



**В.И. Ефанов**  
**А.А. Тихомиров**

**ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ  
СОВМЕСТИМОСТЬ  
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ  
СРЕДСТВ И СИСТЕМ**

***В.И. Ефанов, А.А. Тихомиров***

# **ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ И СИСТЕМ**

## **Учебное пособие**

Рекомендовано Сибирским региональным отделением  
УМО высших учебных заведений РФ  
по образованию в области радиотехники, электроники,  
оптоэлектроники для межвузовского использования  
в качестве учебного пособия для студентов,  
обучающихся по направлениям подготовки  
210300 «Радиотехника» и 210400 «Телекоммуникации»

**Томск - 2012**

Министерство образования Российской Федерации  
**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

**Кафедра сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники**

***В.И. Ефанов, А.А. Тихомиров***

# **Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и СИСТЕМ**

**Учебное пособие**

для студентов по дисциплине «Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств», обучающихся по направлениям подготовки 210300 «Радиотехника», 210400 «Телекоммуникации» и по специальностям Радиотехника – 210302, Радиоэлектронные системы и комплексы – 210601

**. Томск - 2012**

УДК 621.391.82:621.396 (075.8)

ББК 32.84 я 73

Е 90

Рецензенты:

доктор физ.-мат. наук, профессор **Нагорский П.М.**,  
Томский государственный университет

кандидат техн. наук, доцент, зав. кафедрой  
радиотехнических устройств СВЧ **Саломатов Ю.П.**,  
Красноярский государственный технический университет

доктор техн. наук, профессор, зав. кафедрой  
радиотехнических систем **Шарыгин Г.С.**,  
Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники

### **Е 90 Ефанов В.И., Тихомиров А.А.**

Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем. Учебное пособие. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 228 с.

ISBN 5- 86889-188-0

Приводятся общие представления об электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств. Рассматриваются проблемы ЭМС на межсистемном и внутриаппаратурном уровнях. Описаны принципы обеспечения ЭМС космических и наземных радиослужб, систем мобильной радиосвязи, а также методы и средства измерения характеристик ЭМС. Излагаются вопросы международного регулирования по использованию радиочастот и управления радиочастотным спектром.

Учебное пособие предназначено для студентов по дисциплине «Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств», обучающихся по направлениям подготовки 210300 «Радиотехника» и 210400 «Телекоммуникации» и по специальностям Радиотехника – 210302, Радиоэлектронные системы и комплексы – 210601 очной, заочной, очно-заочной форм обучения. Пособие может быть использовано для повышения квалификации специалистов радиочастотных центров.

УДК 621.391.82:621.396 (075.8)

ББК 32.84 я 73

ISBN 5-86889-188-0

© Томский гос. ун-т. систем управления и радиоэлектроники, 2012

© Ефанов В.И., Тихомиров А.А., 2012

## Оглавление

Введение.....	7
1. Электромагнитная обстановка в совокупности средств.....	10
1.1. Причины возникновения проблемы ЭМС .....	10
1.2. Основные термины и определения.....	10
1.3. Источники и рецепторы электромагнитных помех .....	13
1.4. Математическое описание основных видов помех и .....	16
их статистические характеристики.....	16
1.5. Нормативно-техническая документация и стандарты в области ЭМС .....	17
1.6. Принципы расчетов ЭМС.....	22
1.7. Роль измерений в области ЭМС .....	25
1.8. Государственное регулирование в области радиосвязи с учетом ЭМС .....	28
2. ЭМС блоков, устройств и систем РЭС.....	32
2.1. Представление помех на уровне источников .....	32
2.1.1. Классификация излучений радиопередатчиков .....	32
2.1.2. Виды побочных излучений .....	34
2.1.3. Нормируемые параметры основного, внеполосного и побочного излучений .....	35
2.1.4. Управление основными параметрами сигнала с целью обеспечения ЭМС.....	40
2.1.5. Измерение параметров ЭМС радиопередатчиков.....	44
2.1.6. Контактные помехи.....	46
2.1.7. Источники промышленных помех .....	47
2.2. Представление антенн и каналов распространения в задачах ЭМС .....	49
2.2.1. Требования к антеннам по параметрам ЭМС.....	49
2.2.2. Параметры антенн, влияющие на ЭМС и ЭМО .....	49
2.2.3. Особенности описания диаграмм направленности антенн в задачах ЭМС .....	54
2.2.4. Коэффициент связи двух антенных устройств в зависимости .....	60
от их параметров и ориентации. ....	60
2.2.5. Распространение сигналов мешающих передатчиков.....	63
2.2.6. Особенности распространения радиоволн в городских условиях .....	65
2.3. Описание рецепторов помех .....	68
2.3.1. Восприимчивость радиоприемника по основному и побочным каналам .....	68
2.3.2. Блокирование, перекрестные искажения и интермодуляция. ....	72
3. Принципы обеспечения электромагнитной совместимости .....	86
3.1. Организационно-технические методы обеспечения ЭМС.....	86
3.1.1. Задачи и средства обеспечения ЭМС .....	86
3.1.2. Радиочастотный ресурс .....	86
3.2. Энергетические оценки некоторых параметров систем связи.....	88

3.2.1. Энергетический потенциал радиолинии.....	88
3.2.2. Обеспечение ЭМС в системах подвижной радиосвязи.....	92
3.3. Международное регулирование использования радиочастот .....	95
3.3.1. Распределение частот в совокупности РЭС. ....	95
3.3.2. Международные организации распределения частот и регламент радиосвязи.....	95
3.3.3. Распределение полос частот по видам радиослужб.....	97
3.4. Обеспечение ЭМС на различных стадиях создания и эксплуатации РЭС.....	100
3.4.1. Общие сведения.....	100
3.4.2. Обеспечение ЭМС на различных уровнях функциональной иерархии.....	101
3.4.3. Обеспечение ЭМС на различных стадиях создания РЭС .....	105
4. ЭМС наземных и космических радиослужб.....	107
4.1. Краткая характеристика космических радиослужб .....	107
4.1.1. Земные и космические станции радиосвязи.....	107
4.1.2. Классификация космических радиослужб.....	108
4.1.3. Глобальные космические системы радиосвязи.....	113
4.2. Проблемы ЭМС спутниковых систем связи с наземными системами .....	115
и космических служб между собой .....	115
4.2.1. ЭМС наземных и космических радиослужб.....	115
4.2.2. ЭМС спутниковых систем связи.....	117
4.2.3. Справочные диаграммы направленности антенн спутниковых систем связи .....	118
4.2.4. Расчет космической линии радиосвязи.....	120
4.3. Критерии ЭМС наземных и космических радиослужб .....	125
и условия их выполнения .....	125
4.4. Методы обеспечения ЭМС при проектировании.....	127
радиорелейных линий и земных станций спутниковых систем связи.....	127
4.4.1. Оценка электромагнитной обстановки .....	127
4.4.2. Определение пространственного разноса ЗС и РРС.....	127
5. Внутриаппаратурная ЭМС .....	132
5.1. Элементная база РЭС с учетом ЭМС .....	132
5.1.1. Пассивные электрорадиоизделия и их поведение на высоких частотах .....	132
5.1.2. Активные радиоэлементы .....	137
5.1.3. Рекомендации по выбору пассивных и активных ЭРИ с учетом ЭМС .....	143
5.2. Помехи в одиночных линиях связи .....	145
5.2.1 Модели линий связи.....	145
5.2.2. Короткие и длинные линии связи.....	147
5.2.3. Параметры некоторых внутриаппаратурных линий связи.....	148
5.2.4. Искажения сигнала в линиях связи .....	149

5.2.5. Длинная линия с нелинейной нагрузкой .....	152
5.2.6. Вопросы согласования линий связи .....	154
5.3. Индуцированные помехи в линиях связи .....	156
5.3.1. Взаимные электрические параметры линий связи.....	156
5.3.2. Помехи во взаимодействующих линиях связи.....	158
5.3.3. Анализ для коротких линий связи .....	159
5.3.4. Методы уменьшения перекрестных помех.....	163
5.3.5. Индуцированные помехи в длинных линиях связи .....	164
5.3.6. Рекомендации по конструированию линий связи.....	166
5.4. Экранирование.....	168
5.4.1. Основные характеристики экранирования. ....	168
5.4.2. Экранирование электромагнитного поля.....	170
5.4.3. Экранирование магнитного и электрического полей в ближней зоне.....	172
5.4.4. Анализ эффективности электромагнитного экранирования.....	173
5.4.5. Конструктивное исполнение экранирования .....	177
5.5. Фильтрация помех.....	185
5.5.1. Общие сведения.....	185
5.5.2. Эффективность фильтрации.....	187
5.5.3. Помехоподавляющие элементы.....	189
5.5.4. Фильтрация цепей питания .....	191
5.6. Заземление .....	193
5.6.1. Принципы построения системы заземления .....	193
5.6.2. Схемы заземления. ....	195
5.6.3. Особенности схем "заземления" на подвижных объектах.....	197
6. Методы и средства измерения характеристик ЭМС.....	199
6.1. Экспериментальные методы исследования характеристик ЭМС .....	199
6.2. Технические задачи радиоконтроля .....	202
6.3. Измерение напряженности поля и плотности потока мощности .....	203
6.4. Радиоприемные устройства средств радиоконтроля .....	206
6.5. Антенные системы .....	211
6.6. Технические характеристики измерительно–пеленгационных комплексов.....	215
6.7. Многофункциональные комплексы автоматизированного радиоконтроля.....	216
Заключение .....	223
Список литературы .....	224

## Введение

Широкое внедрение радиоэлектронных средств в различные сферы человеческой деятельности приводит к возрастанию уровня электромагнитных полей, создаваемых ими в окружающем пространстве. Эти поля являются помехами для других подобных устройств, ухудшая условия их функционирования и снижая эффективность применения. Для обеспечения совместного функционирования различных радиоэлектронных средств при дальнейшем развитии техники требуется преодоление этой тенденции. Направление радиоэлектроники, обеспечивающее одновременную и совместную работу различного радиотехнического, электронного и электротехнического оборудования получило название электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС).

Обострение проблемы ЭМС обусловлено следующими причинами:

- возрастание общего числа одновременно действующих радиотехнических устройств, в особенности, устанавливаемых на подвижных объектах;
- повышение мощности радиопередатчиков, при достижении некоторыми типами десятков мегаватт;
- расширение полосы частот, используемых многими современными радиосредствами;
- увеличение загрузки диапазона радиочастот;
- широкое внедрение электронных средств автоматического управления, контроля диагностики и т.д. на основе аналоговой и цифровой техники (ЭВМ и спецпроцессоры);
- увеличение оснащённости подвижных объектов радиоэлектронными средствами, в особенности кораблей, самолетов и космических аппаратов, при возрастании плотности компоновки аппаратуры;
- ухудшение условий функционирования РЭС, установленных на летательных аппаратах, которые оказываются в зоне прямой видимости наземных РЭС, расположенных на значительной территории;
- расширенное развитие сотовой радиотелефонной связи.

Проблемы электромагнитной совместимости становятся актуальными в связи с бурным ростом числа новых РЭС, используемых в коммерческих и административных целях, а также находящихся в личном пользовании. Кроме того, предстоящее вступление России в ВТО ставит перед создателями радиоэлектронной аппаратуры обеспечение ее соответствия требованиям международных стандартов в области ЭМС.

Проблема ЭМС РЭС является одной из важнейших проблем радиоэлектроники. Невозможно заниматься проектированием, созданием и эксплуатацией РЭС различного назначения без учета условий их ЭМС. Специалист в области радиоэлектроники должен

знать принципы обеспечения ЭМС РЭС и использовать эти знания в практической деятельности. Для дальнейшего развития радиоэлектроники задача обеспечения ЭМС имеет не меньшее значение, чем обеспечение надежности или миниатюризация РЭС.

При рассмотрении ЭМС должен охватываться широкий круг вопросов – от специфических особенностей радиотехнических систем до конструирования и технологии производства, причем с учетом технических, экономических, метрологических и организационных аспектов.

**Цель дисциплины** - изучение закономерностей и процессов, происходящих в радиоэлектронных средствах и системах, обусловленных электромагнитным взаимодействием ее элементов при наличии помех, а также методов и способов обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) аппаратуры и ее составных частей.

Целью данного учебного пособия является изложение необходимого минимума знаний в области ЭМС РЭС. В результате освоения данного курса студент должен:

- изучить проблемы ЭМС; причины возникновения помех; методы описания источников и рецепторов помех, а также каналов распространения помехонесущих полей;
- понять закономерности и процессы, происходящие в РЭС и обусловленные взаимодействием его составных частей и элементов при наличии помех; особенности обеспечения ЭМС на различных иерархических уровнях;
- получить представление о свойствах и характеристиках различных элементов РЭС, влияющих на процессы создания помех, и подверженности этих элементов помехам.
- изучить принципы, основные методы и средства анализа показателей ЭМС;
- освоить основные направления обеспечения ЭМС; технические и организационные мероприятия обеспечения ЭМС;
- получить представления об эффективном использовании радиочастотного ресурса; о методах организации управления в совокупностях РЭС с целью обеспечения совместимости; об организационных аспектах, стандартах и нормативных документах в области ЭМС; о метрологическом обеспечении и измерениях в области ЭМС.

Изучение курса ЭМС РЭС должно способствовать выработке системы взглядов, заключающейся в необходимости учета создаваемых помех и подверженности им при решении любых задач разработки, конструирования, производства и эксплуатации РЭС.

Данная дисциплина опирается на знания, полученные в курсах "Радиотехнические цепи и сигналы", "Электродинамика и распространение радиоволн", "Радиоприемные устройства", "Радиопередающие устройства", "Устройства СВЧ и антенны".

Последние монографии и учебники по курсу ЭМС РЭС [1-11] выпущены до 1991 г.

Отсутствие новых изданий по проблеме электромагнитной совместимости обусловило необходимость написания данного учебного пособия.

Данный курс входит в учебные планы специальностей 200700 – "Радиотехника", 201200 – "Средства связи с подвижными объектами", 201600 – "Радиоэлектронные системы", 201800 – "Защищенные системы связи". Полезно данное пособие будет для студентов специальности 201100 – "Радиосвязь, радиовещание и телевидение" и других специальностей радиоэлектронного профиля, а также для операторов станций радиоконтроля, специалистов радиотехнического профиля.

В.И. Ефановым написаны подразделы: 1.8; 2.2.6; 3.2.2; 4.2.3 и раздел 6; А.А. Тихомировым – подразделы 1.1÷1.4; 1.6; 2.1; 2.2.1÷2.2.4; 2.3; 3.1; 3.3; 3.4; 4.1; 4.2.1÷4.2.2; 4.3; 5.1; 5.4÷5.6; совместно авторами написаны: введение, заключение и подразделы 1.5; 1.7; 2.2.5; 3.2.1; 4.2.4; 4.4; 5.2; 5.3.

Авторы выражают благодарность Генеральному директору ФГУП «Радиочастотный центр Сибирского федерального округа» Ю.Г. Нужному, за финансовую поддержку в издании пособия. Авторы также признательны сотрудникам Филиала ФГУП РЧЦ СФО по Томской области за техническую информацию по вопросам радиоконтроля, полезные советы и ценные замечания.

# 1. Электромагнитная обстановка в совокупности средств

## 1.1. Причины возникновения проблемы ЭМС

Спустя более века после начала использования электромагнитных излучений для потребностей человечества, эти излучения находят все новые и новые применения в различных областях промышленности, науки и техники. Радиовещание, телевидение, радиосвязь, радиолокация, радионавигация, судовождение, радиоуправление летательными аппаратами и подвижными средствами – наиболее широко известные области применения электромагнитных волн. Кроме этого медицина, химия, геология, метеорология и многие другие области человеческой деятельности все шире внедряют для своих нужд достижения современной радиотехники и электроники. Освоение Мирового океана и космического пространства также открыли новые возможности для радиоэлектроники.

Широкое внедрение радиоэлектронных средств (РЭС) приводит к тому, что при одновременной работе они начинают оказывать воздействие друг на друга. Поэтому при проектировании РЭС необходимо учитывать условия их эксплуатации, включая электромагнитную обстановку, в которой надлежит работать РЭС. **Электромагнитная обстановка (ЭМО)** – это совокупность электромагнитных излучений в точке или районе, где размещается (или предполагается разместить) РЭС. Электромагнитные излучения могут нарушить качество работы РЭС, вплоть до полной невозможности выполнения им своей основной функции. Появление нового РЭС изменяет ЭМО в точках, где уже расположены работающие средства. Это изменение может ухудшить качество функционирования некоторых из них. Решение задач обеспечения удовлетворительного функционирования РЭС в окружающей ЭМО, не оказывая недопустимого воздействия на нее и другие средства, составляет сущность проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС).

## 1.2. Основные термины и определения

Определение ЭМС, которое рекомендует ГОСТ 23011-79 [12] формулируется следующим образом. **Электромагнитная совместимость** радиоэлектронных средств – это способность этих средств одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации с требуемым качеством при воздействии на них непреднамеренных радиопомех и не создавать недопустимых радиопомех другим радиоэлектронным средствам.

**Непреднамеренной электромагнитной помехой (НЭМП)** считают любую радиопомеху, создаваемую источником искусственного происхождения, не пред-

назначенную для нарушения функционирования радиоэлектронных средств [12]. Часто вместо радиопомех говорят об электромагнитных помехах. Электромагнитная помеха определяется как нежелательное воздействие электромагнитной энергии, которое ухудшает или может ухудшить показатели качества функционирования РЭС. Можно считать, что радиопомеха – это электромагнитная помеха в диапазоне радиочастот.

Радиопомеха, созданная в пространстве за счет распространения электромагнитных волн, называется **излучаемой**. Помеха, которая создается в проводящей среде за счет гальванических связей, называется **кондуктивной**.

В дальнейшем мы не рассматриваем преднамеренные электромагнитные помехи, которые специально создаются для подавления радиоэлектронных средств противника.

**Устойчивость к электромагнитной помехе, или помехоустойчивость**, – это способность технического средства сохранять заданное качество функционирования при воздействии на него внешних помех с регламентируемыми значениями параметров в отсутствие дополнительных средств защиты от помех, не относящихся к принципу действия или построения технического средства.

**Помехозащищенность** – это способность ослаблять действие электромагнитной помехи за счет дополнительных средств защиты от помех, не относящихся к принципу действия или построения технического средства.

Под **радиоэлектронным средством** понимают техническое средство, состоящее из одного или нескольких радиопередающих и (или) радиоприемных устройств и вспомогательного оборудования. К РЭС относят радиостанции, радиолокаторы и т. д. Такое определение РЭС подразумевает, что все компоненты, входящие в это средство, находятся территориально в одном месте. Приведенное определение электромагнитной совместимости выделяет в качестве основного фактора, вызывающего проблему ЭМС, помехи между средствами. Задачу снижения уровня помех можно решать не только путем улучшения качества излучений радиопередатчиков и повышения помехоустойчивости приемников, но и путем совершенствования организации работы РЭС и, в частности, рационального распределения частот между средствами. Поэтому в настоящее время проблему совместимости часто рассматривают с позиций эффективного использования спектра, а совокупность РЭС – как некоторую искусственно созданную человеком большую радиосистему.

В дальнейшем будем использовать также понятие **радиоканал**, поскольку его часто удобно рассматривать в качестве элемента большой радиосистемы. Радиоканал, например, образует линия связи (передатчик – пространство распространения – приемник). Один

передатчик может образовывать несколько радиоканалов, если он предназначен для передачи информации нескольким приемникам. Типичным примером является радиовещательная станция, обслуживающая множество абонентов – приемников. Основной задачей радиоканала является передача и извлечение информации с заданным качеством.

В более широком смысле используются понятия **источники помех** и **рецепторы помех**. **Источники электромагнитной помехи** – класс любых устройств, которые могут создавать электромагнитное излучение. Сюда включают устройства, не предназначенные для излучения электромагнитных волн (например, двигатели, системы зажигания и т. д.).

**Рецепторы электромагнитной помехи** – все устройства, которые изменяют (обратно или необратно) значения своих параметров под влиянием электромагнитных помех.

Выделяют также понятие **приемлемая радиопомеха** [12] – непреднамеренная радиопомеха, уровень которой не влияет на работу РЭС.

Кроме этого по иерархии построения РЭС выделяют следующие виды радиопомех:

- **межсистемная радиопомеха** – непреднамеренная радиопомеха, возникающая между РЭС разных радиосистем;
- **внутрисистемная радиопомеха** – непреднамеренная радиопомеха, возникающая между РЭС одной радиосистемы;
- **внутриаппаратурная помеха** – непреднамеренная помеха, возникающая между частями одного блока РЭС.

При рассмотрении проблемы совместимости в глобальном масштабе под **радиочастотным ресурсом** (РЧР) понимают весь диапазон частот, пригодный для связи, локации и т. д. Его потребителями выступают регионы, страны, области и т. д., а также радиослужбы, радиосистемы. Согласно ГОСТу **радиослужба** осуществляет передачу и (или) прием радиоизлучения в определенных целях. К радиослужбам относят радионавигацию, радиолокацию, радиовещание и т. д. Весь радиочастотный ресурс условно разбит на диапазоны. Каждый частотный диапазон соответствует полосе частот  $0,3 \cdot 10^n \dots 3 \cdot 10^n$  Гц и включает верхнюю границу. Номера частотных диапазонов соответствуют показателям степени  $n$  для каждого диапазона.

Вопросы использования частот решаются на международном уровне. Высшим органом является Международный союз электросвязи (МСЭ) – ИТ при ООН.

При рассмотрении вопросов использования радиочастот различают три понятия: **распределение частот**, **выделение частот** или **полос частот** и **присвоение**. Понятие **распределение** относится к радиослужбам, **выделение** – к зонам или странам, **присвоение** – к системам и станциям. Более детально этот вопрос рассматривается в разделе 3.

### 1.3. Источники и рецепторы электромагнитных помех

Источники непреднамеренных электромагнитных помех разделяют на две группы: **естественные** и **искусственные** (см. рис. 1.3.1).

Источники естественных помех делятся на **земные** и **внеземные**. **Земные источники** – связаны с **атмосферой**, как средой распространения радиоволн. Это, в первую очередь, **атмосферные помехи** и **статические разряды**. Источниками атмосферных помех являются электрические разряды во время гроз, которые обладают широким спектром частот и распространяются на большие расстояния. В северных широтах источниками помех являются **полярные сияния**. Накопление электрических зарядов в осадках и последующий их разряд на элементах антенны, заземления или вблизи антенны также приводят к электромагнитным помехам. К естественным источникам помех следует отнести также искажения сигналов в среде распространения. Эти вопросы более подробно рассматриваются в курсе "Электродинамика и распространение радиоволн".

Кроме того, источником радиопомех в КВ диапазоне и на более низких частотах является земная **магнитосфера**, простирающаяся на несколько тысяч километров от поверхности Земли и собирающая корпускулярное излучение Солнца и других звезд.

К **внеземным источникам помех** относят помехи, обусловленные электромагнитными излучениями Солнца, планет, звезд и других небесных тел. Эти излучения являются источниками дополнительных космических помех и их следует учитывать при определении характеристик приемников, особенно работающих в диапазонах УВЧ, СВЧ и на более высоких частотах.

**Источниками искусственных электромагнитных помех** являются радиоэлектронные устройства, принцип работы которых связан с излучением электромагнитной энергии. Некоторые из них указаны на рис. 1.3.1.

Электромагнитные помехи радиоэлектронным средствам создают также устройства, не предназначенные для излучения электромагнитной энергии: источники электрической энергии, оборудование и машины, системы зажигания двигателей, аппаратура промышленного и широкого потребления. Помехи, создаваемые этими объектами, образуют широкий класс **индустриальных помех**. Интенсивность индустриальных помех и ширина их спектра различны для разных источников. С индустриальными помехами приходится считаться до частот в несколько сотен мегагерц. Расстояния от источника, на которых радиоприемники ощущают воздействие помехи, могут достигать нескольких километров.



