на гармониках:

1 – диапазон 10кГц...30МГц; 2 – диапазон 30...235 МГц; 3 – диапазон 235...960 МГц.

Как видно, ослабление мощности на гармониках должно быть не менее 40 дБ при мощности РПДУ до 10^5 Вт в диапазоне частот до 30 МГц, а в диапазоне частот 30 МГц и выше для тех же мощностей ослабление должно быть выше 60 дБ.

Пример: имеем передатчик с выходной мощностью $P_0 = 20$ Вт (13 дБ/Вт), работающий на частоте $f_0 = 100$ МГц. Найти средний уровень $P(f_3)$ мощности на третьей гармонике $n=3$ ($f_3 = 300$ МГц). Для частоты $f_0 = 100$ МГц из (7) имеем $V_T = -80$ и $A_T = -30$ дБ, и, согласно (6), имеем:

$$P(f_3) = 13 - 80 \lg 3 - 30 = 13 - 38,7 - 30 = -55 \text{ (дБ/Вт)}$$

Это соответствует мощности $P(f_3) \approx 0,3 \cdot 10^{-5}$ Вт ≈ 3 мкВт.

Излучение субгармоник на частотах $f_{сг}$. Частоты $f_{сг}$ в целое число раз меньше частоты f_0 основного излучения:

$$f_{сг} = \frac{f_0}{n}, n = 2, 3, 4 \dots \quad (8)$$

Такие частоты генерируются при формировании сигнала излучения с помощью умножителей. Хотя они обычно и подавляются выходными фильтрами умножителя, однако из-за недостаточного подавления могут проникнуть во вход усилителя мощности и далее – на антенну РПДУ. Для всех частот выражения (8) при $n \geq 2$ уровень мощности излучения $P(f_{сг})$ на субгармонике оценивается выражением:

$$P(f_{сг}) = P_0(f_0) - 20 \lg(f_{сг}) - 80 \text{ (дБ)} \quad (9)$$

Комбинационное излучение на частотах f_k . Это излучение возникает в возбуждителях и синтезаторах в результате взаимодействия на нелинейных элементах РПДУ колебаний частоты несущей или ее формирующих с гармониками этих колебаний. Это могут быть несколько частот автогенератора или опорного генератора, например, f_1, f_2, f_3 . Тогда имеем:

$$f_k = pf_1 \pm qf_2 \pm mf_3 (p, q, m = 1, 2, 3) \quad (10)$$

Оценка производится по выражению

$$P(f_k) = P_0(f_0) + V_k \lg \left(\frac{f_k}{f_0} \right) + A_k \text{ (дБ)}, \quad (11)$$

где V_k и A_k задаются согласно рекомендациям МСЭ. Обычно уровни $P(f_k)$ меньше уровней излучения на гармониках $P(f_r)$.

Интермодуляционное излучение на частотах $f_{\text{и}}$. Оно обусловлено воздействием на нелинейные элементы тракта ВЧ РПДУ внешнего электромагнитного поля от других РПДУ. Такая ситуация возникает при близком расположении антенн соседних радиостанций на ограниченной территории (например, на одной вышке), либо при работе передатчиков на одну диапазонную антенну. Через нее просачивается мешающий сигнал на окончательный каскад РПДУ и усиливается вместе с полезным, либо воздействует на активный элемент РПДУ, меняя его параметры во времени, что приводит к модуляции полезного сигнала и появлению в его спектре интермодуляционных составляющих.

Если имеем два РПДУ с частотами f_1 и f_2 , то интермодуляционное излучение на частотах $f_{\text{и}}$ определяется $f_{\text{и}} = pf_1 \pm nf_2$ ($p, n = \pm 1, 2, 3 \dots$), а порядок интермодуляции определяется суммой коэффициентов при частотах f_1 и f_2 и равен $N = |p| + |n|$ (см.: Табл. II.1).

Например:

Табл. II.1

Порядок интермодуляции	2 (1+1)	3 (2+1)	5 (3+2)	7 (4+3)
Сочетание частот	$ f_1 \pm f_2 $	$2f_1 \pm f_2$ $2f_2 \pm f_1$	$3f_1 \pm 2f_2$ $3f_2 \pm 2f_1$	$4f_1 \pm 3f_2$ $4f_2 \pm 3f_1$

Частоты четного порядка имеют значительную расстройку от основной частоты РПДУ и хорошо подавляются фильтрами. Частоты нечетных порядков – третьего и более, по частотному признаку ближе к основной частоте и подавляются хуже. Из них особенно вреден третий порядок, имеющий мощность большую, чем пятый и седьмой порядок.

Паразитное излучение на частотах $f_{\text{п}}$ – излучения, обусловленные самовозбуждением РПДУ из-за паразитных связей в

каскадах. Частоты f_{Π} могут быть больше $f_{\Pi} > f_0$ или меньше $f_{\Pi} < f_0$ частоты основного излучения, и они обычно не кратны, т.е. при $f_{\Pi} > f_0$, $f_{\Pi}/f_0 \neq nn$ – целое, а при $f_{\Pi} < f_0$, $f_0/f_{\Pi} \neq m$ – целое. Паразитное излучение обычно трудно прогнозируется.

Для различных частотных диапазонов, в которых работают или будут работать предназначенные РПДУ, нормативными документами МСЭ нормируются уровни побочных излучений РПДУ – в зависимости от средней мощности P_{cp} их полезного излучения. Уровни побочных излучений нормируется в относительных единицах по отношению к P_{cp} , а также в абсолютных единицах (см.: Табл. II.2). Они должны соблюдаться для любого вида побочного излучения. Нормы следующие:

Табл. II. 2

Частотные диапазоны	Средняя мощность - P_{cp}	Нормируемый уровень любого из побочных излучений
$9 \text{ кГц} \div 30 \text{ МГц}$ $30 \div 235 \text{ МГц}$	$P_{cp} \leq 25 \text{ Вт}$ $P_{cp} > 25 \text{ Вт}$	- 40 дБ; 50 мВт - 60 дБ; 1 мВт
$235 \div 960 \text{ МГц}$	$P_{cp} \leq 25 \text{ Вт}$ $P_{cp} > 25 \text{ Вт}$	- 40 дБ; 25 мкВт - 60 дБ; 20 мВт
$960 \text{ МГц} \div 17,7 \text{ ГГц}$	$P_{cp} \leq 10 \text{ Вт}$ $P_{cp} > 10 \text{ Вт}$	100 мкВт - 50 дБ; 100 мкВт

§ 5. Шумовое излучение РПДУ

Это излучение, как известно, широкополосно по природе своего происхождения и перекрывает по частотной полосе и основное, и внеполосное, а также может перекрывать и побочные излучения. Оно обусловлено собственными шумами РПДУ и паразитной модуляцией несущей шумовыми процессами. Шумовое излучение зависит от шумовых свойств схемных компо-

нентов РПДУ, от самой его схемы, от предназначенного рабочего частотного диапазона РПДУ. Формула для оценки уровня мощности шумового излучения $P_{\text{ш}}(\Delta f)$, в зависимости от отстройки Δf , от частоты основного излучения аппроксимируется следующим выражением:

$$P_{\text{ш}}(\Delta f) = P_0(f_0) + V_{\text{ш}} \lg \left(\frac{2\Delta f}{B_{\text{зН}}} \right) + A_{\text{ш}}(\text{дБ}) \quad (12)$$

Для узкодиапазонных РПДУ ($B_{\text{зН}}/f_0 \leq 5\%$) $V_{\text{ш}} = -3$, $A_{\text{ш}} = -60$ дБ.

Для широкодиапазонных РПДУ ($B_{\text{зН}}/f_0 > 5\%$) $V_{\text{ш}} = -15$, $A_{\text{ш}} = -80$ дБ.

В занимаемой полосе частот $B_{\text{зН}}$ уровень мощности шумового излучения $P_{\text{ш}}(\Delta f)$ обычно на 60...80 дБ ниже уровня полезного излучения РПДУ. Такой уровень практически не отражается на качестве воспроизведения полезного сигнала в приемнике исходной радиолинии для предназначенного РПДУ, однако может существенно отразиться на качестве воспроизведения сигнала в приемнике второй радиолинии, работающей с малой отстройкой (в несколько мегагерц) по основной частоте относительно исходной радиолинии, и если приемник второй радиолинии расположен близко к РПДУ исходной радиолинии.

ГЛАВА III. ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

§ 1. Характеристики РПУ

Радиоприемное устройство – РПУ, для выделения посланному ему полезного сигнала использует свой *основной канал приема*. Этот канал характеризуется полосой частот, находящейся в полосе пропускания приемника и предназначенной для приема основного излучения от нужной радиостанции. Однако в реальных приемниках, кроме основного, существуют *неосновные* каналы приема, которые находятся вне частотных пределов основного канала. По сути, неосновные каналы приема нежелательны, поскольку на выходе РПУ к помехам, проникающим через основной канал, добавляются помехи, находящиеся в полосах неосновных каналов приема и проникающие через них на выход РПУ. Радиопомехи проникают в РПУ через антенну РЭС и другие возможные пути: цепи питания, управления, недостаточная экранированность. Неосновные каналы приема разделяют на *побочные* и *внеполосные* каналы приема [3–8].

Побочные каналы данного РПУ, при фиксации частоты принимаемого сигнала (например, при настройке данного РПУ на определенную станцию) на определенную частоту f_c , имеют определенные средние номинальные фиксированные значения частот, свойственные этому РПУ. В супергетеродинных приемниках таким побочным каналом является, например, канал промежуточной частоты со средней номинальной частотой $f_{пр} = f_{Г} - f_c$ ($f_{Г}$ – частота гетеродина) в случае «верхнего» гетеродина, когда $f_{Г} > f_c$, и $f_{пр} = f_c - f_{Г}$ – в случае «нижнего» гетеродина, когда $f_{Г} < f_c$. На Рис. 8 по оси абсцисс представлены частоты по основному и побочным каналам супергетеродинного РПУ с «верхним» гетеродином.

РПУ по-разному реагирует на помехи, проникающие по нежелательным каналам. Мера реакции РПУ на такие помехи не-

преднамеренного характера характеризуется восприимчивостью РПУ к радиопомехам. Восприимчивость показывает, насколько чувствительность РПУ к помехам на побочных каналах хуже чувствительности РПУ на частоте основного канала. Чем больше уровень мощности помехи по данному каналу, тем меньше восприимчивость РПУ по этому каналу. Если по оси координат отложить уровни воспринимаемых приемником мощностей помех, а по оси абсцисс отложить принимаемые частоты помех, то получим характеристику восприимчивости РПУ. На Рис. 8 представлена восприимчивость супергетеродинного РПУ с «верхним» гетеродином по основному и побочным каналам РПУ. Из Рисунка следует, что РПУ наиболее восприимчиво к помехам по основному каналу, затем по зеркальному, затем – по каналу промежуточной частоты и т.д.

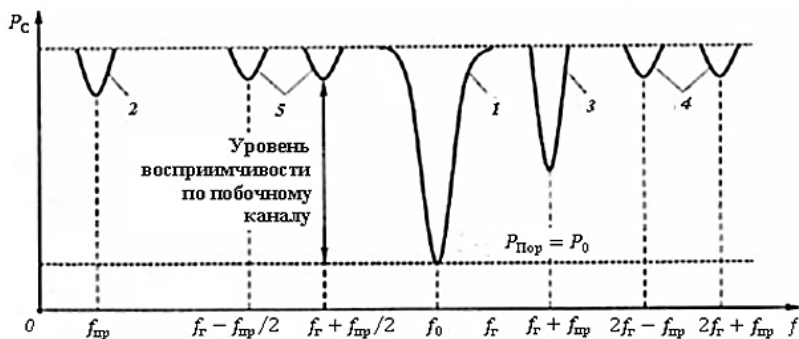


Рис. 8. Характеристика восприимчивости к помехам супергетеродинного РПУ: 1 – основной канал приема на частоте настройки $f_0 = f_{\Gamma} - f_{\text{пр}}$; 2 – побочный канал приема на промежуточной частоте $f_{\text{пр}}$; 3 – побочный канал приема на зеркальной частоте $f_3 = f_{\Gamma} + f_{\text{пр}}$; 4 – побочные каналы приема на комбинационных частотах $2f_{\Gamma} + f_{\text{пр}}$ и $2f_{\Gamma} - f_{\text{пр}}$; 5 – побочные каналы приемника на субгармониках частоты приемника $0,5f_0 = 0,5(f_{\Gamma} - f_{\text{пр}})$ и зеркальной частоты $0,5f_3 = 0,5(f_{\Gamma} + f_{\text{пр}})$.

Внеполосные каналы по частотному признаку отличаются от побочных каналов. При фиксированной частоте приема заданного РПУ средние номинальные фиксированные значения частот появляющихся его внеполосных каналов зависят также от частоты помехи, воздействующей на данный РПУ. Сигналы частот внеполосных каналов не совпадают с частотами основного или побочных каналов. Это не означает, что они не действуют на РПУ. Внеполосные каналы появляются, когда радиопомеха, или несколько радиопомех, имеют такие высокие уровни, что возникают эффекты перекрестных искажений, интермодуляции или блокирования, которые являются следствием нелинейной работы тракта РПУ, которая, в свою очередь, возникает из-за воздействия сигналов радиопомех таких высоких уровней.

Способность приемника выделить полезный сигнал из совокупности сигналов, поступающих на антенну РПУ, называют *избирательностью РПУ*. В зависимости от параметра селекции сигнала, определяют различные виды избирательности: *пространственная избирательность* – свойство РПУ ослаблять воздействие помех по принципу различия в приеме сигналов, имеющих разные направления их прихода к антенне РПУ; *поляризационная избирательность* – основанная на различии в приеме сигналов по их поляризации. Свойство РПУ ослаблять воздействие помех по принципу частотной селекции в приемнике РПУ называют *частотной избирательностью приемника*. Как следует из вышеприведенного, параметры РПУ существенно зависят не только от количества одновременно действующих на РПУ сигналов, но и от их уровней. Поэтому определение параметров разделяют в зависимости от условий работы РПУ.

Работу РПУ в условиях, когда на его вход поступает единственно воздействующий сигнал с уровнем, когда он не настолько велик и тракт приемника РПУ работает в линейном режиме, называют *односигнальным воздействием*, а определенные при таком сигнале параметры РПУ называют *параметрами односигнального воздействия*.

В реальных условиях работы, наряду с полезным сигналом, одновременно могут поступать один или несколько интенсивных мешающих сигналов от нескольких радиостанций. В результате их воздействия, вызывающего нелинейную работу тракта РПУ, возникают отмеченные выше внеполосные каналы. Работу РПУ в условиях, когда на его вход одновременно поступает и полезный сигнал и один или более мешающих сигналов, вызывающих нелинейную работу тракта РПУ, называют *много-сигнальным воздействием*, а определенные при таких сигналах параметры РПУ называют *параметрами многосигнального воздействия*.

§ 2. Основные характеристики РПУ при односигнальном воздействии.

Параметры основного канала РПУ

Поскольку рассматриваем характеристики РПУ при односигнальном воздействии, то предполагаем, что единственный сигнал, проходящий через основной и побочные каналы РПУ, не вызывает нелинейных эффектов в его тракте.

Основной канал приемника характеризуется рядом параметров:

- а) *чувствительность*;
- б) *динамический диапазон*;
- в) *частотная избирательность*;
- г) *полоса пропускания*;
- д) *коэффициент прямоугольности*.

Далее, по порядку, рассмотрим основные параметры основного канала.

Чувствительность приемника характеризует способность обеспечить прием сигналов на фоне собственных шумов приемника с заданным отношением сигнал/шум на выходе РПУ *в условиях отсутствия радиопомех*. Она количественно выражается необходимой для такой работы мощностью сигнала на входе РПУ. Различают следующие виды чувствительности:

• *Пороговая чувствительность* – $P_{\text{пор}} = P_{\text{с}}^{\text{вх}}$ – входная мощность на входе РПУ, обеспечивающая отношение сигнал/шум на выходе РПУ равное 1, т.е.

$$P_{\text{пор}} = P_{\text{с}}^{\text{вх}} \text{ при условии } \rightarrow (P_{\text{с}}/P_{\text{ш}})_{\text{вых}} = 1 \text{ (или 0 дБ)} \quad (13)$$

Тогда $P_{\text{пор}} = P_{\text{ш}}^{\text{соб}}$ – приведенная на вход РПУ мощность собственных шумов.

• *Реальная чувствительность* - $P_{\text{р}} = P_{\text{с min}} = P_{\text{с}}^{\text{вх}}$ – входная минимальная мощность РПУ, обеспечивающая заданное превышение $Q_{\text{вых}}$ сигнала над собственным шумом РПУ на его выходе

$$P_{\text{р}} = P_{\text{с min}} = P_{\text{с}}^{\text{вх}} \text{ при условии } \rightarrow \left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вых}} ; Q_{\text{вых}} > 1 \quad (14)$$

Таким образом, реальная и пороговая чувствительности связаны соотношением: $P_{\text{р}} = P_{\text{пор}} Q_{\text{вых}}$. Параметр $Q_{\text{вых}}$ задается разным для разного типа РПУ и $Q_{\text{вых}} = 10 \dots 10^5$ или $Q_{\text{вых}} = 10 \dots 50$ дБ для различных приемников. Например, для вещательных приемников с АМ (имеется в виду амплитудная модуляция несущей полезным сигналом) диапазонов ДВ, СВ и КВ $Q_{\text{вых}} \geq 100$ (20 дБ), для УКВ диапазона с ЧМ (частотная модуляция) $Q_{\text{вых}} \geq 10^5$ (50 дБ).

Приведенная на вход РПУ мощность собственных шумов определяется соотношением:

$$P_{\text{ш}}^{\text{соб}} = k_{\text{Б}} T_{\text{ш}} B_{\text{ш}} , \quad (15)$$

где $k_{\text{Б}} = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{град гц}}$ – постоянная Больцмана; $B_{\text{ш}}$ – ширина эффективной шумовой полосы приемника; $T_{\text{ш}}$ – эффективная шумовая температура РПУ

$$T_{\text{ш}} = T_{\text{А}} + T_{\text{пр}} = T_{\text{А}} + T_0(N_{\text{ш}} - 1); \quad (16)$$

где $T_{\text{А}}$ – эффективная шумовая температура антенны; $T_{\text{пр}}$ – приведенная к входу приемника его эффективная шумовая температура; $T_0 = 293^{\circ}\text{К}$ (20°C); $N_{\text{ш}}$ – коэффициент шума приемника, определяемый выражением:

$$N_{\text{ш}} = \frac{T_{\text{пр}} + T_0}{T_0} = 1 + \frac{T_{\text{пр}}}{T_0} \quad (17)$$

У идеального приемника $T_{\text{пр}} = 0$ и коэффициент шума $N = 1$. Из (15) и (16) имеем для $P_{\text{ш}}^{\text{сoб}}$ следующее:

$$P_{\text{ш}}^{\text{сoб}} = k_{\text{Б}}[T_{\text{А}} + T_0(N_{\text{ш}} - 1)]B_{\text{ш}} = k_{\text{Б}}T_0B_{\text{ш}} \left[\frac{T_{\text{А}}}{T_0} + N_{\text{ш}} - 1 \right] \quad (15a)$$

На частотах $f = 30 \dots 120$ МГц отношение $T_{\text{А}}/T_0$ аппроксимируют выражением:

$$T_{\text{А}}/T_0 = 1,8 \times 10^6 / f^3 (\text{МГц}) \quad (18)$$

Например, при $f = 30$ МГц $\rightarrow T_{\text{А}}/T_0 = \frac{1,8 \cdot 10^3}{27} \approx 66,7$

На частотах $f > 120$ МГц принимают $T_{\text{А}}/T_0 \approx 1$, и тогда для пороговой чувствительности имеем:

$$P_{\text{ш}}^{\text{сoб}} = k_{\text{Б}}T_0B_{\text{ш}}N_{\text{ш}} \quad (19)$$

а для реальной чувствительности имеем:

$$P_{\text{р}} = k_{\text{Б}}T_0B_{\text{ш}}N_{\text{ш}}Q_{\text{ш}} \quad (20)$$

Чувствительность радиовещательных приемников в диапазонах ДВ, СВ и КВ (при $Q_{\text{вых}} \geq 100$ (20 дБ)) находится в пределах 50...300 мкВ, а в диапазоне УКВ – 2...15 мкВ.

Динамический диапазон $D(f_0)$ определяется как отношение максимальной амплитуды $E_{\text{max}}(f_0)$ сигнала на входе РПУ, при которой нелинейные искажения $K_{\text{НИ}}$ равны допустимому, к его минимальной амплитуде $E_{\text{min}}(f_0)$, определяемой чувствительностью РПУ, т.е.

$$D(f_0) = E_{\text{max}}(f_0)/E_{\text{min}}(f_0) \quad (21)$$

$$D(f_0)(\text{дБ}) = \lg \frac{E_{\text{max}}(f_0)}{E_{\text{min}}(f_0)} (\text{дБ}) \quad (21a)$$

при определенных $K_{\text{НИ}}$ и $Q_{\text{вых}}$. Таким образом, $D(f_0)$ определяет меру линейности основного канала в отсутствии радиопомех и определяет пределы изменения $E_{\text{вх}}(f_c)$, в которых обеспечивается требуемое качество выходного сигнала. Обычно $D(f_c)$ лежит в диапазоне 100 ..120 дБ и более.

Частотная избирательность $S(\Delta f)$ обеспечивает возможность выделения сигнала на фоне помех благодаря различию их спектральных характеристик. Она определяется как:

$$S(\Delta f) = 20 \lg \frac{K(f_0)}{K(\Delta f)} \text{ (дБ)} \quad (22)$$

где $K(f_0)$ – коэффициент усиления по напряжению на основной частоте f_0 ; $K(\Delta f)$ – коэффициент усиления по напряжению при расстройке Δf от основной частоты f_0 .

График односигнальной частотной избирательности представлен на Рис. 9.

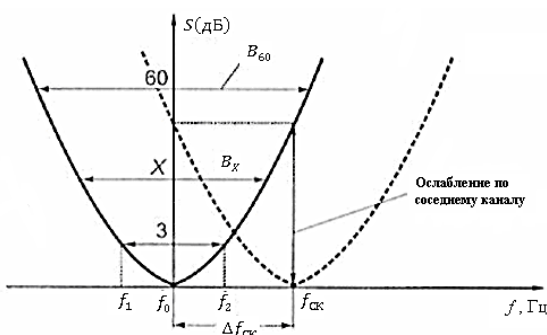


Рис. 9. Характеристика частотной избирательности приемника.

Полоса пропускания частот РПУ – это контрольная полоса $B_K^3 = B_3$, на краях которой сигнал ослабевает на 3 дБ, а граничными частотами являются частоты f_1 и f_2 (см.: Рис. 9). Она выбирается согласно соотношению:

$$B_3 = B_n + 2\Delta f_{\text{рас}}, \quad (23)$$

где B_n – необходимая полоса частот; $\Delta f_{\text{рас}} = \Delta f_{\text{пр}} + \Delta f_{\text{прд}}$; $\Delta f_{\text{пр}}$ – нестабильность частоты настройки $f_{\text{пр}}$ РПУ, которая в основном обусловлена нестабильностью гетеродина приемника; $\Delta f_{\text{прд}}$ – нестабильность частоты настройки $f_{\text{прд}}$ РПДУ.