Рис. 1.3.1. Источники помех

Уровень помех измеряют либо в единицах напряженности поля (В/м, мкВ/м, дБмкВ/м и т. д., где дБмкВ означает измерение в децибелах относительно 1 мкВ), либо в единицах плотности мощности (Вт/м<sup>2</sup>, дБВт/м<sup>2</sup> и т. д.). Здесь дБВт/м<sup>2</sup> означает поток мощности, измеренной в децибелах относительно ватта, через площадку в 1 м<sup>2</sup>. Для характеристики загрузки спектра частот помехой ее измеряют также в единицах, показывающих распределение уровня помехи по частоте, например, дБмВт/м<sup>2</sup>·кГц).

Классификация, приведенная на рис. 1.3.1, учитывает связь помехи с ее источником. По **спектральным** и **временным** характеристикам выделяют **сосредоточенные, импульсные, флуктуационные** помехи. Сосредоточенная помеха представляет собой узкополосное колебание, параметры которого медленно меняются (по сравнению с центральной частотой колебаний) или остаются постоянными во времени. Импульсная и флуктуационная помехи – **широкополосные**. Флуктуационную помеху можно рассматривать как предельный случай импульсной помехи, когда происходит наложение во времени случайного числа импульсов со случайными амплитудами. Следовательно, флуктуационная помеха – случайный процесс. Такой помехой могут быть космические шумы и внутренние шумы радиоаппаратуры.

На рис. 1.3.2 представлены возможные рецепторы электромагнитных помех. Их так же,

как и источники помех, делят на **естественные** и **искусственные**. Учитывать восприимчивость естественных рецепторов к электромагнитным помехам важно как с точки зрения сохранения здоровья человека, так и для защиты окружающей среды. В этих целях устанавливаются допустимые санитарные нормы для уровней радио- и СВЧ-облучения [31].

Искусственные рецепторы можно разбить на две группы: рецепторы, работающие на принципах извлечения полезной информации из окружающего электромагнитного поля, и рецепторы, которые по принципу своей работы не должны реагировать на внешние электромагнитные поля. Первую группу составляют радиоэлектронные приемные устройства и радиовзрыватели. Для них наиболее труднозащитимым от помех является антенный тракт, поскольку поля всех работающих передатчиков создают в антенне приемника токи своих сигналов. Однако антенна и приемное устройство обладают избирательными свойствами: реагируют на сигналы, занимающие определенную полосу частот. Сигналы, лежащие вне полосы пропускания, сильно подавляются.



Рис. 1.3.2. Рецепторы помех

В других случаях поля помех создаются токами, протекающими в различных элементах конструкции ИП, существуют в окружающем пространстве в виде направляемых или свободно распространяющихся электромагнитных волн и воздействуют на рецептор за счет появления наведенной ЭДС в элементах его электрических цепей. Конкретный способ

осуществления этой нежелательной передачи энергии определяется понятием **пути воздействия помех**. Наличие этих путей нежелательно и для устранения непосредственного влияния требуется значительное ослабление помех на пути распространения.

В случае свободно распространяющихся волн уровень помех, воздействующих на рецептор, зависит от мощности ИП, расстояния до рецептора, длины волны помехи  $\lambda$ , параметров среды и ряда других факторов. В зависимости от места расположения рецептора помех относительно ИП пространство вокруг последнего разделяют на ближнюю ( $r \leq \lambda/2\pi$  для ненаправленных помех), промежуточную и дальнюю зоны. Детально эти вопросы изучаются в курсе "Электродинамика и распространение радиоволн".

Помехи могут проникать не только через антенный тракт, но и вследствие наводок на элементы устройства, а также по цепям питания и управления. Снижение уровня таких помех осуществляется экранированием, а также фильтрацией цепей питания. Эти вопросы рассматриваются в разделе 5.

При косвенном влиянии ИП на РП непосредственная передача электромагнитной энергии рецептору отсутствует. Воздействие помехи в этих случаях происходит из-за изменения параметров среды, параметров элементов устройств или режимов работы под действием ИП. Например, под действием излучения мощного радиопередатчика изменяются электродинамические параметры ионосферы, приводя к изменению условий распространения радиоволн в радиоканале, соответствующем рецептору помех. Другим примером является воздействие на РП различных бортовых радио или электротехнических устройств за счет изменения режима энергопотребления: при включении мощной нагрузки изменяются условия работы различных электронных устройств из-за изменения напряжения электропитания и возникающих при этом переходных процессов.

Более детально источники и рецепторы радиопомех рассматриваются в разделе 2.

#### **1.4. Математическое описание основных видов помех и их статистические характеристики**

Как отмечалось выше, электромагнитные помехи имеют различную природу и различаются по происхождению, структуре, спектральным и временным признакам. НЭМП возникают, как правило, вследствие случайных процессов в источниках помех. Поэтому особенностью их является, в основном, вероятностный характер. Это относится к частотному спектру, спектральной плотности амплитуд помехи, случайному времени их появления.

По характеру воздействия на сигнал помехи делятся на аддитивные и мультипликативные. Наибольший интерес представляют помехи случайные, воздействие которых на сигнал оценивается статистически. Поэтому для общего случая используют два

случайных процесса, которые выражают влияние на сигнал  $X(t)$  аддитивной  $S(t)$  и мультипликативной помех  $A(t)$ . На выходе тракта передачи сигнал в общем случае записывается в виде:

$$Y(t) = A(t)X(t) + S(t).$$

Аддитивные помехи обычно называют просто шумами, а мультипликативные – модулирующими помехами.

В условиях действия помех важным является определение качественных показателей конкретных РЭС, подвергающихся действию НЭМП. Каждое конкретное средство можно характеризовать некоторым числовым показателем качества  $Q$ , отражающим выполнение этим средством своих основных функций. В отсутствие помех значение показателя качества зависит от отношения сигнал-шум  $Q = Q(P_c / P_{ш})$  или  $Q = Q(U_c / U_{ш})$ , где  $P_c$ ,  $P_{ш}$ ,  $U_c$ ,  $U_{ш}$ , – соответственно мощности и напряжения сигнала и собственного шума, пересчитанные ко входу устройства. Под действием НЭМП значения показателя качества может изменяться. Степень ухудшения зависит от энергетических, спектральных и статических характеристик НЭМП, а также способа обработки сигнала, выбранного метода кодирования, специальных мер, предпринятых для защиты рецептора от действия умышленных и преднамеренных помех.

Задача определения качественных показателей РЭС в условиях действия НЭМП заключается в определении снижения показателя качества под действием помех  $Q(P_c, P_{ин1}, P_{ин2}, \dots)$  и нахождении их допустимых уровней  $P_{ин1 доп}$ ,  $P_{ин2 доп}$ , ... или соотношений сигнал-помеха плюс шум ( $P_c / (P_{п} + P_{ш})$ ) по соответствующему значению  $Q_{доп}$  критерия оценки влияния НЭМП на рецептор. При этом ЭМС обеспечивается, если

$$Q(P_c, P_{ин1 доп}, P_{ин2 доп}, \dots) \geq Q_{доп}$$

Задачи определения характеристик ЭМС могут решаться на основе детерминированного или вероятностного подхода. При детерминированном подходе искомые параметры ЭМС описываются детерминированными величинами или функциями, при вероятностном – случайными величинами или функциями. Более адекватным является вероятностное описание характеристик ЭМС, так как на указанные характеристики влияет большое число факторов, имеющих случайный характер.

## 1.5. Нормативно-техническая документация и стандарты в области ЭМС

Одним из направлений обеспечения ЭМС на различных уровнях является создание и соблюдение системы стандартных требований к различным характеристикам РЭС, влияющих на ЭМС. Указанные требования направлены на ограничение уровней помех,

создаваемых различным оборудованием, ослабление подверженности РЭС действию непреднамеренных помех и рациональное использование радиочастотного ресурса. Целью стандартизации и нормирования характеристик ЭМС РЭС является создание ситуации, когда большая часть НЭМП будет устранена или хотя бы значительно ослаблена с помощью аппаратуры, удовлетворяющей указанным нормам и стандартам.

Наличие стандартных требований к различным параметрам аппаратуры, влияющим на ЭМС, облегчает решение задач анализа, так как в качестве исходной информации могут использоваться соответствующие нормированные значения этих параметров. Нормирование характеристик широкого круга радиоэлектронных, электронных и электротехнических устройств играет важную роль в повышении качества продукции при создании новой техники. Стандарты в области обеспечения ЭМС определяют требования к характеристикам как уже существующей аппаратуры, так и разрабатываемой, создаваемой на длительные сроки эксплуатации [12-13]. Поэтому нормативно-техническая документация (НТД) в области ЭМС должна охватывать требованиями ряд показателей аппаратуры с учетом перспектив ее использования. Эта НТД имеет характерные отличия от стандартов, закрепляющих уже достигнутый уровень. Стандартные требования, нормы и рекомендации в области ЭМС имеют опережающий характер и устанавливают показатели, которые в последующем станут обязательными для изделий, разрабатываемых и осваиваемых производством [14-24].

При функционировании РЭС возникает возможность появления нежелательных электромагнитных связей, которые определяются характеристиками аппаратуры, не связанными с основным функциональным назначением данного средства. Поэтому нормированием кроме основных характеристик должны охватываться также и характеристики, влияющие на ЭМС, например уровни побочных излучений передатчиков, уровни помех, создаваемых устройством в цепях электропитания, и т. д.

Разработка и внедрение норм и стандартов являются существенным шагом в практике обеспечения ЭМС РЭС. Унификация норм на технические характеристики РЭС всех видов и назначений, единые методические указания по измерениям, единые требования к измерительным приборам, охват нормированием большого числа параметров РЭС, влияющих на ЭМС, введение для них более жестких норм представляют собой основу для необходимых технических и организационных решений в области ЭМС РЭС.

Стандарты в области ЭМС создаются по результатам научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, обосновывающих и подтверждающих возможность и целесообразность выпуска и эксплуатации изделий с новыми техническими характеристиками.

Отбор характеристик, существенно влияющих на ЭМС РЭС, базируется на анализе

возможных причин возникновения помех и путей их воздействия, оценке характера и степени воздействия, определенных в результате данного анализа характеристик на ЭМС РЭС. Оценка технической возможности и целесообразности нормирования проводится на основе изучения соответствующих технических методов, анализа лучших мировых и отечественных достижений.

В настоящее время на территории Российской Федерации действует более 100 ГОСТов, относящихся к ЭМС технических средств, в том числе и к РЭС. Существующая нормативно-техническая документация охватывает следующие вопросы:

- **нормирование параметров радиоизлучений РЭС** (мощности радиопередающих устройств, плотности потока мощности, допустимого отклонения частоты, ширины полосы частот излучения (занимаемой, контрольной, необходимой), спектра и уровня (мощности) внеполосных излучений, уровня и абсолютных значений побочных излучений, шумовых характеристик передатчиков);
- **нормирование параметров приема РЭС** (чувствительности, восприимчивости по основному и побочным каналам приема, избирательности, измеряемой односигнальным, двухсигнальным и многосигнальным методами, полосы пропускания, помехозащищенности от индустриальных радиопомех по цепям электропитания, управления и коммутации и т. д.);
- **нормирование характеристик элементной базы**, влияющих на ЭМС (побочных колебаний, внекратовых излучений, шумовых характеристик элементов радиопередатчиков, радиоприемников, линейности характеристик – индекса линейности, степени восприимчивости к помехам, и т. д.);
- **нормирование характеристик ЭМС антенно-фидерных устройств РЭС;**
- **нормирование уровней других характеристик индустриальных радиопомех излучений** гетеродинов, высокочастотных генераторов, применяемых в установках для промышленных, научных, медицинских, бытовых целей и т. д.);
- **организационно-методическое и общетехническое нормирование** (методики расчета воздействия НЭМП на рецептор, критерии и методики расчета эффективности использования РЧР, организационно-технические основы координации и планирования радиочастотных выделений, терминология по ЭМС и использованию РЧР и т. д.).

В 70-х годах прошлого века было утверждено более десятка общесоюзных норм регулирующих допустимые характеристики ЭМС, которые действуют и в настоящее время в Российской Федерации [14-24]. К ним относятся:

- нормы на ширину полос и внеполосные спектры излучений радиопередающих устройств

гражданского назначения;

- нормы на допустимые отклонения частоты радиопередатчиков всех категорий и назначений;
- нормы помехозащищенности приемных устройств радиовещания и телевидения от промышленных радиопомех;
- нормы допускаемых промышленных радиопомех для различных приборов и установок (7 различных норм);

Кроме того, существует различная ведомственная нормативно-техническая документация по ЭМС, действующая в определенных отраслях промышленности.

Существует ряд международных соглашений в области ЭМС, обязательных для всех стран, а также положений, имеющих характер рекомендаций. Эти соглашения и рекомендации обобщают опыт, накопленный в международном масштабе, и служат основой для создания серии национальных стандартов в области ЭМС. Важнейшим документом является Регламент радиосвязи, уточненный Всемирной Административной радиоконференцией (ВАКР-79) в 1979 г. [28, 29]. Помимо Таблицы распределения частот в Регламент радиосвязи и его Приложения входят вопросы, связанные с организацией работы и направлениями обеспечения ЭМС радиослужб, а также некоторые технические требования к аппаратуре (см. раздел 3).

Ряд важных документов разработан Международным консультативным комитетом по радио (МККР). Рекомендации МККР охватывают широкий круг вопросов, связанных с нежелательными излучениями радиопередатчиков, естественными и промышленными радиопомехами, допустимыми уровнями помех для некоторых радиослужб, свойствами приемников. Документы касаются также методов расчета и измерений в области ЭМС. Важную роль играют технические рекомендации, разрабатываемые Международным специальным комитетом по радиопомехам (МСПР). Эти рекомендации относятся к промышленным помехам и содержат ряд положений, касающихся методов измерения и способов ослабления промышленных помех.

К международным относятся документы, связанные с требованиями к параметрам ЭМС авиационного и судового радиооборудования, в частности содержащиеся в материалах Международной организации гражданской авиации (ИКАО).

Большую работу по организации и подготовке международных стандартов по проблеме ЭМС проводит Международная электротехническая комиссия (МЭК). Стандарты МЭК устанавливают требования для оборудования как в отношении максимально допустимого уровня паразитных излучаемых и кондуктивных электромагнитных помех, так и работоспособности оборудования в условиях влияния этих помех. Стандарты МЭК в области

ЭМС ориентированы на применение в цивилизованной рыночной экономике. Эти стандарты представляют собой обобщение и систематизацию мирового опыта. Стандарты МЭК в области ЭМС приняты в большинстве развитых стран (США, Европейский Союз и др.) как обязательные нормативные документы, устанавливающие требования к промышленной продукции, поставляемой на рынок потребителю, поскольку их выполнение гарантирует безопасность использования такой продукции, а также соблюдение прав других потребителей, использующих один и тот же ресурс. Стандарты МЭК в области ЭМС делятся на три группы [32]: базовые публикации (стандарты и технические доклады), общие (универсальные) стандарты и стандарты на группу изделий или конкретные виды технических средств.

Базовые публикации определяют общие условия или правила, необходимые для достижения электромагнитной совместимости, Они применимы ко всем изделиям. Эти публикации рассматривают:

- общие вопросы ЭМС (терминология);
- описание ЭМО: физические явления и уровни помех;
- рекомендации по ограничению электромагнитных помех;
- рекомендуемые значения параметров при испытаниях на помехоустойчивость;
- методы измерения;
- методы испытаний;
- руководство по установке и монтажу;
- методы ограничения помех.

Общие (универсальные) стандарты МЭК в области ЭМС задают параметры внешней среды, в которой будет эксплуатироваться оборудование. Были разработаны два комплекса стандартов. Первый включает условия эксплуатации, характерные для жилых и коммерческих помещений, а также для помещений небольших производств и малых предприятий, второй комплекс – для условий промышленной обстановки и крупных производственных предприятий. В каждый комплекс входят стандарты на помехоэмиссию и помехоустойчивость. В общих стандартах регламентируются только ограниченное число требований и испытаний с тем, чтобы обеспечить оптимальное соотношение между технологическими и экономическими соображениями.

Стандарты ЭМС на вид изделия регламентируют требования и испытания, конкретизированные к рассматриваемым изделиям. Стандарт на группу изделий относится к семейству подобных изделий, для которых могут применяться одни и те же правила и процедуры.

Российским производителям радиоэлектронных средств при выходе на мировой рынок необходимо использовать вышеприведенные стандарты МЭК.

Новый Закон РФ № 184-ФЗ от 27.12.2002 "О техническом регулировании" касается отношений, возникающих при разработке, принятии, применении и исполнении обязательных требований к продукции, процессам производства, эксплуатации, хранения, перевозки, реализации и утилизации.

В законе отмечено, что "требования к функционированию единой сети связи Российской Федерации и к продукции, связанные с обеспечением целостности, устойчивости функционирования указанной сети связи и ее безопасности, отношения, связанные с обеспечением целостности единой сети связи Российской Федерации и использованием радиочастотного спектра, соответственно устанавливаются и регулируются законодательством Российской Федерации в области связи". Кроме обеспечения безопасности жизни и здоровья граждан, вновь вводимые регламенты принимаются в целях защиты имущества. При этом, наряду с обеспечением единства измерений, безопасности излучений, взрывобезопасности, пожарной, химической, электрической и ядерной безопасности, отдельно выделено обеспечение электромагнитной совместимости в части обеспечения безопасности приборов и оборудования. Принимаемые регламенты делятся на общетехнические и специальные. При этом регламенты по электромагнитной совместимости отнесены к категории общетехнических регламентов.

## **1.6. Принципы расчетов ЭМС**

Расчетный анализ ЭМС проводится с целью определения возможностей совместной работы радиотехнических, электронных и электротехнических средств. Результаты этого анализа позволяют прогнозировать выполнение условий ЭМС в конкретной ситуации и служат для принятия практических мер по обеспечению ЭМС РЭС. Проводимый анализ включает качественное и количественное изучение различных аспектов общей проблемы ЭМС. При этом можно выделить следующие группы задач:

- исследование показателей ЭМС устройств и их элементов;
- исследование электромагнитной обстановки;
- исследование выполнения ЭМС в конкретной группе средств.

Исследование показателей ЭМС устройств и их элементов включает определение:

- количественных характеристик неосновных излучений радиопередающих устройств;
- уровней и спектрального состава промышленных помех, создаваемых различными устройствами;

- параметров, характеризующих восприимчивость радиоприемных устройств вне основного канала приема сигналов, как антеннами, так и по цепям электропитания и т.д.

Задачи определения ЭМС могут решаться на основе детерминированного или вероятностного подхода. Более адекватным является вероятностное описание характеристик ЭМС, так как на них влияет большое число факторов, имеющих случайный характер.

Исследование электромагнитной обстановки включает определение всех видов электромагнитных помех, существующих в рассматриваемой ситуации в заданной области пространства. ЭМО зависит как от характеристик ЭМС устройств и их элементов, так и от условий распространения помех. Любое РЭС не только функционирует в определенной электромагнитной обстановке, но и участвует в создании ЭМО для других средств.

По отношению к рассматриваемым средствам ЭМО может быть внешней или внутренней. Внутренняя обстановка создается РЭС, размещенными, например, на летательном аппарате, корабле, узле связи и т.д., и определяется только свойствами рассматриваемой группы средств. Внешняя – средствами различных объектов, например ЭМО, существующая между самолетами, кораблями, их совокупностями, между РЭС, расположенными на местности и т.д.

К числу задач анализа ЭМО относятся: определение степени загрузки отдельных частотных диапазонов средствами различных радиослужб; нахождение зависимостей уровней НЭМП от пространственных, частотных, временных, поляризационных соотношений; составление соответствующих гистограмм распределения частот и энергетических уровней излучения передатчиков и чувствительных приемников (рис. 1.1.3), уровней промышленных помех в окружающем пространстве и на объектах, уровней помех в проводах питания и управления; расчет зон, в пределах которых уровни конкретных помех не превышают некоторого допустимого значения и т.д.

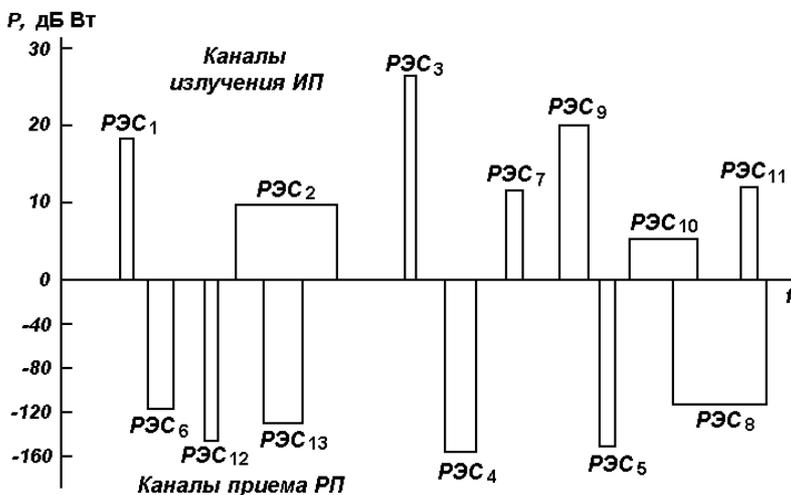


Рис. 1.1.3. Диаграмма распределения частот и энергетических уровней источников и рецепторов помех

Оценка ЭМО также может быть детерминированной или вероятностной. При

детерминированном подходе уровни помех, их спектральный состав и т. д. оценивают детерминированными величинами и функциями. При вероятностной оценке искомые величины описывают в вероятностных категориях – плотности вероятности распределения мощностей, вероятности существования недопустимых помех в пределах определенных зон.

Задачи, относящиеся к анализу электромагнитной обстановки и анализу характеристик ЭМС, тесно связаны между собой. Действительно, ЭМО в конкретной ситуации зависит от характеристик ЭМС устройств и их элементов. С другой стороны для определения реакции РЭС необходима информация о количественных характеристиках помех, которая получается из анализа ЭМО.

Исследование выполнения ЭМС в конкретной группе средств проводится с целью установления факта электромагнитной совместимости и при ее нарушении – нахождения конкретных причин несовместимости, включая выявление источников НЭМП, причин распространения помех и путей их воздействия на рецепторы. Анализ ЭМС в группе средств базируется на результатах исследования ЭМО и параметров, влияющих на ЭМС. Анализ ЭМО позволяет выяснить, какие именно помехи действуют в конкретном случае и каковы их энергетические, спектральные и статические характеристики. Для решения вопроса о наличии или отсутствии совместимости необходимо установить характер влияния этих помех и оценить результаты этого влияния на качество функционирования РЭС в этой группе.

Анализ ЭМС для конкретной ситуации проводится на основе моделей взаимодействия:

а) по виду оценки ЭМС – парная оценка, групповая и комплексная. При парной оценке учитывается воздействие помех, создаваемых каждым из двух средств, при большем числе их – попарное действие каждого из средств группы на каждое другое. Групповая оценка предусматривает изучение влияния группы источников на один рецептор или поочередно на все рецепторы группы. При комплексной оценке рассматривается влияние группы источников на все рецепторы, входящие в состав данной совокупности средств. Комплексная оценка базируется на использовании групповой, групповая – на использовании парной, но ни групповая, ни комплексная оценки в общем случае не являются простой суммой некоторого числа парных оценок;

б) по характеру учитываемых функциональных связей между анализируемыми средствами – простая и сложная логика влияния. Простая логика предполагает, что каждое устройство в группе можно рассматривать как функционально независимое от остальных средств. При сложной логике учитывается, что в общем случае отдельные средства в группе могут иметь функциональные связи друг с другом. Наличие связей приводит к тому, что воздействие помех на некоторый  $i$ -й рецептор не только вызовет ухудшение его

индивидуальных показателей, но и повлечет изменение качества другого средства, например  $j$ -го, имеющего с ним функциональную связь;

в) по характеру оценки ЭМО – детерминированные представления и вероятностные;

г) по характеру оценки качества функционирования – детерминированные и вероятностные.

Возможны различные комбинации перечисленных моделей. Выбор конкретной модели определяется целью анализа, требованиями к его точности, подробностью и достоверности данных.

В виду разнообразия задач анализа ЭМС широким является и арсенал используемых средств, включающий:

- аналитические методы исследования, позволяющие получить искомые результаты расчетным путем на основе использования математических моделей изучаемых явлений;
- методы имитационного моделирования, позволяющие получить искомые результаты путем математического моделирования изучаемых явлений с помощью ЭВМ;
- экспериментальные методы, позволяющие получить искомые результаты путем измерений физических величин.

При прогнозировании ЭМС РЭС на этапе их разработки используются аналитические методы, в том числе реализованные на ЭВМ. Задачи определения реакции РЭС на воздействие сигналов и помех на последующих этапах могут успешно решаться методами имитационного моделирования и экспериментальными методами. Экспериментальные методы являются более целесообразными.

### **1.7. Роль измерений в области ЭМС**

**Экспериментальные методы исследования характеристик ЭМС.** В практике обеспечения ЭМС РЭС важное место принадлежит экспериментальным методам исследований. Эти методы во многих случаях являются основным источником информации об анализируемых объектах. Их целью является:

- определение соответствия характеристик излучения и приема, восприимчивости и других установленным требованиям нормативно-технической документации;
- оценка степени воздействия НЭМП на рецепторы в различных условиях их работы;
- выявление конкретных причин, приводящих к нарушению ЭМС: источников НЭМП и путей их воздействия на различные рецепторы;
- оценка эффективности внедренных организационных и технических мер и определение степени влияния их на качество функционирования РЭС.

Экспериментальные исследования применяются на всех уровнях – от элементов и блоков до систем и служб.

**Стендовые измерения и испытания.** Стендовые измерения и испытания состоят в исследовании и контроле различных РЭС или их элементов в лабораторных условиях. Целью проведения указанных исследований являются определение отдельных параметров РЭС, влияющих на ЭМС, контроль их соответствия существующим стандартам и нормам, проверка функционирования элементов РЭС в имитируемых условиях и т.д. При проведении некоторых видов стендовых испытаний можно в полной мере использовать методы физического и смешанного моделирования. По сравнению с натурными испытаниями стендовые обладают рядом достоинств. Их аппаратная реализация проще, а стоимость и трудоемкость значительно ниже. Дополнительным фактором, важным в некоторых приложениях, является скрытность стендовых испытаний, обусловленная возможностью проведения измерений без излучения полезных и мешающих сигналов в окружающее пространство. Недостатком стендовых испытаний является невозможность полного учета и проверки всех факторов, влияющих на ЭМС РЭС. Несмотря на это, стендовые испытания широко используются для анализа выполнения ЭМС в группе средств, а для отдельных элементов РЭС вообще являются основным видом экспериментального исследования характеристик ЭМС РЭС.

**Методы измерения характеристик ЭМС.** Применяемые методы измерений можно разделить на две группы. К первой относятся методы измерения параметров электромагнитных полей, которые соответствуют различным видам нежелательных радиоизлучений, и восприимчивости РЭС к ним. Эту группу называют **методами измерений по электромагнитному полю**. Другую группу составляют измерения параметров нежелательных излучений и восприимчивости к ним, осуществляемые в фидерах и элементах радиочастотного тракта РЭС. Эти методы называются **трактовыми**.

Измерения по электромагнитному полю проводятся либо в ограниченном экранированном помещении, либо в пространстве на специально оборудованных открытых площадках. При измерениях в экранированных помещениях (камерах) исключаются действие внешних помех и излучение исследуемых полей в окружающее пространство. Однако в этом случае имеет место значительное влияние волн, отраженных от стен. В результате многократных отражений картина электромагнитного поля значительно искажается, что приводит к погрешностям измерения. На относительно низких частотах, когда размеры камеры значительно меньше длины волны, в результате отражений происходит частичная компенсация электромагнитных полей, что приводит к заниженным оценкам измеряемых величин. На более высоких частотах экранированная камера

представляет собой объемный резонатор с существенно неоднородным распределением напряженности поля по его объему и наличием собственных резонансных частот, на которых наблюдается резкое возрастание интенсивности поля. В результате действия перечисленных факторов относительные погрешности определения напряженности поля при измерениях в экранированных камерах велики и могут достигать значений порядка 40 дБ.

При измерениях на открытых площадках отрицательное влияние отражений от окружающих предметов существенно ослабляется. Однако проведение этих измерений зависит от климатических условий, требует оборудования специальных площадок с вышками для установки антенн и нередко связано с организационными трудностями. Кроме того, измерениям в открытом пространстве принципиально присуще влияние внешних помех, а исследуемые РЭС или используемые средства измерений создают нежелательные излучения в окружающее пространство.

Наилучшим вариантом, сочетающим достоинства перечисленных выше, является измерение в экранированных помещениях, облицованных изнутри радиопоглощающим материалом. Такие сооружения называются безэховыми камерами. В безэховых камерах отрицательное влияние многократных отражений от стен существенно ослаблено за счет специального выбора их формы и малого коэффициента отражения от радиопоглощающего покрытия. Однако возможности широкого применения измерений в безэховых камерах сдерживаются их сложностью и высокой стоимостью. Указанные камеры должны иметь значительные габариты, определяемые условием обеспечения измерений в дальней зоне, и специально подобранную конфигурацию, способствующую уменьшению влияния (хотя и ослабленных) отражений от стен. Измерения в безэховых камерах в настоящее время практикуются преимущественно для аппаратуры метровых и более коротких волн.

При трактовых измерениях определяют интенсивность помех в радиочастотных трактах, кабелях и различных цепях аппаратуры, а также восприимчивость рецепторов к указанным помехам. Для исключения влияния внешних помех на исследуемые рецепторы и измерительную аппаратуру подобные измерения чаще всего проводят в экранированных помещениях. Ввиду отсутствия излучения исследуемых полей значительной погрешности от влияния экранированной камеры обычно не наблюдается.

Однако при трактовых измерениях уровней создаваемых помех и подверженности им различных РЭС не учитывается целый ряд факторов. Поэтому им присущи большие значения погрешности, обусловленной методом измерения.

В последнем разделе пособия приведены сведения о характеристиках некоторых современных средств контроля ЭМС.

## 1.8. Государственное регулирование в области радиосвязи с учетом ЭМС

Государственную политику в области радиосвязи в Российской Федерации определяет **Министерство по связи и информатизации (Минсвязи России)**. Оно проводит и осуществляет управление в области связи и информатизации, а также руководит службой государственного надзора за деятельностью в области связи и информатизации. Одной из основных задач министерства является обеспечение работы трех межведомственных государственных комиссий: по радиочастотам (ГКРЧ), электросвязи и информатизации.

В 1993 году в качестве органа государственного надзора за связью на правах Государственного комитета при Правительстве РФ был создан **Госсвязьнадзор Российской Федерации**. Его предшественницей была Государственная инспекция электросвязи (ГИЭ Минсвязи России), как организация, отвечающая за использование радиочастотного спектра Российской Федерации. Становление Госсвязьнадзора России совпало со временем коренных структурно-хозяйственных преобразований предприятий связи и осуществлением хозяйственных реформ, связанных с переходом к рыночной экономике.

В 2002 г. Госсвязьнадзор был реорганизован. На его базе созданы две самостоятельные службы: система государственного надзора за связью и информатизацией и государственная радиочастотная служба (ГРЧС). На Госсвязьнадзор возложены контрольно-надзорные функции в области связи и информатизации: надзор за соблюдением условий лицензий на осуществление деятельности операторов электрической и почтовой связи; экспертизы сооружений связи.

**Государственная комиссия по радиочастотам (ГКРЧ)**. В соответствии с Законом РФ "О связи" № 126-ФЗ 2003 г. регулирование использования радиочастотного спектра осуществляется межведомственным коллегиальным органом по радиочастотам при Министерстве связи и информатизации России (Минсвязи) – Государственной комиссией по радиочастотам (ГКРЧ), обладающей всей полнотой полномочий в области регулирования радиочастотного спектра. Организационные и технические меры по обеспечению надлежащего использования радиочастот или радиочастотных каналов и соответствующих радиоэлектронных средств или высокочастотных устройств гражданского назначения во исполнение решений ГКРЧ осуществляются специально уполномоченной службой по обеспечению регулирования использования радиочастот и радиоэлектронных средств при Минсвязи – Государственной радиочастотной службой (ГРЧС).

Направлениями деятельности ГКРЧ являются:

- выделение полос радиочастот для разрабатываемых (модернизируемых), производимых в РФ и закупаемых за рубежом РЭС;

- планирование распределения и использования полос радиочастот, орбит и точек (участков) стояния искусственных спутников Земли для спутниковых систем (сетей), находящихся под юрисдикцией РФ.
- решение вопросов использования российскими операторами полос радиочастот для эксплуатации на территории РФ наземных станций спутниковой связи, работающих через искусственные спутники Земли иностранных спутниковых систем (сетей);
- определение основных технических характеристик, требований к РЭС при их разработке, производстве и поставке на внутренний рынок;
- согласование общих требований к средствам и системам активной защиты информации общего назначения в части их ЭМС с другими РЭС;
- координация действий, связанных с обеспечением международно-правовой защиты частотных присвоений радиоэлектронным средствам РФ, а также руководство работами по координации и регистрации частот отечественных радиоэлектронных средств в Международном союзе электросвязи.

ГКРЧ занимается организацией:

- разработки и утверждения норм параметров радиоизлучений и приёма РЭС и норм допустимых значений промышленных радиопомех;
- взаимодействия радиослужб РФ по обеспечению ЭМС РЭС различной принадлежности при их использовании на территории РФ;
- проведения работ по созданию и развитию государственной автоматизированной системы управления использованием радиочастотного спектра (РЧС);
- контроля за соблюдением порядка использования РЧС;
- обеспечения защиты интересов Российской Федерации в международных организациях, занимающихся вопросами распределения и использования РЧС.

**Государственная радиочастотная служба** Российской Федерации состоит из Главного радиочастотного центра и семи радиочастотных центров федеральных округов.

Главный радиочастотный центр обеспечивает регулирование использования радиочастот централизованного назначения и РЭС гражданского применения на всей территории РФ и обеспечивает международно-правовую защиту частотных присвоений РЭС наземных и спутниковых радиослужб РФ.

#### **Основные функции ГРЧС:**

- организация и проведение работы по планированию использования, назначению и учет радиочастот и сигналов опознавания для РЭС (ВЧ устройств) гражданского применения в

полосах радиочастот, выделенных ГКРЧ;

- проведение в установленном порядке на основании решений ГКРЧ и на основе расчетов ЭМС, а при необходимости – измерений параметров излучений действующих РЭС (радиотехнического контроля), экспертизы радиочастотных заявок юридических и физических лиц и по результатам согласования с Минобороны России и ФАПСи оформление разрешений на использование радиочастот (радиочастотных каналов) для РЭС (ВЧ устройств);
- оформление в установленном порядке разрешений на ввоз из-за границы, приобретение и реализацию (продажу) РЭС (ВЧ устройств), а также на установку и использование судового радиооборудования гражданского применения по форме, установленной Регламентом радиосвязи МСЭ;
- подготовка для лицензирующих органов технических заключений о возможности использования радиочастот (радиочастотных каналов) для лицензируемых услуг связи, телевидения и радиовещания. Организация и проведение работы по регистрации РЭС (ВЧ устройств) гражданского применения;
- проведение экспертизы и согласование стандартов, технических заданий на разработку и технических условий на серийное производство РЭС (ВЧ устройств) гражданского применения в части параметров ЭМС, организация и проведение работы по обеспечению ЭМС РЭС, участие в разработке норм частотно-территориального разнеса РЭС (ВЧ устройств);
- разработка для ГКРЧ предложений по вопросам использования радиочастот и РЭС (ВЧ устройств) гражданского применения с учетом обеспечения их ЭМС;
- разработка проектов нормативно-технических документов по вопросам использования радиочастот, радиоконтроля и обеспечения ЭМС РЭС (ВЧ устройств) в части РЭС гражданского назначения и направление этих документов для рассмотрения и утверждения установленным порядком в Минсвязи России и ГКРЧ;
- обеспечение проведения с администрациями связи иностранных государств координации частотных присвоений и регистрации в МСЭ частотных присвоений наземным и спутниковым РЭС (системам) РФ установленным ГКРЧ порядком. Ведение сбора, учета и хранения данных о характеристиках, регистрируемых в МСЭ наземных и спутниковых РЭС (систем) РФ и иностранных государств;
- формирование и ведение федеральной базы данных частотных присвоений РЭС гражданского применения;
- организация работы по обеспечению постоянной эксплуатационной готовности

радиочастотного ресурса выделенного операторам сетей связи. Организация и проведение измерения параметров излучений РЭС (ВЧ устройств) и принятие в установленном порядке мер по приведению их в соответствие с действующими нормами;

- рассмотрение в установленном порядке претензий на помехи теле- и радиоприему и проведение работ по поиску и устранению помех;
- проведение работы по подготовке предложений для включения в центральный и региональные планы обеспечения ЭМС РЭС систем государственного и военного управления и в годовой план введения временных запретов (ограничений) на использование РЭС при проведении особо важных работ и мероприятий.

### **ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ РАДИОКОНТРОЛЯ, ПРОВОДИМОГО ГРЧС.**

Закон "О связи" определяет задачи и функции радиоконтроля за излучениями радиоэлектронных средств и (или) высокочастотных устройств. В соответствии с требованиями Закона целями радиоконтроля являются:

1. Обеспечение администраций данными, необходимыми для процесса управления использованием РЧС, как то:
  - информацией о степени занятости электромагнитными излучениями диапазонов и отдельных частот;
  - **информацией о соответствии параметров передаваемых сигналов требованиям лицензий на передачу;**
  - данными по ведению и проверке регистрации частот;
  - **данными по обнаружению, опознаванию и определению местоположения источников несанкционированных радиоизлучений.**
2. Содействие в решении проблем ЭМС при вводе в эксплуатацию новых радиосистем, присвоении рабочих частот и составлении частотных планов посредством контроля границ зон обслуживания, параметров РЭС и выявления источников помех конкретным радиосистемам.
3. Содействие в обеспечении допустимого уровня помех при приеме населением звуковых и телевизионных вещательных программ.
4. Обеспечение администраций информацией, связанной с решением конкретных задач по обращениям пользователей РЧС, а также для программ международного радиомониторинга.

Цели определяют конкретные технические задачи радиоконтроля, которые изложены в разделе 6.

## 2. ЭМС блоков, устройств и систем РЭС

### 2.1. Представление помех на уровне источников

Источники непреднамеренных помех можно разделить на две группы. К первой относятся технические средства, специально создаваемые для излучения электромагнитных волн – радиопередающие устройства (радиопередатчики). Они могут создавать помехи для РЭС, которые не предназначены для приема сигнала данного передатчика. При решении задач обеспечения ЭМС радиопередатчики рассматривают как потенциальные источники электромагнитных помех. Поэтому необходимо прогнозировать весь спектр их излучений и уровни мощности в нем.

Вторую группу образуют источники, которые по своему функциональному назначению не связаны с излучением электромагнитной энергии в окружающее пространство. Сюда относятся различное электроэнергетическое оборудование, коммутационные устройства, персональные компьютеры и т. п. Резкие изменения тока в их электрических цепях приводят к изменению электромагнитного поля в окружающем пространстве и возникновению токов и ЭДС в металлических конструкциях. Эти токи и ЭДС могут служить источниками радиопомех. Помехи второй группы относят к индустриальным помехам.

Причиной возникновения помех могут быть также многочисленные механические контакты токопроводящих частей оборудования, характерные для подвижных объектов.

#### 2.1.1. Классификация излучений радиопередатчиков

Основной функцией радиопередатчиков является генерирование высокочастотной энергии, несущей какую-либо передаваемую информацию. К основным параметрам любого излучения передатчика с точки зрения ЭМС относятся его мощность, несущая частота и спектр. Излучения радиопередатчиков делят на классы.

**Класс радиоизлучения** – это характеристика излучения радиопередающего устройства, которая определяется типами модуляции, модулирующего сигнала и передаваемого сообщения, а также при необходимости дополнительными характеристиками сигнала [12]. Каждому передатчику в зависимости от класса излучений отводится некоторая полоса частот, которая требуется для передачи информации. Из курса радиопередающих устройств известно, что существует амплитудная, частотная, фазовая и различные виды импульсной модуляции передаваемого радиосигнала. Для каждого типа модуляции и модулирующего сигнала спектр излучения передатчика занимает различную полосу частот.

Возможные виды излучений, создаваемые типовым радиопередатчиком (рис. 2.1.1),

можно представить схемой, приведенной на рис. 2.1.2. Далее мы детально рассмотрим каждый возможный вид излучения, создаваемый передатчиком.

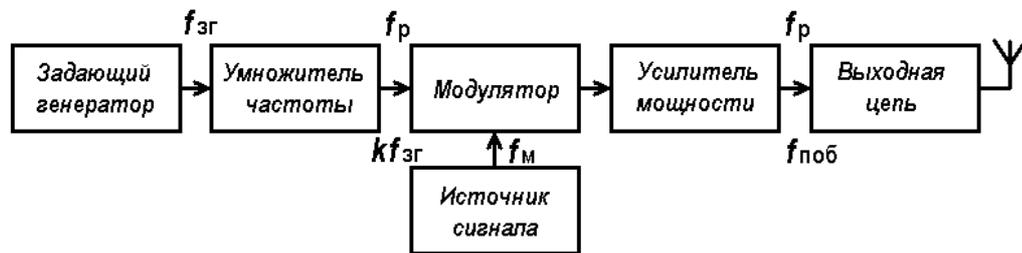


Рис. 2.1.1. Упрощенная структурная схема радиопередатчика

В излучении передатчика выделяют **основное излучение** и **нежелательные излучения**. В свою очередь нежелательные делят на **внеполосное** и **побочное** излучения. **Внеполосное излучение** подразделяется на **сигнальное** и **шумовое**, а **побочное** – на следующие виды: излучения **на гармониках**, **на субгармониках**, **комбинационные**, **паразитные** и **интермодуляционные**.

Примерный спектр излучений, который в общем случае может иметь одиночный передатчик, показан на рис. 2.1.3. В этом спектре выделено **основное излучение** и **нежелательные излучения**, сопровождающие основное.

Минимальная полоса частот данного класса радиоизлучения, достаточная для передачи сигнала с требуемыми скоростью и качеством, называется **необходимой полосой радиочастот**. Она обозначается  $B_n$ . Излучение радиопередатчика в необходимой полосе радиочастот, предназначенное для передачи сигнала, называется **основным излучением**.

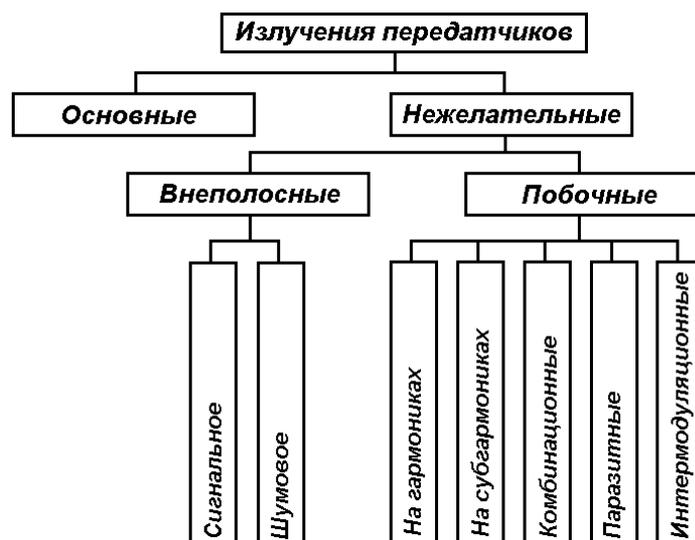


Рис. 2.1.2. Классификация излучений передатчика

Однако наряду с основным излучением работа передатчиков сопровождается многочисленными **нежелательными излучениями**, которые лежат за пределами необходимой полосы радиочастот и не требуются для передачи полезной информации. Рассмотрим их более детально.

**Внеполосные радиоизлучения** – это нежелательные радиоизлучения в полосе частот, непосредственно примыкающей к необходимой полосе, являющиеся результатом модуляции сигнала. Внеполосные излучения, с одной стороны, обусловлены спектральными свойствами передаваемых сигналов, которые в силу своей конечной продолжительности во времени имеют, строго говоря, бесконечный спектр, а с другой стороны, могут возникать вследствие паразитной модуляции напряжением шума спектральных компонент сигнала и высокочастотных колебаний (несущих, поднесущих и т. п.) в каскадах передатчика. На рис. 2.1.3 условно показаны внеполосные сигнальные и шумовые излучения. Последние занимают более широкую полосу.



Рис. 2.1.3. Общий спектр излучения передатчика

**Побочные излучения** – это нежелательные излучения, возникающие в результате любых нелинейных процессов в радиопередатчике кроме процесса модуляции. Побочные излучения являются наиболее растянутыми по частотному диапазону, поэтому от их уровня и количества в значительной степени зависит обеспечение условий ЭМС. В класс побочных излучений, как показано на рис. 2.1.2, входят: **излучения на гармониках, на субгармониках, комбинационные и паразитные излучения**. При работе нескольких передатчиков может возникать еще один вид побочных излучений – **интермодуляционные**. ГОСТ 23611-79 дает определение всем видам излучений.

### 2.1.2. Виды побочных излучений

**Радиоизлучения на гармониках** – это побочные радиоизлучения на частотах, в целое число раз больших частоты основного радиоизлучения. Так, если  $f_p$  – основная частота передатчика, а  $f_n$  – частота  $n$ -й гармоники, то  $f_n = nf_p$ , где  $n = 1, 2, 3, \dots$

Уровни излучений радиопередатчика на гармониках рабочей частоты превышают уровни всех остальных компонент побочных излучений. Радикальным способом уменьшения уровня гармоник, присутствующих в выходном излучении радиопередатчика, является их

фильтрация в выходной цепи и антенных контурах. На основании данных статистических исследований полагают, что уровни мощности гармоник распределены по нормальному закону, а среднеквадратическое отклонение для всех гармоник одинаково.

Если рабочая частота  $f_p$  передатчика получается путем умножения на целое число частоты задающего генератора,  $f_p = k f_{з.г.}$ , где  $k$  – коэффициент умножения, то у такого передатчика могут присутствовать нежелательные **излучения на субгармониках** – частотах, в целое число раз меньших основной частоты излучения, т. е. на  $f_{SN} = f_p / N$  ( $N = 1, 2, \dots, k$ ). Субгармоники передатчика являются гармониками задающего генератора, поэтому число субгармоник ограничено коэффициентом умножения частоты задающего генератора –  $k$ .

**Комбинационные излучения** возникают в результате взаимодействия на нелинейных элементах в радиопередатчиках колебаний на частотах несущей и формирующих несущую и их гармоник, т.е.  $f_k = f_p \pm f_n \pm m f_{SN}$ , где  $m = 0, 1, 2, \dots$ .

**Паразитные излучения** – это побочные излучения, возникающие в результате самовозбуждения радиопередатчика из-за паразитных связей в генераторных и усилительных приборах или в его каскадах. Частоты паразитных излучений не связаны с основной частотой передатчика или с частотами, получающимися в процессе ее формирования и модуляции. Значения частот и мощности паразитных излучений носят случайный характер и обусловлены конструкторско-технологическими особенностями отдельных каскадов и передатчика в целом.

При одновременной работе нескольких передатчиков возможно возникновение интермодуляционных излучений. **Интермодуляционное радиоизлучение** – это побочное радиоизлучение, возникающее в результате воздействия на нелинейные элементы высокочастотного тракта радиопередающего устройства генерируемых колебаний и внешнего электромагнитного поля. Особенно велика вероятность появления интермодуляционных излучений при совместной работе передатчиков на одну антенну или на близко расположенные антенны. В этих случаях часть мощности одного передатчика может проникать в оконечные каскады усилителей мощности другого передатчика, работающие в нелинейном режиме. Вследствие этого в спектрах излучений передатчиков появляются компоненты, частоты которых представляют собой линейные комбинации (с целочисленными коэффициентами) частот работающих передатчиков. Эти компоненты и являются интермодуляционными излучениями.