Коэффициент прямоугольности K_X реальной характеристики $S(\Delta f)$ определяется соотношением:

$$K_X = B_K^X / B_3, \quad (24)$$

где B_K^X – контрольная полоса на уровне X дБ; B_3 – полоса на уровне 3 дБ.

Из определения следует, что K_X дает представление о том, насколько реальная характеристика близка к идеальной, при которой $K_X = 1$ при любом X . Для радиовещательных принимается $X = 60$ дБ, а для приемников фиксированной службы – $X = 30$ дБ. Приемник считается хорошим, если $K_{60} = 2 \dots 4$; при $K_{60} > 8$ – приемник считается нехорошим.

Идеальная частотная избирательность РПУ должна быть такой, как представлена на Рис. 10, где спектральные компоненты сигнала в полосе РПУ поступают на его выход без искажений по амплитуде ($S = 0$ дБ), а шумы и помехи вне полосы B_3 подавляются совершенно ($S = \infty$).

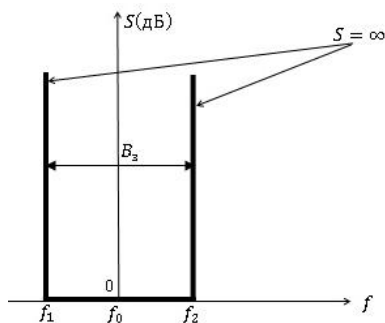


Рис. 10. Идеальная частотная избирательность РПУ.

Математическую модель характеристики частотной избирательности приемника аппроксимируют в виде кусочно-линейной функции – в зависимости от логарифма расстройки по частоте наподобие тому, как аппроксимировалась огибающая спектра излучения передатчика. При $\Delta f_i < \Delta f < \Delta f_{i+1}$

$$S(\Delta f) = S(f_i) + V_i \lg \left(\frac{\Delta f}{\Delta f_i} \right) (\text{дБ}), \quad (25)$$

где V_i – определяется как наклон характеристики на i -ом участке

аппроксимации; $\Delta f_i, \Delta f_{i+1}$ – значения расстроек в начале и конце i -го участка

$$V_i = \frac{S(\Delta f_{i+1}) - S(\Delta f_i)}{\lg \frac{\Delta f_{i+1}}{\Delta f_i}} \quad (26)$$

1⁰. В случае, если известны полосы B_3 на уровне 3 дБ, B_K^X на уровне X дБ и B_K^{60} , то модель характеризуют тремя участками (0, 1, 2), изображенных на Рис. 11.

На участке 0, при отстройках Δf в интервале $0 \leq \Delta f \leq 0,5B_3$

$$V_0 = 0; S(\Delta f) = 0;$$

На участке 1, при отстройках Δf в интервале $0,5B_3 \leq \Delta f \leq 0,5B_K^X$

$$V_1 = \frac{X - S(0,5B_3)}{\lg \left(\frac{0,5B_K^X}{0,5B_3} \right)} = \frac{X}{\lg K_X}; S(\Delta f) = V_1 \lg \frac{\Delta f}{B_3/2} = \frac{X}{\lg K_X} \lg \frac{\Delta f}{B_3/2}$$

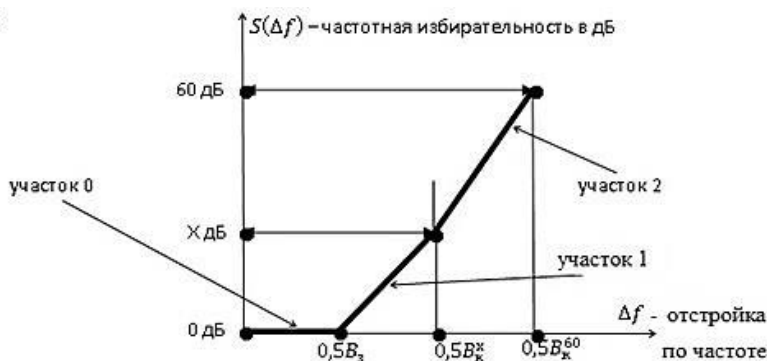


Рис. 11. Характеристика частотной избирательности приемника для случая 1⁰.

На участке 2, при отстройках Δf в интервале $0,5B_K^X \leq |\Delta f| \leq 0,5B_K^{60}$

$$V_2 = \frac{(60 - X)}{\lg \left(\frac{0,5B_K^{60}}{0,5B_K^X} \right)} = \frac{60 - X}{\lg \left(\frac{B_K^{60}}{B_K^X} \right)} = \frac{60 - X}{\lg \left(\frac{K_{60}}{K_X} \right)}; S(\Delta f) =$$

$$= X + V_2 \lg \frac{\Delta f}{B_K^X/2} = X + \frac{(60 - X)}{\lg \left(\frac{K_{60}}{K_X} \right)} \lg \frac{\Delta f}{B_K^X/2}$$

2⁰. В случае, если известен только коэффициент прямоугольности K_{60} , модель аппроксимации выполняется из двух отрезков, как изображено на Рис. 12.

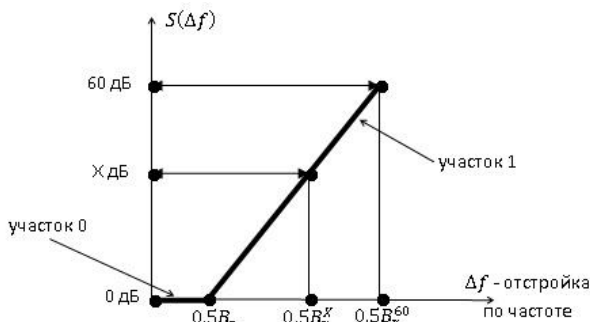


Рис. 12. Характеристика частотной избирательности приемника для случая 2⁰.

На участке 0, при отстройках Δf в интервале $0 \leq \Delta f \leq 0,5B_3$

$$V_0 = 0; S(\Delta f) = 0;$$

На участке 1, при отстройках Δf в интервале $0,5B_3 \leq \Delta f \leq 0,5B_K^{60}$

$$V_1 = \frac{(60 - 0)}{\lg \left(\frac{0,5B_K^{60}}{0,5B_3} \right)} = \frac{60}{\lg K_{60}}; S(\Delta f) = 0 + V_1 \lg \frac{\Delta f}{B_3} = \frac{60}{\lg K_{60}} \lg \frac{\Delta f}{B_3/2};$$

Определим значения $K_X = B_K^X/B_3$ для $X = 10, 30, 50$. Для уровня $S(\Delta f) = X$ имеем

$$X = \frac{60}{\lg K_{60}} \lg \frac{B_K^X/2}{B_3/2} = \frac{60}{\lg K_{60}} \lg K_X; \text{ откуда имеем } K_X = K_{60}^{X/60};$$

поэтому получим:

$$K_{10} = K_{60}^{10/60} = K_{60}^{0,17}; \quad K_{30} = K_{60}^{30/60} = K_{60}^{0,5}; \quad K_{50} = K_{60}^{50/60} = K_{60}^{0,83}$$

Допустим, имеем радиовещательный РПУ с АМ модуляцией и с полосой $B_3 = 9$ кГц, а коэффициент прямоугольности $K_{60} = 5$. Тогда

$$S(\Delta f) = \frac{60}{\lg K_{60}} \lg \frac{\Delta f}{B_3/2} = 86 \lg \frac{\Delta f}{4,5};$$

В этом случае, при отстройке $\Delta f = 9$ кГц, т.е. на частоте соседнего канала, подавление помеховых сигналов равно 26 дБ, а при отстройке $\Delta f = 15$ кГц, подавление равно 45 дБ.

3⁰. В случае, если неизвестны коэффициенты прямоугольности, то опять аппроксимируем двумя участками (см.: Рис. 13), но на втором участке принимают наклон $V = 100$ дБ на декаду (т.е. при 10-и кратном увеличении полосы B_3).

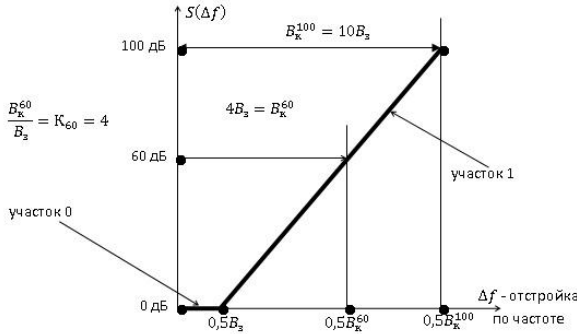


Рис. 13. Характеристика частотной избирательности приемника для случая 3⁰.

На участке 0, при расстройке $0 \leq |\Delta f| \leq 0,5B_3$

$$V_0 = 0; S(\Delta f) = 0;$$

На участке 1, при расстройках $0,5B_3 \leq |\Delta f| \leq 0,5B_K^{100}$, поскольку наклон $V_1 = 100 \frac{\text{дБ}}{\text{декада}}$, то $B_K^{100}/B_3 = 10$, и на этом участке уравнение $S(\Delta f)$ будет:

$$S(\Delta f) = 0 + \frac{100 - 0}{\lg (B_K^{100}/B_3)} \lg \frac{\Delta f}{B_3/2} = \frac{100}{\lg 10} \lg \frac{\Delta f}{B_3} = 100 \lg \frac{\Delta f}{B_3/2}$$

Определим значения $K_X = B_K^X/B_3$ при $X = 20, 40, 60, 80$.
Имеем из условия:

$S(\Delta f) = X \rightarrow X = 100 \lg \frac{B_K^X}{B_3} = 100 \lg K_X$, откуда получим
 $K_X = 10^{X/100}$. Тогда имеем:

$$K_{20} = 10^{20/100} = 10^{0,2} = 1,585 \approx 1,6; \quad K_{40} = 10^{40/100} = 10^{0,4} = 2,51 \approx 2,5;$$

$$K_{60} = 10^{60/100} = 10^{0,6} = 3,98 \approx 4; \quad K_{80} = 10^{80/100} = 10^{0,8} = 6,3$$

Для радиовещательного РПУ с АМ модуляцией и с полосой $B_3 = 9$ кГц, но уже имеющего из-за примененной аппроксимации значение $K_{60} = 4$, при отстройке 9 кГц, т.е. на частоте соседнего канала, подавление помеховых сигналов равно 30 дБ, а при отстройке 15 кГц подавление равно 52 дБ. Эти значения несколько больше значений, полученных в примере пункта 2⁰, что, естественно, поскольку в примере пункта 2⁰ у приемника $K_{60} = 5$, а значит он хуже.

§ 3. Побочные каналы РПУ

Побочный канал – это полоса частот, находящаяся за пределами полосы пропускания основного канала и по которой мешающий сигнал этой полосы частот может проходить на выход приемника.

Как отмечалось в §1 этой главы, для каждого РПУ номинальные (средние) частоты побочных каналов имеют фиксированное значение, как только задается частота настройки f_c приема полезного сигнала и они не совпадают с f_c . Побочные каналы образуются в смесителях супергетеродинных РПУ. Появление побочных каналов обусловлено недостаточной избирательностью преселектора (входного фильтрующего устройства) приемника и нелинейностью процесса преобразования частоты в смесителе приемника. Поступающий на вход смесителя сигнал (это может быть и полезный, и помеховый сигнал) попадает в полосу пропускания тракта усилителя промежуточной частоты

(УПЧ) приемника $B_{\text{пч}}$ и проходит на его выход, если выполняется условие:

$$|pf_c \pm mf_{\Gamma}| = f_{\text{пч}} \pm 0,5B_{\text{пч}}; \quad (27)$$

где $f_c = f_{\Gamma} \pm f_{\text{пч}}$; f_{Γ} – частота гетеродина; $f_{\text{пч}}$ – промежуточная частота; знак « - » – если гетеродин верхней настройки ($f_{\Gamma} > f_c$), знак « + » – если гетеродин нижней настройки ($f_{\Gamma} < f_c$); $p, m = 0, 1, 2, \dots$ номера гармоник, соответственно, сигнала и гетеродина.

Величина $N = |p| + |m|$ называется *порядком побочного канала* (ПК) с номинальной частотой

$$f_{\text{пк}} = |(mf_{\Gamma} \pm pf_c)/p| \quad (28)$$

Рассмотрим побочные каналы на примере гетеродина верхней настройки ($f_{\Gamma} > f_c$) и когда $f_{\Gamma} = f_c + f_{\text{пч}}$, откуда будет ясен и случай гетеродина нижней настройки ($f_{\Gamma} < f_c$), когда $f_c = f_{\Gamma} + f_{\text{пч}}$.

Побочный канал на промежуточной частоте $f_{\text{пк}} = f_{\text{пч}}$

Помеховый мешающий сигнал этого канала имеет номинальную частоту $f_{\text{пк}} = f_{\text{пч}}$

$$f_{\text{пк}} = f_{\text{пч}} = f_{\Gamma} - f_c = \left| \frac{0 \cdot f_{\Gamma} \pm f_{\text{пч}}}{1} \right| \quad (29)$$

т.е. $m = 0, p = 1, N = 1$.

Мешающие сигналы на частоте ПЧ из-за недостаточной избирательности входных контуров и усилителей высокой частоты (УВЧ) попадают в полосу $B_{\text{пч}}$ приемника по ПЧ. В приемниках магистральной радиосвязи ослабление мешающих сигналов должно быть порядка 60...100 дБ, а в бытовых АМ – 26...40 дБ.

Побочные каналы на зеркальной частоте $f_{\text{пк}} = f_3$

Помеховый мешающий сигнал этого канала имеет номинальную частоту $f_{\text{пк}} = f_3$

$$f_{\text{пк}} = f_3 = f_{\Gamma} + f_{\text{пч}} = \left| \frac{1 \cdot f_{\Gamma} \pm f_{\text{пч}}}{1} \right| = f_c + 2f_{\text{пч}} \quad (30)$$

т.е. $m = 1, p = 1, N = 2$.

Такой помеховый сигнал частоты f_3 опять же из-за недостаточной избирательности входных контуров и УВЧ и при взаи-

модействии в смесителе с сигналом гетеродина частоты f_{Γ} дает сигнал $f_{\text{пч}}$. Для приемников магистральной связи его подавление должно быть 60...90 дБ – в зависимости от класса связи. В бытовых приемниках соответственно, – 40...70 дБ.

Побочные комбинированные каналы на частотах $f_{\text{пк}} = f_{\text{к}}$

Они имеют среднюю частоту $f_{\text{пк}} = f_{\text{к}} = mf_{\Gamma} + f_{\text{пч}}$ при $p = 1$ и $m = 2, 3$ ($N > 3$). Сигнал $f_{\text{к}}$ дает сигнал ПЧ при преобразовании в смесителе частоты приемника, когда он смешивается с гармоникой гетеродина порядка m . Описанные выше каналы приема обусловлены недостаточной избирательностью входных контуров и УВЧ.

Нелинейные побочные каналы на частотах $f_{\text{пк}} = f_{\text{н}}$

$$f_{\text{пк}} = f_{\text{н}} = \left(\frac{mf_{\Gamma} \pm f_{\text{пч}}}{p} \right) \quad (31)$$

т.е. при $p, m = 2, 3$ ($N > 4$)

Они возникают, когда входной помеховый сигнал частоты $f_{\text{н}}$, прошедший через преселектор, велик, и в смесителе приемника этот сигнал подвергается нелинейному преобразованию, результатом чего является появление его гармоник (то есть $p = 2, 3 \dots$), взаимодействующих с гармониками гетеродина. При этом возникает сигнал с промежуточной частотой. Например, помеховый сигнал частоты $f_{\text{н}} = f_0/2$ на субгармонике частоты настройки подвергается нелинейному преобразованию в смесителе, в результате чего появляется его 2-ая гармоника, которая в том же смесителе, взаимодействуя с 1-ой гармоникой гетеродина, дает сигнал промежуточной частоты. Или, аналогично, 2-ая гармоника помехового сигнала частоты $f_{\text{н}} = f_3/2$ полужеркального побочного канала при взаимодействии с 2-ой гармоникой гетеродина. Или когда 2-ые гармоники помеховых сигналов с частотами $f_{\text{н}} = f_{\Gamma} + f_{\text{пч}}/2$ и $f_{\text{н}} = f_{\Gamma} - f_{\text{пч}}/2$ при взаимодействии с 2-ой гармоникой гетеродина. Практически ограничиваются значениями гармоник $p \leq 3$ помехового сигнала.

Восприимчивость РПУ по побочным каналам определяется односигнальным методом, т.е. в отсутствие полезного сигнала и при наличии помехи не слишком большого уровня, который не

вызывает эффект интермодуляции, рассматриваемый ниже. Восприимчивость РПУ по побочным комбинационным каналам зависит от ослабления мешающего сигнала в преселекторе приемника и от вида нелинейности характеристики смесителя. С ростом порядка N побочного канала, т.е. с ростом m и p , его восприимчивость падает. Наиболее опасны помехи на зеркальном канале, полужеркальном канале и канале промежуточной частоты.

Пороговая восприимчивость приемников к помехам на побочных каналах аппроксимируется выражением в дБм:

$$P(f) = P(f_0) + I \lg(f/f_0) + C(\text{дБ}) \quad (32)$$

где $P(f_0) \left(\frac{\text{дБ}}{\text{мВт}} \right)$ – чувствительность РПУ на частоте основного канала; коэффициенты I, C этого выражения определены, на основании статистической обработки данных измерений по обширному классу РПУ, для различных значений гармоник гетеродина $m = 1, 2, 3$ при $p = 1$.

Например, для случая первой гармоники гетеродина ($m = 1$) имеем:

при $f < f_0$

$$\begin{array}{lll} f_0 < 30 \text{ МГц} & I = -20 & C = -80 \\ f_0 \rightarrow 30 \div 300 \text{ МГц} & I = -20 & C = -80 \\ f_0 \geq 300 \text{ МГц} & I = -20 & C = -80 \end{array}$$

при $f = f_0$

$$\begin{array}{lll} f_0 < 30 \text{ МГц} & I = 0 & C = 0 \\ f_0 \rightarrow 30 \div 300 \text{ МГц} & I = 0 & C = 0 \\ f_0 \geq 300 \text{ МГц} & I = 0 & C = 0 \end{array}$$

при $f > f_0$

$$\begin{array}{lll} f_0 < 30 \text{ МГц} & I = -25 & C = -85 \\ f_0 \rightarrow 30 \div 300 \text{ МГц} & I = -35 & C = -75 \\ f_0 \geq 300 \text{ МГц} & I = -40 & C = -60 \end{array}$$

§ 4. Характеристики РПУ при многосигнальном воздействии

Односигнальная частотная восприимчивость, о которой речь шла выше, предполагала наличие одного воздействующего сигнала с уровнем, не нарушающем линейный режим работы тракта РПУ. В реальных условиях эксплуатации приемника на него одновременно, вместе с полезным сигналом, могут воздействовать достаточно сильные мешающие радиоизлучения на частотах, не совпадающих с частотами основного и побочного каналов приема. При этом образуются каналы приема помех, называемые *внеполосными*. Эти сигналы порождают эффекты блокирования, перекрестной модуляции и интермодуляции. Причем, интермодуляционная помеха на выходе РПУ может появляться как при наличии полезного сигнала, так и при его отсутствии, в отличие от явлений блокирования и перекрестной модуляции, которые возникают только в присутствии полезного сигнала.

Многосигнальная частотная избирательность определяется при наличии, вместе с полезным сигналом, одного (двухсигнальное воздействие) или более (многосигнальное воздействие) интенсивных помеховых сигналов, нарушающих линейность работы тракта РПУ. При этом, естественно ожидать ухудшение частотной избирательности РПУ. Следствием является расширение полосы пропускания РПУ и увеличение коэффициента прямоугольности частотной характеристики. Для учета возможных эффектов блокирования и перекрестных искажений, а также учета приема интенсивной помехи по побочным каналам, при измерении многосигнальной частотной избирательности на вход РПУ подают два сигнала: полезный и помеховый. Для учета эффекта и интермодуляции подают три сигнала: *полезный* и два *помеховых*.

Эффект блокирования

Эффект заключается в уменьшении амплитуды полезного сигнала (соответственно, и отношения сигнал/шум приемника на его выходе) при воздействии сильной помехи на частоте, не совпадающей с частотой основного и побочного канала. Такие уменьшения амплитуды полезного сигнала обусловлены сниже-

нием крутизны вольтамперной характеристики активного элемента (в усилителе высокой частоты или смесителе) в результате действия сильной помехи на этот элемент, обладающий некоторой нелинейностью. Чем меньше мощность блокирующего сигнала, чем больше его отстройка от частоты полезного сигнала, и чем мало значение параметра нелинейности активного элемента, тем меньше восприимчивость приемника к блокирующей помехе.

Эффект перекрестных искажений полезного сигнала

Он заключается в переносе модуляции с мешающего сигнала на полезный. Сильная помеха, обычно близкая по частоте к полезному сигналу, например, на частоте соседнего канала, которая модулирована с частотой модуляции $\Omega_{\text{п}}$, действует на УВЧ или смеситель. Благодаря нелинейности их активных элементов создается перекрестная АМ модуляция полезного сигнала. В результате, в спектре полезного сигнала появляются составляющие с частотами $f_c \pm \Omega_{\text{п}}$, искажающие спектр основного сигнала. Чем больше отношение амплитуды каждой из этих паразитных составляющих к уровню амплитуды сигнала (на выходе приемника), тем больше искажения в спектре сигнала, или больше *коэффициент перекрестных искажений*, определяемый отмеченным отношением.

Эффект интермодуляции

Он заключается в том, что две (или более) сильные помехи из-за нелинейности активного элемента УВЧ или смесителя, приводят к появлению спектральных составляющих с новыми частотами, значения которых совпадают с частотами основного и побочного каналов. В результате, вновь появившиеся из-за интермодуляции сигналы будут помехами для приемника, несмотря на то, что они образовались в приемнике из сигналов на частотах, не совпадающих с частотами основного или побочного приема. При прочих равных условиях РПУ более восприимчиво к интермодуляционным помехам (на 10...15 дБ) по сравнению с помехами из-за блокирования и перекрестных искажений.

ГЛАВА IV. ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН

§ 1. Классификация видов антенн и полей их излучения

Антенна – устройство, предназначенное для приема или передачи электромагнитной энергии через пространство, соответственно, с определенных направлений и в определенных направлениях. Антенны классифицируют по типу излучающих элементов антенны [7], [9], [10]:

1. *антенны с линейными токами;*
2. *апертурные антенны;*
3. *антенны поверхностных волн.*

Антенны с линейными токами – это антенны, у которых токи протекают по сравнительно узким каналам с поперечными размерами, малыми по сравнению с продольными размерами и длиной волны, которая излучается или принимается. Примерами таких антенн служат штыревые, вибраторные, директорные, спиральные антенны и т.д.

Апертурные антенны – это антенны, у которых излучение происходит через площадь раскрыва, называемой «апертурой». Примерами таких антенн служат открытый конец волновода, рупорная и линзовая антенны, однозеркальные и двухзеркальные антенны, рупорно-линзовые, перископические антенны и т.д.