### 2.1.3. Нормируемые параметры основного, внеполосного и побочного излучений

Параметры **основного радиоизлучения** или **радиоклебания** нормируются по ГОСТ

23872-79 и представлены в табл. 2.1.1. При этом термин **радиоколебание** применяется при определении характеристик и параметров сигнала в тракте передатчика (до выхода излучения из антенны), см. рис. 2.1.1.

Основное излучение – наиболее мощное из всех излучений радиопередатчика. Источником информации о его параметрах служит техническое описание, в котором указываются номинальная мощность излучения, рабочие частоты передатчика, вид модуляции сигнала.

Таблица 2.1.1. Нормируемые параметры основного радиоизлучения

Номенклатура параметра	Обозначение	Размерность
Поверхностная плотность потока мощности (напряженность электрического поля) радиоизлучения	$P_n(E)$	Вт/м <sup>2</sup> (В/м)
Мощность (напряжение) радиоколебания	$P(U)$	Вт (В)
Рабочая частота	$f_p$	Гц
Диапазон рабочих частот	$f_H - f_B$	Гц
Отклонение частоты	$\Delta f$	Гц
Необходимая ширина полосы частот радиоизлучения	$B_H$	Гц
Занимаемая ширина полосы частот радиоизлучения	$B_3$	Гц
Контрольная ширина полосы частот радиоизлучения	$B_{-30}$	Гц
Вид и параметры модуляции (манипуляции)		
Ослабление радиоизлучения (радиоколебания) на несущей частоте (для однополосных радиопередатчиков)	$A_H$	дБ
Спектральная плотность мощности (напряжения)	$P_{co}(U_{co})$	Вт/Гц (В/Гц)
Спектральная плотность потока мощности (напряженности электрического поля)	$P_{c.п.}(E_{c.п.})$	Вт/(м <sup>2</sup> ·Гц) [В/(м·Гц)]

Излучаемая радиопередатчиком устройством мощность определяется мощностью радиопередатчика, усилением антенны и потерями в фидерном тракте.

Под **выходной мощностью радиопередатчика** понимают активную мощность, передаваемую радиопередатчиком в антенно-фидерное устройство или эквивалент антенны. Она может быть определена мощностью несущей, средней, пиковой и импульсной мощностями радиопередатчика [28].

**Мощность несущей радиопередатчика** – выходная мощность радиопередатчика при непрерывном излучении без модуляции несущей.

**Средняя мощность радиопередатчика** – выходная мощность нормально работающего радиопередатчика, определяемая как среднее значение мощности за время, превышающее период наименьшей частоты модулирующего сигнала, в течение которого средняя мощность максимальна.

**Пиковая мощность радиопередатчика** – выходная мощность радиопередатчика, соответствующая максимальной амплитуде радиочастотного сигнала.

**Импульсная мощность радиопередатчика** – выходная мощность радиопередатчика,

определяемая как среднее значение мощности за время излучения импульса. Соотношения между пиковой и средней мощностями даны в Рекомендации 326-3 МККР.

**Эффективно излучаемая мощность** – мощность радиоизлучения, подводимая радиопередатчиком через согласованный фидер к антенне, умноженная на коэффициент усиления этой антенны.

**Эквивалентная изотропно излучаемая мощность** (ЭИИМ) – произведение мощности, подводимой радиопередатчиком к антенне, на коэффициент усиления этой антенны в заданном направлении относительно изотропной антенны.

Модуляция высокочастотных колебаний передатчика является не только средством передачи информации (радио и телевидение, радиосвязь) или извлечения ее из окружающей среды (радиолокация), но и средством защиты передаваемых сигналов от искажений и помех, как в процессе формирования радиосигнала, так и при распространении его во внешней среде и выделении при приеме. Энергетический спектр модулированных колебаний зависит от спектральных свойств передаваемых сигналов и способа модуляции. Используемые в РЭС сигналы имеют конечную длительность, спектр которых теоретически бесконечен. Однако наибольшая доля энергии сигнала сосредоточена в относительно узкой полосе частот. Различают **необходимую** и **занимаемую** ширину полосы радиочастот. Определение необходимой полосы частот было дано выше.

**Занимаемая ширина полосы** радиочастот радиоизлучения это такая ширина полосы, за верхним и нижним пределом которой излучается заданная часть средней мощности излучения радиопередатчика. Обычно эту часть мощности задают в процентах для каждого конкретного класса излучения.

Численное значение необходимой ширины полосы частот  $B_n$  зависит от параметров используемого сигнала – скорости телеграфирования, Бод; максимальной девиации частоты, Гц; длительности импульса, мкс и т. п. и может быть получено расчетным путем по формулам, рекомендуемым в общесоюзных нормах.

Если обозначить через  $\beta_0$  (в %) долю мощности, которая для данного класса излучения может находиться за пределами необходимой полосы частот, а через  $\beta$  – долю мощности, которая в действительности там находится, то возможные соотношения между занимаемой и необходимой полосами частот для разных значений  $\beta$  имеют вид, показанный на рис. 2.1.4.

Реально излучения передатчиков, как правило, занимают более широкую полосу частот, чем необходимая. Согласно общесоюзным нормам ширина занимаемой полосы всех классов излучения (за исключением специально оговоренных) не должна превышать необходимую ширину полосы частот более, чем на 20 %. С этой целью вводится понятие

контрольной полосы частот  $B_{-30}$  по уровню  $-30$  дБ, т. е. полосы, превышение которой при испытаниях передатчика недопустимо.

Ширину полосы частот  $B_z$ , занимаемой основным излучением, определяют по значениям граничных частот, за пределами которых мощность спектральных составляющих сигнала не превышает  $X$  дБ, относительно некоторого исходного уровня, принятого за  $0$  дБ,

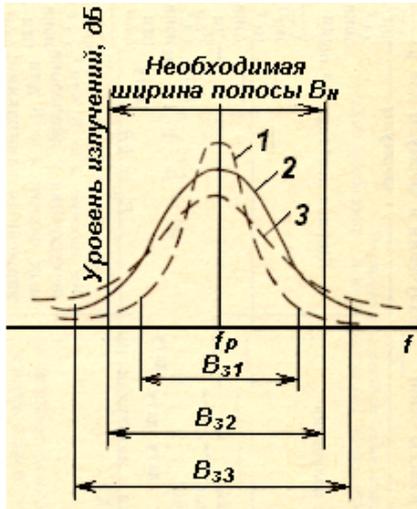


Рис. 2.1.4. Соотношения между занимаемой  $B_{zi}$  и необходимой полосой  $B_n$ : 1 -  $B_{z1} < B_n$ ; 2 -  $B_{z2} = B_n$ ; 3 -  $B_{z3} < B_n$

зависящего от вида модуляции. Для излучений в режимах радиовещания нулевой уровень устанавливается по амплитуде несущей при выключенной модуляции. Для импульсных сигналов за нулевой уровень принимают максимальное значение огибающей спектра, а при измерении полосы частот передатчиков, модулированных шумовыми сигналами, нулевой уровень определяется по максимальному уровню спектральной плотности мощности в пределах боковой полосы частот. При этом уровень несущей или ее остатка не учитывают.

Измерение занимаемой полосы по значениям граничных частот на уровне  $X$  дБ, удобно на практике, поскольку позволяет использовать для этих целей обычные спектроанализаторы. За основную нормируемую и контролируемую величину принята ширина контрольной полосы частот для всех классов излучений на уровне  $-30$  дБ. Отсчитываемая на этом уровне ширина контрольной полосы частот хорошо отражает качественные показатели излучения радиопередающего устройства и может быть связана с необходимой шириной полосы излучения. Использование же нескольких измерительных уровней позволяет проводить контроль внеполосных излучений.

Значения нежелательных излучений нормируются. В табл. 2.1.2 и 2.1.3 представлены нормируемые параметры нежелательных излучений.

Побочные излучения количественно оцениваются абсолютной, относительной или эквивалентной излучаемой мощностью, которую можно выразить через напряженность поля, плотность потока мощности или, косвенно, через напряжение или мощность, измеренную в фидере на частотах побочных излучений.

Относительный уровень побочных излучений  $N_{ст}$  представляет собой отношение

$$N_{ст} = 10 \lg(P_{п.п} / P_{п.о}), \text{ или } N_{ст} = 20 \lg(E_{п} / E_{о}), \quad (2.1.1)$$

где  $P_{п.п}$  и  $P_{п.о}$  — плотности потока мощности побочного и основного излучений

соответственно, а  $E_{\text{п}}$  и  $E_0$  напряженности поля побочного и основного излучений.

Спектральная плотность потока мощности побочного излучения определяется как

$$P_{\text{с.п.}} = P_{\text{п.п.}} / B_{\text{изм}}, \quad (2.1.2)$$

где  $B_{\text{изм}}$  – эффективная полоса пропускания измерительного устройства. Кроме того, контролируется частота  $f_{\text{пн}}$  побочного радиоизлучения. Побочные излучения измеряются в заданном диапазоне частот, в котором контроль уровней побочных радиоизлучений является обязательным. Побочные излучения оценивают либо путем измерений по электромагнитному полю, либо с помощью методов трактовых измерений.

Таблица 2.1.2. Нормируемые параметры внеполосного радиоизлучения через антенну или внеполосного радиоколебания в фидере (по ГОСТ 23872-79)

Номенклатура параметра	Размерность	Обозначение
Поверхностная плотность потока мощности (напряженность электрического поля) радиоизлучения	Вт/м <sup>2</sup> (В/м)	$P_{\text{п}}(E)$
Мощность (напряжение) радиоколебания	Вт (В)	$P(U)$
Спектральная плотность потока мощности радиоизлучения на частоте, отстоящей на $Y$ Гц от рабочей частоты	Вт/(м <sup>2</sup> ·Гц)	$P_{\text{с.п.}Y}$
Ширина полосы частот радиоизлучения на уровне $X$ дБ	Гц	$\Delta f_X$
Относительный уровень внеполосного радиоизлучения (радиоколебания)	дБ	$N_{\text{в.п}}$

Таблица 2.1.3. Нормируемые параметры побочного радиоизлучения через антенну или побочного радиоколебания в фидере (по ГОСТ 23872-79)

Номенклатура параметра	Размерность	Обозначение
Поверхностная плотность потока мощности (напряженность электрического поля) радиоизлучения	Вт/м <sup>2</sup> (В/м)	$P_{\text{п}}(E)$
Спектральная плотность мощности радиоколебания	Вт/Гц	$P_{\text{с}}$
Спектральная плотность потока мощности радиоизлучения	Вт/(м <sup>2</sup> ·Гц)	$P_{\text{с.п.}}$
Ширина полосы частот побочного радиоизлучения на уровне $X$ дБ	Гц	$\Delta f_{\text{п}X}$
Мощность (напряжение) радиоколебания	Вт (В)	$P(U)$
Относительный уровень побочного радиоизлучения (радиоколебания)	дБ	$N_{\text{ст}}$
Частота	Гц	$f$
Номер гармоники, порядок субгармоники, порядок комбинационного радиоизлучения (радиоколебания), порядок интермодуляционного радиоизлучения (радиоколебания)		$n_{\text{н}}, n_{\text{с}}, n_{\text{к}}, n_{\text{и}}$

**Нормы на уровни побочных излучений.** Уровни побочных излучений передатчиков, в том числе на гармониках и субгармониках, зависят от многих факторов, которые практически невозможно учесть при аналитическом расчете. Старые общесоюзные нормы на уровни побочных излучений были установлены до частот 960 МГц и ограничивали их сверху. Нижняя граница не установлена, так как полное подавление побочных излучений не влияет на выполнение основной задачи РЭС и только улучшает электромагнитную совместимость. Полного подавления побочных излучений на практике добиться не удается.

При аналитических исследованиях уровень мощности побочной помехи, выраженный в децибелах относительно милливатта (дБ·мВт), считается случайной величиной с нормальным законом распределения.

Иногда нормируются также значения плотности потока мощности или напряженности электрического поля, создаваемого побочными излучениями на определенных расстояниях от источника помех. Кроме того, контролируется частота побочного радиоизлучения. Побочные излучения измеряются в заданном нормативной документацией диапазоне частот, в котором контроль уровней побочных радиоизлучений является обязательным.

Таблица 2.1.4. Нормы на величину мощности побочных излучений

Диапазон основных частот передатчиков	Нормы на допустимые уровни побочных излучений
Ниже 30 МГц	<b>На 40 дБ ниже мощности основного излучения для передатчиков мощностью на основных частотах до 500 Вт.</b> Не более 50 мВт для передатчиков мощностью на основных частотах более 500 Вт.
30...235 МГц	На 40 дБ ниже мощности основного излучения, но не более 25 мкВт для передатчиков мощностью на основных частотах 25 Вт и менее. На 60 дБ ниже мощности основного излучения для передатчиков мощностью на основных частотах 25 Вт и до 1 кВт
Свыше 235 МГц до 960 МГц	На 60 дБ ниже мощности основного излучения для передатчиков мощностью на основных частотах более 25 Вт до 20 кВт. Не более 20 мкВт для передатчиков на основных частотах более 20 кВт
Свыше 235 МГц до 470 МГц	Не более 25 мкВт для передатчиков мощностью на основных частотах 25 Вт и менее
Свыше 470 МГц до 960 МГц	В передатчиках мощностью на основных частотах 25 Вт и менее должны быть приняты меры по максимальному снижению уровню побочных излучений

#### 2.1.4. Управление основными параметрами сигнала с целью обеспечения ЭМС.

**Упрощенное построение огибающей спектра сигнала.** Наличие норм на внеполосные излучения позволяет построить огибающую спектра мощности для любого класса излучения. Сведения об огибающей спектра мощности используются на этапе анализа ЭМС РЭС. Обычно точная форма огибающей существенной роли не играет, что позволяет использовать ее аппроксимации различного вида. Наиболее часто на практике используется аппроксимация огибающей отрезками прямых при логарифмической оси частот, что соответствует математической записи в виде

$$M(\Delta f) = M(\Delta f_i) + M_i \lg(\Delta f / \Delta f_i), \quad (2.1.3)$$

где  $M(\Delta f)$  – значение огибающей при расстройке относительно центра спектра на величину  $\Delta f$ ;  $\Delta f_i \leq \Delta f \leq \Delta f_{i+1}$ ;  $i$  – номер аппроксимируемого участка огибающей;  $\Delta f_i$  – ширина аппроксимируемого участка;  $M_i$  – скорость изменения огибающей на  $i$ -м участке

аппроксимации, дБ/дек.

Огибающую спектра мощности получают несколькими путями. В первом случае она строится на основе нормируемых значений необходимой ширины полосы частот радиоизлучения  $B_H$ , контрольной ширине полосы частот  $B_{-30}$  и задаваемых относительных уровней внеполосных излучений на разных частотах относительно рабочей частоты  $f_p$ . Эти значения нормируются специальными таблицами для различных классов излучений и видов модуляции (амплитудной, частотной и импульсной). Примеры их приведены на рис. 2.1.5. Такой подход используют, когда отсутствуют сведения о результатах натуральных измерений.

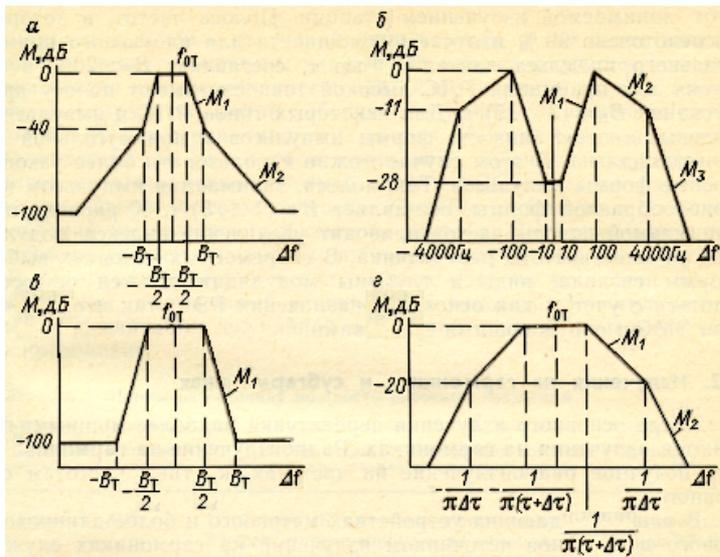


Рис. 2.1.5. Огибающие спектров: *a* – АМ-сигнала; *б* – АМ-телефонии; *в* – ЧМ-сигнала; *г* – ИМ-сигнала;  $B_T$  – полоса частот, занимаемая спектром передатчика;  $\tau$  – длительность импульса на уровне 0,5;  $\Delta\tau$  – длительность фронтов импульса.

Второй путь используется при наличии данных о натуральных измерениях с применением аналогичной методики для аппроксимации реального спектра. Третий путь оценки значений огибающей спектра основан на теоретическом анализе преобразований Фурье этих сигналов.

При оперативной оценке ЭМС большого числа РЭС удобнее пользоваться аппроксимацией (2.1.3) для различных видов модуляции (рис. 2.1.5). Максимальное ослабление спектральных составляющих, определяемое выражением (2.1.3), принимается равным 100 дБ.

Спектр основного излучения обусловлен видом модуляции. Внеполосные излучения образуют все составляющие спектра с  $\Delta f > B_H/2$  и  $\Delta f < -B_H/2$  (см. рис. 2.1.3). Сигнальные внеполосные излучения могут быть обусловлены неоптимальным выбором формы модулирующего сигнала, нелинейностями модуляционной характеристики передатчика или тракта формирования модулирующего напряжения, перемодуляцией.

В ряде случаев параметры сигналов выбирают неоптимальным образом с точки зрения согласования выполнения основной задачи РЭС и обеспечения ЭМС. Так для повышения точности измерения координат цели в импульсной РЛС стремятся приблизить форму излучаемых сигналов к прямоугольной. Это приводит к значительному расширению полосы

частот, занимаемой излучением станции. Полоса частот, в которой сосредоточено 99% излучаемой мощности для идеального прямоугольного импульса длительностью  $\tau$ , составляет  $B_3 \cong 20/\tau$ , в то время как приемники РЛС высокой точности имеют полосу пропускания  $B_{пр} \approx (3 \div 5)/\tau$ . Для некоторых типов РЛС и импульсно-кодовых систем близость формы импульсов к прямоугольной не принципиальна, поэтому можно использовать более узкополосные формы импульсов. Так полоса, занимаемая импульсом колоколообразной формы, составляет  $B_3 \approx (1 \div 3)/\tau$ . К расширению занимаемой полосы частот приводит увеличение индекса модуляции передатчика. В современных условиях выбор формы сигнала, вида и глубины модуляции должен осуществляться с учетом как основного назначения РЭС, так и обеспечения ЭМС с окружающими средствами.

**База сигнала.** Параметром, характеризующим в целом модулированный сигнал и позволяющим сравнивать различные виды модуляции, является база сигнала  $B$ , равная произведению

$$B = TB_3, \quad (2.1.4)$$

где  $T$  – длительность элемента сигнала.

Для аналоговых сообщений верхняя частота его спектра  $F$  определяется через параметр  $T$  соотношением  $T = 1/2F$ . В этом случае выражение (2.1.4) принимает вид

$$B = B_3 / 2F. \quad (2.1.5)$$

Пре передаче цифровой информации двоичным кодом, состоящим из логических "1" и "0", со скоростью  $\nu$ , измеряемой в бит/с, величина  $T$  трактуется как длительность элементарной посылки. В этом случае соотношение (2.1.4) преобразуется к виду

$$B = B_3 / \nu. \quad (2.1.6)$$

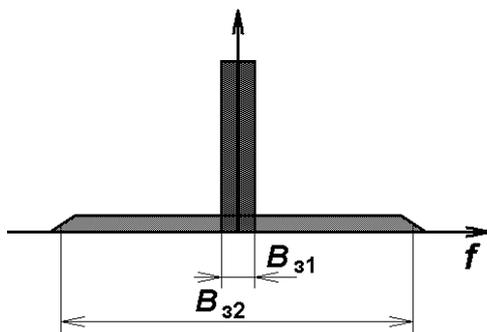


Рис. 2.1.6. Занимаемые полосы частот спектра при различных видах модуляции

В зависимости от величины базы  $B$  модулированные сигналы делят на узкополосные ( $B = 1$ ) и широкополосные ( $B > 3 \div 4$ ). 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 радиоприемнике (см. подраздел 2.3.5).

Пример модулированных сигналов одинаковой мощности, но имеющих разную занимаемую ширину спектра –  $B_{31}$  и  $B_{32}$  показан на рис. 2.1.6.

**Многоступенчатая модуляция.** В современных системах связи с целью уплотнения передаваемых сообщений применяют двух и трех ступенчатую модуляцию. Такая модуляция применяется, когда на одной несущей надо передать сообщения от нескольких источников-абонентов. В этом случае каждое из сообщений модулирует свою индивидуальную несущую, которая называется поднесущей. Затем все промодулированные поднесущие (имеющие разные частоты) поступают на сумматор сигналов и затем модулируются общей несущей, имеющей более высокую частоту, чем поднесущие. При этом возможны различные виды комбинации видов модуляции, например АМ-ЧМ (в этом случае первой идет обозначение модуляции поднесущей частоты). Возможны и другие виды комбинаций ЧМ-ЧМ, ЧМ-ФМ и т. п. При передаче цифровой (бинарной информации) применение двух ступенчатой модуляции имеет ряд преимуществ.

**Модуляция дискретных сигналов.** В этом случае процесс модуляции очень часто называют манипуляцией сигналов, а устройство, которое реализует этот процесс – манипулятором. Процесс манипуляции называют также телеграфным режимом работы, поэтому обычные виды модуляции АМ, ЧМ, ФМ в этом случае часто обозначают как АТ, ЧТ, ФТ. Эти три вида манипуляции имеют разный уровень помехоустойчивости, которая определяется как вероятность ошибки получения принятого символа на выходе приемника в присутствии шумов на входе демодулятора.

В современных системах радиосвязи в основном используются два вида манипуляции: ЧМ и ФМ. Общим для обоих видов манипуляции является скорость передачи сообщения  $\nu$  или длительность элементарной посылки  $T = 1 / \nu$  (рис. 2.1.7, а). Кроме того, ЧМ характеризуется дискретом частоты  $\Delta F = F_1 - F_2$ , а ФМ – девиацией или дискретом фазы  $\Delta\phi$ , что позволяет различать логические "1" и "0" (рис. 2.1.7, б, в).

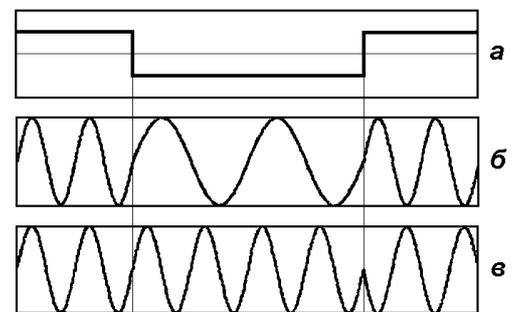


Рис. 2.1.7. Модуляция бинарных сигналов: а – модулирующий сигнал; б – частотная модуляция; в – фазовая модуляция ОФТ

Использование двухчастотной ЧМ при модуляции бинарных сигналов (рис. 2.1.7, б), обеспечивает повышение помехоустойчивости РЭС. В этом случае логической "1" присваивается частота  $F_1$ , а "0" –  $F_2$ . Для уменьшения полосы ЧМ сигнала используют двухступенчатую модуляцию – ЧМ-ЧМ. При этом сигналом, изображенным на рис. 2.1.7, б модулируют основную несущую частоту передатчика. Частоты  $F_1$  и  $F_2$  выбирают таким образом, чтобы обеспечить плавный переход от одной частоты к другой без скачка фазы. Такой переход обеспечивает сужение мгновенного спектра сигнала и повышает

помехоустойчивость радиоприема. Кроме того, соотношение между частотами выбирают таким, чтобы энергетический спектр модулированного сигнала концентрировался в возможно более узкой полосе. И наконец, сигналы с частотами  $F_1$  и  $F_2$  должны быть ортогональными, т.е. неперекрывающимися во времени и с несовпадающими спектральными составляющими в частотном спектре. Таким требованиям, например, соответствуют следующие параметры  $T = 1,28$  мс,  $F_1 = 3125$  Гц,  $F_2 = 2343,75$  Гц. В этом случае число волн частоты  $F_1$ , укладываемых внутри одного бита "1" равно 4, а число волн частоты  $F_2$  для бита "0" равно 3, т. е. они разнятся на единицу, при этом основная энергия сигнала занимает полосу  $B_3 = 5/T$ .