Антенны поверхностных волн – это антенны, возбуждаемые бегущими электромагнитными волнами, распространяющимися вдоль антенны и излучающими преимущественно в направлении распространения радиоволн. Примеры антенн поверхностных волн: дисковая диэлектрическая антенна, стержневая или трубчатая диэлектрические антенны и т.д. В антеннах поверхностных волн используется эффект полного внутреннего отражения на границе воздух-диэлектрик, где образуется поверхностная бегущая волна. Отсюда и название таких антенн.

Поля излучения антенны классифицируют как *реактивное поле, ближнее поле, зона Френеля и зона Фраунгофера или дальнее поле* – в зависимости от расстояния R от антенны.

Реактивное поле антенны простирается до расстояний $R \approx \lambda/2\pi$. В этом поле излучения антенны вектор напряженности электрического поля $\vec{E}$ излучения антенны имеет составляющие, которые пропорциональны членам, имеющим обратную зависимость от расстояния R как $E \sim 1/R$, а также $E \sim 1/R^2, E \sim 1/R^3$. Энергия составляющих поля $E \sim 1/R^2, E \sim 1/R^3$ обусловлена обменными процессами между антенной и источником ее возбуждения. Энергия, запасенная в реактивном поле, намного превосходит энергию, излучаемую антенной и обусловленную составляющей поля $E \sim 1/R$.

Ближнее поле следует за реактивным до расстояний $R_0 = \sqrt[3]{D_A/2\lambda(D_A/2) + \lambda}$ (D_A – наибольший размер антенны, λ – длина рабочей волны). Особенности поля в ближнем поле излучения следующие:

- а) фазовый фронт волны почти плоский;
- б) распределение интенсивности поля, например, для больших апертурных антенн, в пределах поверхности, равной апертуре антенны, имеет гладкий характер (без осцилляций) и резко спадает вне пределов апертуры.

Отметим, что в ближнем поле распределения нормированных интенсивностей поля, измеренных на плоскостях, соответствующим различным расстояниям от антенны, весьма схожи.

Зона Френеля следует за ближним полем до расстояний $R_0 = 2D_A^2/\lambda$ (для больших антенн $D_A \gg \lambda$). Особенности излучения антенн в этой области пространства следующие:

- а) фазовый фронт волны существенно отличается по характеру от плоского и имеет осцилляции в распределении по поперечным координатам X и Y , перпендикулярных направлению R ;
- б) такой же характер имеет и распределение интенсивности поля.

Распределение фазы и интенсивности поля по поперечным координатам X, Y , измеренные в какой-либо плоскости $R = R_1$ (по продольной оси), как отмечено, имеют резкие осцилляции

и не схожи с распределениями, соответственно, фазы и интенсивности, измеренными на плоскости на расстоянии $R = R_2$.

Дальнее поле антенны или зона Фраунгофера для больших антенн $D_A \gg \lambda$ начинается с расстояния $R_0 = 2D_A^2/\lambda$, а для антенн $D_A \sim \lambda$ – с расстояния $R = 2D_A$. Особенности поля в этой зоне следующие:

- а) фронт излучаемой волны сферический;
- б) у волны векторы поля $\vec{E}$ и $\vec{H}$ синфазны и плотность энергии электрического поля равна плотности энергии магнитного поля (в любой точке фазового фронта волны);
- в) если в дальней зоне измерить интенсивность поля $P_1(\theta, \phi, R_{01})$, в некоторой точке с угловыми координатами θ, ϕ на одной сферической поверхности с радиусом R_{01} от антенны, и интенсивность поля $P_2(\theta, \phi, R_{02})$ в другой точке с теми же угловыми координатами, но на другой сферической поверхности с радиусом R_{02} , причем – $R_{01} > \frac{2D_A^2}{\lambda}$, $R_{02} > \frac{2D_A^2}{\lambda}$ и $R_{01} \neq R_{02}$, то нормированные распределения по мощности $F_{H1} \leq 1$ и $F_{H2} \leq 1$ строго равны, т.е.

$$F_{H1} = \frac{P_1(\theta, \phi, R_{01})}{P(\theta_{\max 1}, \phi_{\max 1}, R_{01})} = \frac{P_2(\theta, \phi, R_{02})}{P(\theta_{\max 2}, \phi_{\max 2}, R_{02})} = F_{H2} \quad (33)$$

Это значит, во-первых, в дальней зоне направления максимумов излучения энергии строго совпадают, вне зависимости от расстояния от антенны, $\theta_{\max 1} = \theta_{\max 2}$; $\phi_{\max 1} = \phi_{\max 2}$; во-вторых, в дальней зоне антенны нормированное распределение по мощности, а следовательно, и нормированное распределение по модулю амплитуды поля зависит только от угловых координат, но не от расстояния, т.е. для дальней зоны имеем:

$$F_{H1}(\theta, \phi, R_{01}) = F_{H2}(\theta, \phi, R_{02}) = F(\theta, \phi) \leq 1 \quad (34)$$

Таким образом, на расстояниях R от антенны, удовлетворяющих условию дальней зоны $R \geq R_0$, имеем нормированное, относительно максимума излучения, сформировавшееся по угловым координатам поле антенны, для которой в этой зоне определен ряд параметров, изложенных ниже.

§ 2. Основные параметры антенны

Диаграмма направленности антенны – ДН

Это один из важнейших параметров антенны [9]–[12]. Для любого расстояния в пределах дальней зоны ДН (по мощности) определяется, согласно (33) и (34), соотношением:

$$F(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P(\theta_{\max}, \phi_{\max})} \leq 1 \quad (35)$$

$$F(\theta, \phi) = 10 \lg \frac{P(\theta, \phi)}{P(\theta_{\max}, \phi_{\max})} \leq 0 \text{ дБ} \quad (35a)$$

Как следует из определения ДН, она является двумерной функцией. Часто ее измеряют в двух различных плоскостях в дальней зоне – в зависимости от поляризации вектора $\vec{E}$ излучаемой волны. Если ДН измерена в плоскости, ориентированной вдоль вектора $\vec{E}$, то говорят, что ДН измерена в *Е-плоскости*. Измерение ДН в перпендикулярной плоскости или в плоскости вектора $\vec{H}$ дает ДН в *Н-плоскости*.

Одномерную ДН-зависимость ДН только от θ или только от ϕ , задают либо в полярных, либо в прямоугольных координатах. Пример отображения ДН в полярной системе координат приведен на Рис. 14. Угловая ширина $2\theta_{0,5}$ главного лепестка по уровню половинной мощности (окружности радиуса -3дБ) называется *шириной главного лепестка*. В прямоугольной системе координат ДН, в зависимости от угла, например, ϕ , выразится графиком (см.: Рис. 15). В задачах оценки ЭМС важно знание ДН на поляризации волны, ортогональной основной. Таковую ДН

называют ДН на кросс-поляризации. Они обычно существенно различаются (см.: Рис. 16).

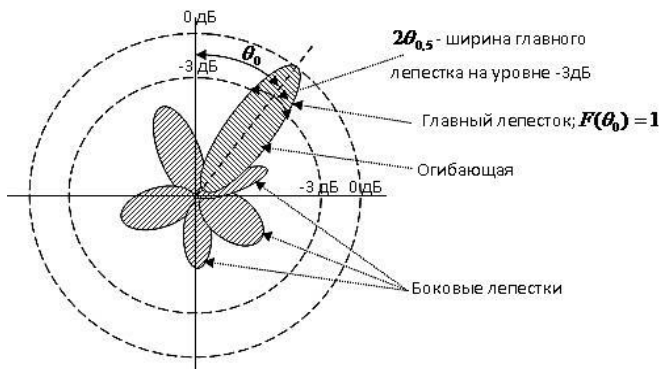


Рис. 14. ДН в полярной системе координат.



Рис. 15. ДН в прямоугольной системе координат.



Рис. 16. Общий вид идеализированных ДН на основной поляризации и кроссполяризации в прямоугольных координатах.

Коэффициент направленного действия антенны – КНД

Сравним две антенны: одна A_1 – гипотетическая, не имеющая потерь и излучающая по всем направлениям θ и φ равномерно, которую называют изотропной; вторая A_2 – испытуемая направленная реальная антенна (см.: Рис. 17). Предположим:

а) суммарно излучаемые мощности обеих антенн равны, то есть $P_{1 \text{ изл}} = P_{2 \text{ изл}}$

б) измеряем мощности излучения $P_1(\theta, \varphi)$ и $P_2(\theta, \varphi)$ обеих антенн в дальней зоне по всем направлениям в разных точках сферических поверхностей одинакового радиуса $R_1 = R_2$. Ясно, что $P_1(\theta, \varphi) = \text{const}$ и не зависит от θ и φ у изотропной антенны.

КНД реальной, направленной антенны определяется следующим соотношением:

$$КНД = \frac{P_2(\theta, \varphi)}{P_1} = D(\theta, \varphi) \quad (36)$$

$$D(\theta, \varphi) (\text{дБ}) = 10 \lg D(\theta, \varphi) \quad (36a)$$

$$D_{\text{max}} = \frac{P_2(\theta_{\text{max}}, \varphi_{\text{max}})}{P_1} \quad (37)$$

Из (36) и (37) имеем:

$$\frac{D(\theta, \phi)}{D_{\max}} = F(\theta, \phi) \quad (38)$$

$D_{\max}$ – КНД направленной испытуемой антенны в направлении $\theta_{\max}, \phi_{\max}$ максимального излучения. Связь между $D_{\max}$ и $F(\theta, \phi)$ следующая:

$$D_{\max} = 4\pi \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta \quad (39)$$

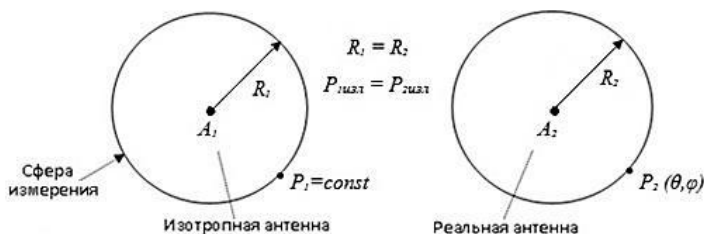


Рис. 17. К определению КНД реальной антенны.

Из физического содержания КНД следует, что в некоторых направлениях он может быть намного меньше 1, а в направлении главного лепестка может достигать весьма больших значений. Значение КНД, выраженное в дБ, может быть как отрицательным (при $D < 1$), так и положительным (при $D > 1$).

Коэффициент полезного действия антенны – КПД

Сумма мощности излучения $P_{\text{изл}}$ и мощности потерь P_n в антенне дает полную мощность, подводимую к антенне $P_{\text{вх}}$

$$P_{\text{вх}} = P_{\text{изл}} + P_n \quad (40)$$

КПД – η , определяется следующим соотношением

$$\text{КПД} = \eta = \frac{P_{\text{изл}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{P_{\text{вх}} - P_n}{P_{\text{вх}}} = 1 - \frac{P_n}{P_{\text{вх}}} < 1 \quad (41)$$

Коэффициент усиления антенны – КУ

КУ – G определяется следующим соотношением:

$$КУ = G = \eta D \quad (42)$$

$$G(\theta, \varphi) (\text{дБ}) = 10 \lg G(\theta, \varphi) \quad (42a)$$

Определение КУ по физическому содержанию соответствует определению КНД с той лишь разницей, что, в отличие от определения КНД, при равенстве $P_{\text{изл}}^{(1)} = P_{\text{изл}}^{(2)}$ мощностей излучения обеих антенн (одной, не имеющей потерь с $\eta = 1$ гипотетически изотропной, и другой, направленной реальной антенны), в случае определения КУ предполагается равенство $P_{\text{вх}}^{(1)} = P_{\text{вх}}^{(2)}$ входных мощностей этих антенн. Поэтому в (42) фигурирует величина η – КПД, учитывающая потери в реальной антенне.

При известных угловых размерах ширин основного луча антенны в градусах – $2\theta_{0.5}, 2\varphi_{0.5}$, КУ ориентировочно можно считать по формуле:

$$G = 44300 / 2\theta_{0.5} \times 2\varphi_{0.5} \quad (43)$$

В задачах оценки внутри объектной ЭМС, когда антенны взаимовлияющих РЭС расположены одна в ближней зоне другой, используется для расчета КУ формула [7]:

$$G = 4\pi R^2 / S_{\text{эфф}} \quad (44)$$

где $S_{\text{эфф}}$ – эффективная площадь антенны – следующий важный параметр антенны. Из (44) видна зависимость G от R , которая отсутствует в (43) для КУ в дальней зоне.

Эффективная площадь антенны – $S_{\text{эфф}}$

Допустим, антенна работает в режиме приема. Эффективную площадь антенны $S_{\text{эфф}}$ определим как соотношение мощности $P_{\text{пр}}(\theta, \varphi)$, принимаемой антенной с определенного направления θ, φ к плотности потока мощности с этого направления, то есть к величине вектора Пойтинга $\Pi(\theta, \varphi)$ с этого направления:

$$S_{\text{эфф}} = P_{\text{пр}}(\theta, \varphi) / \Pi(\theta, \varphi) = S_{\text{эфф}}(\theta, \varphi) \quad (45)$$

Связь между $S_{эфф}$, D и G определяется следующим основным соотношением теории антенн:

$$G = \eta D = \eta \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{эфф} \quad (46)$$

В направлении главного лепестка $S_{эфф}$ принимает максимальное значение и для апертурных антенн:

$$S_{эфф}^{max} = S \cdot k_{кп}, \quad (47)$$

где S – площадь раскрыва основного зеркала апертурной антенны; $k_{кп}$ – коэффициент использования площади, который для апертурных антенн составляет величину $k_{кп} = 0,5 \dots 0,7$.

Кроссполяризационная защита антенны – ХРД

ХРД, в направлении угла φ от направления главного лепестка, как функция от угла φ , определяется соотношением:

$$\text{ХРД}(\varphi) = G_{оп}(\varphi)/G_{кп}(\varphi) \quad (48)$$

$$\text{ХРД}(\varphi)(\text{дБ}) = G_{оп}(\varphi)(\text{дБ}) - G_{кп}(\varphi)(\text{дБ}), \quad (48a)$$

где $G_{оп}(\varphi)$ – коэффициент усиления антенны в направлении φ на основной поляризации; $G_{кп}(\varphi)$ – коэффициент усиления антенны в том же направлении на кроссполяризации.

Для типовых директорных и параболических антенн $25\text{дБ} \leq \text{ХРД}_{max} \leq 30 \dots 40\text{дБ}$ при $\varphi = 0$. В области боковых лепестков и заднего лепестка ДН, как правило, $\text{ХРД} < 0$

Коэффициент защитного действия антенны – $K_{зд}$

$$K_{зд} = G_{max}/G(\varphi = 180^0) \quad (49)$$

$$K_{зд}(\text{дБ}) = G_{max}(\text{дБ}) - G(\varphi = 180^0)(\text{дБ}), \quad (49a)$$

где $G(\varphi = 180^0)$ – коэффициент усиления антенны в направлении заднего лепестка. Значение $K_{зд}$ доходит до 70 дБ.

Отметим следующее: если антенна не содержит невзаимных элементов, то, согласно принципу взаимности электродинамики, приведенные выше все параметры антенны в режиме ее передачи полностью совпадают с соответствующими параметрами в режиме приема этой антенны.

§ 3. Нормирование характеристик антенн

При расчетах ЭМС используются нормированными значениями ДН и КУ на основной поляризации и кроссполяризации. Нормирование огибающей ДН и КУ осуществляется как на международном, так и национальном или корпоративном уровне [7], [8], [11], [12]. Последнее нормирование имеет уточняющий случай.

В частности, для РРЛ прямой видимости в диапазоне 1...40 ГГц для параболических антенн при нормировании рекомендуются аналитические выражения, зависящие от меры отклонения угла наблюдения от оси главного лепестка и от относительного размера антенны. При размере антенны L и рабочей длины волны λ при $L/\lambda > 100$ задаются одни аналитические выражения, при $L/\lambda < 100$ – другие [3]. В других случаях аналитические выражения зависят от максимального значения КУ. Например, для антенн абонентских станций (АС) с коэффициентом усиления $G_{max} < 20$ дБ должны использоваться следующие уравнения [3]:

$$F = \begin{cases} -12 \left(\frac{\varphi}{\theta_{0,5}} \right)^2 & \text{при } 0 \leq \varphi \leq \varphi_1 \\ -14 & \text{при } \varphi_1 \leq \varphi \leq \varphi_2 \\ -14 - 32 \lg \left(\frac{\varphi}{\varphi_1} \right) & \text{при } \varphi_2 \leq \varphi \leq \varphi_3 \\ -8 - G_{max} & \text{при } \varphi_3 \leq \varphi \leq 180^\circ \end{cases}, \quad (50)$$

где $\varphi_1 = 1,078$; $\theta_{0,5} = \sqrt{2,7 \cdot 10^{(4-0,1G_{max})}}$; $\varphi_2 = 1,9 \cdot \theta_{0,5}$;
 $\varphi_3 = \varphi_2 \cdot 10^{\frac{(G_{max}-G)}{32}}$.

Вообще, в рекомендациях МСЭ задаются огибающие или аналитические выражения нормированных ДН для всех типов эталонных антенн различных служб. Такие данные приводятся в виде таблиц и в описаниях фирменных антенн.

ГЛАВА V. КРИТЕРИИ ЭМС И ПРИНЦИПЫ РАСЧЕТА ПОЛЕЗНОГО И МЕШАЮЩЕГО СИГНАЛОВ

§ 1. Замирания сигнала и запас на замирания

При прохождении сигнала от одного РЭС к другому, сигнал на трассе между ними претерпевает различные случайные изменения по амплитуде и по фазе, обусловленные состоянием атмосферы, особенностями трассы распространения радиоволн между взаимодействующими РЭС и частотой несущей сигнала. Флуктуации амплитуды и фазы сигнала вызываются изменением погодных условий, изменением состояний слоев атмосферы, явлениями рассеяния, отражения, поглощения, рефракции и дифракции. Причем отмеченные обстоятельства по-разному влияют и отражаются на изменениях параметров сигналов различных диапазонов волн. При этом существенен механизм распространения волны, который в большой мере зависит от вида радиослужб взаимодействующих рассматриваемых РЭС. Механизм распространения волны между взаимодействующими РЭС может реализовываться через прямые, земные, тропосферные, или ионосферные волны [13]. Однако, в любом случае, сигнал в точку приема приходит со случайными медленными изменениями его уровня в течение от нескольких до десятков минут, обусловленными случайными погодными условиями атмосферных изменений. На эти медленные случайные изменения наложены быстрые изменения, длительностью от долей секунд до нескольких минут. Отметим, что суточные и сезонные изменения уровня сигнала носят почти регулярный характер. *Быстрые* изменения обусловлены многолучевой интерференцией и, собственно, они и называются *замираниями*, в отличие от медленных случайных изменений, называемых иногда *медленными* замираниями. Ясно, что оба типа замираний носят вероятностный характер. Установлено, что *плотность вероятности быстрых*

замираний можно аппроксимировать законом Релея, а медленные замирания – логарифмически нормальным законом [13]. На Рис. 18 представлен пример реального сигнала в течение времени T в точке приема радиолинии.

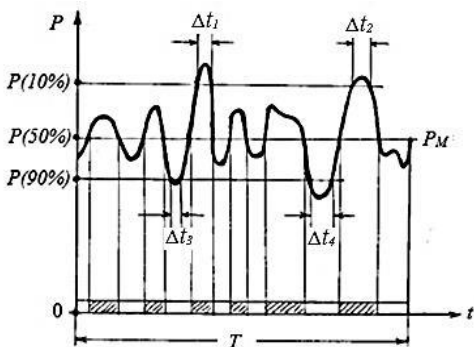


Рис. 18. Сигнал с замираниями.

Медианным уровнем сигнала называется уровень $P_M = P(50\%)$, который сигнал превышает в 50% времени T . Очевидно, что в 50% времени T приема сигнал ниже медианного уровня, т.е. сумма заштрихованных временных участков на Рис. 18 равна сумме незаштрихованных участков.

Глубина замираний G_3 сигнала определяется отношением $G_3 = P(10\%)/P(90\%)$, где $P(10\%)$ – уровень, превышаемый в 10% времени T , а $P(90\%)$ – уровень, превышаемый в 90% времени T . Из Рис. 18 видно, что уровень $P(10\%)$ превышает в суммарном относительном временном интервале $(\Delta t_1 + \Delta t_2)/T = 0,1$, а уровень $P(90\%)$ превышает в суммарном относительном временном интервале $[T - (\Delta t_3 + \Delta t_4)]/T = 0,9$.

Средняя частота замираний f_{cp} определяется отношением половины числа N пересечений уровня сигнала с медианным уровнем к времени T сеанса связи, т.е. $f_{cp} = N/2T$.

1⁰. Предположим отсутствие мешающих извне радиопомех и отсутствие замираний при приеме сигнала, что является идеализацией реального случая. В этом случае необходимая входная

сигнальная мощность приемника, обуславливающая на выходе приемника отношение сигнал/шум, равное 1, определяется пороговой мощностью $P_{\text{пор}}$ на входе (см.: выражение (13) и Рис. 19).

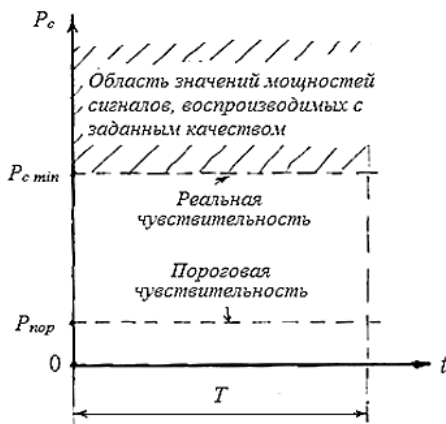


Рис. 19. Случай отсутствия внешних помех и отсутствия замираний.

По определению, реальная чувствительность приемника P_p равна минимальному уровню $P_{c \min}$ входного сигнала при этих же условиях (отсутствие радиопомех и замираний), при котором обеспечивается качественное воспроизведение сигнала при заданном отношении Q сигнал/шум на выходе приемника (см.: выражение (14)). Для цифровых систем, например, такому воспроизведению сигнала соответствует BER (частота появления ошибочных битов) $10^{-6} \dots 10^{-4}$, а для аналоговых систем, например, радиовещания и телевидения, $Q \geq 20\text{дБ}$ (100 раз и более). При отсутствии мешающих извне радиопомех и отсутствии замираний при приеме сигнала, входной сигнал с уровнями мощности, превосходящими значение $P_{c \min} = P_p$ (заштрихованная часть на Рис. 19), в течение всего времени приема T будет воспроизводиться с заданным качеством.

2⁰. Теперь предположим наличие замираний при приеме сигнала, но отсутствие мешающих извне радиопомех, что также

представляет некоторую идеализацию реального случая. Из-за замираний, изменяющийся уровень сигнала $P_c(t)$ на входе РПУ в отдельные промежутки времени ($\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3, \Delta t_4$) может оказаться ниже уровня $P_p = P_{c \min}$, как изображено на Рис. 20.