В качестве ФМ обычно используют ее разновидность – относительную фазовую манипуляцию (ОФМ), которая называется фазоразностной. В ОФМ при передаче "1" фаза несущего колебания меняется скачком на  $\Delta\phi$ , например на  $\pi$ , по отношению к фазе предыдущего бита, а при передаче логического "0" фаза остается такой же, как у предыдущего бита (рис.2.1.7, в).

### 2.1.5. Измерение параметров ЭМС радиопередатчиков

**Особенности измерений.** Экспериментальному определению в общем случае подлежат параметры основного и нежелательных радиоизлучений. К ним относят – уровень основного излучения, отклонение частоты, занимаемая полоса частот, уровни и спектральная плотность внеполосных и шумовых излучений, уровни и частоты различных видов побочных излучений, уровни излучения корпусами устройств и фидерным трактом, а также уровень помех, распространяющихся в цепях электропитания, контроля и управления.

**Измерение параметров** радиопередающих устройств осуществляется как **по электромагнитному полю, так и трактовыми методами.** В первом случае оценка параметров оказывается более достоверной. Однако практические возможности проведения этих измерений ограничены рядом факторов, в том числе требований расположения приемной и передающей антенн в дальней зоне по отношению друг к другу. На частотах, соответствующих метровым и более длинным волнам, при исследовании радиопередающих устройств СВЧ с остронаправленными антеннами условие дальней зоны требует проведения измерений либо на открытых площадках, либо в безэховых камерах значительных габаритов, что не всегда возможно.

Несмотря на то, что при измерениях по электромагнитному полю достигается наибольшее соответствие реальным условиям, данному методу измерений присущи погрешности измерений, связанные со следующими причинами. Во-первых, мощность нежелательных колебаний на выходе передатчика зависит от сопротивления нагрузки на

частотах указанных колебаний. Она определяется не только типом антенны, но и объектом, на котором устанавливается антенна, составом, конфигурацией и длиной фидера. Повторить в условиях эксперимента значение и частотную зависимость реальной нагрузки передатчика в случае измерений его параметров, влияющих на ЭМС, вне объекта сложно даже при использовании реальных штатных антенн. Во-вторых, состав распространяющихся волн на частотах гармоник основного радиоизлучения также зависит от типа и конфигурации фидера. Вследствие этого состав волн, поступающих в антенну при измерении, будет отличаться от реального, что может вызвать изменение формы диаграммы направленности и коэффициента усиления передающей антенны. Это обстоятельство, также зависимость характеристик излучения от объекта, на котором устанавливается радиопередающее устройство приводят к отличию уровней излучаемых полей в реальных условиях и в эксперименте.

При трактовых измерениях излучение исследуемого передатчика отсутствует, и все измерения производятся в его выходном тракте или фидере. В этих случаях вместо антенны подключается поглощающая нагрузка, называемая эквивалентом антенны, причем входные сопротивления антенны и ее эквивалента должны совпадать во всем интересующем диапазоне частот. Суть трактовых измерений состоит в том, что волна, распространяющаяся в сторону нагрузки, частично ответвляется направленным ответвителем и поступает в устройство, измеряющее ее мощность. Эти измерения значительно проще измерений по электромагнитному полю, не требуют наличия безэховых камер, облегчают биологическую защиту персонала, слабо подвержены действию внешних помех.

Недостатком трактовых измерений является принципиально большая методическая погрешность. Прежде всего, она обусловлена приближенностью самой модели явления, сводящей определение уровней радиоизлучений к измерению соответствующих мощностей в тракте передатчика. Составляющая погрешности, связанная с реализацией трактовых измерений, вызвана рядом причин. Во-первых, практически не удается добиться совпадения входных сопротивлений антенны и ее эквивалента в широкой полосе частот. Они приблизительно равны друг другу в необходимой полосе частот и ближайшей ее окрестности и, как правило, заметно различаются на частотах гармоник и других побочных излучений. Во-вторых, принцип трактовых измерений основан на том, что ответвляется и измеряется известная доля проходящей мощности, что также хорошо соблюдается только в окрестности необходимой полосы частот. На более высоких частотах, значительно отстоящих от нее, в тракте нередко существует более одного типа волн, и ответвленная доля мощности зависит от их состава. Таким образом, результаты измерения оказываются зависимыми от числа, типов волн и их относительных амплитуд, а они, в свою очередь, зависят от частоты, типа и

конфигурации фидера и сопротивления нагрузки. Для ослабления этих явлений разработан ряд мер: раздельное ответвление и измерение мощностей различных типов распространяющихся волн, использование многоволновых ответвляющих устройств и др.

Несмотря на перечисленные недостатки, трактовые измерения чаще всего используются при экспериментальном определении параметров радиопередатчиков. Исходя из технических и экономических соображений, нормативной документацией на целый ряд типов аппаратуры предусмотрен контроль параметров с помощью трактовых методов измерений. Для проведения таких измерений, а также измерений по электромагнитному полю разработано значительное число конкретных методов. Методики этих измерений и технические средства, используемые во многих конкретных ситуациях, стандартизованы.

**Измерения параметров побочных излучений.** Измерения уровней побочных излучений проводятся в основном для оценки РЭС на соответствие их параметров требованиям нормативной документации. Эти результаты могут также использоваться при анализе и прогнозировании ЭМС.

#### **2.1.6. Контактные помехи**

Контактной называют помеху, созданную в результате воздействия электромагнитного поля радиопередатчика на токопроводящий металлический контакт. Этот вид помех вносит существенный вклад в общую электромагнитную обстановку на таких подвижных объектах, как самолеты, автомашины, поезда, корабли и т.п., то есть в территориально сосредоточенных группировках РЭС, подверженных к тому же различным переменным механическим нагрузкам типа вибрация и тряска. Экспериментально установлено, что контактные помехи возникают на частотах ниже 30 МГц, хотя могут быть ощутимы и в диапазонах до 300 МГц.

Между общим корпусом подвижного носителя, обладающего нулевым потенциалом, и отдельными элементами его конструкций при работе радиопередатчика может наводиться ЭДС, и эти элементы конструкций становятся вторичными излучателями электромагнитной энергии. В том случае, если элемент представляет собой сплошную металлическую конструкцию, не имеющую неплотных металлических сочленений, частота вторичного излучения соответствует частотам излучения передатчика. Вторичное излучение при этом по своим частотным свойствам не отличается от излучений передатчика. Если на пути распространения наведенных токов встречаются неплотные контакты, имеющие диэлектрические свойства и меняющие свое сопротивление при движении носителя, то вторичное излучение по виду спектра может существенно отличаться от исходного. Появившиеся новые составляющие спектра и относятся к классу контактных помех.

Переменный контакт как бы играет роль модулятора. Ширина результирующей спектра

зависит от частоты изменения контакта и преобладающего вида модуляции. В случае, если контакт обладает нелинейными свойствами, наведенный сигнал преобразуется на таком нелинейном переменном контакте в широкополосный сигнал, спектр которого состоит из ряда гармоник. Число гармоник определяется порядком нелинейности, а ширина спектра на каждой гармонике непосредственно связана с частотой механических колебаний в месте контакта. В итоге получается очень широкополосная помеха (рис. 2.1.6). Контактные помехи определяются в общем случае только экспериментальным путем.

Борьба с контактными помехами в месте их возникновения может осуществляться по следующим основным направлениям:

- устранение переменных контактов и причин их возникновения;
- уменьшение величин наведенного тока, протекающего через переменное контактное сопротивление, и напряжения, прикладываемого к контактному промежутку;
- экранирование источников контактных помех.

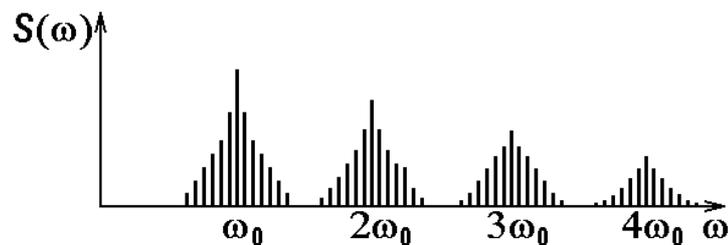


Рис. 2.1.6. Спектр контактных помех при облучении нелинейного переменного контакта

### 2.1.7. Источники промышленных помех

Промышленные радиопомехи – электромагнитные возмущения, создаваемые различными устройствами, которые могут оказывать мешающее действие радиоприему [26]. Имеется ряд ГОСТов, в которых приводятся нормы допустимых радиопомех от различных источников промышленных помех и методов их измерений.

Источники промышленных помех подразделяют на две группы. К первой относятся устройства, генерирующие относительно регулярные высокочастотные колебания, не предназначенные для излучения. Это радиочастотные установки промышленного, медицинского и научного применения, гетеродины радиоприемных устройств, системы развертки электронно-лучевых трубок и т. п. Помехи, излучаемые большинством таких источников на основной частоте и на гармониках, близки к синусоидальным.

Источники второй группы более многочисленны. По своему назначению они не являются генераторами регулярных колебаний, но в силу специфики своей работы создают значительные радиопомехи. К ним относят электрические моторы и генераторы, коллекторные электродвигатели, контакты реле и выключателей, цепи коммутации, газоразрядные светильники, мощные распределительные системы, линии электропередач,

системы зажигания автомобилей, сварочные аппараты, бытовые электроприборы и т. п.

Индустриальные помехи могут иметь широкий спектр. Например, искровой разряд систем зажигания представляет собой импульс длительностью в десятые и сотые доли микросекунды. В общем случае максимальные помехи от автомобилей возникают в полосе частот 30...150 МГц, но могут иметь составляющие в диапазоне СВЧ.

Наиболее высокие плотности индустриальных помех наблюдаются в больших промышленных городах и прилегающих к ним окрестностях. Это налагает ограничения на возможности реализации высокочувствительных каналов радиоприемной аппаратуры. Одним из способов борьбы с ростом индустриальных помех является нормирование их уровней, которые определяются соответствующими ГОСТами.

Напряженность поля радиопомех (квазипиковые значения) от индустриальных источников измеряют в децибелах относительно 1 мкВ/м. Так как величина напряженности поля зависит от расстояния до излучающего объекта, то в нормах указывают расположение антенны измерительного приемника при измерении поля радиопомех; расстояние по горизонтали до ближайшей металлической части испытываемого устройства  $10 \pm 0,5$  м, высота центра антенны от поверхности земли  $3 \pm 0,15$  м [27].

Особенно важна борьба с индустриальными помехами на подвижных объектах, несущих радиоэлектронное оборудование на самолетах, кораблях, космических аппаратах. Спектральная плотность помех внутри такого объекта от коллекторных электродвигателей генераторов, электрических машин и другого оборудования может достигать  $20\text{--}30$  мВ/кГц в диапазоне частот десятков килоггерц до нескольких сотен мегагерц. Такой уровень помех не дает возможности реализовать в полной мере чувствительность бортовой приемной аппаратуры, поэтому требуются меры по его снижению.

Наиболее общим и наиболее опасным источником электромагнитных помех является источник импульсной электрической энергии. Чем круче фронты импульсов, тем более широкую полосу частот занимает такая помеха. Ее воздействие на приемную аппаратуру происходит не только тогда, когда частоты ее спектра лежат близко к частоте полезного сигнала, но и в том случае, если они расположены далеко от основной рабочей частоты, но аппаратура обладает каналами внеполосного приема.

Источники помех могут быть внутри или вне системы. Внутренние помехи желательно устранять хорошей разработкой конструкции системы. Экранирование проводов, входящих или выходящих из прибора, экранирование устройств, отдельных элементов и самого прибора в целом преследуют цель либо увеличить подавление помех внутри прибора, либо уменьшить его восприимчивость к ним. Следует помнить, что самым рациональным способом устранения электромагнитных помех является предотвращение помех или подав-

ление их в месте возникновения. Это относится не только к промышленным помехам, но и к рассмотренным ранее нежелательным излучениям передатчиков.

## **2.2. Представление антенн и каналов распространения в задачах ЭМС**

Уровень помех, которые проникают на вход приемника, зависит от направленных свойств передающих и приемных антенн РЭС и потерь электромагнитной энергии при распространении радиоволн. Поэтому в задачах анализа и обеспечения ЭМС большое значение имеет описание диаграммы направленности антенны не только в области главного, но и боковых лепестков, а также в ближней зоне антенны.

В канале распространения электромагнитных излучений потери зависят от характеристик среды между передающей и приемной антеннами, частоты электромагнитных волн, расстояний, неровностей местности, проводимости подстилающей поверхности и других факторов. Расчет потерь в канале распространения является сложной задачей и вносит наибольшую ошибку при прогнозировании уровней ожидаемых помех.

### **2.2.1. Требования к антеннам по параметрам ЭМС**

Антенные устройства оказывают существенное влияние на формирование ЭМО РЭС. Передающая антенна, предназначенная для излучения электромагнитных волн и обеспечения необходимого распределения поля в пространстве, вследствие особенностей ее системы питания и конструкции является источником радиоволн, которые излучаются в непредусмотренных частотных диапазонах и распространяются в нежелательных направлениях. Антенна, работающая в режиме приема, преобразует свободно распространяющиеся электромагнитные волны, приходящие с определенных направлений пространства, в электромагнитные колебания, поступающие на входную цепь приемника. Способность приемной антенны выделять радиоволны, приходящие из определенных заданных направлений пространства, используется для обеспечения электромагнитной совместимости в сложившейся электромагнитной обстановке. Для уменьшения взаимных влияний между антеннами помимо направленных свойств антенн используются их поляризационные и частотные свойства.

### **2.2.2. Параметры антенн, влияющие на ЭМС и ЭМО**

На рис. 2.2.1 представлены основные параметры антенны, влияющие на ЭМС РЭС. Эти параметры рассматриваются в курсе "Устройства СВЧ и антенны". Кратко повторим их.

Диаграмма направленности (ДН) представляет графическое изображение зависимости напряженности или плотности мощности поля от координатных углов при неизменном

расстоянии от антенны. Один из координатных углов фиксируется (выбирается одно из характерных направлений) и ДН в этом случае представляет собой распределение поля в плоскости. Обычно для антенн, излучающих линейно поляризованные волны, выбирают взаимно перпендикулярные плоскости, которые называют главными плоскостями.

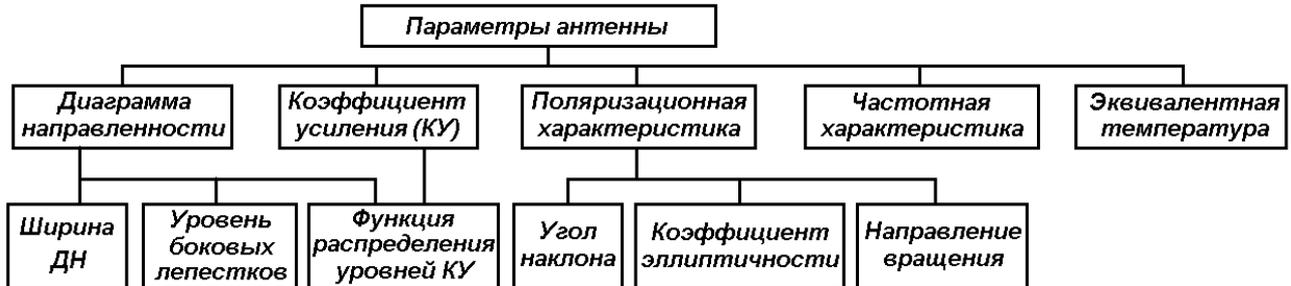


Рис. 2.2.1. Классификация параметров антенны для исследования ЭМС РЭС

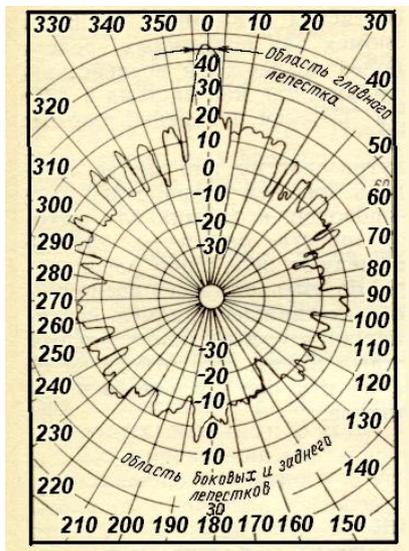


Рис. 2.2.2. Пример диаграммы направленности антенны РЛС в горизонтальной плоскости

Восприимчивость к помехам антенн, обладающих направленной диаграммой, в большой степени зависит от структуры боковых и задних лепестков ДН. Примерный вид экспериментально измеренной ДН показан на рис. 2.2.2. Для конкретного типа антенны главный лепесток имеет относительно постоянную форму и размер. Форма и размеры боковых и задних лепестков зависят от конструктивных особенностей и технологии изготовления индивидуальных антенн. На величину и форму боковых лепестков влияют допуски и точность обработки поверхности антенны, изменения окружающей температуры, местные предметы, перемещение антенны в пространстве и другие факторы.

Из-за наличия боковых лепестков, передающая антенна может создавать НЭМП для других РЭС по различным направлениям, а приемная антенна с такой диаграммой направленности может принимать сигналы с многих направлений, правда, значительно ослабленными, по сравнению с направлением ее главного лепестка.

В интервале рабочих частот основными параметрами, которые характеризуют направленные свойства антенны в области главного лепестка, являются: коэффициент усиления антенны  $G_0$ , ширина ДН в горизонтальной  $\alpha_0$  и вертикальной  $\beta_0$  плоскостях, измеренная на уровне 0,5 (3 дБ) по излучаемой мощности. Эти параметры указываются в технических документах на антенну и могут быть использованы при аналитических расчетах. В задачах ЭМС область основного направления излучения и приема определяется обычно на уровне 10 дБ. Если ширина главного лепестка ДН на этом уровне неизвестна, то

ее можно принять равной удвоенному значению ширины лепестка на уровне 3 дБ.

Боковые лепестки характеризуются двумя параметрами:

1) величиной уровня бокового лепестка, измеряемого в дБ:

$$\xi_{\text{б.мах}} = 10\lg(P_{\text{мах.б}}/P_{\text{мах.гл}}) \text{ или } \xi_{\text{б.мах}} = 20\lg(E_{\text{мах.б}}/E_{\text{мах.гл}}), \quad (2.2.1)$$

где  $P_{\text{мах.б}}$ ,  $E_{\text{мах.б}}$  и  $P_{\text{мах.гл}}$ ,  $E_{\text{мах.гл}}$  – соответственно мощность и напряженность поля в боковом и главном лепестках ДН антенны;

2) направлением бокового лепестка  $\psi$  относительно главного, измеряемого в градусах.

Коэффициент усиления. Для характеристики степени концентрации мощности излучаемых электромагнитных волн используется характеристика антенны, называемая коэффициентом усиления (КУ), который представляет собой отношение угловой плотности мощности  $P(\theta, \varphi)$ , излучаемой антенной в заданном направлении, к угловой плотности мощности  $P_3$ , излучаемой эталонной антенной в том же направлении при условии равенства подводимых к ним мощностей.

$$G(\theta, \varphi) = \left[ \frac{P(\theta, \varphi)}{P_3} \right]_{P_A=P_3}, \quad (2.2.2)$$

Здесь  $P_A$  – мощность, подводимая к входу рассматриваемой антенны,  $P_3$  – мощность, подводимая к входу эталонной антенны,  $\theta$  и  $\varphi$  – углы в сферической системе координат, определяющие выбранное направление распространения радиоизлучения. Обычно в качестве эталонной антенны используют абсолютно ненаправленный излучатель, равномерно излучающий по всем направлениям. КУ измеряют в относительных единицах или децибелах.

Направленные свойства антенн определяются их конструкцией, назначением и диапазоном используемых рабочих частот. Так, средства радиовещания в диапазонах низких, средних и высоких частот, как правило, используют ненаправленные в горизонтальной плоскости антенны.

Направленные антенны используются для связи в диапазонах СВЧ и УВЧ, в радиорелейных линиях, в спутниковой связи. Высокими направленными свойствами и большим усилением по главному лепестку отличаются антенны радиолокационных станций. Для антенн с относительно узкой диаграммой направленности ( $\alpha_0^\circ, \beta_0^\circ, < 20$ ) и большим значением КУ ( $G_0 > 20$  дБ) приближенное значение КУ можно получить по формулам

$$G_0 \cong 32000 / \alpha_0^\circ \beta_0^\circ, \quad (2.2.3)$$

где  $\alpha_0^\circ$  и  $\beta_0^\circ$  определяют ширину ДН антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях и выражены в градусах. Значение для КУ в децибелах имеет вид

$$G_0 \cong 45 - 10 \lg(\alpha_0^\circ \beta_0^\circ). \quad (2.2.3a)$$

В случае параболических симметричных антенн  $\alpha_0^\circ = \beta_0^\circ$ , тогда

$$G_0 \cong 32000 / (\alpha_0^\circ)^2. \quad (2.2.36)$$

Кроме того, для оценки величины КУ используют выражение

$$G = 4\pi S_A / \lambda^2, \quad (2.2.3в)$$

где  $S_A$  – площадь антенны,  $\lambda$  – длина волны излучения.

Из курса "Техника СВЧ и антенны" известно, что коэффициент усиления антенны в области главного лепестка, ширина ДН антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях зависят от частоты и поляризации поступающих сигналов.

Функция распределения применяется для остронаправленных антенн и представляет вероятность превышения заданного уровня в области боковых лепестков диаграммы направленности. Характеристику распределения рассчитывают по диаграмме направленности, значения которой градуируют в величинах коэффициента усиления.

Антенны радиорелейных линий, приводных радиостанций, маркерных радиомаяков и т.п. имеют неизменную по форме ДН и стабильное распределение поля излучения в пространстве. У радиолокаторов при обзоре пространства луч антенны перемещается либо в азимутальном направлении, либо по углу места, либо в том и другом направлениях одновременно, что аналогично смещению ДН в системе координат. Поэтому влияние таких антенн на ЭМО носит специфический характер. Помимо сканирующих антенн с меняющимся распределением поля в пространстве применяют антенны, у которых в зависимости от режима работы меняется форма ДН. Например, в одном из режимов работ радиолокатора используют осесимметричную остронаправленную ДН, а в другом – косекансного типа, т. е. довольно широкую в одной из главных плоскостей. При переходе от одной ДН к другой меняется ЭМО в окружающем пространстве.

**Поляризационные характеристики.** Кроме коэффициента усиления и ширины ДН, могут быть заданы поляризационные характеристики антенны: **тип излучаемой поляризации** – горизонтальная или вертикальная (преимущественная ориентация вектора напряженности электрического поля относительно направления распространения). При преимущественно линейной поляризации в какой либо плоскости задается также **уровень ортогональной поляризации**  $\xi_{п.о.}$  в другой плоскости (в дБ относительно основной). **Коэффициент эллиптичности**  $K_\epsilon$  - отношение малой и большой осей эллипса, который описывает конец вектора напряженности электрического поля  $E$  при распространении электромагнитной волны, а также **угол наклона большой оси эллипса** относительно базовой плоскости и **направление вращения** вектора поляризации.

Диаграмму направленности антенн измеряют для линейно поляризованной волны. Учитывая, что в общем случае поляризация может быть вращающейся, следует измерять ДН

по двум взаимно перпендикулярным составляющим напряженности поля.

**Частотные характеристики антенны.** Ширина ДН и в целом ее вид являются функциями частоты. При оценке ЭМО необходимо располагать информацией о ДН в интересующем диапазоне частот.

Интенсивность неосновных излучений или приема по неосновным каналам существенно зависит от амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) антенны. Зависимость относительной напряженности поля излучения антенны в точке наблюдения от частоты колебаний электромагнитной энергии, питающей антенну, называется АЧХ. Измерение АЧХ антенны сопряжено с большими техническими трудностями, поэтому на практике применяют упрощенные оценки частотных свойств антенн. Антенну характеризуют относительной полосой пропускания, представляющей собой отношение разности предельных рабочих частот к средней частоте рабочего диапазона

$$\delta f = 2 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \cdot 100\%, \quad (2.2.4)$$

где  $f_{max}$ ,  $f_{min}$  – предельные частоты рабочего диапазона, которые зависят от параметров антенны. Рабочий диапазон частот определяют по изменению входного сопротивления антенны или КУ. При больших значениях полосы пропускания антенна характеризуется коэффициентом перекрытия диапазона  $K_d = f_{max} / f_{min}$ .

Следует отметить, что при изменении частоты может меняться уровень и распределение боковых лепестков, а также поляризационные характеристики антенны.

**Эквивалентная шумовая температура.** Выходной сигнал остронаправленной антенны появляется не только в сопровождении сигналов взаимодействующих антенн, но и в сопровождении шумов естественного и искусственного происхождения, которые необходимо учитывать. Часто их оценивают с помощью единого параметра, называемого эквивалентной шумовой температурой антенны  $T_{э,а}$ , измеряемой в градусах Кельвина.

Шумовая температура антенны приписывается внутреннему сопротивлению антенны и позволяет определить подводимую к согласованному приемнику мощность принятых антенной шумовых помех  $P_{ш}$ , приходящуюся на полосу частот  $B$ :

$$P_{ш} = kT_{э,а}B, \quad (2.2.5)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана. Введением шумовой температуры антенны осуществляется эквивалентная замена как внешних шумовых помех, так и внутренних шумов тепловыми шумами, создаваемыми в полосе частот  $B$  внутренним сопротивлением антенны, находящимся при гипотетической температуре  $T_{э,а}$ .

**Классификация антенн.** Исходя из рассмотренных параметров, антенны классифицируют по следующим свойствам.

1. По коэффициенту усиления:
  - 1) малый ( $G_0 < 10$  дБ);
  - 2) средний ( $10 \text{ дБ} \leq G_0 \leq 25$  дБ);
  - 3) большой ( $G_0 > 25$ ).
2. По поляризационным свойствам:
  - 1) линейно поляризованные волны с неизменной ориентацией плоскости поляризации;
  - 2) линейно поляризованные волны с меняющимся положением плоскости поляризации;
  - 3) с вращающейся плоскостью поляризации;
  - 4) с линейной либо вращающейся плоскостью поляризации.
3. По форме диаграммы направленности:
  - 1) с неизменными по форме ДН и направлением максимума излучения;
  - 2) с изменяющейся по форме ДН;
  - 3) сканирующие, т.е. изменяющие направление максимума излучения;
  - 4) с изменяющейся по форме ДН и сканированием пространства.
4. По частотным свойствам:
  - 1) узкополосные ( $\delta f < 10\%$ );
  - 2) широкодиапазонные ( $10\% \leq \delta f \leq 100\%$ );
  - 3) частотно-независимые ( $\delta f > 100\%$  или  $K_d > 3$ ).

### 2.2.3. Особенности описания диаграмм направленности антенн в задачах ЭМС

Как отмечалось выше, форма диаграммы направленности и коэффициент усиления антенны зависят от частоты, от поляризации сигнала и расстояния до антенны (дальняя и ближняя зона). Учет всех факторов в детерминированной модели ДН практически невозможен. Поэтому в задачах ЭМС всю область, охватывающую антенну, разбивают на две: область главного лепестка, где коэффициент усиления антенны относительно постоянен, и область бокового и заднего излучения, где форма диаграммы направленности и величина коэффициента усиления сильно зависят от перечисленных выше факторов (частоты, поляризации, расстояния). В области главного лепестка возможно как детерминированное, так и вероятностное описание коэффициента усиления антенны. В области боковых и задних лепестков предпочтение отдается вероятностному описанию. В этом случае в задачах оценки ЭМС особое значение приобретают моменты законов распределения коэффициента усиления антенны, в первую очередь, среднее значение и дисперсия.

При детерминированном описании коэффициента усиления по главному лепестку диаграммы направленности антенны пользуются аппроксимацией главного лепестка какой-

либо удобной для расчетов аналитической функцией. Наибольшее практическое применение имеет аппроксимация, соответствующая равномерной концентрации потока мощности в пределах главного лепестка ДН:

$$G(x) = \begin{cases} G_0 & \text{при } -0,5x_0 \leq x \leq 0,5x_0 \\ 0 & \text{для других } x \end{cases}, \quad (2.2.6)$$

где  $x$  – угол в плоскости (горизонтальной или вертикальной), для которой используется аппроксимация;  $x_0$  – ширина ДН в плоскости аппроксимации на уровне 3 дБ.

Область излучения антенны должна быть сосредоточена в пространственном угле, величина которого определяется особенностями функционирования данного РЭС, т. е. должно быть обеспечено перекрытие заданного пространства главным лепестком ДН. Поэтому главный лепесток ДН называют областью полезного излучения. В направлениях боковых лепестков излучение, как правило, нежелательное, поэтому область боковых лепестков называют областью непреднамеренного излучения. Для антенн с малым КУ и частично средним КУ область непреднамеренного излучения достаточно точно можно описать экспериментально снятой или аналитически полученной ДН антенны.

ДН в области боковых лепестков для остронаправленных антенн отличается от экземпляра к экземпляру, сильно зависит от частоты даже в пределах рабочего диапазона и изменяется в процессе эксплуатации. Поэтому применяют вероятностную оценку для определения некоторого уровня КУ в области непреднамеренного излучения передатчика при попадании на вход приемника через его антенный тракт.

Для стационарных антенн РЭС, диаграммы направленности которых не меняют своего положения в пространстве, применяют понятие коэффициент развязки антенн.

**Коэффициент развязки двух антенн** равен отношению мощности, подведенной к антенне передатчика к мощности, наведенной на нагрузку приемной антенны сигналом этого передатчика, и показывает, во сколько раз ослабляется излучение передатчика при попадании на вход приемника через его антенный тракт. Коэффициент развязки позволяет учесть не только направленные свойства антенн, но и потери в антенном тракте приемника, потери на распространение, наличие экранирующих препятствий и т.п. При построении расчетных алгоритмов прогнозирования уровня помех наибольший интерес представляет зависимость коэффициента развязки от частоты.

Коэффициент развязки антенн определяется размерами и расстоянием между ними, распределением полей в апертурах, взаимной ориентацией, а также формой и размерами объекта. Если расположение антенн отвечает ближней зоне ( $r \leq \lambda/2\pi$ ), что типично, например, для бортовой аппаратуры коротковолновой связи, значения  $L_{св}$  определяют

преимущественно реактивные поля, преобладающие в ближней зоне. Для этих случаев характерны значения порядка  $-10$  дБ или даже более. С уменьшением расстояния между антеннами  $L_{св}$  возрастает, как правило, монотонно, причем быстрее, чем  $1 / r^2$ .

При расположении антенн в зоне Френеля  $L_{св}$  также может быть значительным. Зависимость его от расстояния между антеннами немонотонна – по мере увеличения  $r$  наблюдается чередование участков с большими и меньшими значениями при совпадении осей главных лепестков, но имеется общий тренд уменьшения  $L_{св}$  с ростом  $r$ . Такое поведение объясняется интерференцией, т. е. электромагнитные волны, излучаемые различными участками антенны передатчика, суммируются в точке приема с различными фазами, зависящими от  $r$ .

В случае установке антенн на реальном объекте существенное значение имеют форма и размеры объекта, а также, относительное расположение мест установки антенн. Это связано с тем, что в силу преимущественно прямолинейного распространения радиоволн существуют области тени с уменьшенными значениями напряженностей полей и соответственно  $L_{св}$ . В месте с тем, из-за отражений от окружающих предметов и дифракции на элементах конструкции даже в области тени могут существовать интенсивные электромагнитные поля, что приводит к росту значений  $L_{св}$  для антенн, установленных в этих областях. В итоге результирующее поле передатчика вблизи объекта является суммой прямого, отраженного и дифрагированного полей и может иметь как большие, так и меньшие значения по сравнению со случаем расположения в свободном пространстве. При изменении  $r$  наблюдается немонотонная зависимость  $L_{св}$  от расстояния между антеннами, являющаяся результатом влияния рельефа местности или конфигурации объекта.

Точные количественные оценки коэффициентов связи можно получить только для некоторых простейших антенн и конфигураций объекта. На практике используются различные эмпирические формулы, хотя точность расчетов по ним невысока. Наиболее достоверные характеристики можно получить путем измерений.

**Диаграмма направленности антенны в области бокового излучения.** Большинство антенн, используемых в наземном радио и телевидении, имеют круговую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости и достаточно широкую в вертикальной. В общем случае взаимодействие между антенной источника излучения и антенной приемника во многих случаях происходит по главным лепесткам.

Антенны РЛС имеют высокую направленность. Поэтому у группы РЛС, осуществляющих круговой обзор или наблюдение за некоторой зоной пространства, взаимодействие по главным лепесткам, если имеет место, то носит кратковременный

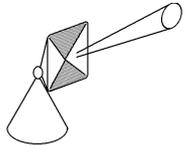
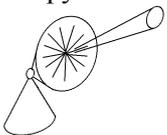
характер. Основным является взаимодействие по боковым и задним лепесткам. Как отмечалось выше, структура и уровень боковых лепестков зависят от конструкции антенны, распределения поля по апертуре и других факторов. Для некоторых типов апертур и заданных законов распределения поля по апертуре теоретически оценен максимальный уровень первого бокового лепестка по отношению к главному (см. табл. 2.2.1 [6]).

Практика показывает, что среднее значение усиления по боковым и задним лепесткам ниже, чем указанное в этой таблице. При статистическом описании характеристик антенн и, в первую очередь, коэффициента усиления по боковым лепесткам используют функцию распределения  $F(G)$ , равную

$$F(G) = p \{g < G\}, \quad (2.2.7)$$

где  $p \{g < G\}$  - вероятность того, что значение коэффициента усиления  $g$  имеет величину меньшую некоторой фиксированной  $G$ .

Таблица 2.2.1. Уровень боковых лепестков ДН антенны относительно главного лепестка

Форма апертуры	Распределение поля по апертуре	Уровень первого бокового лепестка относительно главного, дБ
Прямоугольная 	Равномерное	-13,2
	Параболическое $(1 - x^2)$	-20,6
	Косинусоидальное $(\cos x)$	-23
	Треугольное	-26
	По закону $(\cos^2 x)$	-32
Круглая 	Равномерное	-17,6
	Параболическое $(1 - r^2)$	-24,6

Измерения усиления по боковым лепесткам направленных антенн показывают, что распределение усиления хорошо описывается нормальным законом (гауссовой кривой) и отличается хорошей статистической устойчивостью. При этом среднее значение (математическое ожидание) коэффициента усиления первого бокового лепестка  $m_G = -13$  дБ, а среднеквадратичное отклонение  $\sigma_G = 6$  дБ.

Описанные результаты имеют место, когда расстояния между направленными антеннами превышают размеры этих антенн. Если расстояния сравнимы с размерами антенны, то расширение главного лепестка и снижение усиления по главному лепестку приводят к тому, что распределение бокового усиления отличается от гауссового. В этих

случаях при расчетах пользуются медианным значением усиления. Если расстояние уменьшается дальше, вплоть до физического контакта между антеннами, то, медианное усиление имеет тенденцию убывать, а СКО возрастать.

Если распределение усиления по боковым лепесткам каждой из антенн РЭС, взаимное влияние которых оценивается, является гауссовым, то распределение взаимного усиления антенн по боковым лепесткам будет оставаться гауссовым со средним значением, равным сумме средних и СКО, равным корню квадратному из суммы квадратов СКО каждого из распределений. Отклонение распределений от гауссового вызывает необходимость использования свертки функций плотности распределения усиления, чтобы предсказать взаимное усиление антенн. В подразделе 4.2.3 будут представлены значения коэффициента усиления антенны в области боковых лепестков земных станций систем космической связи.

**Расчет характеристик направленности антенн на нерабочих частотах.** В задачах ЭМС при частотной зависимости коэффициента усиления в главном лепестке используют модель, построенную на основе статистических измерений коэффициента усиления на частотах вне рабочего диапазона:

$$G_0(f) = G_0(f_0) + C \lg(f / f_0) + D, \quad (2.2.8)$$

где  $f_0$  – рабочая частота антенны;  $f$  – частота помехи. Коэффициенты  $C$ ,  $D$  вычисляют по результатам измерений по методу наименьших квадратов. Соотношение (2.2.8) имеет форму, аналогичную описанию побочных излучений передатчиков, и используется для расчетов среднего коэффициента за пределами рабочего диапазона частот.

При статистическом описании коэффициент усиления антенны в диапазоне рабочих частот полагают случайной величиной, значения которой, выраженные в децибелах, имеют нормальный закон распределения со средним  $G_0$  (или  $\overline{G_0}$ ) и среднеквадратическим  $\sigma_G = 2$  дБ отклонениями. Часто используют пороговую модель, в которой в рабочем диапазоне частот усиление антенны считают постоянным и равным  $G_0$  (или  $\overline{G_0}$ ) и вне этого диапазона полагают  $C = 0$ , а  $D$  определяют экспериментально или теоретически. Аналогичную пороговую модель используют для описания изменения ширины главного лепестка ДН антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях для нерабочих частот и поляризаций поступающих в антенну сигналов.

Таблица 2.2.2. Параметры моделей антенн при изменении рабочих условий

Группа (тип) антенны	Рабочие условия		Главный лепесток				Боковой лепесток	
	Частота	Поляризация	$\alpha$	$\beta$	$D$ , дБ	$\sigma_G$ , дБ	$m_G$ , дБ	$\sigma_G$ , дБ
$G_0 > 25$ дБ	Рабочая	Рабочая	$\alpha_0$	$\beta_0$	0	2	-10	14
		Ортогональная	$10\alpha_0$	$10\beta_0$	0	3	-10	14
	Побочная	Любая	$4\alpha_0$	$4\beta_0$	-13	3	-10	14
$10 \text{ дБ} < G_0 \leq 25 \text{ дБ}$	Рабочая	Рабочая	$\alpha_0$	$\beta_0$	0	2	-10	11
		Ортогональная	$10\alpha_0$	$10\beta_0$	-20	3	-20	13
	Побочная	Любая			0...-10	3	-10	10
$G_0 \leq 10$ дБ	Рабочая	Рабочая	$\alpha_0$	$\beta_0$	0	1	0	6
		Ортогональная	$6\alpha_0$	$6\beta_0$	0	2	-13	8
	Побочная	Любая	$360^\circ$	$180^\circ$	$-G_0$	2	-3	6
Резонансная	Нерабочая	Любая	$3\alpha_0$	$3\beta_0$	-10	3		
Нерезонансная		Любая	$\alpha_0$	$\beta_0$	0	3		

Характеристики усиления по боковым лепесткам антенн мало изменяются при изменении частоты (даже за пределами рабочего диапазона частот) и поляризации. Эксперимент показывает, что на среднее значение бокового усиления некоторое влияние оказывают окружающие предметы. При наличии плотного окружения среднее распределение несколько возрастает, но не более чем на 3 дБ.

Для ориентировочных оценок изменения ширины ДН, СКО  $\sigma_G$  главного и бокового лепестков при изменении частоты и поляризации можно воспользоваться данными табл. 2.2.2 [6].

При прогнозировании уровня помех и оценки ЭМС часто требуется знать **характеристики излучения антенны в ближней зоне**. Коэффициент усиления антенн в области главного лепестка, форма главного лепестка и первых боковых в ближней зоне отличаются от аналогичных характеристик дальней зоны. Характеристики излучения в ближней зоне являются не только функциями угловых координат, но и расстояния от антенны.

Необходимость определения характеристик антенн в ближней зоне, возникает при оценке ЭМС РЭС, установленных на подвижных объектах. Если обозначить  $l$  – максимальный геометрический размер антенны,  $\lambda$  – рабочую длину волны и  $R$  – расстояние до точки приема, то для антенн с высокой и средней направленностью (в этом случае  $l \gg \lambda$ ) дальняя зона определяется неравенством  $R > l^2/\lambda$ . Для слабонаправленных антенн критерием дальней зоны является неравенство  $R > 3\lambda$ .

С увеличением отклонения от оси основного излучения расстояние до границы дальней зоны существенно уменьшается. В ближней зоне коэффициент усиления с уменьшением расстояния может испытывать значительные колебания, но имеет тенденцию к уменьшению. Главный лепесток диаграммы направленности расширяется.

#### 2.2.4. Коэффициент связи двух антенных устройств в зависимости от их параметров и ориентации.

В средствах радиолокации, космической связи, стационарной и ряда других служб используются направленные антенны, имеющие выраженные главные лучи диаграмм направленности. В этих случаях степень воздействия ИП на РП существенно зависит от ширины диаграмм направленности, уровней боковых лепестков, взаимной ориентации главных лучей, режима обзора (круговой, секторный) и размера секторов обзора. Влияние ИП на РП будет наибольшим в том случае, если РП расположен в главном лепестке ДН антенны ИП и если их главные лепестки направлены друг на друга.

Уровень помехи, наведенной на вход приемника, зависит от того, по какому лепестку ДН происходит излучение и прием мешающего сигнала. В общем случае можно выделить четыре ситуации, характеризующие взаимодействие через антенные тракты передатчика и приемника (здесь и в дальнейшем обозначение  $T$  относится к передатчику, а  $R$  – к приемнику):

- 1) излучение по главному лепестку ДН передатчика воспринимается главным лепестком ДН приемника ( $GT - GR$ );
- 2) излучение по главному лепестку ДН передатчика проникает через область боковых лепестков ДН приемника ( $GT - BR$ );
- 3) боковое излучение антенны передатчика воздействует по главному лепестку ДН приемника ( $BT - GR$ );
- 4) боковое излучение антенны передатчика проникает через область боковых лепестков приемника ( $BT - BR$ ).

В случае фиксированного положения антенн в пространстве необходимо определить зону их постоянного взаимодействия. Если же положение диаграмм направленности антенн в пространстве меняется, например, вследствие сканирования, то необходимо выяснить, какие ситуации взаимодействия антенн при заданном виде перемещения могут иметь место, каково наихудшее из возможных взаимодействий (наибольшая помеха на входе приемника), какой процент времени соответствует каждой ситуации.

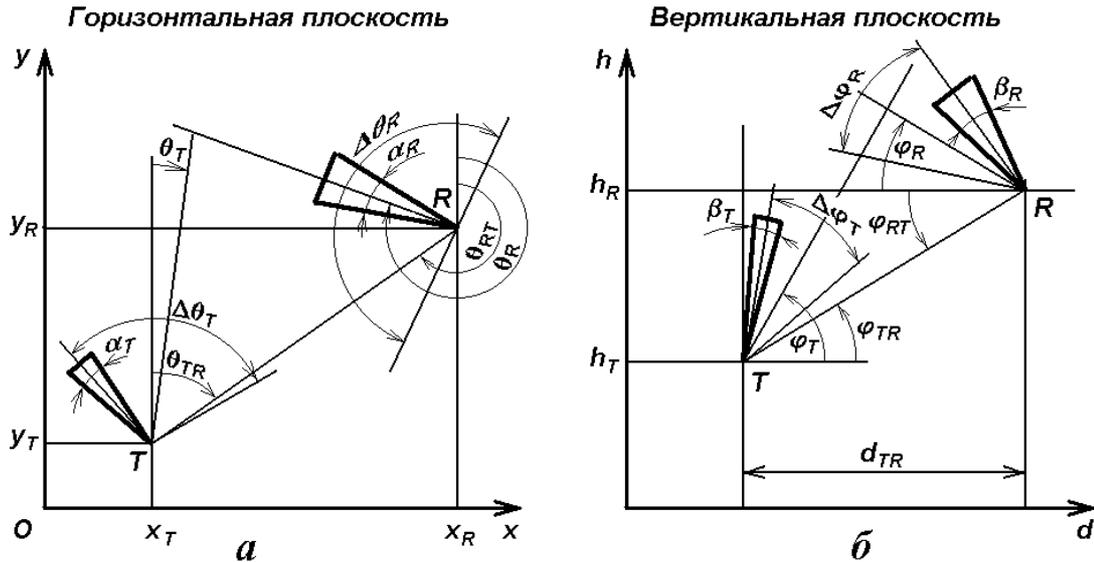


Рис. 2.2.3. К расчету зон взаимодействия антенн

Рассмотрим случай сканирующих антенн. На рис. 2.2.3 *a, б* приведено взаимное положение главных лепестков ДНА в горизонтальной плоскости  $xOy$  (*a*) и в вертикальной плоскости, проходящей через исследуемые антенны (*б*).

На рисунке обозначено:  $x_T, y_T, h_T$  – координаты антенны передатчика;  $x_R, y_R, h_R$  – то же для антенны приемника;  $d_{TR}$  – расстояние между антеннами в плоскости  $xOy$ ;  $\Delta\theta_T, \Delta\varphi_T$  – секторы обзора антенны передатчика в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно;  $\Delta\theta_R, \Delta\varphi_R$  – то же для антенны приемника;  $\theta_T, \theta_R$  – углы, определяющие центры секторов обзора антенн передатчика и приемника в горизонтальной плоскости;  $\varphi_T, \varphi_R$  – то же в вертикальной плоскости;  $\theta_{RT}, \theta_{TR}$  – углы, задающие направление от антенны приемника на антенну передатчика и наоборот в горизонтальной плоскости;  $\varphi_{RT}, \varphi_{TR}$  – то же, но в вертикальной плоскости;  $\alpha_T, \beta_T$  – ширина ДН антенны передатчика в горизонтальной и вертикальной плоскостях;  $\alpha_R, \beta_R$  – то же для ДН антенны приемника; угол  $\theta$  лежит в пределах  $0 \leq \theta \leq 360^\circ$  и отсчитывается по часовой стрелке от оси, проходящей через антенну перпендикулярно оси  $x$ . Угол  $\varphi$  лежит в пределах  $-90^\circ \leq \varphi \leq +90^\circ$  и отсчитывается от плоскости параллельной плоскости  $xOy$  и проходящей через антенну (см. рис. 2.2.3).

Из геометрии, представленной на рис. 2.2.3 можно записать

$$\begin{cases} \theta_{TR} = \arcsin \frac{x_R - x_T}{d_{TR}} \\ \varphi_{TR} = \arctg \frac{h_R - h_T}{d_{TR}} \end{cases}, \quad (2.2.9)$$

где  $d_{TR} = \sqrt{(x_T - x_R)^2 + (y_T - y_R)^2}$  и  $d_{TR} \neq 0$ . Если  $d_{TR} = 0$ , то  $\varphi_{TR} = 90^\circ$  при  $h_R > h_T$  и  $\varphi_{TR} = -90^\circ$  при  $h_R < h_T$ . Условия, при которых главный лепесток ДН антенны передатчика попадает на

антенну приемника, имеют вид

$$\begin{cases} |\theta_T - \theta_{TR}| \leq \frac{\alpha_T + \Delta\theta_T}{2} \\ |\varphi_T - \varphi_{TR}| \leq \frac{\beta_T + \Delta\varphi_T}{2} \end{cases} \quad (2.2.10)$$

При расчете зон взаимодействия неподвижных антенн следует считать в (2.2.10)  $\Delta\theta_T = \Delta\varphi_T = 0$ . Должны также иметь место неравенства  $\alpha_T + \Delta\theta_T \leq 360^\circ$  и  $\beta_T + \Delta\varphi_T \leq 180^\circ$ . Если этого нет, то указанные суммы следует положить равными правым частям неравенств. Если условия (2.2.10) выполняются, то коэффициент усиления антенны передатчика в направлении на приемник для наихудшего случая определяется моделью главного лепестка ДН антенны; если же хотя бы одно из указанных неравенств не выполняется – моделью бокового излучения.