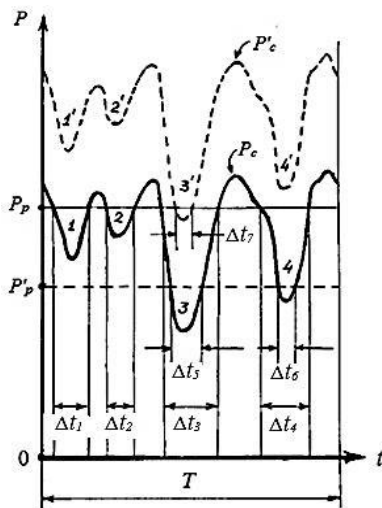


Рис. 20. Случай наличия только замираний.

Ясно, что в промежутки времени ($\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3, \Delta t_4$), соответствующих впадинам 1, 2, 3, 4 сигнала, не будет воспроизводиться с заданным качеством приема, так как $P_c(\Delta t_i) < P_p = P_{c \min}$ ($i=1, 2, 3, 4$), т.е. радиосвязь в эти промежутки времени будет неустойчивой. Чтобы снизить влияние замираний и сделать радиосвязь более устойчивой, можно было бы применить приемник с лучшей чувствительностью $P'_p < P_p$. На Рис. 20 такому приемнику соответствует реальная чувствительность P'_p (нижняя штриховая линия). В этом случае кривая $P_c(t)$ пересекается уровнем P'_p только впадинами 3 и 4, чему соответствует неустойчивость связи только в промежутки времени $\Delta t_5, \Delta t_6$, причем, $\Delta t_5 < \Delta t_3$, а $\Delta t_6 < \Delta t_4$. Здесь же отметим, несколько забежав вперед, что, в случае наличия и помех, применение приемника с лучшей чувствительно-

стью не решает проблемы, так как при этом возрастает и восприимчивость приемника к помехам.

Снижение влияния замираний и повышение устойчивости связи, т.е. обеспечение заданного качества воспроизведения информации в большем времени работы радиолинии, можно достигнуть также либо применением антенны РПДУ с большим коэффициентом усиления, либо увеличением мощности РПДУ (на Рис. 20 соответствующая сигнальная кривая при том же характере замираний – $P'_c(t)$). При этом впадины 1, 2, 3, 4 сигнала перейдут в положения $1', 2', 3', 4'$, соответствующие уровню $P'_c(t) > P_c(t)$, и уровень P_p будет пересекать только впадина $3'$. Сигнал не будет воспроизводиться с заданным качеством только в малом промежутке Δt_7 , когда $P'_c(\Delta t_7) < P_p$.

Итак, имеем следующее. Если в отсутствии замираний РПДУ создает на входе РПУ сигнал уровня его реальной чувствительности $P_p = P_{c \min}$, то ясно, что увеличение мощности РПДУ в F_1 раз, *опять же в отсутствие замираний*, создаст на входе РПУ сигнал уровня $P_{\text{сигн}} = F_1 P_p = F_1 P_{c \min}$. При этом, при наличии же неизбежных замираний, как следует из вышеизложенного рассмотрения ситуации Рис. 20, работа РПУ с заданным качеством воспроизведения информации и с длительностью неустойчивой связи обеспечивается в относительно меньшем проценте времени τ , определяемым как:

$$\tau = \frac{\sum_{i=1}^m \Delta t_i}{T} 100\% , \quad (51)$$

где Δt_i – промежутки неустойчивой работы радиолинии.

Фактически, увеличением мощности сигнала на выходе антенны РПДУ в F_1 мы компенсируем последствия замираний, которые препятствуют достижению заданной устойчивости (в проценте времени) при заданном качестве воспроизведения информации (ошибок BER или качества изображения или звука). Соотношение изменений, обусловленных быстрыми и медленными замираниями, конечно же, зависит и от вида радиослужбы, от протяженности трассы и т.д. Например, на коротких трассах РРЛ с прямой видимостью в СВЧ диапазоне глубина

быстрых замираний может быть по величине меньше глубины медленных замираний, а вот на длинных трассах РРЛ, из-за накоплений быстрых замираний на отдельных участках трассы, в пункте приема может быть обратная ситуация. Однако выбором величины F_1 , равной некому значению F , можно добиться в течение времени T работы радиолинии почти 100% устойчивой работы радиолинии. Слово «почти» подразумевает вероятностный смысл замираний, впадины которых в весьма и весьма краткие промежутки времени могут быть значительно глубокими. Таким образом, выбранное значение F обеспечивает, в отсутствие замираний, такой минимальный сигнал $P_{\text{сигн}}^0$ на входе РПУ, что в течение длительности T работы радиолинии возникающая уже из-за замираний впадина (или впадины) сигнала на уровне реальной чувствительности приемника P_p имеет длительность, составляющую по отношению к T мизерно малый процент времени τ . В этом мизерно малом проценте времени связь неустойчива.

Величина F называется *запасом на замирание* и равна:

$$F = P_{\text{сигн}}^0 / P_p \quad (52)$$

или в дБ

$$F(\text{дБ}) = P_{\text{сигн}}^0(\text{дБ/мВт}) - P_p(\text{дБ/мВт}) \quad (52a)$$

§ 2. Защитное отношение и критерии ЭМС

При работе нескольких радиослужб в общих полосах частот, т.е. когда радиослужбы совмещаются, неизбежно возникновение взаимных радиопомех. Источником помех могут быть и разнесенные территориально РЭС одноименной службы, работающие в той же полосе частот. В таких условиях приемник рассматриваемого конкретно РЭС, наряду с полезным сигналом, имеющим замирания, будет реагировать также на помехи со стороны других РЭС, поступающих на приемник РЭС по его основному, побочным и внеполосным каналам, порог восприимчивости которых существенно различается. Заметим, что по-

меха, как и сигнал, также подвергается обоим типам замираний. Для обеспечения нормальной работы рассматриваемого РЭС в таких реальных условиях работы устанавливаются критерии ЭМС. Определим величину A_0 , известную как *защитное отношение* [3]–[8].

Защитное отношение A_0 определяет минимально допустимое отношением мощности полезного сигнала (ПС) к мощности мешающего сигнала (МС) (помехи) на входе РПУ, которое позволяет получить на выходе приемника заданное качество воспроизведения ПС.

$$A_0 = (P_{\text{ПС}}/P_{\text{МС}})_{\text{вх.допуст}} = P_{\text{ПС вх.}}^{\text{min}}/P_{\text{МС вх.допуст.}} \quad (53)$$

$$A_0(\text{дБ}) = 10 \lg(P_{\text{ПС}}/P_{\text{МС}})_{\text{вх.допуст}} \quad (53a)$$

Радиопомеха МС, являясь паразитным сигналом, вместе с ПС проходит через тракты приемника. В результате, МС, превышая в отдельные промежутки времени допустимый уровень $P_{\text{МС вх.допуст.}}$, может привести к снижению отношения сигнал/помеха на входе приемника до значений, меньших A_0 , что ухудшит качество воспроизведения полезного сигнала, например, увеличится коэффициент ошибок – BER или ухудшится изображение, разборчивость речи и т.д. Заданное качество приема ПС в присутствии радиопомехи МС обеспечивается, если выполняется следующий критерий ЭМС:

$$A_{\text{вх}} = P_{\text{ПС вх.}}^{\text{min}}/P_{\text{МС вх.}} \geq A_0. \quad (54)$$

В условиях радиопомех на линии связи определяется задаваемый малый процент времени *среднего года* p , в течение которого превышает допустимый уровень мощности $P_{\text{МС вх.допуст.}}$ помехи и нарушается устойчивая связь. Чтобы подчеркнуть зависимость отмеченного уровня от p , введем обозначение $P_{\text{МС вх.допуст.}} = P_{\text{МС}}(p)$. Обычно p по величине задают $p < 1\%$. В этом проценте времени p (от длительности работы радиолинии) $A_{\text{вх}} < A_0$ и ПС не восстанавливается с требуемым заданным качеством. Например, в цифровых каналах передачи коэффициент ошибок BER превысит допустимое значение.

Критерий ЭМС основан на компромиссе между максимально допустимым уровнем помехи со стороны одной службы (в качестве источника помех) и минимальным уровнем мощности передачи сигнала, обеспечивающим заданное качество работы другой службы (в качестве рецептора помех). Поэтому критериями ЭМС обычно служат такие значения взаимных помех, при которых обеспечивается нормальная работа совмещаемых или одноименных радиослужб.

Требуемая величина защитного отношения, конечно же, зависит от типа модуляции, кодирования полезного и мешающего сигналов, а также от разности частот их несущих. Она зависит также и от критериев правильного воспроизведения полезного сигнала, которые отличаются друг от друга для различных служб и которые зависят, в конце концов, от шумовых свойств самого радиоприемного устройства. Например, в системах цифровой фиксированной наземной и фиксированной спутниковой служб помеха должна составлять на входе приемника наибольшую долю: 20...10%, от полного допустимого уровня шумов на входе демодулятора, которые вызывают появление ошибок на выходе приемника с вероятностью 10^{-6} , т.е. $BER=10^{-6}$. Для радиовещательных (наземных и спутниковых) служб критерием ЭМС служит защитное отношение величиной, соответственно, в 50 дБ для наземной и 19...30 дБ для спутниковой служб. Для подвижной службы задается уровень 8... 17 дБ в зависимости от совмещаемой службы. Для некоторых радиослужб критерием ЭМС служит уровень помехи на входе приемника, лежащий на 5...10 дБ ниже уровня собственных шумов приемника [4].

Представим критерий ЭМС (54) в зависимости от определяющих его параметров. Таковыми параметрами, естественно ожидать, будут следующие. Первый параметр – минимальный уровень мощности $P_{\text{сигн}}^0 = P_{\text{ПС вх.}}^{\text{min}}$. ПС на входе РПУ. Второй параметр – максимально допустимый уровень мощности $P_{\text{МС вх.допуст.}} = P_{\text{МС}}(p)$ входного одиночного МС. В течение процента времени этот уровень превышает (из-за замираний МС) и устойчивость связи нарушается. Остальные параметры – ис-

ходная реальная чувствительность P_p рецептора и защитное отношение A_0 .

Рассмотрим МС, воздействующий на рассматриваемое РПУ в качестве рецептора, как шумоподобную помеху. Ясно, что воздействие помехи приведет к ухудшению воспроизведения ПС. Это можно отождествить с тем, что исходная реальная чувствительность P_p нашего РПУ ухудшилась и стала равной P'_p из-за приращения приведенного ко входу РПУ его собственного шума на величину $P_{MC}(p)$. Из-за ухудшения шумовых свойств нашего РПУ его новая реальная чувствительность станет равной:

$$P'_p = P_p + P_p^{\text{пом}}, \quad (55)$$

где дополнительный член $P_p^{\text{ном}}$ обусловлен шумоподобной помехой.

В свою очередь, приемнику с реальной чувствительностью, величиной в $P_p^{\text{ном}}$, можно сопоставить ситуацию с неким приемником, у которого приведенный на его вход собственный шум равен именно $P_{MC}(p)$. С другой стороны, приемнику с реальной чувствительностью, также величиной в $P_p^{\text{ном}}$, можно сопоставить ситуацию и с идеальным приемником (у которого коэффициент шума равен 1, и как пороговая, и реальная чувствительности равны нулю, т.е. $P_{ш}^{\text{собод}} = P_{нор}^{\text{ид}} = P_p^{\text{ид}} = 0$) с воздействующим на его входе шумоподобным МС с уровнем $P_{MC}(p)$. Если на вход такого идеального приемника вместе с МС действует и ПС, то для обеспечения заданного качественного воспроизведения ПС на фоне действующего МС, уровень $P_{ПСвх.}^{\text{min}}$ минимального входного ПС идеального приемника должен быть в защитное отношение раз больше уровня МС. Это следует из (53), согласно которому имеем:

$$P_{ПСвх.}^{\text{min}} = A_0 \cdot P_{MC}(p) \quad (56)$$

Из равнозначности обеих описанных ситуаций следует соотношение:

$$P_{ПС}^{\text{min}} = P_p^{\text{пом}} \quad (57)$$

Предположим, что по каким-то причинам нарушилась идеальность приемника вследствие возникновения каких-то собственных шумов. Причем оказалось так, что прибавка к приведенной на вход мощности собственных шумов такого подпорченного, уже неидеального приемника равна мощности приведенных собственных шумов нашего рассматриваемого РПУ. Ясно, что реальная чувствительность такого подпорченного, уже неидеального приемника ухудшится. Отмеченная выше прибавка в мощности приведенных на вход возникших собственных шумов к входной мощности воздействующего шумоподобного МС приведет к тому, что ухудшение чувствительности подпорченного уже неидеального приемника составит именно величину P_p . Принимая во внимание равнозначность обеих вышеописанных ситуаций и добавляя к величине $P_p^{ном}$ величину P_p , получим величину реальной чувствительности такой приемной системы, которая, согласно соотношению (55), будет равна P'_p . Теперь же, учитывая эквивалентность этой приемной системы и нашего рассматриваемого РПУ, а также выражения (55–57), выражение реальной чувствительности рассматриваемого РПУ можно записать в виде:

$$P'_p = P_p + P_p^{ном} = P_p + A_0 \cdot P_{МС}(p) \quad (58)$$

Исходя из рассуждений, изложенных в §1 этой главы, следует, что минимальный уровень ПС, создаваемый на входе рассматриваемого РПУ (с учетом замираний ПС) и равный $P_{сигн}^0 = P_{ПС} = FP_p$, должен быть не ниже его реальной чувствительности уже при наличии МС, т.е. уровня P'_p . Тогда имеем:

$$P_{ПС} = FP_p \geq P'_p \quad (59)$$

Но это условие является критерием ЭМС РПДУ по отношению к рассматриваемому РПУ. С учетом (58) и (59), критерий ЭМС запишется в виде:

$$FP_p \geq P_p + A_0 \cdot P_{МС}(p) \quad (60)$$

Преобразуем (60) для выражения критерия в дБ

$$P_p(F - 1) \geq P_{МС}(p) \cdot A_0$$

$$10 \lg [P_p (F - 1)] - 10 \lg [P_{MC}(p) + 10 \lg A_0] \geq 0$$

$$10 \lg P_p + 10 \lg (F - 1) - [10 \lg P_{MC}(p) + 10 \lg A_0] \geq 0$$

Учитывая, что $10 \lg P_p = P_p$ (дБ/мВт), $10 \lg P_{MC}(p) = P_{MC}(p)$ (дБ/мВт), $10 \lg A_0 = A_0$ (дБ) и F (дБ) = $10 \lg F$, а $F = 10^{\frac{F(\text{дБ})}{10}}$, получим выражение, приведенное в [16]

$$P_p \left(\frac{\text{дБ}}{\text{мВт}} \right) + 10 \left[\lg \left(10^{\frac{F(\text{дБ})}{10}} - 1 \right) \right] - [P_{MC}(p) (\text{дБ/мВт}) + A_0 (\text{дБ})] \geq 0 \quad (60a)$$

Критерий, соответствующий соотношению (60) или (60a), проверяется для каждой пары взаимодействующих РЭС, так как в случае малых процентов времени p одновременное возникновение аномально высоких уровней МС от различных источников помех маловероятно.

Для радиолиний с разными средами распространения радиоволн значения запаса на замирания F , естественно, различны при той же устойчивости связи, поскольку процессы замираний имеют разную по происхождению природу – в зависимости от трассы распространения волн и соответствующей ей флуктуирующей многолучевости (наличие глобул, диффузная и дискретная многолучевость и т.д.). Естественно, значения F также будут различными в различных диапазонах и для различных совмещаемых радиослужб. В таблицах V.1 и V.2 приведены значения F и малого процента времени p среднегодового значения времени для расчетов ЭМС фиксированной спутниковой и РРЛ служб при их совмещении [16].

Табл. V.1. Параметры p, F для расчета ЭМС в паре: земная станция → станция РРЛ

Диапазон частот, ГГц	5,670–8,400	10,7–15,35	17,3–19,7
$p, \%$	0,0025	0,0025	0,0025
$F, \text{дБ}$	37	40	25

Табл. V.2. Параметры p, F для расчета ЭМС в паре: РРЛ→земная станция

Диапазон частот, ГГц	3,400 – 4,200	4,500 – 4,800	6,700 – 7,075	7,250 – 7,750	10,7 – 12,75	17,7 – 18,8	18,8 – 19,3
$p, \%$	0,0017	0,0017	0,0017	0,0017	0,0015	0,0015	0,0015
$F, \text{дБ}$	2	2	2	2	4	6	5

Другим применяемым критерием является *следующий критерий* [16].

Если МС рецептора помехи обусловлен одним или несколькими помеховыми сигналами от разных потенциальных источников помех с их медианными уровнями $P_{i \text{ пом}}(50\%)$ «наихудшего месяца», то допустимое ухудшение исходной пороговой чувствительности $P_{\text{пор}}$ рецептора не должно превышать 1 дБ (1,26) или отношение новой пороговой чувствительности $P'_{\text{пор}}$ к исходной $P_{\text{пор}}$ должно удовлетворять соотношению:

$$P'_{\text{пор}}/P_{\text{пор}} \leq 1,26 \quad (61)$$

Считая МС шумоподобной помехой с уровнем мощности,

$$P_{\text{МС}} = \sum_{i=1}^n P_{i \text{ пом}}(50\%), \quad (62)$$

напишем выражение новой пороговой чувствительности $P'_{\text{пор}}$:

$$P'_{\text{пор}} = P_{\text{пор}} + P_{\text{пор}}^{\text{МС}} \quad (63),$$

где $P_{\text{пор}}^{\text{МС}}$ есть дополнительный пороговый ПС с уровнем мощности $P_{\text{ПС}} = P_{\text{пор}}^{\text{МС}}$ за счет ухудшения шумовых свойств РПУ из-за дополнительного воздействия МС, которое эквивалентно увеличению приведенной на вход приемника собственной шумовой мощности на величину $P_{\text{МС}} = \sum_{i=1}^n P_{i \text{ пом}}(50\%)$. С другой стороны, согласно (53), такому уровню входного МС соответствует минимальный уровень ПС, необходимый и равный величине $P_{\text{ПС}}$ для заданного качественного воспроизведения ПС на фоне действующего МС. Тогда, с учетом (62), имеем:

$$P_{\text{ПС}} = A_0 \cdot P_{\text{МС}} = A_0 \cdot \sum_{i=1}^n P_{i \text{ пом}}(50\%) \quad (64)$$

Но, согласно нашим рассуждениям,

$$P_{\text{ПС}} = P_{\text{пор}}^{\text{МС}}. \quad (65)$$

Тогда, с учетом (62–65) критерий (61) запишется в виде:

$$P_{\text{пор}} + A_0 \cdot \sum_{i=1}^n P_{i \text{ пом}}(50\%) / P_{\text{пор}} \leq 1,26 \quad (66)$$

Преобразуем (66) для выражения критерия в дБ

$$\begin{aligned} 10 \lg \left[\frac{A_0 \cdot \sum_{i=1}^n P_{i \text{ пом}}(50\%)}{P_{\text{пор}}} + 1 \right] &\leq 10 \lg 1,26 \\ 10 \lg \left[10^{\lg \frac{A_0 \cdot \sum_{i=1}^n P_{i \text{ пом}}(50\%)}{P_{\text{пор}}}} + 1 \right] &\leq 1 \text{ дБ} \\ 10 \lg \left\{ 10^{0,1 \left[10 \lg \frac{A_0 \cdot \sum_{i=1}^n P_{i \text{ пом}}(50\%)}{P_{\text{пор}}} \right]} + 1 \right\} &\leq 1 \text{ дБ}, \end{aligned}$$

где учтено соотношение $Z = 10^{\lg Z}$. Далее, учитывая, что $A_0(\text{дБ}) = 10 \lg A_0$; $P_{\text{пор}}(\text{дБ/мВт}) = 10 \lg P_{\text{пор}}$; $P_{i \text{ пом}}(50\%)(\text{дБ/мВт}) = 10 \lg P_{i \text{ пом}} 50\%$ и соотношение $Z = 10 Z_{\text{дБ}} 10$ получим для второго критерия:

$$10 \lg \left\{ 10^{0,1 \left[-P_{\text{пор}}(\text{дБ/мВт}) + A_0(\text{дБ}) + 10 \lg \left(\sum_{i=1}^n 10^{0,1 P_{i \text{ пом}}(50\%)(\text{дБ/мВт})} \right) \right]} + 1 \right\} \leq 1 \text{ дБ} \quad (66a)$$

Если МС состоит из одной помехи, то имеем:

$$10 \lg \left\{ 10^{0,1 \left[-P_{\text{пор}} \left(\frac{\text{дБ}}{\text{мВт}} \right) + P_{\text{пом}}(50\%) \left(\frac{\text{дБ}}{\text{мВт}} \right) + A_0(\text{дБ}) \right]} + 1 \right\} \leq 1 \text{ дБ} \quad (66b)$$

§ 3. Соотношения для определения уровней мощностей полезного и мешающего сигналов

Итак, для установления факта ЭМС, или для проверки критериев ЭМС, необходимо знание уровней мощности ПС и МС, т.е. требуется расчет соответствующих величин $P_{\text{ПС}}$ и $P_{\text{МС}}$. На Рис. 21 в самом общем случае изображены две пары РЭС: A и B

одной радиолинии {1} и C и D другой радиолинии {2}. РПДУ A посылает сигнал в направлении РПУ B своей радиолинии {1}, а РПДУ D посылает сигнал в направлении РПУ C своей радиолинии {2}. Очевидно, что РПУ C радиолинии {2} является в данном случае рецептором помехи от РПДУ A радиолинии {1} – источника помех.

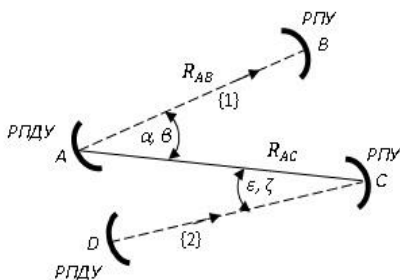


Рис. 21. Картина расположения двух радиолиний.

Линию, соединяющую центры антенн РЭС, называют линией визирования антенн или визирной линией. Предполагается, что трасса между антеннами РПДУ и РПУ каждой радиолинии (РПДУ $A \Rightarrow$ РПУ B , РПДУ $D \Rightarrow$ РПУ C) является «открытой». Трасса называется *открытой*, если в «минимальной области распространения волны» в пространстве вокруг визирной линии вдоль протяженности трассы отсутствуют какие бы то ни было препятствия, размеры которых сравнимы или больше длины рабочей волны радиолинии. Согласно физической оптике, *минимальная область распространения волны* в пространстве вокруг визирной линии вдоль протяженности трассы ограничивается поверхностью эллипсоида, имеющего в каждой точке визирной линии радиус $\rho_{min} = H_0 = \rho_1 / \sqrt{3} = 0,58\rho_1$, где ρ_1 – радиус первой зоны Френеля (подробнее см.: далее в § 3 главы VI)[17].