Для определения ориентации главного лепестка ДН приемника в направлении на передатчик в (2.2.10) необходимо заменить индексы  $T$  на  $R$  и  $R$  на  $T$ , а значения  $\theta_{RT}$  и  $\varphi_{RT}$  можно найти из выражений  $|\theta_{RT} - \theta_{TR}| = 180^\circ$  и  $\varphi_{RT} = -\varphi_{TR}$  с учетом пределов изменения углов  $\theta$  и  $\varphi$ , приведенных выше. Для антенн, независимо сканирующих в горизонтальной плоскости, вероятности различных ситуаций взаимодействия их диаграмм направленности имеют вид

$$\begin{aligned} p(ГТ - ГР) &= \alpha_T \alpha_R / (\Delta\theta_T + \alpha_T) (\Delta\theta_R + \alpha_R); \\ p(ГТ - БР) &= \alpha_T \Delta\theta_R / (\Delta\theta_T + \alpha_T) (\Delta\theta_R + \alpha_R); \\ p(БТ - ГР) &= \Delta\theta_T \alpha_R / (\Delta\theta_T + \alpha_T) (\Delta\theta_R + \alpha_R); \\ p(БТ - БР) &= \Delta\theta_T \Delta\theta_R / (\Delta\theta_T + \alpha_T) (\Delta\theta_R + \alpha_R); \end{aligned} \quad (2.2.11)$$

где  $p(X)$  – вероятность события ( $X$ ).

Для антенн, осуществляющих круговой обзор,  $\Delta\theta + \alpha = 360^\circ$ . Если на основании предшествующего анализа установлено, что одна из антенн никогда не взаимодействует с другой по главному лепестку, то при использовании формул (2.2.11) следует для этой антенны считать  $\alpha = 0$ . Например, пусть в результате анализа установлено, что для двух средств, одно из которых, например, передатчик, работает в режиме кругового обзора, наиболее опасной является ситуация взаимодействия  $ГТ - БР$ . Так как ДНА приемника никогда не обращена главным лепестком на антенну передатчика, то в формулах (2.2.11) положим  $\alpha_R = 0$  и учтем, что  $\Delta\theta_T + \alpha_T = 360^\circ$ .

Тогда получим

$$\begin{aligned} p(ГТ - ГР) &= p(БТ - ГР) = 0; \\ p(ГТ - БР) &= \alpha_T \Delta\theta_R / 360 \Delta\theta_R = \alpha_T / 360; \end{aligned} \quad (2.2.12)$$

$$p(\text{БТ} - \text{БР}) = \Delta\theta_R (360 - \alpha_T) / 360 \Delta\theta_R = 1 - \alpha_T / 360.$$

Если, например,  $\alpha_T = 10^\circ$ , то  $p(\text{ГТ} - \text{БР}) \approx 0,03$ , а  $p(\text{БТ} - \text{БР}) \approx 0,97$  т. е. примерно 97% времени работы средств диаграммы направленности их антенн взаимодействуют областями боковых лепестков.

### 2.2.5. Распространение сигналов мешающих передатчиков.

Возможные способы распространения электромагнитного излучения передатчиков изучаются в курсе "Электродинамика и распространение радиоволн". С точки зрения задач ЭМС наибольший интерес представляют: распространение в свободном пространстве, распространение земной волной, тропосферное и в ряде случаев ионосферное распространение. При этом необходимо проводить оценку ослабления уровня нежелательного излучения по соответствующим путям распространения радиоволн. Ослабление в среде распространения зависит от диапазона частот, от рельефа местности и его электродинамических свойств, от метеорологических условий, времени года и суток, географической широты местности и ряда других причин. Для задач ЭМС при расчетах уровней помех используют различные приближенные соотношения, позволяющие оценить ослабление  $L_{oc}$  (в децибелах) напряженности электрического поля радиоволн на рассматриваемой трассе [25]. Так для распространения в свободном пространстве имеем

$$L_{oc} = 20 \lg f_{\text{н}} + 20 \lg R + \alpha, \text{ [дБ]}, \quad (2.2.13)$$

где  $f_{\text{н}}$  – частота НЭМП в мегагерцах,  $R$  – расстояние в километрах,  $\alpha$  – постоянная зависящая от потерь при распространении. Потери в атмосфере за счет молекулярного поглощения радиоволн проявляются, в основном, на частотах выше 10 ГГц.

**В свободном пространстве радиоволны** распространяются прямолинейно. При отсутствии атмосферы и подстилающей поверхности потери энергии происходят за счет расширения фронта волны (пропорционально  $1/r^2$ ). Наличие атмосферы и подстилающей поверхности приводят как к изменению характера распространения радиоволн, так и к увеличению потерь. Условия распространения радиоволн над морем или сушей и возникающие при этом потери электромагнитной энергии из-за поглощения и рассеяния радиоволн подстилающей поверхностью зависят от электрических параметров поверхности: относительной магнитной проницаемости ( $\mu_r \approx 1$ ), относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_r$  и проводимости  $\sigma$ . Значение имеют общая геологическая структура вдоль трассы распространения электромагнитной волны и предметы на поверхности.

Волна, которая распространяется вблизи земной поверхности и включает прямую волну, волну, отраженную от поверхности, и поверхностную волну, называется **земной**

**волной** [25]. Распространение посредством земной волны имеет место при частотах менее 30 МГц. С понижением частоты земные волны распространяются на значительные расстояния, частично огибая земной шар за счет явления дифракции. Связь посредством земных волн отличается стабильностью уровней принимаемых сигналов.

В атмосфере выделяют два больших слоя – тропосферу и ионосферу, каждый из этих слоев оказывает свое влияние на характер распространения радиоволн. Изменение температуры и плотности атмосферы с высотой приводит к тому, что при увеличении высоты меняется скорость распространения радиоволн. Поэтому траектория луча искривляется вследствие рефракции. Это явление приводит к увеличению дальности до радиогоризонта, т. е. до расстояний, когда прямые лучи от антенны становятся касательными к поверхности Земли.

Наличие неоднородностей в тропосфере приводит к рассеянию и отражению радиоволн. Рассеянная электромагнитная энергия может быть принята далеко за линией радиогоризонта. Распространение радиоволн, обусловленное тропосферным рассеянием и отражением, называется **тропосферным распространением**. Как тропосферные в основном распространяются радиоволны в диапазоне частот от 40 МГц до 10 ГГц, т. е. волны метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов. Область дальнего распространения простирается от 100 до 1000 км.

Напряженность поля в точке приема при тропосферном распространении является суммой случайного числа сигналов, имеющих случайные амплитуду и фазу, и представляет собой результат рассеяния электромагнитной энергии передатчика на неоднородностях тропосферы, поэтому для тропосферных линий связи характерны значительные флуктуации уровней принимаемых сигналов. Это обстоятельство необходимо учитывать, когда речь идет об оценке совместимости РЭС, которые используют диапазоны частот с тропосферным распространением радиоволн.

Распространение радиоволн в результате преломления в ионосфере, отражения от нее и рассеяния на неоднородностях ионосферы называется **ионосферным распространением**. Электрическая проницаемость ионизированного газа имеет ярко выраженную зависимость от частоты колебаний, вследствие чего в ионосферных слоях эффективно рассеиваются колебания метрового диапазона ( $\lambda = 4 \div 12$  м). Рассеяние может происходить также из-за отражений от ионизированных следов метеоров (в диапазоне частот 50÷150 МГц). За счет ионосферного рассеяния электромагнитные волны могут распространяться на расстояния до 800÷2400 км. Помимо рассеянных радиоволн помехи могут возникать и от волн, регулярно отражающихся от ионосферы. К ним относятся декаметровые (3÷30 МГц), гектометровые

(0,3÷3 МГц), километровые (30÷300 кГц), метраметровые (3÷30 кГц) волны.

При расчетах потерь распространения радиоволн от источника до рецептора помех, в соответствии с механизмом распространения, выделяют несколько областей. **Область прямой видимости** простирается до радиогоризонта. **Область тени** лежит дальше и ниже линии радиогоризонта и ее не достигают прямые лучи от источника излучений. **Область полутени** примыкает к линии радиогоризонта и расположена между областью прямой видимости и областью тени (в областях тени и полутени земная волна обусловлена дифракцией радиоволн, поэтому эти области обычно объединяют в одну дифракционную область). **Область тропосферного рассеяния** и **область ионосферного рассеяния** имеет границы, отмеченные выше.

Для каждой выделенной области расчет потерь распространения имеет свои особенности [25]. Хотя при оценке уровня ожидаемых помех в задачах ЭМС может встретиться любой из рассматриваемых видов распространения помех, наиболее часто учитывают распространение в области прямой видимости, дифракцию и тропосферное распространение.

#### 2.2.6. Особенности распространения радиоволн в городских условиях

Системы радиосвязи на УКВ широко используются в городских условиях. Это телевидение, сотовые системы связи, транкинговые системы связи, пейджинговые системы радиосвязи. Поэтому для оценки ЭМС РЭС, использующих для связи дециметровые волны, необходимо рассмотреть особенности РРВ в городе.

Городская среда создает для распространения радиоволн условия, значительно отличающиеся от тех, которые наблюдаются на приземных трассах. Крупные строения, размеры которых во много раз превышают длину волны УКВ излучения, создают обширные теневые зоны, рассеянные и отраженные волны придают процессу распространения существенно многолучевой характер и формируют сложную структуру поля с глубокими и резкими пространственными замираниями. Это приводит к значительным трудностям как при прогнозе условий работы РЭС, так и при обеспечении надежной радиосвязи, особенно в системах широкополосной цифровой связи при связи с подвижными объектами. Сложность структуры поля в условиях города в основном определила статистический подход к изучению особенностей распространения радиоволн.

Рассмотрим вопросы распространения волн УКВ диапазона в городе на примере связи базовой станции (БС) сотовой системы с подвижной абонентской станцией (АС).

По условиям распространения радиоволн целесообразно выделить три случая:

- связь между пунктами, когда антенны подняты над городской застройкой;

- связь между пунктами, когда антенна БС поднята над городом, а антенна АС находится ниже уровня верхних этажей;
- связь между объектами, антенны которых расположены внутри городской застройки.

В первом случае потери при передаче сигнала рассматривают как потери при распространении радиоволн над неровной поверхностью. Такой подход лежит в основе целого ряда эмпирических формул. Чтобы учесть различия между экспериментальными данными и расчетными соотношениями, в теоретические формулы вводят корректирующие множители, зависящие от расстояния, частоты, неровностей рельефа, характера застройки и высот поднятия антенн [34].

К настоящему времени накоплен обширный экспериментальный материал для второго случая. Пространственное поле у поверхности земли отличается крайней нерегулярностью. Сигналы в этом случае подвержены глубоким замираниям (до 40 дБ относительно среднего уровня), причем соседние минимумы могут находиться на расстоянии порядка длины волны несущего колебания. Обширные затенения, создаваемые строениями, практически исключают возможность прямого прохождения сигнала, поэтому его затухание значительно больше, чем в свободном пространстве. Например, ослабление сигнала в городе относительно его уровня в свободном пространстве составляет 15÷25 дБ на частоте 800 МГц.

При связи между пунктами, когда обе антенны расположены на высоте 3÷5 м от поверхности земли, экранирующее влияние строений проявляется в полной мере. Так, на дальности 1 км согласно [34] ослабление уровня сигнала в городе относительно свободного пространства составляет от 20 до 60 дБ в диапазоне 0,4÷0,9 ГГц и сильно зависит от ближайшего окружения пунктов, ориентации улиц, высоты и материала зданий. Так, в УКВ диапазоне кирпичная стена толщиной 0,7 м ослабляет сигнал на 10÷15 дБ, а мокрая – на 20÷30 дБ. Напряженность поля за кирпичным зданием на 26 дБ ниже, чем перед ним, а за железобетонным – на 35 дБ.

В настоящее время существует много разнообразных эмпирических формул, позволяющих выполнить оценки ослабления сигнала в городе применительно для случая высоко поднятой антенны БС и наземной приемной антенны подвижной АС.

Наибольшее распространение на практике получила модель Хата [33] по определению среднего значения потерь  $L_{oc}$  в канале радиосвязи, позволяющая выразить  $L_{oc}$  в аналитическом виде. Эта модель рекомендована ММКР для проектирования систем связи подвижных объектов в диапазоне частот 100÷1500 МГц на расстояниях от 1 до 20 км, при высотах БС –  $H_{БС}$  от 30 до 200 м и высоте АС –  $h_{АС} = 1÷10$  м.

Средний уровень потерь при распространении радиоволн над квазиплоским городом,

согласно эмпирической модели Хата, определяется следующим образом:

$$L_{oc} = -[69,55 + 26,16 \lg f - 13,82 \lg H_{BC}] \lg R + \alpha(h_{AC}) - \alpha(T_M), \text{ [дБ]}, \quad (2.2.14)$$

где  $f$  – частота излучения, МГц;  $R$  – расстояние между БС и АС, км;  $H_{BC}$  – высота антенны БС, м;  $h_{AC}$  – высота антенны АС, м;  $\alpha(h_{AC})$  – поправочный коэффициент, учитывающий высоту антенны АС в зависимости от размеров города, дБ:

– для небольших и средних городов:

$$\alpha(h_{AC}) = (0,7 - 1,1 \lg f) h_{AC} = 1,56 \lg f - 0,8; \quad (2.2.15)$$

– для крупного города:

$$\alpha(h_{AC}) = 1,1 - 8,29 [\lg (1,54 h_{AC})]^2; \text{ для } f \leq 200 h_{AC}; \quad (2.2.16a)$$

$$\alpha(h_{AC}) = 4,97 - 3,2 [\lg (11,75 h_{AC})]^2; \text{ для } f > 400 h_{AC}. \quad (2.2.16b)$$

Здесь в эмпирических соотношениях (2.2.16a) и (2.2.16b) значения высоты  $h_{AC}$  выражаются в метрах, а частоты  $f$  в мегагерцах. Коэффициент  $\alpha(T_M)$ , дБ, входящий в соотношение (2.2.14), учитывает характер местности и выбирается из следующих соотношений:

для города

$$\alpha(T_M) = 0;$$

для открытой местности

$$\alpha(T_M) = 4,78 (\lg f)^2 - 18,33 \lg f + 40,94;$$

для пригородной зоны

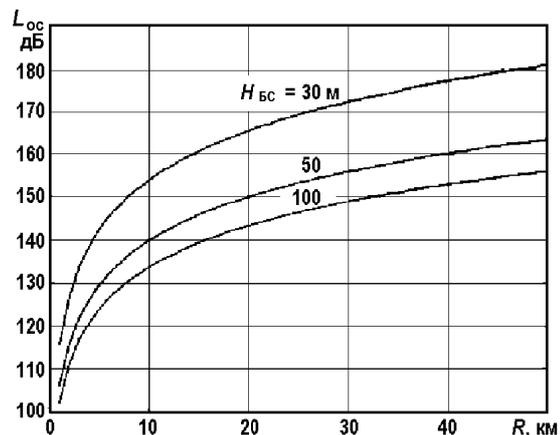
$$\alpha(T_M) = 2 [\lg (f/28)]^2 + 5,4.$$

Например, для  $h_{AC} = 1,5$  м и трех значений  $H_{BC} = 30; 50; 100$  м на рис. 2.2.4 приведен график зависимости  $L_{oc} = f(R)$  для городских условий распространения радиоволн с  $f = 400$  МГц.

В формулах Хата потери на замирания сигнала лежат в пределах 3,5÷17 дБ, в зависимости от расстояния и распространения выше или ниже уровня крыш.

В [34] описана модель Окамуры, основанная на экспериментальных результатах. В литературе эти результаты представлены в виде графиков. Экспериментально установлено, что в диапазоне 0,2÷2 ГГц высота антенны  $H_{BC}$  влияет на величину потерь  $L_{oc}$  в зависимости от расстояния между АС и БС и, в свою очередь,  $L_{oc}$  практически не зависит от частоты.

Рис. 2.2.4. График зависимости  $L_{oc} = f(R)$  для городских условий



Область использования модели Хата меньше области использования модели Окамуры. Аппроксимирующие выражения по модели Хата совпадают с результатами Окамуры с точностью до 1 дБ в пределах основной области дальностей  $R$  и с меньшей точностью в пределах расширенной области (с дальностью до 80 км и высотой антенны БС до 400 м).

Для предсказания уровня сигнала на трассах короче 1 км существуют другие модели распространения радиоволн [34].

## 2.3. Описание рецепторов помех

### 2.3.1. Восприимчивость радиоприемника по основному и побочным каналам

В качестве рецептора помех РЭС рассмотрим радиоприемное устройство, которое выделяет полезную информацию, адресованную определенному корреспонденту. Эта информация выделяется из совокупности сигнала и помех, воздействующих на антенну. В общем случае ЭМС совокупности источников и рецепторов ЭМП определяется не только электромагнитной обстановкой в точке размещения чувствительных элементов рецепторов помех, но и восприимчивостью этих рецепторов к действующему полю.

**Восприимчивость радиоприемного устройства** – это свойство устройства реагировать на радиопомехи, воздействующие через антенну и помимо нее, в том числе через экран, по цепям питания, управления и коммутации [12].

К параметрам, определяющим восприимчивость радиоприемного устройства, относят **чувствительность** основного и побочного каналов приема, **избирательность**, **нелинейные эффекты блокирования**, **перекрестных искажений и интермодуляции**, а также **коэффициенты сетевых радиопомех**, **электрической индукции и переноса радиопомех**.

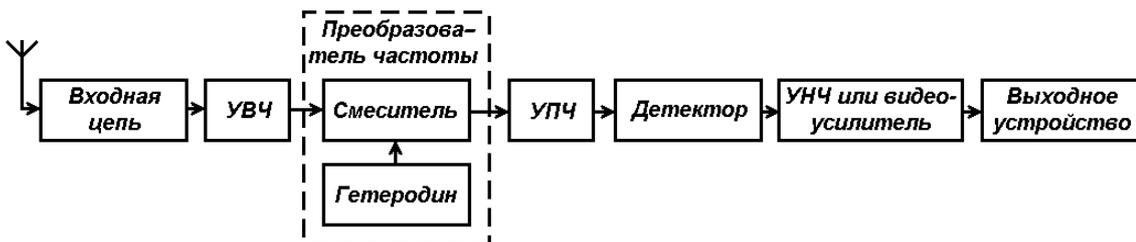


Рис. 2.3.1. Структурная схема главного тракта приемника

На рис. 2.3.1 приведена упрощенная структурная схема супергетеродинного радиоприемника. Способность приемника выделить полезный сигнал из совокупности составляющих напряженности электромагнитного поля, в котором находится антенна, называют **избирательностью**.

Различают несколько видов избирательности: пространственную, поляризационную, временную, амплитудную, фазовую и частотную. **Частотная избирательность** имеет особое

значение. В отличие от других видов избирательности она присуща каждому супергетеродинному приемнику. **Характеристика частотной избирательности** – это зависимость уровня сигнала на входе радиоприемного устройства от частоты этого сигнала при заданном отношении сигнал-шум или уровне сигнала на выходе радиоприемника [12]. Измерение характеристики частотной избирательности производится односигнальным или многосигнальным методами.

На рис. 2.3.2 представлена типовая характеристика частотной избирательности приемника, измеренная односигнальным методом. Она описывает избирательные свойства приемника в линейном или близком к линейному режимам работы, когда на входе приемника отсутствует помеха. На характеристике выделяют основной и побочные каналы приема.

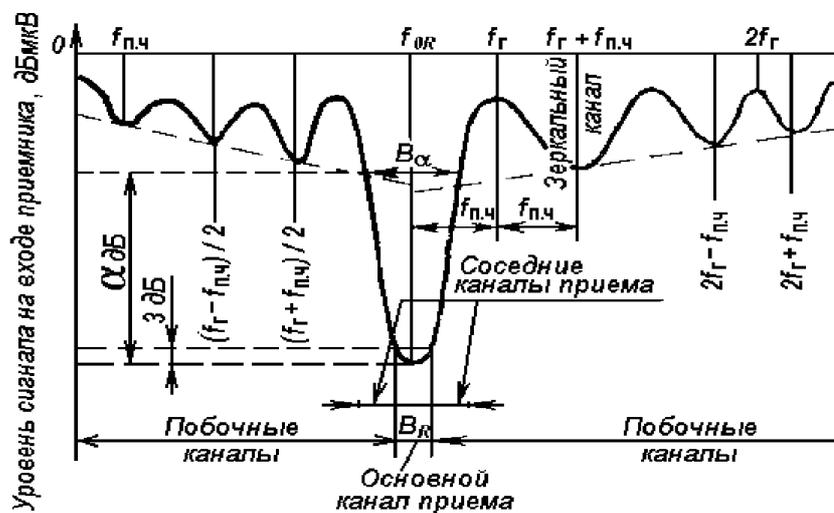


Рис. 2.3.2. Характеристика односигнальной частотной избирательности супергетеродинного приемника:

**Основным каналом приема радиоприемника** называют полосу частот, находящуюся в полосе пропускания радиоприемника и предназначенную для приема сигнала [12]. На рис. 2.3.2 полоса частот основного канала обозначена  $B_R$ . Ее определяют на уровне 3 дБ по отношению к значению частотной характеристики на частоте настройки приемника  $f_{0R}$ . В идеальном случае ширина полосы основного канала приемного устройства должна быть равна необходимой полосе частот полезного сигнала  $B_R = B_n$ . Поскольку излучение передающих устройств является несовершенным, а селектирующие цепи приемных устройств не являются идеальными и частота гетеродина  $f_r$  характеризуется определенной нестабильностью, приходится принимать  $B_R > B_n$ .

Другой характеристикой основного канала является коэффициент прямоугловности  $P_\alpha$  частотной характеристики. **Коэффициентом прямоугловности** по уровню  $\alpha$ , дБ, называют отношение полосы частот на уровне  $\alpha$ , дБ, к полосе на уровне 3 дБ, т. е.  $P_\alpha = B_\alpha / B_R$ . Обычно принимают  $\alpha$  равным 30 или 60 дБ. Считают, что приемник имеет хороший коэффициент

прямоугольности, если  $P_{60} = 2,5 \div 4$ , и низкий, если  $P_{60} \geq 8$ . Из-за существенного отличия характеристики частотной избирательности от прямоугольной возможен прием помех с частотами, примыкающими к основному каналу приема. Следует отметить, что помеха может проникать в радиоприемник и по основному каналу, если ее спектр полностью или частично лежит в полосе пропускания  $B_R$ . Это называется **прямым прохождением помехи**.

**Побочный канал приема** составляют полосы частот, находящиеся за пределами основного канала приема радиоприемника, в которых сигнал проходит на выход приемника. К побочным каналам относятся каналы, включающие промежуточную, зеркальную, комбинационные частоты и субгармоники частоты настройки радиоприемника [12].

Побочные каналы приема образуются в смесителях. Они определяются недостаточной избирательностью предшествующих каскадов и характеристикой нелинейности смесителя. Предполагается, что при переносе спектра в смесителе искажения отсутствуют. В этом смысле операция преобразования частоты – линейная. Составной частью преобразователя частоты является перемножитель напряжений. Но даже в идеальном перемножителе обязательно есть побочный канал, называемый зеркальным, частота которого  $f_3 = f_r + f_{п.ч}$ , где  $f_{п.ч}$  – промежуточная частота. Отличительная особенность этого канала состоит в том, что он имеет одинаковую чувствительность с основным каналом приема, если измерять ее с входа преобразователя.

В реальных преобразователях частоты идеального перемножения поступающих сигналов не происходит. Преобразователи работают по принципу косвенного перемножения, осуществляемого с помощью нелинейного элемента. Это приводит к появлению новых побочных каналов.

Частота побочного канала  $f_{п.к}$  в общем случае удовлетворяет равенству

$$m f_{п.к} + n f_r = f_{п.ч}; \quad (2.3.1)$$

где  $m$ , и  $n$  - целые числа, положительные и отрицательные, включая нуль. Величина  $N = |m| + |n|$  называется порядком комбинационного канала. Соотношение (2.3.1) определяет частоты побочных каналов в самом общем виде. Из него можно получить

$$f_{п.к} = \frac{1}{m} f_{п.ч} - \frac{n}{m} f_r. \quad (2.3.2)$$

Эти значения частот  $f_{п.к}$  побочных каналов приема РЭС играют существенную роль при назначении рабочих частот  $f_p$  радиопередающим устройствам. В задачах оценки ЭМС не требуется определять все побочные каналы приема. Для каждого мешающего излучения обычно нужно знать конкретный канал, по которому помеха может проникнуть на выход приемника. В супергетеродинном приемнике порядок комбинационного канала  $N$ , по которому возможно прохождение помехи с частотой  $f_n$ , для каждого преобразователя

частоты со своим УПЧ, имеющим ширину полосы  $B_{п.ч}$ , определяют из соотношения

$$|mf_{п} + nf_{г}| \in [f_{п.ч} - B_{п.ч}/2, f_{п.ч} + B_{п.ч}/2]. \quad (2.3.3)$$

Левая часть (2.3.3) определяет возможную частоту помехи  $f_{п}$ , которая попадает в побочный порядка  $N$  комбинационный канал радиоприемника. Избирательность побочных каналов приема, так же как и основного, определяется полосой пропускания и прямоугольностью частотной характеристики канала. Однако чувствительность радиоприемника по побочному каналу всегда ниже чувствительности основного канала за счет селективности входной цепи и УВЧ.