Расчет мощности ПС - $P_{ПС}$

Поскольку антенны РПДУ A и РПУ B направлены своими главным лепестками вдоль их рабочего направления радиолинии {1}, то угловые отклонения α, β и γ, θ осей главных лепест-

ков антенн в вертикальной и горизонтальной плоскостях от виртуальной линии, соединяющей точки A и B для антенн РПДУ A и РПУ, B равны нулю. Поэтому для КУ этих антенн имеем $G_{\text{прд}}^A = G_{\text{прд}}^A(0,0) = G_{\text{max}}^A$ и $G_{\text{пр}}^B = G_{\text{пр}}^B(0,0) = G_{\text{max}}^B$. Соответственно, для радиолинии {2} имеем $G_{\text{прд}}^C = G_{\text{прд}}^C(0,0) = G_{\text{max}}^C$ и $G_{\text{пр}}^D = G_{\text{пр}}^D(0,0) = G_{\text{max}}^D$. Мощность полезного сигнала $P_{\text{ПС}}$, принятого РПУ B от РПДУ A , определяется выражением:

$$P_{\text{ПС}} = \frac{P_{\text{прд}}^A \cdot G_{\text{max}}^A \cdot G_{\text{max}}^B \cdot \eta_{\text{прд}}^A \cdot \eta_{\text{пр}}^B}{L_0 \cdot L_{H20} \cdot L_{02} \cdot L_d \cdot L_{\text{И}}} \quad (67)$$

Выражение (67) в дБ принимает вид

$$P_{\text{ПС}}(\text{дБ/мВт}) = P_{\text{прд}}^A(\text{дБ/мВт}) + G_{\text{max}}^A(\text{дБ}) + G_{\text{max}}^B(\text{дБ}) + \eta_{\text{прд}}^A(\text{дБ}) + \eta_{\text{пр}}^B(\text{дБ}) - L_0(\text{дБ}) - L_{H20}(\text{дБ}) - L_{02}(\text{дБ}) - L_d(\text{дБ}) - L_{\text{И}}(\text{дБ}) \quad (68)$$

где

$P_{\text{прд}}^A(\text{дБ/мВт})$ – мощность РПДУ A , выраженная в дБ относительно одного мили ватта;

$\eta_{\text{прд}}^A(\text{дБ}), \eta_{\text{пр}}^B(\text{дБ})$ – коэффициенты передачи по мощности фидеров РПДУ A и РПУ B (они в дБ будут иметь отрицательные значения, поскольку в абсолютных единицах они меньше 1);

$L_0(\text{дБ})$ – затухание в свободном пространстве на расстоянии R_{AB} радиолинии {1} от A до B при передаче сигнала на несущей частоте $f = f_1$ (длина волны $\lambda = \lambda_1$) радиолинии {1}.

В абсолютных единицах [13]

$$L_0 = (4\pi R_{AB} / \lambda_1)^2 \quad (69)$$

В единицах дБ [16]

$$L_0(\text{дБ}) = 92,45 + 20 \lg f_1 (\text{ГГц}) + 20 \lg R_{AB} (\text{км}) \quad (70)$$

В случаях наземных трасс R_{AB} определяется по заданным координатам РЭС.

В случаях трасс Земля-Космос, например, радиолинии Земная станция – спутник на геостационарной орбите (см.: Рис. 22) R_{AB} , называемая *наклонной дальностью*, рассчитывается по за-

данным широте ψ , долготе ϑ земной станции и долготе φ геостационарного спутника [4]

$$R_{AB}(\text{км}) = 42643\sqrt{1 - 0,2957\cos\psi\cos(\vartheta - \varphi)} \quad (71)$$

либо наклонная дальность рассчитывается по углу места θ земной станции

$$R_{AB}(\text{км}) = 42164\sqrt{1 - (0,151266\cos\theta)^2} - 6378\sin\theta \quad (71a)$$

Угол места θ земной станции, в зависимости от ψ , ϑ и φ , определяется выражением:

$$\theta = \arctg\left\{\cos\psi\cos(\vartheta - \varphi) - 0,151/\sqrt{1 - [\cos\psi\cos(\vartheta - \varphi)]^2}\right\} \quad (72)$$



Рис. 22. Радиолинии Земля – искусственный спутник на геостационарной орбите при случае $\vartheta - \varphi = 0$.

Наклонная дальность R_{AB} , как следует из выражения (71a), изменяется от 41126 км при $\theta = 5^\circ$ до 35786 км при $\theta = 90^\circ$. На частоте 10 ГГц значения L_0 (дБ), вычисленные по выражению (70), составят, соответственно, 204,7 дБ и 203,5 дБ;

L_{H_2O} (дБ), L_{O_2} (дБ), L_d (дБ), – затухание, соответственно, в парах воды, в кислороде и в дожде для волны с длиной λ_1 на трассе длиной R_{AB} .

Методика вычисления этих затуханий приводится в главе VII. Здесь же отметим, что на частотах менее 5 ГГц эти затухания ничтожны и в расчет не принимаются. На более высоких частотах их надо учитывать, особенно затухание в дожде, кото-

рое из так называемых *атмосферных гидрометеоров* (снег, град, туман, дождь) является наиболее существенным фактором, вызывающим ослабление и деполяризацию волны. Хотя и дождь не является постоянно действующим фактором на трассе, однако в расчете уровня ПС необходимо учитывать ослабление и деполяризацию волны в дожде, *поскольку при оценке ЭМС принимаются наихудшие условия распространения ПС*.

$L_{\text{и}}$ (дБ) – затухание, обусловленное множителем ослабления ПС относительно поля свободного пространства. Поскольку между антеннами РПДУ и РПУ в случае оценки ПС считается, что трасса является открытой, то множитель ослабления имеет интерференционный характер, обусловленный многолучевостью. В свою очередь, ее проявления зависят от параметров радиолинии – вид радиослужбы, направленность антенн, эффекты переотражений, диапазон рабочих частот, протяженность трассы и т.д. [9–15].

Приведем воздействие некоторых факторов, связанных с состоянием рельефа Земли между взаимодействующими РЭС, на величину интерференционного множителя ослабления. Одним из важных факторов является степень шероховатости Земли, обуславливающая зеркальность или диффузность отраженной волны. Критерием является принятый *критерий Релея*, утверждающий, что отражение от поверхности Земли можно считать зеркальным и Землю гладкой, если высота $\Delta h_{\text{неров}}$ ее неровностей удовлетворяет неравенству $\Delta h_{\text{неров}} < \Delta h_{\text{max}} = \lambda / 8 \sin \delta$ (δ – угол скольжения падающей волны) [13]. При отмеченном условии коэффициент отражения Φ близок к 1. В противном случае имеем диффузное отражение, и значение коэффициента отражения уменьшается и зависит от δ и вида поверхности – луга, солончаки, равнинной или среднепересеченной лесистой местности и т.д. [4], [17]. При зеркальном отражении для оценки множителя ослабления пользуются *интерференционными формулами* [13], [14], [17].

При учете сферичности Земли k , в случае длинных трасс, учитывается расхожимость отраженной волны от гладкой сфе-

рической поверхности, в отличие от случая плоской поверхности. В итоге, сферичность Земли приводит к снижению модуля Φ коэффициента отражения в $\mathcal{P} < 1$ раз [17].

В [16] для РРЛ множитель ослабления для открытых трасс аппроксимируется выражением:

$$L_{\text{и}} = L_{\text{им}} + \Delta L_{\text{и}}(t), \quad (73)$$

где $L_{\text{им}}$ – медианное значение множителя ослабления, близкое к нулю, т.е. $L_{\text{им}} \approx 0$; $\Delta L_{\text{и}}(t)$ – распределение множителя ослабления выше его медианы, превышаемое в t процентов времени худшего месяца и аппроксимирующееся выражением:

$$L_{\text{и}}(t)(\text{дБ}) = [3.1 \cdot \ln(50/t)]^{0.7} \cdot (1 - e^{-0.1R}), \quad (74)$$

где R задается в км.

Худший месяц года – это месяц, в котором превышение заданного допустимого уровня множителя ослабления имеет наибольшую вероятность. Для открытых трасс, при заданном малом проценте p среднего года, процент времени t худшего месяца определяется как

$$t = 3p \quad (75)$$

Расчет мощности МС - $P_{\text{МС}}$

На примере взаимодействия РПУ C радиолинии $\{2\}$ (рецептора помехи) и РПДУ A радиолинии $\{1\}$ (источника помех) приведем расчетное соотношение для мощности $P_{\text{МС}}(t)$ МС. $P_{\text{МС}}(t)$ определяется выражением:

$$P_{\text{МС}} = \frac{P_{\text{прд}}^A \cdot G_{\text{прд}}^A(\alpha, \beta) \cdot G_{\text{пр}}^C(\varepsilon, \zeta) \cdot \eta_{\text{прд}}^A \cdot \eta_{\text{пр}}^C}{L_0 \cdot L_{H_{20}} \cdot L_{0_2} \cdot L_{\text{поляр}} \cdot L_{\text{оп}} \cdot L_{\text{и}} \cdot L_{\text{диф}}} \quad (76)$$

Выражение (76) в дБ принимает вид

$$\begin{aligned} P_{\text{МС}}(\text{дБ/мВт}) = & P_{\text{прд}}^A(\text{дБ/мВт}) + G_{\text{прд}}^A(\alpha, \beta)(\text{дБ}) + G_{\text{пр}}^C(\varepsilon, \zeta)(\text{дБ}) + \eta_{\text{прд}}^A(\text{дБ}) + \\ & \eta_{\text{пр}}^C(\text{дБ}) - L_0(\text{дБ}) - L_{H_{20}}(\text{дБ}) - L_{0_2}(\text{дБ}) - L_{\text{поляр}}(\text{дБ}) - L_{\text{оп}} - \\ & L_{\text{и}}(\text{дБ}) - L_{\text{диф}}(\text{дБ}), \end{aligned} \quad (77)$$

где α, β и ε, ζ – угловые отклонения осей главных лепестков, соответственно, антенн РПДУ A и РПУ C в вертикальной и горизонтальной плоскостях от визирной линии, соединяющей уже точки A и C ;

$G_{\text{прд}}^A(\alpha, \beta)$ (дБ) и $G_{\text{пр}}^C(\varepsilon, \zeta)$ (дБ) – коэффициенты усиления, соответственно, антенн A и C по направлению вдоль визирной линии, соединяющей эти антенны;

L_0 (дБ) – затухание в свободном пространстве на расстоянии R_{AC} между точками A и C при передаче сигнала на несущей частоте $f = f_1$ (длина волны $\lambda = \lambda_1$), поскольку РПДУ A в данном случае является источником помех. Расчет L_0 (дБ) выполняется, соответственно, по выражениям (70–72) с учетом здесь отмеченного. L_{H_2O} (дБ), L_{O_2} (дБ), – затухание, соответственно, в парах воды и в кислороде для волны с длиной λ_1 , но на расстоянии $R = R_{AC}$. Заметим, что в выражениях (76) и (77) отсутствует член, соответствующий затуханию в дожде. Это логично, поскольку мощность МС рассчитывается для благоприятных случаев с целью получения его максимально возможного уровня для гарантированной оценки ЭМС.

$L_{\text{поляр}}$ (дБ) – коэффициент поляризационной защиты, описывающий дополнительное ослабление уровня МС за счет отличия его поляризации от поляризации ПС на радиолинии $\{1\}$. Коэффициент поляризационной защиты, например, для РРЛ, выбирается следующим образом [16]:

- при совпадении поляризаций ПС и МС – $L_{\text{поляр}} = 1$ (0 дБ);
- если антенна РПДУ и антенна РПУ обладают, соответственно, линейной и круговой поляризациями или, наоборот, то $L_{\text{поляр}} = 2$ (3 дБ);
- если поляризации антенн РПДУ и антенн РПУ одностипны (либо линейная, либо круговая), но ортогональны, то

Для процентов времени $t < 0,1\%$

- а) в случае открытых трасс между источником и рецептором помехи

$$L_{\text{поляр}} \geq 10 \text{ (10 дБ);}$$

б) в случае отсутствия прямой видимости между источником и рецептором помехи

$$L_{\text{поляр}} = 1 \text{ (0дБ)};$$

для процентов времени $t > 1\%$, $L_{\text{поляр}} \geq 100 \text{ (20дБ)}$;

$L_{\text{оп}}$ (дБ) – коэффициент ослабления помехи, который определяется степенью перекрытия частотных полос источника помех и рецептора, т.е. основным и внеполосным излучениями РПДУ (источника помех) и полосой пропускания РПУ (рецептора), ослаблением мощности МС из-за расстройки несущих частот ПС и МС и из-за частотной избирательности РПУ по отношению к МС;

$L_{\text{и}}$ (дБ) – затухание, обусловленное множителем ослабления МС относительно поля свободного пространства. Это затухание рассчитывается, если трасса между антеннами РПДУ A и РПУ C – открытая. Методика расчета такая же, как и в случае расчета этого затухания для ПС. Если трасса между антеннами РПДУ A и РПУ C полуоткрытая или закрытая, то принимается $L_{\text{и}}$ (дБ) = 0 дБ;

$L_{\text{диф}}$ (дБ) – затухание МС, обусловленное множителем ослабления МС за счет дифракции МС на препятствиях трассы между антеннами РПДУ A и РПУ C . Если трасса между антеннами РПДУ A и РПУ C открытая, то принимается $L_{\text{диф}}$ (дБ) = 0 дБ.

Расчет $L_{\text{диф}}$ выполняется при полуоткрытой или закрытой трассах (трассы с препятствиями) между антеннами РПДУ A (источника помех) и РПУ C (рецептора). Он основан на определении количества и вида препятствий, последующей аппроксимации их форм и применении методик расчетов для соответствующих аппроксимации препятствий. Принципы расчета $L_{\text{диф}}$ приводятся после описания видов препятствий на трассе и их аппроксимаций в §3 главы VI.

§ 4. Особенности распространения радиоволн на трассах Земля-Космос и на наземных трассах

Радиолинии Земля-Космос

Такие радиолинии организуются между Землей и космическими объектами (космический корабль, спутник и т.д.). На Рис.

22, к примеру, изображены радиолинии Земля – искусственный спутник на геостационарной орбите и расположения земных станций по углу места θ – в зависимости от их широты (экватор, полюс и между ними).

Сигнал подобных радиолиний проходит по трассе, проходящей через атмосферу Земли – ионосферу, стратосферу и тропосферу, содержащей 4/5 воздуха атмосферы. Чтобы существенно снизить влияние явлений, происходящих в ионосфере – поглощение, неравномерная задержка спектральных составляющих сигнала, известная под названием *дисперсии* сигнала, рассеяние локальными нерегулярностями концентрации электронов в ионосфере, вращение плоскости поляризации (особенно при малых углах места θ прихода волны), то такие радиолинии проектируют на частотах выше 4 ГГц. Причем, антенны таких радиолиний являются остронаправленными.

Это обстоятельство позволяет пренебречь интерференцией прямой волны и отраженной от поверхности Земли волны. Дело в том, что высоты земных станций относительно невелики, и поэтому точка отражения волны от Земли оказывается на относительно небольшом расстоянии R от антенны, так как $R \approx h_A / \tan \theta$ (см.: Рис. 23).

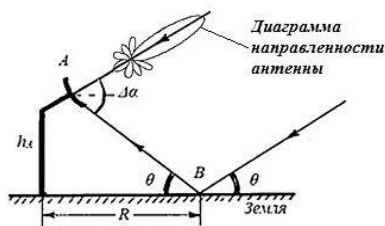


Рис. 23. Схема приема земной станцией отраженной от поверхности Земли волны.

На таком расстоянии Землю можно считать плоской. Тогда угол прихода $\Delta\alpha$ отраженной волны к антенне равен удвоенному углу места θ земной станции, и даже при $\theta \geq 5^\circ$ имеем $\Delta\alpha \geq 10^\circ$. Из-за этого отраженная волна принимается антенной

земной станции через боковой лепесток, относительный уровень которого из-за высокой направленности антенны весьма мал. Поэтому отраженная от Земли волна, принятая антенной, значительно ослабляется, и результат ее интерференции с прямой волной практически не проявляется.

Также можно пренебречь явлением дефокусировки луча из-за изменения индекса преломления на трассе в тропосфере и соответствующего искривления траектории луча, известного как явление *рефракции* луча, поскольку такие системы снабжены устройствами наведения по максимуму сигнала. На частотах, выше 4 ГГц, пренебрежимы также явления многолучевости и мерцания в тропосфере. А вот на частотах более 10 ГГц существенны явления поглощения в газах и осадках атмосферы и явления деполяризации в гидрометеорах, особенно в дожде.

Наземные радиолинии

На трассах наземных радиолиний на распространение радиоволн существенно влияют состояние рельефа между взаимодействующими РЭС, явление тропосферной рефракции, явление деполяризации сигнала, поглощение в газах атмосферы и рассеяние в ее гидрометеорах. Соотношения мер влияний отмеченных явлений зависят от частоты, используемой в радиолинии, и ее назначения. Отмеченные факторы и меры их влияния рассмотрены в последующих главах.

ГЛАВА VI. ПРЯМАЯ ВИДИМОСТЬ, ПРОФИЛЬ И ПРОСВЕТ ТРАССЫ, КЛАССИФИКАЦИЯ ТРАСС, ВЫЯЛЕНИЕ ПРЕПЯТСТВИЙ И ИХ АППРОКСИМАЦИЯ

§ 1. Максимальное расстояние прямой видимости

В данной главе речь пойдет о наземных трассах, которые, в отличие от являющихся открытыми трассами в радиолиниях Земля-Космос, могут быть как открытыми, так полуоткрытыми и закрытыми, определение которых будет дано далее в §3 этой главы.

Приведем определение максимального расстояния прямой видимости, когда визирная линия касается гладкой сферической поверхности Земли (см.: Рис. 24) [13]. С учетом ее среднего радиуса $R_3 = 6370$ км максимальное расстояние прямой видимости r_0 для наземной трассы между РПУ и РПДУ определяется выражением:

$$r_0(\text{км}) = \sqrt{2R_3}(\sqrt{h_A} + \sqrt{h_B}) = 3,57(\sqrt{h_A(\text{м})} + \sqrt{h_B(\text{м})}) \quad (78)$$

где h_A и h_B (h_A и $h_B \ll R_3$) – высоты поднятия антенн РПУ и РПДУ над Землей.



Рис. 24. К понятию прямой видимости.

С учетом нормальной рефракции, при которой в радиодиапазоне эквивалентный радиус Земли равен $R_3^{\text{э}} = 8500$ км, расстояние прямой видимости r_0 несколько увеличивается

$$r_0(\text{км}) = \sqrt{2R_3^3(\sqrt{h_A} + \sqrt{h_B})} = 4,12(\sqrt{h_A(\text{м})} + \sqrt{h_B(\text{м})}) \quad (79)$$

Например, при: $h_A = h_B = 10\text{м}$, $r_0 = 26\text{ км}$; $h_A = h_B = 40\text{м}$, $r_0 = 52\text{ км}$; $h_A = h_B = 100\text{м}$, $r_0 \approx 82\text{км}$.

Эквивалентный радиус Земли R_3^3 связан со средним радиусом R_3 соотношением

$$R_3^3 = R_3 / (1 + \frac{g \cdot R_3}{2}), \quad (80)$$

где $g = d\varepsilon/dh$ – градиент относительной диэлектрической проницаемости воздуха по высоте в атмосфере. При нормальной рефракции $g = d\varepsilon/dh = -8 \cdot 10^{-8}(1/\text{м})$.

При учете минимальной области распространения волны, т.е. области с радиусом около 0,58 от первой зоны Френеля, визирная линия должна быть приподнята на радиус этой области, и расстояние r_0 при тех же высотах антенн h_A и h_B несколько уменьшится, как это изображено на Рис. 25.

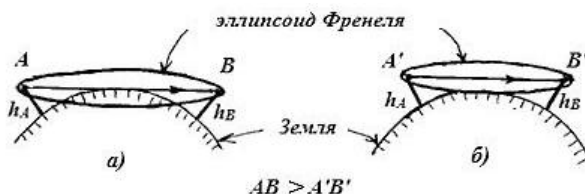


Рис. 25. Прямая видимость: а) без учета и б) с учетом минимальной области распространения волны.

§ 2. Профиль трассы и определение ее параметров

При оценке ЭМС РЭС одноименных и совмещаемых радиослужб необходимо знание о состоянии *рельефа наземной трассы* между взаимодействующими РЭС. Например, каков рельеф трассы между парой взаимодействующих РЭС наземной РРЛ, или между РЭС наземной РРЛ и земной станцией наземного базирования, или между базовыми станциями различных наземных подвижных служб и РЭС фиксированных наземных служб? Состояние рельефа трассы характеризует *профиль трассы* между двумя

взаимодействующими станциями, являющийся вертикальным разрезом местности между ними со всеми высотными отметками неровностей рельефа. По сути, это – профиль поверхности Земли на протяжении между парой взаимодействующих РЭС.

Профиль можно построить на основе топографической карты местности или любой другой топографической аэросъемки или съемки с искусственного спутника Земли. С этой точки зрения очень удобно применение общеизвестного пакета программы “Google Earth”, общедоступной в Интернете [18]. Она основана на аэрофотосъемке Земли с высоты 250...450 м [19]. Программа выдает на дисплей персонального компьютера, подсоединенного к сети Интернет, трехмерное изображение любого района Земли с заданием географических координат и отметок высот выбранной точки в выбранном районе. Программа динамична и легко управляема. С ее помощью можно получить расстояние между рассматриваемыми точками на местности и профиль рельефа между ними. Программа позволяет отслеживать высоту отметок рельефа при прохождении курсором по линии, соединяющей две географические точки, а также получать снимки как района расположения РЭС, так и профилей рельефа трасс между ними. При этом процесс получения требуемых профилей рельефа трасс между точками расположения РЭС в десятки раз сокращается по времени по сравнению с картографическим методом без ущерба в требуемой точности определения координат и высотных отметок. Во взаимодействии с программой можно автоматизировать процесс определения параметров трассы и ее классификации.

Ниже, для четкого понимания сути процесса определения профиля трассы и ее классификации изложен с помощью использования картографического метода [4], [16]. Итак, в соответствие с координатами взаимодействующих РЭС и высотных отметок каждой картографической точки линии, соединяющей координаты пары РЭС, сначала строится профиль трассы. Он является разрезом поверхности Земли на протяжении трассы между парой взаимодействующих РЭС, построенными в прямоугольных координатах (см.: Рис. 26).

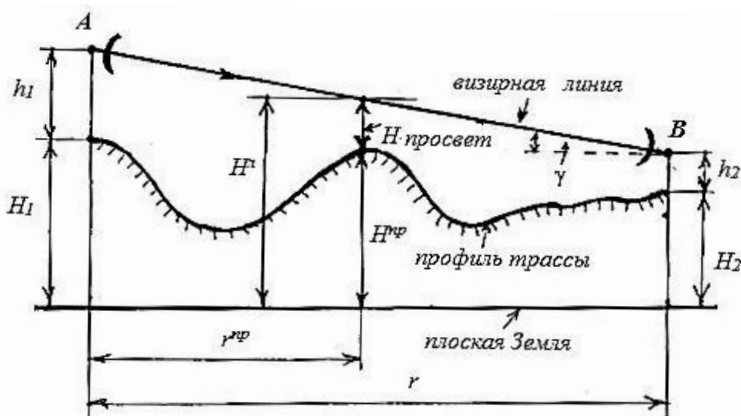


Рис.26. Профиль трассы.

где H_1, H_2 – отметки высоты оснований, соответственно, вышки антенны A и вышки антенны B ; $H^{пр}$ – отметка высоты препятствия; h_1 и h_2 – высоты расположения антенн A и B на вышках; $H^л$ – отметка высоты визирной линии над наивысшим препятствием

Просветом трассы называют минимальное расстояние между визирной линией и профилем трассы. В случае Рис. 26 просвет H равен

$$H = H^л - H^{пр} \quad (81)$$

Из Рис. 26 имеем:

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{(H_1 + h_1) - (H_2 + h_2)}{r} \quad (82)$$

$$H^л = (r - r^{пр}) \operatorname{tg} \gamma + (H_2 + h_2), \quad (83)$$

где r и $r^{пр}$, соответственно, координаты второго РЭС и препятствия от начала трассы (точки A).

При описанном выше построении профиля трассы не учитывается кривизна Земли. При учете кривизны Земли (ее выпуклости) новый профиль будет выглядеть так, как изображен на Рис. 27.

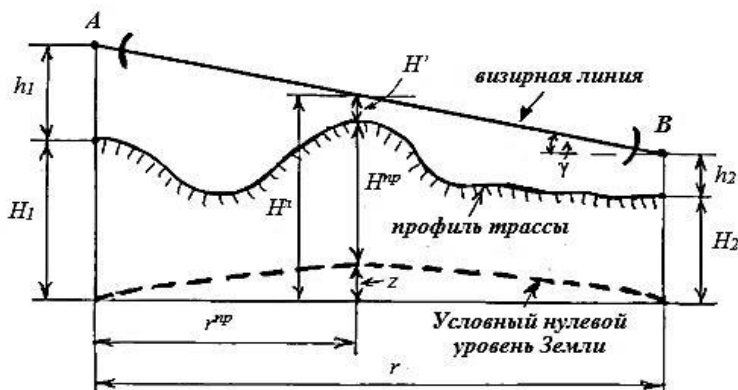


Рис. 27. Профиль трассы с учетом выпуклости Земли.

Каждая точка профиля трассы приподнимется по отметке высоты на величину z , обусловленную выпуклостью Земли

$$z = \frac{r^2 K_z (1 - K_z)}{2R_3}, \quad (84)$$

где $K_z = r^{\text{np}}/r = r_z/r$. Поскольку для точки А имеем $r^{\text{np}} = r_z = 0$ (т.е. $K_z = 0$), а для точки В — $r^{\text{np}} = r_z = r$ (т.е. $K_z = 1$), то имеем $z_A = z_B = 0$ и наибольшее z будет в середине трассы, когда $r_z = r/2$.

Поскольку кривизна Земли не действует на прямолинейное распространение луча радиоволны, то высота $H^{\text{л}}$ (как видно из формулы для нее) не изменяется. Тогда, очевидно, реальный просвет H' равен:

$$H' = (H^{\text{л}} - H^{\text{np}}) - z = H - z < H, \quad (85)$$

т.е. просвет из-за кривизны Земли уменьшается.

При распространении радиоволн на наземных трассах, из-за неоднородности атмосферы по плотности воздуха, в зависимости от высоты, а, следовательно, по ее относительной диэлектрической проницаемости, происходит рефракция волны, которая может существенно изменить просвет трассы [4], [13]. Градиент $g = d\varepsilon/dh$ относительной диэлектрической проницаемости воздуха, а значит,

градиент его коэффициента преломления ($n = \sqrt{\varepsilon}$), зависит от состояния атмосферы. Градиент $g = d\varepsilon/dh$ является случайной величиной с приблизительно нормальным законом распределения со средним значением $\bar{g}$ и дисперсией σ_g , различными для различных районов. В работе [4] представлена таблица с их значениями летом и зимой для районов бывшего СССР.

Значение g обычно $g < 0$, чему соответствует *положительная рефракция*, имея в виду, что луч отклоняется в сторону Земли и его кривизна положительна. Однако в силу различного рода перемещений плотных слоев тропосферы относительно более разреженных слоев иногда может возникнуть ситуация, когда $g > 0$ (*отрицательная рефракция*), т.е. с увеличением высоты h коэффициент преломления воздуха растет, и тогда луч отклоняется вверх от Земли – явление *субрефракции*. Такое возможное явление встречается редко. При положительной рефракции $g < 0$ и в зависимости от его среднего значения $\bar{g}$, различают: *нормальную рефракцию* – соответствующую нормальному состоянию тропосферы с значением $\bar{g} = -8 \cdot 10^{-8}$ (1/м), *критическую рефракцию* при значении $\bar{g} = -31,4 \cdot 10^{-8}$ (1/м) и *сверхрефракцию*, когда $\bar{g} < -31,4 \cdot 10^{-8}$ (1/м). При критической рефракции луч идет параллельно Земле, а при сверхрефракции – возможно многократное отражение от поверхности Земли. На Рис. 28 жирными линиями представлены траектории луча при отмеченных видах рефракции.

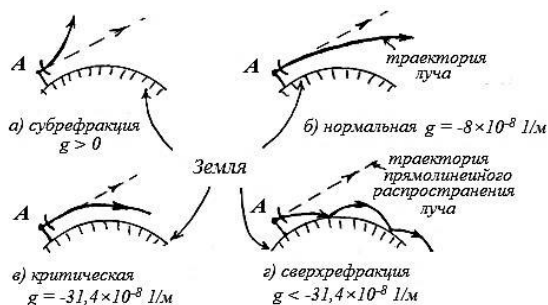


Рис. 28. Виды рефракции.

Согласно (80), эквивалентный радиус Земли R_3^3 зависит от значения градиента g . Тогда, для учета явления рефракции на величину просвета H' , в определяющую его формулу (85), вместо z нужно подставлять величину z^3 , соответствующую, согласно (84), эквивалентному радиусу Земли $R_3^3 = R_3^3(g)$. При положительной рефракции имеем $g < 0$ и $R_3^3 > R_3$, согласно (80). При такой подстановке получаем новое выражение z^3 , которое и учитывает явление рефракции:

$$z^3 = \frac{r^2 K_z (1 - K_z)}{2R_3^3} = z + \Delta H(g), \quad (86)$$

где $\Delta H(g)$ – поправка на рефракцию, выражение которой, согласно (80), следующее:

$$\Delta H(g) = \frac{r^2 K_z (1 - K_z) g}{4}. \quad (87)$$

Окончательный просвет $H(g)$, с учетом также и рефракции, согласно (84) и (87), равен:

$$H(g) = H - z^3 = H - z - \Delta H(g). \quad (88)$$

При положительной рефракции $g < 0$ и, согласно (87), $\Delta H(g) < 0$. Следовательно, просвет $H(g)$ с учетом рефракции увеличится. Это понятно из Рис. 29.

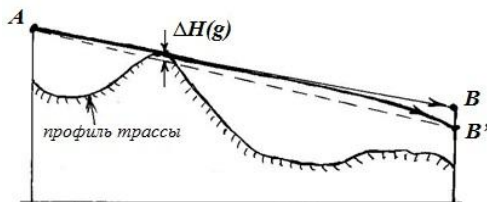


Рис. 29. Ход луча при рефракции.

При положительной рефракции точка B' (точка прихода луча сигнала) находится ниже точки B (когда не учитывается рефракция), а это эквивалентно снижению высоты препятствия на величину $|\Delta H(g)|$ или эквивалентному увеличению просвета на ту же величину.

§ 3. Классификация трасс по их просвету и длине

Для классификации трассы величину просвета $H(\bar{g})$, рассчитанную по выражению (88) и с учетом (84) и (87) и среднего значения $\bar{g}$, сравнивают с радиусом $\rho_{min} = H_0$ минимальной области распространения волны, при которой в точке приема передатчиком создается такая же напряженность поля волны, которая была бы в случае ее свободного распространения. Величина H_0 связана с радиусом $\rho_1 = \sqrt{r\lambda K_z(1 - K_z)}$ первой зоны Френеля соотношением [17]

$$H_0 = \rho_1/\sqrt{3} = 0,58\rho_1 = 0,58\sqrt{r\lambda K_z(1 - K_z)} \quad (89)$$

Трасса является *открытой*, если

$$H(\bar{g}) > H_0 \quad (90)$$

Трасса является *полуоткрытой*, если

$$0 < H(\bar{g}) \leq H_0 \quad (91)$$

Трасса является *закрытой*, если

$$H(\bar{g}) < 0 \quad (92)$$

При открытых трассах препятствий нет. При полуоткрытых трассах есть *полузатеняющие препятствия*, но есть прямая видимость. Заметим, что на трассе может быть прямая видимость, но трасса может быть и неоткрытой. При закрытых трассах прямая видимость отсутствует. В этом случае на трассе может присутствовать одно или несколько *затеняющих препятствий*. Ясно, что при случайных изменениях g открытые трассы могут стать закрытыми и, наоборот.

Трассы различают также по длине [17]:

– трассу называют *короткой*, если ее длина $r \leq 0,2r_0$, где $r_0(\text{км}) = 4,12 \left(\sqrt{h_A(\text{м})} + \sqrt{h_B(\text{м})} \right)$ – расстояние прямой видимости с учетом нормальной рефракции. При коротких трассах сферичность Земли не учитывается;

– трассу называют *длинной*, если ее длина $r > 0,2r_0$ и сферичность Земли уже учитывается.

В заключение отметим разницу в физической природе открытой, полуоткрытой или закрытой трасс. Радиоволны при полуоткрытых и закрытых трассах создают сигнал в точке приема B благодаря явлению огибанию препятствия, известного, как *дифракция*. Согласно принципу Гюйгенса, дифракция радиоволн и, как ее следствие, – это попадание вторично излучаемых волн в точку приема B , где они интерферируют. В случае полуоткрытых и закрытых трасс вторичные волны излучаются частью фронта волны (в координате расположения препятствия), неперекрываемой препятствием. На Рис. 30 показана закрытая трасса, где открытая часть фронта обуславливает излучаемые вторичные лучи в пределах существенной области распространения волн, охватывающей 8...12 зон Френеля [17].

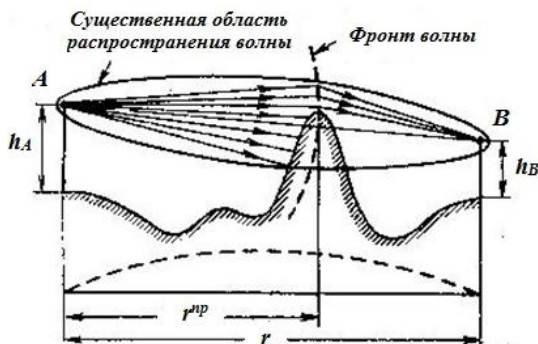


Рис. 30. Пример дифракции на затеняющем препятствии.

В создании сигнала в точке B приема участвуют лучи, испускаемые точками фронта волны, находящимися выше вершины препятствия. Лучи, излучаемые точками ниже вершины препятствия, поглощаются препятствием, и, если они все-таки проходят сквозь препятствие, то также участвуют в формировании сигнала в точке приема B , но их участие в этом процессе выражается очень слабо из-за их значительного ослабления.

§ 4. Процедура выявления полузатеняющих и затеняющих препятствий и аппроксимациях форм

Итак, на полуоткрытых и закрытых трассах происходит ослабление сигнала за счет дифракции, которое зависит от протяженности трассы, от частоты, количества препятствий, их формы и взаимного расположения.

Для расчета ослабления определяются затеняющие препятствия и их взаимное расположение на профиле трассы [16]. Для этого строится ломаная линия, отображающая гипотетический путь распространения сигнала, как изображено на Рис. 31. Линия соединяет антенны источника помех и рецептора и огибает все препятствия. На этом рисунке количество изломов гипотетического пути (жирная линия) равно количеству затеняющих вершин.

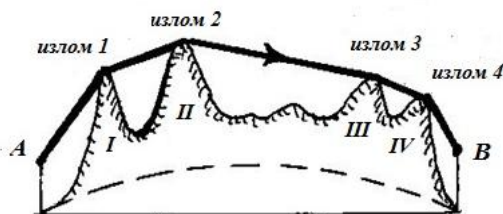


Рис. 31. Гипотетический путь распространения сигнала.

Однако может оказаться так, что количество изломов гипотетического пути не равно количеству затеняющих вершин. На Рис. 32 изображен именно такой случай. Хотя вершина последнего препятствия III сама по себе и перекрывает визирную линию (отрезок прямой, соединяющей точки A и B), удовлетворяя, тем самым, условию (92) затеняющего препятствия, но в данном случае последнее препятствие, по сути, классифицируется как полузатеняющее препятствие, поскольку его вершина касается линии гипотетического пути.

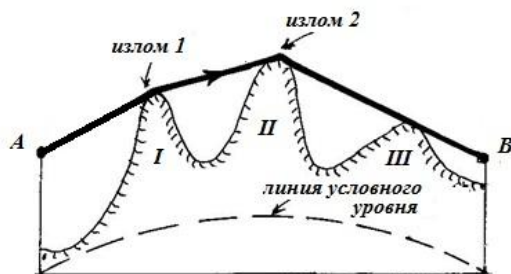


Рис. 32. Гипотетический путь распространения сигнала на трассе, где последнее препятствие является по сути полузатеняющим.

Если гипотетический путь не имеет изломов, т.е. совпадает с линией визирования, то трасса является полуоткрытой. На Рис. 33 изображена такая трасса.

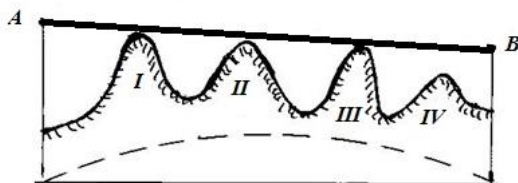


Рис. 33. Полуоткрытая трасса.

Если между источником помех и первым затеняющим препятствием, или между последовательными затеняющими препятствиями, или между последним затеняющим препятствием и рецептором, или на полуоткрытой трассе – существуют несколько полузатеняющих препятствий, – то они заменяются тем одним полузатеняющим препятствием, которое определяет минимальный просвет на этом участке трассы между гипотетическим путем и вершиной этого препятствия. При этом руководствуются следующими двумя положениями:

1. Не объединяются затеняющее и полузатеняющее препятствия.

2. Два затеняющих последовательных препятствия могут объединяться в одно эквивалентное затеняющее препятствие с вершиной в точке С (см.: Рис. 34), если удовлетворяется критерий их объединения.

$$\lg \left(\pi - \arcsin \sqrt{\frac{r(r_{1z} - r_{2z})}{(r - r_{1z})r_{2z}}} \right) > 0,408 \quad (93)$$

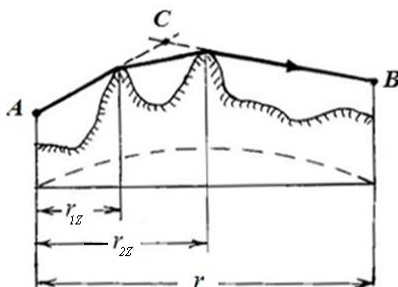


Рис. 34. К критерию объединения затеняющих последовательных препятствий.

Для расчета ослабления сигнала – при его дифракции на затеняющих и полузатеняющих реальных препятствиях с различными формами – их формы аппроксимируют [16]. В зависимости от соотношения крутизны фронта и протяженности вершины препятствия, его аппроксимируют либо клиновидным препятствием, либо цилиндром, либо сферой (см.: Рис. 35–37).



Рис. 35. Аппроксимация клином.

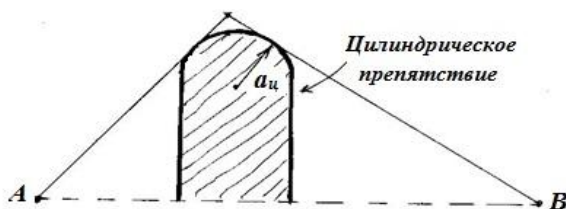


Рис. 36. Аппроксимация цилиндром.

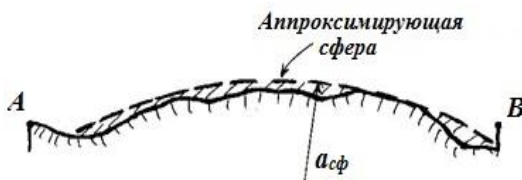


Рис. 37. Аппроксимация сферой.

В [16] приводится процедура аппроксимации препятствий с получением параметров аппроксимирующих клина, цилиндра или сферы и расчет дифракционных потерь $L_{\text{диф}}$ (дБ) на таких аппроксимированных препятствиях. Во всех случаях аппроксимаций дифракционные потери $L_{\text{диф}}$ (дБ) содержат медианную $L_{\text{м.диф}}$ (дБ), составляющую и составляющую $\Delta L_{\text{диф}}$ (дБ), зависящую от процента времени t наихудшего месяца и протяженности трассы r .

$$L_{\text{диф}} = L_{\text{м.диф}} + \Delta L_{\text{диф}}(t) \text{ (дБ)} \quad (94)$$

Причем для сухопутных трасс связь между процентом времени t худшего месяца и процентом времени p среднего года определяется соотношением:

$$t = 4p \quad (95)$$

а для трасс, проходящих над водными объектами, принимаем

$$t = 3p \quad (96)$$

В [4], [17] приведена методика упрощенного графического определения ослаблений интерференционного $L_{\text{и}}(g)$ и дифрак-

ционного $L_{\text{диф}}(g)$ характеров – в зависимости от относительного просвета $p(g) = H(g)/H_0$. При этом вводится параметр μ , зависящий от кривизны фронта препятствия. На графике Рис. 38 имеем $\mu = 0$ для открытых ($p(g) > 1$) и для полуоткрытых ($0 \leq p(g) \leq 1$) трасс, а для закрытых трасс $0 < \mu < \infty$ ($\mu \rightarrow \infty$ соответствует остро клиновидному препятствию) и $p(g) < 0$. Ясно, что при $p(g) > 1$ имеем ослабление интерференционного характера (открытые трассы), а при $p(g) \leq 1$ имеем ослабления дифракционного характера (полуоткрытые и закрытые трассы).

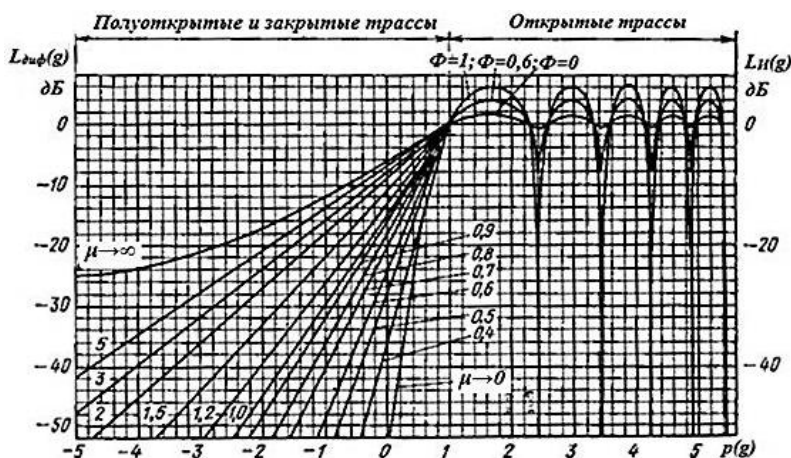


Рис. 38. Зависимость множителя ослабления от относительного просвета.

Как следует из Рис. 38, при увеличении μ ослабление в дифракционной зоне (для закрытых трасс, соответствующих $p(g) < 0$) по алгебраической величине возрастает, т.е. дифракционные потери уменьшаются, и они минимальны при $\mu \rightarrow \infty$, что соответствует приближению формы препятствия к форме клина. Это явление получило название «усиления на клиновидном препятствии». Оно имеет место на практике, и его примеры приведены в [13], [14]. Отмеченное явление объясняется теорией дифракции на острие клиновидного препятствия, предложенной Келлером, и моделью четырехлучевого приема.

ГЛАВА VII. ОСЛАБЛЕНИЕ СИГНАЛА В ОСАДКАХ И ГАЗАХ АТМОСФЕРЫ

§ 1. Ослабление сигнала в дожде на наземных трассах

Из гидрометеоров (дождь, снег, град, туман), с точки зрения ослабления интенсивности проходящей волны, наиболее существенен дождь [17]. Ослабление в дожде обусловлено поглощением энергии волны в его каплях и рассеянием на них. Ослабление в дожде учитывается для сигналов на частотах $f > 5$ ГГц, поскольку волны частот $f < 5$ ГГц ($\lambda = 6$ см) не испытывают ощутимого ослабления из-за малого отношения среднего размера капли дождя к длине волны [13]. Степень ослабления уровня сигнала существенно зависит от интенсивности I_d дождя, выражаемой в выпадении количества дождя по высоте за единицу времени (мм/ч) и определяемой средним размером капель и их количеством в единице объема. Принята следующая градация дождя по его интенсивности:

- слабый.....1–5мм/ч
- умеренный.....5–20мм/ч
- сильный.....20–40мм/ч
- ливневый, более.....40мм/ч

Среднеминутная интенсивность дождя подчиняется приблизительно логарифмически нормальному закону плотности распределения вероятности [17]

$$W(I_d) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}(\ln\sigma)I_d} \exp\left[-\frac{(\ln I_d - \ln \bar{I}_d)^2}{2(\ln\sigma)^2}\right], \quad (97)$$

где $\bar{I}_d$ – среднее значение I_d (мм/мин); σ – СКО от среднего значения $\bar{I}_d$.

Пространственная неравномерность интенсивности дождя вдоль горизонтального направления описывается *моделью дождевых очагов* по формуле

$$I_d = I_{dm} \exp\left[-10^{-4} I_{dm} \Delta r^2\right] \quad (98)$$

где Δr (км) – удаление от центра очага дождя, $I_{\text{дт}}$ – интенсивность дождя в центре очага, мм/ч.

Погонное ослабление $\gamma_{\text{д}}$ (дБ/км) сигнала в дожде зависит от интенсивности дождя $I_{\text{д}}$, и на данной частоте определяется по графикам на Рис. 39 [4].

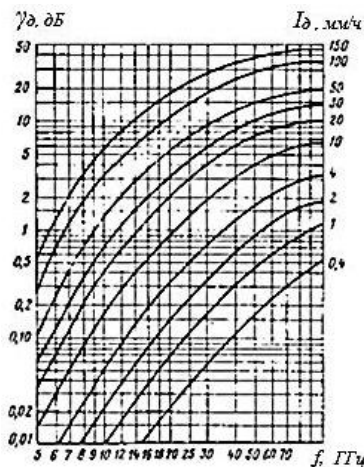


Рис. 39. Погонное ослабление сигнала в дожде в зависимости от частоты.

Средняя интенсивность $I_{\text{д}}$ дождя, с другой стороны, зависит от климатического района мира, который, на основе статистических данных и по рекомендации МСЭ, разделен на климатические дождевые зоны от A до P (см.: Рис. 40) с соответствующими значениями интенсивности дождя $I_{\text{д}}$ (мм/ч) по зонам (см.: табл. VII.1), превышаемых в ряде указанных процентов $p \leq 1\%$ среднего года [4]. В этой же работе приводится карта дождевых климатических зон бывшего СССР, разделенная на 29 зон, с соответствующей таблицей значений интенсивности дождя, превышаемых в ряде указанных процентов $t \leq 0,1\%$ худшего месяца (принимается $p \approx 0,29t^{1,15}$). В худшем месяце вероятность превышения заданного в таблице значения интенсивности дождя максимальна.

Табл. VII.1. Значения интенсивности I_d (мм/ч) дождя, превышаемые в указанные проценты p среднего года в климатических зонах от A до P .

Процент времени	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P
1.0	—	1	—	3	1	2	—	—	—	2	—	4	5	12
0.3	1	2	3	5	3	4	7	4	13	6	7	11	15	34
0.1	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35	65
0.03	5	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65	105
0.01	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145
0.003	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140	200
0.001	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180	250

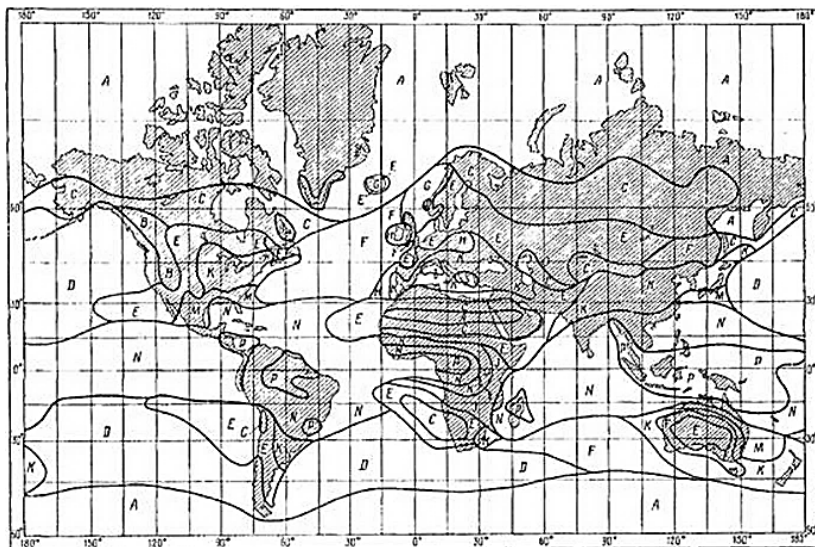


Рис. 40. Дождевые климатические зоны мира.

Таким образом, определяя по исходным данным климатическую зону мира (согласно Рис. 40), по заданному проценту p определяется соответствующее значение интенсивности I_d (мм/ч) дождя (по Табл. VII.1), а по заданной частоте работы

радиолинии по Рис. 39 определяем погонное ослабление γ_d (дБ/км) сигнала в дожде. Ослабление сигнала в дожде, при прохождении сигналом наземной трассы, длиной R_{AB} определяется по выражению [4, 17]

$$L_d (\text{дБ}) = \gamma_d R_{AB} K_r, \quad (99)$$

где K_r – коэффициент, учитывающий пространственную неравномерность дождя в горизонтальном направлении, определяемый из графиков Рис. 41.

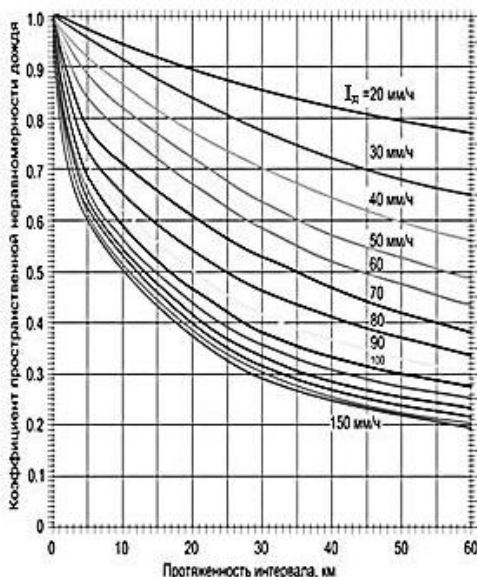


Рис. 41. Коэффициент пространственной неравномерности дождя.

§ 2. Ослабление сигнала в дожде на трассах Земля-Космос

На трассах Земля-Космос нужно учитывать расстояние, которое проходит сигнал в дожде, т.е. в зоне от поверхности Земли до верхней границы образования дождя. Верхняя граница зоны дождя h_d зависит от высоты h_F изотермы $t = 0^\circ \text{C}$ или уровня замерзания, ниже которого лед превращается в воду (см.: Рис. 42).

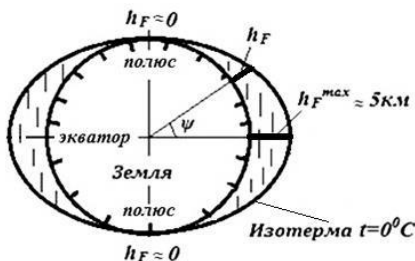


Рис. 42. Уровень замерзания относительно Земли.

Уровень замерзания h_F через широту ψ земной станции в градусах определяется выражением [4]:

$$h_F(\text{км}) = 5,1 - 2,15 \lg(1 + 10^{(|\psi| - 27^0)/25^0}) \quad (100)$$

Высота зоны дождя h_d различна на разных широтах и связана с уровнем замерзания h_F соотношением:

$$h_d = C h_F, \quad (101)$$

где коэффициент C :

- $C = 0,6$ при $0^0 \leq \psi < 20^0$;
- $C = 0,6 + 0,02(|\psi| - 20^0)$ при $20^0 \leq |\psi| \leq 40^0$;
- $C = 1$ при $|\psi| \geq 40^0$.

Далее определяется путь $d_d(\text{км})$ сигнала по наклонной трассе в зоне дождя – в зависимости от угла места θ земной станции. Выражения следующие:

$$d_d = \frac{2(h_d - h_0)}{\sqrt{\sin^2 \theta + 2(h_d - h_0)/R_3^3 + \sin \theta}} \quad \text{при } \theta < 10^0 \quad (102)$$

$$d_d = \frac{h_d - h_0}{\sin \theta} \quad \text{при } \theta > 10^0, \quad (103)$$

где h_0 – высота антенны земной станции над уровнем моря; $R_3^3 = 8500 \text{ км}$ – эквивалентный радиус Земли. Угол места θ антенны земной станции определяется по выражению (72) или по графикам Рис. 43.

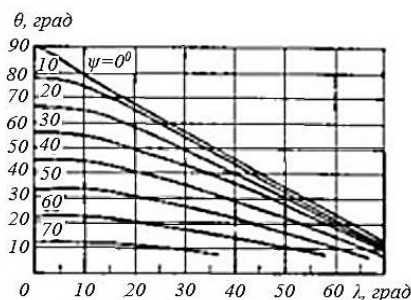


Рис. 43. Угол места антенны земной станции в зависимости от разности $\lambda = \varphi - \vartheta$ между долготой φ геостационарного спутника и долготой ϑ земной станции для различных широт ψ земной станции.

Зная d_d , находим горизонтальную проекцию d_G наклонного пути сигнала d_d (км)

$$d_G = d_d \cos \theta \quad (104)$$

и фактор m уменьшения ослабления в дожде, учитывающий горизонтальную неравномерность дождя для 0,01% времени среднего года

$$m_{0,01} = \frac{90}{90 + 4d_G} \quad (105)$$

Затем определяем интенсивность дождя I_d в данном климатическом районе, подобно тому, как определяли в случае наземной трассы. По I_d при заданной частоте f находим, как и ранее, γ_d , а затем определяем ослабление $L_{d,0,01}$ сигнала в дожде, превышаемое в 0,01% времени среднего года

$$L_{d,0,01} = \gamma_d \cdot d_G \cdot m_{0,01} \quad (106)$$

Для определения ослабления сигнала в дожде, превышаемого в течение $\tau\%$ времени среднего года, применяется выражение

$$L_{d,\tau} = L_{d,0,01} (\tau/0,01)^{-\gamma}, \quad (107)$$

где $\gamma = 0,33$ при $0,001 \leq p \leq 0,01$; $\gamma = 0,41$ при $0,01 \leq p \leq 0,1$.

§ 3. Деполяризация сигнала в дожде

Относительно влияния дождя отметим дополнительно следующее о ранее упомянутой деполяризации волны в дожде, которая сопутствует ослаблению проходящей через него волны за счет поглощения ее энергии в дождевых каплях и рассеяния на них. Поскольку поглощение и рассеяние обусловлены размерами капель дождя и их удельной концентрацией, а, в итоге, интенсивностью дождя, то должна существовать корреляция между ослаблением волны в дожде и ее деполяризацией, что и было замечено на практике – с увеличением первого увеличивается и второе. С другой стороны, деполяризация волны увеличивается с ростом угла между направлением (вертикальным) дождя и направлением проходящей волны, т.е. деполяризация более выражается при малых углах места антенны РЭС. Вдобавок деполяризация увеличивается с ростом частоты, что физически понятно, так как уменьшается отношение длины волны к размерам капель дождя.

Для увеличения числа каналов и экономии радиочастотного ресурса часто в одной и той же зоне обслуживания используют радиолинии на одной и той же частоте, но на ортогональных поляризациях сигналов. В таких случаях важным параметром выступает развязка этих каналов по поляризации, равная отношению мощности компоненты поля, предусмотренной для приема поляризации к мощности компоненты поля, ортогональной паразитной поляризации – взаимно перпендикулярных линейных поляризаций или круговых поляризаций противоположных вращений. Обычно проектируемые антенны таких радиолиний обеспечивают поляризационную развязку до 25...30 дБ. Поэтому фактор изменения поляризации волны при ее распространении через деполяризующую среду, как фактор возникновения и наложения паразитного сигнала на принимаемый полезный сигнал предусмотренной поляризации, актуален для одновременной работы таких радиолиний. В [4] приводится документ МСЭ, где дается выражение для определения степени поляризационной развязки *XPD* после прохождения волны круговой поляризации

через дождь. Ясно, что чем меньше степень поляризационной развязки, тем более выражена деполяризация волны. Выражение дано для волн диапазона частот 8...35 ГГц.

$$XPD(\text{дБ}) = 30 \lg f - 40 \lg(\cos \theta) - V \lg L_d(t = 1\%) \quad (108)$$

где f – частота сигнала, ГГц; θ – угол места антенны РЭС; $L_d(t = 1\%)$ – ослабление сигнала круговой поляризации в дожде, превышаемое в течение $t = 1\%$ времени худшего месяца; $V = 20$ при $8 < f \leq 15$ ГГц; $V = 23$ при $15 < f \leq 35$ ГГц. На Рис. 44 показаны расчетные графики, согласно выражению (108):

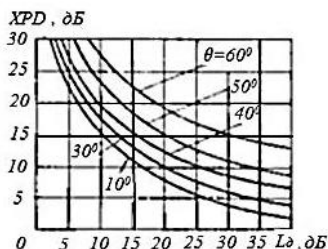


Рис. 44. Зависимость поляризационной развязки волн круговых ортогональных поляризаций от ослабления в дожде при разных углах места антенны.

При частотах ниже 8 ГГц, из-за возрастания длины волны, ее деполяризация выражается слабо, а при частотах, выше 35 ГГц, ослабление сигнала в дожде настолько возрастает, что эффект деполяризации значительно ослабленного сигнала не играет роли. Заметим, что в отмеченном диапазоне 8...35 ГГц работают спутниковые радиолинии, а также и РРЛ наземной связи.

§ 4. Ослабление сигнала в газах атмосферы

Основное поглощение в газах атмосферы распространяющиеся волны испытывают в водяном паре и в кислороде. Оно становится ощутимым для сигналов с частотой более 7 ГГц. Согласно решению ГКРЧ РФ [20], если рабочая частота радиолинии $f \leq 7$ ГГц, то поглощение в газах при расчете ЭМС не учитывается.

На Рис. 45 показаны теоретические зависимости погонного ослабления γ (дБ/км) от частоты в водяном паре и в кислороде при стандартном давлении воздуха и его температуре 20^0C . График погонного ослабления в водяном паре соответствует концентрации ρ водяного пара $\rho = \rho_0 = 7,5 \text{ г/м}^3$.

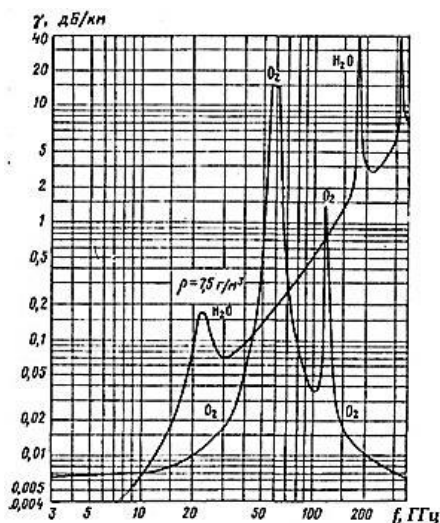


Рис. 45. Зависимость погонного ослабления от частоты при стандартном давлении воздуха, температуре 20^0C и концентрации водяного пара $\rho_0 = 7,5 \text{ г/м}^3$.

Радиолинии «Земля-Космос»

На таких линиях сигнал проходит через всю толщу тропосферы, в которой содержится подавляющая часть (80%) массы воздуха нашей планеты и в которой содержание кислорода и водяного пара ощутимо изменяется по высоте [13]. Для расчета соответствующих ослаблений в случае линий «Земля-Космос» вводят понятие эквивалентной высоты h_{O_2} кислородного слоя и эквивалентной высоты h_{H_2O} слоя водяного пара, в которых их концентрация считается постоянной. Для частот $f \leq 52 \text{ ГГц}$ эквивалентная высота h_{O_2} определяется выражением [20]:

$$h_{O_2}(\text{км}) = 5,214 - \frac{1,28 \times 10^{-3} f}{1 - 0,01 f} \quad (109)$$

Для интервала этих же частот эквивалентная высота h_{H_2O} определяется выражением [4]:

$$h_{H_2O}(\text{км}) = 2,2 + \frac{3}{3+(f-22,3)^2} + \frac{0,3}{1+(f-118,3)^2} + \frac{1}{1+(f-323,8)^2} \quad (110)$$

Суммарное ослабление $L_\Gamma = L_{H_2O} + L_{O_2}$ в газах при углах места $\theta > 10^0$ антенны РЭС, при которых охватываются широты Земли $-60^0 \leq \psi \leq 60^0$ в случае линии связи с геостационарным спутником, определяется по выражению [4], [20]:

$$L_\Gamma = L_{H_2O} + L_{O_2} = (h_{O_2}\gamma_{O_2} + h_{H_2O}\gamma_{H_2O})/\sin\theta \quad (111)$$

В [4] приводится выражение суммарного ослабления также при углах места $0^0 < \theta \leq 10^0$, которое включает в себя поправочный коэффициент, зависящий от R_3^3 . Поправочный коэффициент обусловлен тем, что при таких углах места антенны ослабление возрастает из-за увеличения наклонной дальности при прохождении волной эквивалентных слоев.

Радиолинии наземных трасс

В случае наземной трассы, длиной r , суммарное ослабление $L_\Gamma = L_{H_2O} + L_{O_2}$ определяется по выражению [4], [20]:

$$L_\Gamma = L_{H_2O} + L_{O_2} = (\gamma_{H_2O} + \gamma_{O_2}) r \quad (112)$$

Отметим общее обстоятельство для обеих видов радиолиний

В выражениях (111) и (112) нужно учитывать, что значение γ_{H_2O} выбирается с учетом максимальной среднемесячной концентрации ρ_{max} водяного пара в данном климатическом районе. При этом выбранное значение погонного ослабления γ_{H_2O} равно

$$\gamma_{H_2O} = \gamma_{H_2O}^0 \times \frac{\rho_{max}}{\rho_0}, \quad (113)$$

где $\gamma_{H_2O}^0$ – определяемое из графика Рис. 45 погонное ослабление, соответствующее концентрации $\rho_0 = 7,5\text{г/м}^3$ водяного пара. Значение ρ_{max} определяется по карте среднемесячных значений концентрации водяного пара в августе месяце на Земле по ее районам, изображенным на Рис. 46. Значения концентраций,

указанные на кривых картах, можно использовать в расчетах как наибольшие.

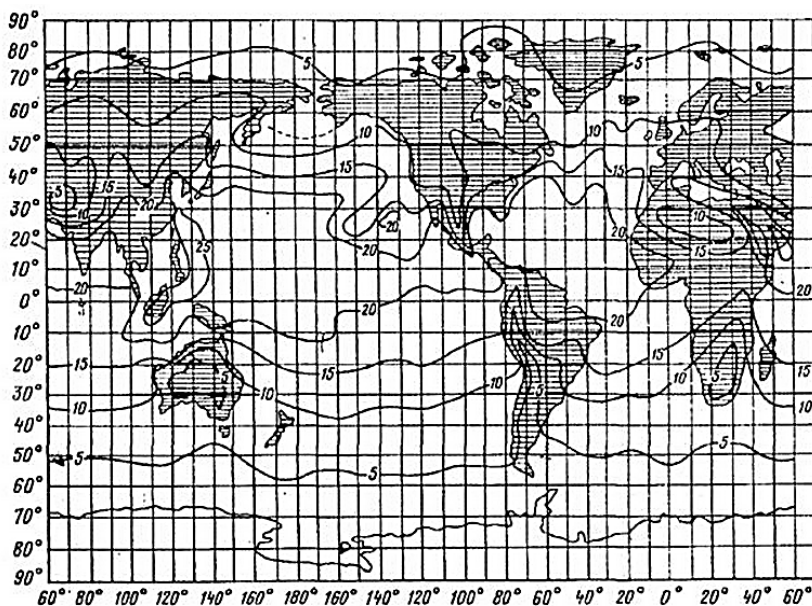


Рис. 46. Карта среднемесячных значений концентрации водяного пара в августе на Земле.

ГЛАВА VIII. ПРИНЦИПЫ ОЦЕНКИ ЭМС СЕТЕЙ НАЗЕМНОЙ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ

§ 1. Общие замечания в оценке сигналов в сетях наземной подвижной связи

При проектировании сетей наземной подвижной связи возникает необходимость в определении зоны обслуживания базовой станции (БС), в пределах которой обеспечивается связь с заданным качеством и надежностью с подвижными абонентскими станциями (АС) через БС данной сети. В этом случае связи необходимо также определить минимально допустимое расстояние между БС сети связи, в которой могут быть использованы одни и те же частоты. К таким сетям относятся системы мобильной сотовой связи, где АС есть персональный мобильный телефон, системы такси-обслуживания, где АС – станция на такси, охранная система и т.д.

Для определения упомянутых величин требуется знание параметров РПДУ БС и АС, типы применяемых антенн и характеристик как самих антенн, так и фидерных трактов, ЭМО в районе действия сети связи, параметров РПУ БС и АС. Наряду с перечисленным, необходимо знание статистических закономерностей распространения радиоволн в условиях пересеченной местности и городской застройки, параметров местности зоны действия сети связи и степень урбанизации этой зоны. При всех типах приведенных систем подвижной радиосвязи распространение радиоволн происходит в условиях городских или сельских застроек. Рельеф местности, а также здания и постройки, расположенные на прямой, соединяющей БС и АС, вызывают экранирование и дифракцию передаваемых сигналов. В результате, происходят медленные колебания сигнала относительно среднего уровня (медленные замирания), которые подчиняются логарифмически нормальному закону распределения вероятности. С другой стороны, здания, холмы и т.д., находящиеся в ок-

рестности визирной линии, вызывают переотражения и явление многолучевости в точке приема, что вызывает быстрые замирания, подчиняющиеся закону распределения Релея. Таким образом, уровень принимаемого АС сигнала определяется средним уровнем затухания, зависящим от длины трассы и от технических характеристик АС и БС, и этот уровень затухания имеет, в свою очередь, разброс, определяемый медленными и быстрыми замираниями.

Приведенные выше рассуждения и виды законов распределения отмеченных видов замираний положены в основу моделей распространения волн и определения их затуханий в отмеченных условиях. Это – модели: Уолфиша-Икегами, Окамура-Хаты и Ли для расчета сигналов на трассах наземной подвижной связи. МСЭ рекомендует для расчетов модель Окамура-Хаты, которая дает хорошее совпадение измеренных и рассчитанных результатов [7].

§ 2. Модель Окамура-Хаты

В 1968 году Окамура (Y. Okumura) предложил эмпирическую модель распространения радиоволн, основанную на результатах многолетних измерений, проведенных в нескольких районах Токио (Япония). Первоначально модель представляла собой набор кривых распространения для различных частот излучения и типов местности. В 1980 году Хата (M. Hata), исследуя модель Окумуры, аппроксимировал кривые распространения математическими выражениями.

Эта модель рекомендована для расчетов при следующих ограничениях [7]:

Частоты сигналов..... $f=100\ldots1500$ МГц

Диапазон связи по дальности..... $R = 1\ldots100$ км

Высота подъема антенны БС..... $h_{\text{БС}} = 30\ldots200$ м

Высота подъема антенны АС..... $h_{\text{АС}} = 1\ldots10$ м

Модель расчета имеет и применяет классификацию типов местности.

- *Крупные города* – зона с наличием большого количества учреждений, небоскребов и промышленных предприятий. Причем, движение автотранспорта крайне оживленное в течение любого времени суток.

- *Небольшие и средние города* – плотно заселенная зона с большим числом учреждений, включающих отдельные высотные здания. Движение автотранспорта довольно интенсивно и зависит от времени суток.

- *Пригород* – зона с большим числом строений дачного типа, а также подсобных сооружений (склады, хранилища, небольшие магазины). Движение автотранспорта транспорта умеренное.

- *Сельская (открытая) местность* – незастроенная земля с небольшими, далеко отстоящими друг от друга группами строений.

Уровень затухания сигнала при распространении в городских районах определяется соотношением:

$$L(\text{дБ}) = 69,55 + 26,16 \lg f - 13,82 \lg h_{\text{БС}} - a(h_{\text{АС}}) + (44,9 - 6,55 \lg h_{\text{БС}}) \lg R, \quad (114)$$

где f – рабочая частота в МГц; $h_{\text{БС}}$ – высота подъема БС в м; $h_{\text{АС}}$ – высота подъема АС в м; R – дальность связи в км; $a(h_{\text{АС}})$ – поправочный коэффициент, используемый при высоте антенны АС, отличной от эталонной, равной 1,5 м.

Причем, для крупного города

$$a(h_{\text{АС}}) = 3,2(\lg 11,75 h_{\text{АС}})^2 - 4,97(\text{дБ}) \quad (115)$$

Для среднего города

$$a(h_{\text{АС}}) = (1,1 \lg f - 0,7) h_{\text{АС}} - (1,56 \lg f - 0,8)(\text{дБ}) \quad (116)$$

Уровень затухания сигнала в дБ при распространении в пригороде:

$$L_S = L - 2 \lg \left(\frac{f}{28} \right)^2 - 5,4(\text{дБ}) \quad (117)$$

В открытой сельской местности:

$$L_0 = L - 4,78(\lg f)^2 + 18,33 \lg f - 40,94(\text{дБ}) \quad (118)$$

В обеих формулах (117) и (118) берется значение L , рассчитанное по формуле (114).

Размеры зоны покрытия БС определяются дальностью R связи между БС и АС, которая получается решением первого уравнения связи для полезного сигнала (ПС):

$$P_{\text{ПС}} = P_{\text{изл}} - L(R, h_{\text{АС}}, h_{\text{БС}}, f) - B_{\tau} - B_3, \quad (119)$$

где $P_{\text{ПС}}$ – уровень мощности ПС на входе приемной антенны (дБ/мВт); $P_{\text{изл}}$ – уровень эффективной изотропно-излучающей мощности передатчика (дБ/мВт); L – затухание, вычисленное, соответственно, по формуле либо (114), либо (117), либо (118) в дБ; B_{τ} – дополнительные потери сигнала в дБ (при работе с портативной АС и $B_{\tau} = 3$ дБ); B_3 – дополнительные потери в дБ при работе с портативной АС в здании (15 дБ) или в автомобиле (8 дБ).

Величина $P_{\text{изл}}$ передатчика определяется следующим соотношением через параметры передатчика:

$$P_{\text{изл}} = P_{\text{прд}} - B_{\text{ф.прд}} - B_{\text{д.прд}} - B_R + G_{\text{прд}}, \quad (120)$$

где $P_{\text{прд}} = 10 \lg P'_{\text{прд}} + 30$ – уровень мощности передатчика в дБ/мВт; $P'_{\text{прд}}$ – уровень этой же мощности в Вт; $B_{\text{ф.прд}} = \alpha_{\text{прд}} \cdot l_{\text{ф.прд}}$ – потери в фидере антенны передатчика ($\alpha_{\text{прд}}$ – погонное затухание в фидере, дБ/м, $l_{\text{ф.прд}}$ – длина фидера в м); $B_{\text{д.прд}}$ – потери в дуплексере передатчика в дБ; B_R – потери в устройстве сложения передатчика в дБ; $G_{\text{прд}}$ – коэффициент усиления антенны передатчика в направлении связи, в дБ.

Для обеспечения связи необходимо условие превышения уровня полезного сигнала $P_{\text{ПС}}$ над уровнем необходимого минимального уровня мощности $P_{\text{ПС min}}$ на входе приемника. Этот уровень $P_{\text{ПС min}}$ определяется через параметры приемника:

$$P_{\text{ПС min}} = P_{\text{прм}} + B_{\text{ф.прм}} + B_{\text{д.прм}} - K_{\text{мшу}} - G_{\text{прм}}, \quad (121)$$

где $P_{\text{прм}} = 20 \lg P'_{\text{прм}} - 10 \lg R_{\text{прм}} - 90$ – чувствительность приемника в дБ/мВт; $P'_{\text{прм}}$ – чувствительность приемника в мкВ (если задана чувствительность приемника в дБ/мВт, то в качестве $P_{\text{прм}}$ принимается это значение); $R_{\text{прм}}$ – входное сопротивление

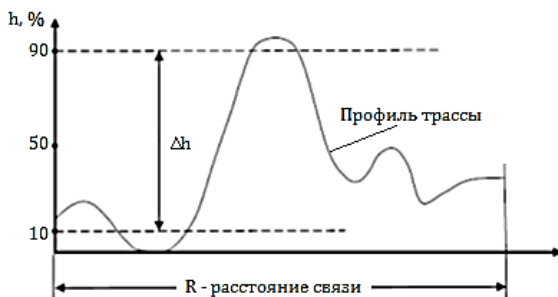
приемника, Ом; $B_{\text{ф.прм}} = \alpha_{\text{прм}} \cdot l_{\text{ф.прм}}$ – потери в фидере приемника ($\alpha_{\text{прм}}$ – погонное затухание в фидере в дБ/м, $l_{\text{ф.прм}}$ – длина фидера в м); $B_{\text{д.прд}}$ – потери в дуплексном фильтре приемника на прием в дБ; $K_{\text{мшу}}$ – коэффициент усиления приемного антенного тракта малошумящим усилителем (если он есть) в дБ; $G_{\text{прм}}$ – коэффициент усиления антенны приемника в направлении связи в дБ.

В такой модели расчета, при принятых выше условиях на трассе, в системах подвижной связи уровень полезного сигнала на входе приемной антенны является случайной величиной, подчиняющейся логарифмически нормальному закону распределения вероятности. Для повышения вероятности обеспечения связи требуемого качества, естественно, нужно обеспечить некоторый дополнительный запас уровня полезного сигнала $P_{\text{пс доп}}$. Этот запас мощности ПС зависит как от рельефа трассы, а именно: от статистического стандартного отклонения величины сигнала по месту σ_d (в дБ), так и от стандартного отклонения сигнала σ_t (в дБ) по времени. Эксперименты показали, что σ_d зависит в основном от вида рельефа трассы и от диапазона частот. Значения же σ_t в основном зависят от дальности связи R . Поэтому в методике расчета классифицируется вид трассы по степени ее пересеченности типом местности. Для оценки используется параметр Δh (м) для пересеченной местности (см.: Рис. 47).

$$\Delta h = h(90\%) - h(10\%) \quad (122)$$

Различают следующие виды типов местности.

Равнинная или водная поверхность.....	$\Delta h = 0 \dots 25$ м
Равнинно-холмистая (средне пересеченная)....	$\Delta h = 25 \dots 75$ м
Холмистая (сильно пересеченная).....	$\Delta h = 75 \dots 150$ м
Гористая.....	$\Delta h = 150 \dots 400$ м
Очень высокие горы.....	$\Delta h > 400$ м

Рис. 47. Определение холмистости местности Δh .

Экспериментальные исследования привели к следующим эмпирическим выражениям.

Для диапазона частот 300...3000 МГц:
при $R > 10\text{ км}$

$$\sigma_d(\text{дБ}) = 9,5 \lg \left(\frac{\Delta h}{50} \right) + 9 \quad (123)$$

при $R < 10\text{ км}$

$$\sigma_d(\text{дБ}) = 4,1 \lg R + 5 \quad (124)$$

при $10\text{ км} < R < 100\text{ км}$

$$\sigma_t(\text{дБ}) = 6,5[1 - e^{-0,036R}] \quad (125)$$

Обобщенное значение стандартного отклонения σ равно

$$\sigma = \sqrt{\sigma_d^2 + \sigma_t^2} \quad (126)$$

Дополнительный запас по мощности ПС на замирания определяется формулой:

$$P_{\text{пс,доп}} = k_{\text{пс}} \sigma, \quad (127)$$

где $k_{\text{пс}}$ – коэффициент логарифмически нормального распределения, обеспечивающий требуемую вероятность S связи при приеме ПС

$$S(k_{\text{пс}}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{k_{\text{пс}}} \exp(-t^2/2) dt \quad (128)$$

Задавая вероятность связи S из (128), определяется $k_{\text{пс}}$. В Табл. VIII.1 приведены значения величины S соответствующими значениями величины $k_{\text{пс}}$.

Табл. VIII.1

Вероятность связи S (%)	50%	60%	70%	80%	90%	95%	99%
$k_{\text{пс}}$	0	0,253	0,524	0,842	1,252	1,645	2,326

Из таблицы следует очевидный вывод: чем выше вероятность связи S , тем больше $k_{\text{пс}}$, а значит, тем больше мы должны иметь дополнительный запас мощности $P_{\text{пс.доп}}$ ПС на замирания.

Итак, при заданной вероятности связи в линии необходимо выполнение условия:

$$P_{\text{пс.тр}} \geq P_{\text{пс.мин}} + P_{\text{пс.доп}}, \quad (129)$$

где $P_{\text{пс.тр}}$ – уровень сигнала на входе приемника после его прохождения через трассу.

Таким образом, определение максимальной дальности связи сводится к следующему.

1⁰. По формуле (120) определяем мощность $P_{\text{изл}}$ излучения передатчика.

2⁰. По формуле (121) определяем необходимый уровень $P_{\text{пс.мин}}$ на входе приемника, исходя из его технических характеристик.

3⁰. Используя данные о рельефе и задавая необходимую надежность связи, а также используя соотношения (123) и (128), определяем дополнительный запас мощности $P_{\text{пс.доп}}$, необходимый для надежной связи по месту и по времени.

4⁰. Вычисляем по формуле (129) необходимую мощность сигнала на входе приемника $P_{\text{пс.тр}}$.

5⁰. Рассчитываем максимально допустимые $L_{\text{допуст.}}$ потери при распространении сигнала на трассе по формуле (аналогичной формуле (114), т.е. уравнению связи)

$$L_{\text{допуст.}} = P_{\text{изл.}} - P_{\text{пс.тр.}} - B_{\tau} - B_{\Sigma} \quad (130)$$

6⁰. Приравниваем $L_{\text{допуст.}}$ к выражению для $L = L(R)$ с учетом (115–118), поскольку выражение для $L = L(R)$ зависит от типа зоны – крупный город, пригород и т.д.

$$L_{\text{допуст.}} = L(R) \quad (131)$$

7⁰. Из этого уравнения находим расстояние R при заданных f , $h_{\text{АС}}$, $h_{\text{БС}}$, где в качестве $h_{\text{БС}}$ выбирается эффективная высота $h_{\text{эф}}$ антенны БС. Отметим, что при $h_{\text{БС}} < 10$ м принимается $h_{\text{эф}} = 10$ м. При $h_{\text{БС}} > 10$ м эффективная высота $h_{\text{эф}}$ антенны БС определяется в зависимости от параметров трассы.

На Рис. 48 изображен общий случай расположения точки нахождения M вышки антенны БС и точки N приема (антенны АС) на наклонном участке местности.

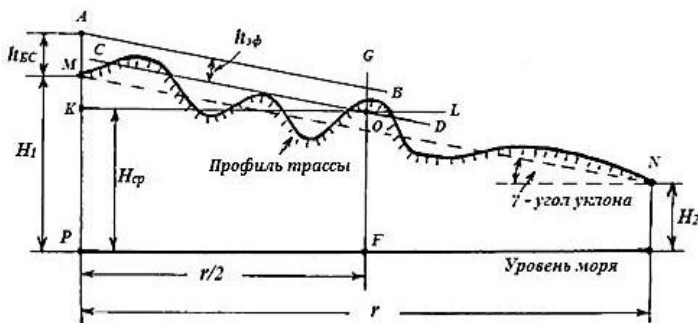


Рис. 48. К определению эффективной высоты $h_{\text{эф}}$ антенны БС.

$H_{\text{ср}}$ является средней высотной отметкой профиля трассы на расстоянии связи r и равна

$$H_{\text{ср}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N H_i \quad (132)$$

Точка O является точкой пересечения прямой KL на средней высоте $H_{\text{ср}}$ с перпендикуляром FG в точке половины трассы. Прямые CD и AB параллельны прямой MN . Эффективная высота $h_{\text{эф}}$ антенны БС, определяемая из Рис. 48, равна:

$$h_{эф} = (h_{БС} + H_1 - H_{ср} - \frac{r}{2} \operatorname{tg} \gamma) \times \cos \gamma \quad (133)$$

Для случая, когда участок местности не является наклонным, т.е. $H_1 = H_2$, в (133) надо принять угол уклона $\gamma = 0$.

Описанной выше процедурой определяется зона перекрытия БС в конкретном направлении α (угол между географическим Севером и выбранным направлением). Ясно, что для каждого конкретного направления α_n от БС имеем различный профиль пересеченности местности Δh_n . Тогда для каждого направления имеем свое значение $\sigma_d^{(n)}$, а значит и $P_{пс.доп}^{(n)}$, а, в итоге, и $P_{пс.тр}^{(n)}$. Поэтому для каждого направления будем иметь различные значения $L_{допуст.}$, а значит, и R_n .

§ 3. Оценка ЭМС сетей наземной подвижной связи

Итак, имеем следующее. Чтобы при заданной вероятности связи S связь была бы надежной, необходимо выполнение условия (129) для уровня ПС в точке приема. С учетом (127), имеем для ПС

$$P_{пс.прм}^{ВХ} = P_{пс.мин} + k_{пс} \sigma \quad (134)$$

Теперь рассмотрим уровень МС на входе рецептора помехи, т.е. на входе приемника ПС. Обозначим уровень МС на входе приемника как $P_{мс.прм}^{ВХ}$. Этот уровень определится как

$$P_{мс.прм}^{ВХ} = P_{мс}^{ВХ} + P_{мс.доп}, \quad (135)$$

где $P_{мс}^{ВХ}$ – медианное значение МС на входе приемника рецептора; $P_{мс.доп}$ – аналогичный запас на замирание для МС.

Обычно запас на замирание МС при предположительно близких условиях трассы ПС и МС для обеспечения гарантированной заданной надежности связи берется несколько большим, а именно: в $\sqrt{2} = 1,44$ раза превышающим уровень запаса для полезного сигнала. Поэтому, согласно (134) и (135), имеем:

$$P_{мс.прм}^{ВХ} = P_{мс}^{ВХ} + k_{мс} \sigma = P_{мс}^{ВХ} + k_{пс} \sqrt{2} \sigma \quad (136)$$

Условие ЭМС, согласно (54), в этом случае выглядит следующим образом:

$$P_{\text{пс.прм}}^{\text{вх}} - P_{\text{мс.прм}}^{\text{вх}} \geq A_0 \text{ (дБ)} \quad (137)$$

где A_0 – защитное отношение. Для случаев сотовой и других видов наземной подвижной связи A_0 определяется в пределах

$$A_0 = 6 \dots 10 \text{ (дБ)} \quad (138)$$

Учитывая (135–138), получим условие ЭМС в виде:

$$P_{\text{пс.min}} - P_{\text{мс}}^{\text{вх}} \geq A_0 + k_{\text{пс}}(\sqrt{2} - 1)\sigma \quad (139)$$

Заметим, что условие $k_{\text{мс}} = \sqrt{2}k_{\text{пс}}$ при одинаковом значении σ для полезного и мешающего сигналов (т.е. одинаковом стандартном отклонении их величин в зависимости от места и времени) и при заданном защитном отношении A_0 , согласно (139), приводит к увеличению уровня $P_{\text{пс.min}}$ на входе приемника. Этим обеспечивается более высокая гарантия в отношении требуемого качества приема ПС.

В соотношении (139), определяющим условие ЭМС, уровень МС на входе приемника (рецептора помехи) определяется соотношением:

$$P_{\text{мс}}^{\text{вх}} = P_{\text{прд}}^{\text{мс}} + G_{\text{прд}}^{\text{мс}} + G_{\text{прм}} - L_{\text{прд}}^{\text{мс}} - L_{\text{прм}} - L(\Delta f) - L(R), \quad (140)$$

где $P_{\text{прд}}^{\text{мс}}$ – мощность передатчика МС (дБ/Вт); $G_{\text{прд}}^{\text{мс}}, G_{\text{прм}}$ – коэффициенты усиления практически всех направленных антенн БС МС и приемника БС ПС; $L_{\text{прд}}^{\text{мс}}, L_{\text{прм}}$ – затухания в фидерах передатчика МС и приемника ПС; $L(\Delta f)$ – ослабление мощности передатчика МС из-за расстройки несущих частот МС и ПС; $L(R)$ – ослабление МС на трассе между передатчиком МС и приемником ПС.

При расчете ЭМС для случая наземной подвижной связи надо рассматривать условие ЭМС в трех ситуациях;

1⁰. Проверка условия ЭМС между двумя БС – базовой станции БС_{пс} полезного сигнала (т.е. рецептора помехи) и БС_{мс} – базовой станции МС (т.е. источника помехи), и наоборот. Эти

станции неподвижны и между ними известно расстояние R и вид трассы, т.е. Δh , σ_d , σ_t , а значит, и σ .

2⁰. Вторая ситуация состоит в выяснении условия ЭМС между БС_{пс} (в качестве рецептора помехи) и абонентской станции АС_{мс} мешающего сигнала (в качестве источника помехи), и наоборот. Поскольку АС_{мс} является подвижной станцией и расположение между ней и БС_{пс} может изменяться, то и профиль трассы между ними может быть разным при одних и тех же расстояниях R . Поэтому, в зависимости от различных расположений АС_{мс} относительно БС_{пс}, задаются следующие значения σ :

а) если расположение АС_{мс} относительно БС_{пс} таково, что между ними – городская местность с плотной застройкой, то σ принимается $\sigma = 9\text{дБ}$;

б) если между ними городская местность с малой застройкой, то $\sigma = 6\text{дБ}$;

в) если между ними открытая сельская местность, то $\sigma = 4\text{дБ}$.

Оценка ЭМС сводится к определению из (139), с учетом (140) того расстояния $R_{\min}$ при выбранном σ , меньше которого условие ЭМС между БС_{пс} и АС_{мс} не удовлетворяется.

3⁰. Третья ситуация предполагает рассмотрение ЭМС между АС_{пс} (абонентской станции полезного сигнала в качестве источника помех) и БС_{мс} (базовой станции мешающего сигнала в качестве рецептора помехи) и, наоборот. Опять при выбранном выше σ определяется расстояние $R_{\min}$ между ними, больше которого условие ЭМС удовлетворяется.

Отметим, что, наряду с [16], в качестве рекомендованных и основополагающих документов для оценки ЭМС РЭС на территории РФ, являются разработанные методики расчета ЭМС, изложенные подробно в [21–23].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В общем контексте понятие ЭМС не ограничивается меж-объектной совместимостью РЭС, расположенных на достаточном удалении друг от друга, которая изложена в предлагаемом пособии. Оно не претендует на представление всей полноты ЭМС РЭС, поскольку проблема ЭМС включает также рассмотрение совместимости блоков отдельно взятого РЭС, а также совместимости РЭС, расположенных на одном объекте, как это имеет место в радиоэлектронных комплексах радиорелейных линий наземной и космической связи, радиолокации, радионавигации и т.д. В случаях таких расположений РЭС проникновение помех происходит не только по входам антенных систем РЭС, но и по цепям их питания, управления, заземления и из-за недостаточной экранированности отдельных блоков РЭС. Таким образом, обеспечение ЭМС в общем контексте является довольно сложной задачей, требующей вместе с изучением современной теории ЭМС ее дальнейшее развитие и совершенствование.

Предлагаемое вниманию читателя пособие составлено с целью сформировать понимание теории ЭМС РЭС и способствовать приобретению необходимых общих навыков для ее оценки и обеспечения. По мнению автора, это является важным звеном в становлении специалиста, занимающегося разработкой, проектированием или научными исследованиями в областях создания РЭС различных радиотехнических назначений и технологий инфокоммуникаций с соответствующими способами и средствами обмена информацией.

Автор надеется, что настоящее пособие в изложенном порядке, продиктованным соображениями преподавания курса ЭМС, вместе с приведенными примерами и с дальнейшим изучением цитируемой литературы послужит успешному достижению поставленной цели.

ЛИТЕРАТУРА

1. Регламент радиосвязи. Т.1, М.: Радио и связь, 1985.
2. Справочник МСЭ. «Управление использованием спектра на национальном уровне».
3. *Уайт Д.Р.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Вып.1. М.: Сов. Радио, 1977.
4. *Бородич С.В.* ЭМС наземных и космических радиослужб. М.: Радио и связь, 1990.
5. *Бадалов А.Л., Михайлов А.С.* Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС. Справочник. М.: Радио и связь, 1990.
6. *Буга Н.П., Канторович В.Я., Носов В.И.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. М.: Радио и связь, 1990.
7. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем / Под ред. М.А. Быховского. М.: Эко Трендз, 2006.
8. *Ефанов В.И., Тихомиров А.А.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем. Учебное пособие. Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012.
9. *Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов Ф.Г.* Антенно-фидерные устройства. М.: Сов.Радио, 1974.
10. *Ерохин Г.А. и др.* Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн. М.: Радио и связь, 2007.
11. Справочник по радиорелейной связи / Под ред. С.В. Бородича. М.: Радио и связь, 1981.
12. *Фролов О.М.* Антенны для земных станций спутниковой связи. М.: Радио и связь, 2000.
13. *Долуханов М.П.* Распространение радиоволн. М.: Связь, 2000.
14. *Грудинская Г.П.* Распространение радиоволн. М.: Высшая школа, 1967.
15. *Аветисян В.Г., Маркосян М.В., Григорян В.В.* Многолучевой прием: эквивалентная модель и метод виртуальных антенн // Антенны, 2014. № 6. СС. 39–48.

16. Методика расчета земных станций фиксированной спутниковой службы и радиорелейных станций фиксированной службы гражданского назначения в полосах частот совместного использования от 1 ГГц до 40 ГГц – ФГУП РФ «ЛОНИИР».
17. Радиорелейные и спутниковые системы передачи / Под ред. Немировского А.С. М.: Радио и связь, 1986.
18. *Аветисян В.Г., Григорян В.В.* Расчет электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств с привлечением программы “Google Earth” // Сборник статей 5-ой годичной научной конференции РАУ / Ер., декабрь 6–10, 2010. СС. 5–10.
19. <http://earth.google.com>
20. Решение ГКРЧ Мининформсвязи РФ № 05-08-02-001 от 26.09.2005.
21. Методика расчета ЭМС систем абонентского радиодоступа и беспроводной передачи данных с другими РЭС гражданского применения на территории РФ, работающих в общих полосах частот в диапазоне от 1 ГГц до 30 ГГц - ФГУП РФ «ЛОНИИР».
22. Методика расчета ЭМС РРЛ прямой видимости с наземными РЭС гражданского назначения в полосах частот выше 1 ГГц.- ФГУП РФ «ЛОНИИР».
23. Методика расчета ЭМС основных типов (групп) РЭС систем СПС с другими типами (группами) РЭС гражданского назначения, работающих в общих полосах частот в диапазонах 160 МГц, 450 МГц, 900 МГц и 2 ГГц. ФГУП РФ «ЛОНИИР».

Vahan Henrik Avetisyan

Intersubjective electromagnetic
compatibility
of radio-electronic means

Teaching manual

Վահան Հենրիկի Ավետիսյան

ՈԱԴԻՈԷԼԵԿՏՐՈՆԱՅԻՆ ՄԻՋՈՑՆԵՐԻ
ՄԻՋՕԲՅԵԿՏԱՅԻՆ ԷԼԵԿՏՐԱՄԱԳՆԻՍԱԿԱՆ
ՀԱՄԱՏԵՂԵԼԻՈՒԹՅՈՒՆ

Ուսումնամեթոդական ձեռնարկ

Ваан Генрихович Аветисян

Межобъектная электромагнитная совместимость
радиоэлектронных средств

Учебно-методическое пособие

Главный редактор: *М.Э. Авакян*

Компьютерная верстка: *А.С. Бжикян*

Адрес Редакции научных изданий Российско-Армянского
(Славянского) университета:

0051, г. Ереван, ул. Овсена Эмина, 123

тел/факс: (+374 10) 27-70-52, (внутр. 42-02)

e-mail: redaction.rau@gmail.com

Заказ № 12

Подписано к печати 19.07.2016г.

Формат 60x84¹/₁₆. Бумага офсетная № 1.

Объем усл. 7.82 п.л. Тираж 101 экз.

Отпечатано в ИП <<Эдуард Шабаян>>

Ереван ул. Терьян 89/3

тел. 091432288, 077432288, 055432288