Из соотношения (2.3.3) следуют частные случаи:

- $m = 1, n = 0;$        $f_{п} = f_{п.ч}$  – прием ведется на промежуточной частоте;
- $|m| = |n| = 1;$        $f_{п} = f_{с} \pm 2f_{п.ч}$  – прием по зеркальному каналу;
- $m$  – любое,  $n = 1;$        $f_{п} = f_{с} / m$  – прием на субгармонике частоты настройки радиоприемника.

Здесь  $f_{с}$  – частота сигнала на входе приемника ( $f_{с} \approx f_{0R}$ ). Частоты любых других помех, отвечающих условию (2.3.3), соответствуют комбинационным каналам приема.

Если помеху, поступающую по каналу промежуточной частоты, т. е. с частотой  $f_{п.ч}$ , не ослабить до преобразователя, то она не ослабится и в последующих каскадах, настроенных на эту частоту.

В приемниках с двойным, тройным и т. д. преобразованием частоты качественная картина сохраняется для каждого из смесителей. При этом потенциально возможное число комбинационных каналов возрастает, так как в каждом последующем смесителе возможно образование биений не только частот сигнала, помехи и гетеродинов, но и результатов преобразования предшествующих смесителей. Однако в силу высокой избирательности тракта первого УПЧ образование комбинационных каналов обусловлено преимущественно процессами в первом смесителе.

Для уменьшения числа комбинационных каналов приема идеальным является смеситель с квадратичной характеристикой. В этом случае  $m = n = 1$ , и существуют преобразованные частоты только 2-го порядка:

$$|\pm f_{с} \pm f_{г}| = f_{п.ч} \text{ и } |\pm f_{п} \pm f_{г}| = f_{п.ч}. \quad (2.3.4)$$

Частота принимаемого сигнала  $f_{с} = f_{г} \pm f_{п.ч}$ , и в соответствии с (2.3.4) возможен прием помехи только с частотой  $f_{п} = f_{г} \pm f_{п.ч}$ , т. е. только зеркальный канал приема, а также прием на промежуточной частоте  $f_{п.ч}$  за счет прямого прохождения.

Если характеристика смесителя отличается от квадратичной, то на его выходе увеличивается число преобразованных частот. Например, при преобразовании 3-го порядка

(кубическая нелинейность) возможен прием на частотах  $f_{\text{п}}$ , соответствующих условиям, определяемым из (2.3.3)

$$|\pm 2f_{\text{п}} \pm f_{\text{Г}}| = f_{\text{п.ч}} \text{ и } |\pm f_{\text{п}} \pm 2f_{\text{Г}}| = f_{\text{п.ч}}, \quad (2.3.5)$$

т. е. на частотах:

- $f_{\text{п}} = f_{\text{с}} / 2$  – 2-я субгармоника частоты настройки;
- $f_{\text{п}} = \begin{cases} f_{\text{с}} / 2 \pm f_{\text{п.ч}} \\ f_{\text{с}} \pm 3f_{\text{п.ч}} \\ 2f_{\text{с}} \pm f_{\text{п.ч}} \end{cases}$  – комбинационные каналы.

Чем больше характеристика смесителя будет отличаться от квадратичной, тем будет больше потенциально возможных побочных каналов приема. Восприимчивость по конкретному побочному каналу тем больше, чем меньше частотная отстройка данного канала от частоты сигнала и меньше порядок преобразования. Нелинейные свойства преобразователя частоты зависят от типа активного элемента, его характеристик, режима, диапазона частот и схемы устройства.

В супергетеродинных приемниках возможен еще один механизм воздействия помех. Если на приемник действует достаточно интенсивная модулированная помеха с несущей частотой, близкой к частоте гетеродина, происходит преобразование частотных составляющих спектра сигнала и помехи. В результате принимаемый сигнал оказывается промодулированным частотой модуляции помехи.

Нормы ослабления по зеркальному каналу в современных приемниках высокого класса – 70÷80 дБ, нормы ослабления на промежуточной частоте – 80÷100 дБ.

При анализе ЭМС пользуются также термином **соседний канал**, хотя это понятие не определено ГОСТом. В некоторых учебниках дается следующее определение: **соседний канал** – канал приема, примыкающий к нижней и верхней границам полосы пропускания радиоприемного устройства и равный ей по ширине (см. рис. 2.3.2). Появление соседних каналов приема обусловлено несовершенством избирательных входных цепей.

### 2.3.2. Блокирование, перекрестные искажения и интермодуляция.

Воздействие интенсивной помехи, значительно превышающей по уровню полезный сигнал, возможно помимо основного и побочного каналов приема. При этом влияние помехи, проявляется в виде нелинейных эффектов: блокирования или перекрестной модуляции или одновременного возникновения указанных эффектов.

**Блокированием** называется изменение уровня сигнала или отношения сигнал-шум на выходе радиоприемника при действии радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приема радиоприемника [12]. Это явление

проявляется в уменьшении усиления приемника в присутствии интенсивной помехи. Полоса частот, в которой имеет место блокирование, называется полосой блокирования  $B_{\text{бл}}$ .

**Коэффициент блокирования** – отношение разности уровней сигнала на выходе радиоприемника при отсутствии и при наличии радиопомехи на его входе к уровню этого сигнала при отсутствии радиопомехи [12]:

$$k_{\text{бл}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{с}}) - U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{с}} + U_{\text{п}})}{U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{с}})}, \quad (2.3.6)$$

где  $U_{\text{с}}$  и  $U_{\text{п}}$  – соответственно входные напряжения сигнала и помехи. При отсутствии блокирования  $k_{\text{бл}} = 0$ , при полном блокировании  $k_{\text{бл}} = 1$ . Значения коэффициента блокирования, соответствующие допустимому изменению уровню сигнала на выходе приемника лежат в пределах  $0,3 \div 0,5$ . **Характеристика частотной избирательности по блокированию** – зависимость уровня радиопомехи на входе приемника от частоты при постоянном коэффициенте блокирования.

**Перекрестным искажением** называется изменение структуры спектра сигнала на выходе радиоприемника при одновременном действии сигнала и модулированной радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приема [12]. Перекрестные искажения приводят к модуляции принятого сигнала частотами модуляции помехи. Перекрестные искажения являются результатом взаимодействия на нелинейностях приемника спектральных составляющих сигнала и модулированной помехи. Если помеха не модулирована, перекрестных искажений не возникает. Помехи этого вида являются наиболее распространенными на частотах ниже 100 МГц.

**Коэффициент перекрестных искажений** – отношение уровня спектральных составляющих сигнала, возникших в результате перекрестных искажений в радиоприемнике, к уровню сигнала на выходе радиоприемника при заданных параметрах радиопомехи и сигнала [12]:

$$k_{\text{ПИ}} = \frac{U'_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{с}} + U_{\text{п}})}{U'_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{с}})}, \quad (2.3.7)$$

где  $U'_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{с}} + U_{\text{п}})$  и  $U'_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{с}})$  – напряжения некоторой спектральной составляющей выходного сигнала при наличии и при отсутствии помехи. (Для исключения неоднозначности  $k_{\text{ПИ}}$  обычно определяется при немодулированном сигнале и помехе, модулированной гармоническим колебанием). Влиянием перекрестных искажений на качество принимаемого сигнала можно пренебречь, если коэффициент перекрестных искажений на выходе радиоприемника не превышает 3%. **Характеристика частотной избирательности по перекрестным искажениям** представляет собой зависимость уровня

модулированной помехи от частоты на входе приемника при заданном коэффициенте перекрестных искажений.

Явления блокирования и перекрестных искажений имеют общую природу, обусловленную нелинейными свойствами активных элементов. Обычно частотная избирательность входных цепей и каскадов УВЧ значительно меньше избирательности приемника в целом. Поэтому на активные элементы, предшествующие УПЧ, действуют помехи в широкой полосе частот. Если суммарное напряжение сигнала и помех на активных элементах усилителей соответствует линейному участку их рабочих характеристик (менее  $0,2 \div 0,6$  В для электровакуумных приборов;  $0,03 \div 0,06$  В для полевых и  $5 \div 6$  мВ для биполярных высокочастотных транзисторов), происходит независимое усиление сигнала и помех, причем, поскольку частоты сигнала и помехи различны, помехи будут отфильтровываться в тракте УПЧ и на оконечное устройство приемника не поступят. В смесителе с квадратичной характеристикой также происходит независимое преобразование частот сигнала и помехи.

При наличии интенсивной помехи суммарный уровень сигнала и помехи уже не соответствует линейному участку характеристики усилителя или квадратичному участку характеристики смесителя. Линейность передаточной функции этих устройств нарушается, и сигнал на выходе смесителя или усилителя при совместном действии сигнала и помехи не равен сумме выходных сигналов соответствующих действию помехи и сигнала по отдельности. В отсутствие сигнала прием помехи не происходит, так как частота помехи после преобразования не попадает в полосу пропускания УПЧ. Однако наличие интенсивной помехи изменяет условия прохождения полезного сигнала в трактах УВЧ, смесителя, а также, возможно, в первых каскадах УПЧ и проявляется в виде эффектов блокирования и перекрестных искажений.

Для устранения перекрестных искажений необходимо обеспечить минимальный коэффициент усиления преселектора, чтобы снизить вероятность возникновения помехи на выходе УВЧ и смесителя. Повышение избирательности входной цепи радиоприемника по соседнему каналу тоже способствует снижению коэффициента перекрестных искажений. Коэффициенты перекрестных искажений уменьшаются, если усилители высокой частоты охвачены отрицательной обратной связью.

Эффекты блокирования и перекрестных искажений проявляются тем сильнее, чем выше амплитуды помех и степень нелинейности амплитудных и фазовых характеристик активных элементов. С последними в особенности приходится считаться в устройствах СВЧ. Кроме нелинейности электровакуумных и твердотельных приборов, причиной рассмотренных эффектов могут быть некоторые свойства приборов СВЧ с распределенными

параметрами, в частности амплитудно-фазовая конверсия – зависимость фазовых характеристик от амплитуды сигнала на входе.

При высокой интенсивности помехи возможны и более "грубые" механизмы, приводящие к эффектам типа блокирования и перекрестной модуляции. Они связаны со смещением рабочей точки и, следовательно, уменьшением усиления. Под действием помехи изменяется комплексное входное сопротивление активного элемента, в результате чего уменьшается коэффициент передачи из-за рассогласования и появляется перекрестная амплитудная и фазовая модуляция. Наконец, под действием помехи изменяется значение емкости, главным образом диодов и транзисторов, а также специальных настроечных элементов – варикапов и варакторов. Вследствие этого изменяются частоты настройки контуров, что снижает усиление приемника и вызывает преобразование АМ помехи в ФМ.

**Последствие помехи.** В силу инерционности цепей питания, смещения, АРУ и т.д. действие помехи не прекращается сразу после ее окончания. Это относится как к нелинейным блокирующим эффектам, так и к воздействию мощной помехи в основном или побочном канале, когда помеха вызывает срабатывание системы АРУ или насыщает некоторые усилительные каскады. Это особенно существенно при воздействии прерывистой или импульсной помехи, после окончания которой может иметь место временное снижение коэффициента усиления радиоприемника. Продолжительность этого процесса определяет **время последствия помехи** – интервал времени после воздействия импульсной радиопомехи, в течение которого коэффициент усиления радиоприемника меньше номинального на заданное значение [12].

**Интермодуляция** – возникновение помех на выходе приемника при действии на его входе двух и более радиопомех, частоты которых не совпадают с частотами основного и побочного каналов приема [12]. Интермодуляция обусловлена эффектами преобразования колебаний двух или более помех в смесителе или в каскадах, предшествующих смесителю. Интермодуляция – одна из наиболее важных причин несовместимости РЭС. Так, в системах связи метрового диапазона на долю интермодуляции приходится до 70% случаев нарушения ЭМС непреднамеренными помехами.

В цепях до смесителей интермодуляция возникает при воздействии интенсивных радиопомех, амплитуды которых соответствуют нелинейному участку характеристики активного элемента. На нелинейном элементе происходит преобразование частот  $f_{п1}, f_{п2}$  двух или более помех и полезного сигнала  $f_c$ . В результате образуются комбинационные составляющие  $|m_1 f_c + m_2 f_{п1} + m_3 f_{п2}|$ , где  $m_1, m_2, m_3$  – целые числа. При этом комбинационные частоты могут совпасть с частотой настройки основного канала приема или с частотой

одного из побочного каналов, например зеркального или промежуточной частоты. Амплитуды интермодуляционных составляющих обратно пропорциональны порядку их комбинации, поэтому учитывают мешающее действие составляющих, имеющих  $N \leq 3$ .

Предположим, что частоты мешающих воздействий  $f_{п1}$  и  $f_{п2}$  находятся вне полосы пропускания радиоприемника, настроенного на частоту сигнала  $f_c$ . В результате взаимодействия помех на нелинейном элементе на его выходе образуются интермодуляционные составляющие второго порядка

$$f_{п1} \pm f_{п2} = f_c, \quad (2.3.8)$$

и третьего порядка

$$\begin{aligned} 2f_{п1} - f_{п2} &= f_c, \\ 2f_{п2} - f_{п1} &= f_c, \end{aligned} \quad (2.3.9)$$

совпадающие с частотой настройки приемника.

В смесителе возможны аналогичные явления: помехи, неп полностью отфильтрованные предшествующими каскадами, действуют в смесителе, образуя биения частот сигнала, гетеродина и двух или более помех на частотах  $f_6 = |m_1 f_c + m_2 f_r + \sum m_i f_{пi}|$ . Если хотя бы одна из частот биений попадает в полосу пропускания УПЧ, она не может быть отфильтрована последующими цепями и действует в приемнике как аддитивная помеха. Если амплитуды помех на входе смесителя значительны, преобладают их биения между собой:  $f_6 = |\sum m_i f_{пi}|$  или биения частот помех и гетеродина:  $f_6 = |m_2 f_r + \sum m_i f_{пi}|$ . Таким образом, явление интермодуляции происходит, если выполнено одно из следующих условий:

$$\begin{aligned} |m_1 f_c + \sum m_i f_{пi}| &\in |f_c - B_R/2, f_c + B_R/2|, \\ |m_2 f_r + \sum m_i f_{пi}| &\in |f_{п.ч} - B_{п.ч}/2, f_{п.ч} + B_{п.ч}/2|, \end{aligned} \quad (2.3.10)$$

где  $m_1, m_2, \dots = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ , а интенсивность преобразованной составляющей превышает уровень собственных шумов приемника.

Количественной мерой является **коэффициент интермодуляции** – отношение уровня радиопомехи, возникающей в результате интермодуляции в радиоприемнике, к уровню сигнала, соответствующего чувствительности радиоприемника, определенных на выходе радиоприемника:

$$k_{\text{инт}} = \left| \frac{U_{\text{ввых}}(U_c + \sum U_{пi})}{U_{\text{ввых}}(U_c)} \right|_{U_c = U_{\text{пор}}}, \quad (2.3.11)$$

где  $U_{\text{ввых}}(U_c + \sum U_{пi})$  и  $U_{\text{ввых}}(U_c)$  – выходные напряжения при наличии и отсутствии помех,  $U_{\text{пор}}$  – входное напряжение, соответствующее чувствительности приемника.

Кроме коэффициента интермодуляции используют **характеристику частотной избирательности приемника по интермодуляции** – зависимость уровня сигналов на входе

радиоприемного устройства, создающих интермодуляцию в радиоприемнике от частоты одного из них при заданном коэффициенте интермодуляции в радиоприемнике.

Блокирование, перекрестные искажения и интермодуляция присущи любым типам радиоприемных устройств: супергетеродинным, прямого усиления, с параметрическими усилителями и т.д. Влияние этих нелинейных эффектов уменьшается: при повышении частотной избирательности входных цепей радиоприемника и пассивных цепей его первых каскадов; при приближении характеристики усилительных элементов к линейным, а смесительных – к квадратичным во всем диапазоне возможного изменения амплитуд сигналов и помех. Интенсивность помех, обусловленных нелинейными эффектами, пропорциональна  $U_{\text{п}}^3$  и  $U_{\text{п}}^2$  соответственно, где  $U_{\text{п}}$  - амплитуда помехи. Этим объясняется то, что приемник обычно более восприимчив к интермодуляционным помехам, чем к помехам, вызывающим перекрестные искажения и блокирование.

### 2.3.3. Избирательность и чувствительность радиоприемных устройств

Поля сигнала и помехи, действующие на антенну радиоприемного устройства, различаются по ряду признаков. Свойство приемного устройства выделять полезный сигнал из группового сигнала по каким-либо признакам характеризует его **избирательность**. Признаки, отличающие один сигнал от другого, классифицируют следующим образом: по несущим частотам; по доминирующему направлению распространения; по виду поляризации; по изменению амплитуды сигнала в месте приема; по моментам времени вероятного появления полезного сигнала; по форме огибающей.

В соответствии с этим различают частотную, пространственную, поляризационную, амплитудную, временную, фазовую избирательности и избирательность по форме сигнала.

**Частотная избирательность** – свойство радиоприемного устройства выделять заданную полосу частот из спектра электромагнитных колебаний, поступающих на его вход. Частотная избирательность характерна для всех типов приемников.

**Пространственная избирательность** характеризует свойство радиоприемного устройства выделять полезный сигнал из совокупности электромагнитных волн, воспринимаемых антенным устройством, если направления прихода сигнала и помехи отличаются друг от друга.

**Поляризационная избирательность** характеризует способность радиоприемного устройства выделять полезный сигнал из совокупности электромагнитных волн, действующих на антенну, если существуют отличия в пространственной ориентации их составляющих векторов напряженностей электрического поля в один и тот же момент времени.

**Амплитудная избирательность** характеризует способность радиоприемного устройства различать больший или меньший из сигналов, действующих на его входе.

**Временная избирательность** характеризует свойство радиоприемного устройства выделять полезный сигнал из совокупности сигналов и помех, если ориентировочно известно время появления полезного сигнала. Этот вид избирательности осуществляется только во время действия полезного сигнала.

Рассмотрим более подробно основную характеристику избирательности радиоприемного устройства, а именно – **частотную**. Примерная форма характеристики частотной **односигнальной** избирательности радиоприемника рассмотрена нами в начале подраздела (см. рис. 2.3.2). Она измеряется посредством одного сигнала, изменяющегося по частоте, с уровнем, не вызывающим нелинейных эффектов в тракте приема, и показывает на сколько децибел относительно 1 мВ надо ослабить на данной частоте входной сигнал, чтобы получить на выходе приемника заданный уровень сигнала. Данная избирательность описывает также прием помехи, не вызывающей нелинейных эффектов в приемнике, по основному или побочным каналам в отсутствие сигнала.

С позиции ЭМС важно определить свойство приемника выделять полезный сигнал из произвольной совокупности сигналов и помех, совместно и одновременно действующих на его входе. При этом для учета явлений блокирования, перекрестных искажений, также приема интенсивной помехи по побочным каналам приема следует рассматривать совместное действие на приемник двух колебаний, соответствующих сигналу и помехе, а для оценки интермодуляции – трех сигналов: полезного и двух мешающих. Определенная в этих условиях избирательность называется многосигнальной (или частотной избирательностью, измеренной многосигнальными методами). Она характеризует свойство приемника ослаблять действие помехи (или нескольких помех) в зависимости от ее (их) частотной расстройки в присутствии полезного сигнала при определенных уровнях сигнала и помех. При детальном описании свойств радиоприемников характеристики многосигнальной избирательности конкретизируются: различают характеристики частотной избирательности по блокированию, перекрестным искажениям и интермодуляции.

Простая характеристика частотной односигнальной избирательности выражается зависимостью значений  $d$  от расстройки  $\Delta f = f - f_{0R}$  (рис. 2.3.3, *a*), определяемых соотношением

$$d = 10 \lg \frac{P_{\text{вх}}(f)}{P_{\text{вх. max}}(f_{0R})}, \quad (2.3.12)$$

где  $P_{\text{вх}}(f)$  и  $P_{\text{вх. max}}(f_{0R})$  – мощность входного сигнала на частоте  $f$  и сигнала на резонансной

частоте высокочастотного тракта  $f_{0R}$ . Как отмечалось выше, ширину полосы пропускания радиоприемника определяют обычно по уровню  $d = 3$  дБ, а форму характеристики избирательности оценивают по коэффициенту прямоугольности, т. е. по отношению соответствующих полос на уровне 60 и 3 дБ.

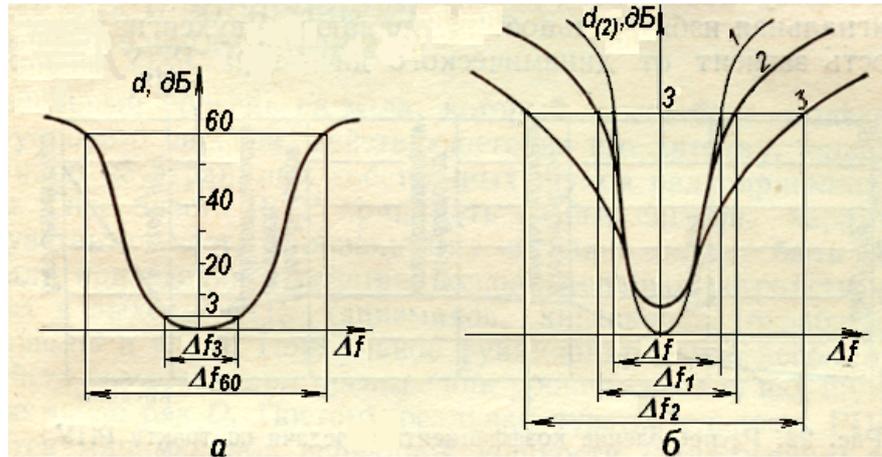


Рис. 2.3.3. Зависимость избирательности от расстройки: *а* – односигнальной; *б* – семейство характеристик двухсигнальной избирательности

В реальных условиях селективные свойства приемника оценивают многосигнальной (нелинейной) избирательностью. Обычно используют оценку двухсигнальной избирательности, т.е. отношение

$$d_2 = 10 \lg \frac{P_{\Pi}(f_{\Pi})}{P_c(f_c)} = 20 \lg \frac{E_{\Pi}(f_{\Pi})}{E_c(f_c)}, \quad (2.3.13)$$

зависящую от расстройки  $\Delta f = f_c - f_{\Pi}$  при постоянном (заданном) отношении сигнал-шум на выходе радиоприемника,  $P_{\Pi}(f_{\Pi})$  и  $P_c(f_c)$  – мощность помехи и сигнала на частотах  $f_{\Pi}$  и  $f_c$  соответственно.

Семейство характеристик двухсигнальной избирательности изображено на рис. 2.3.3, *б*. Положение точки расхождения характеристик односигнальной (кривая 1) и двухсигнальной (кривые 2 и 3) избирательностей зависит от соотношения между уровнями полезного и мешающего воздействий на входе приемника. При малых частотных расстройках между полезным и мешающим сигналами односигнальная и двухсигнальная избирательности совпадают  $\Delta f \approx \Delta f_1$ . При более интенсивных помехах их действие проявляется при больших частотных расстройках вследствие явлений интермодуляции, блокирования или перекрестных искажений. Это приводит к значительному отклонению от кривой 1 (кривая 3). По мере повышения интенсивности помехи соответствующая ветвь кривой избирательности, измеренной многосигнальным методом, приближается к кривой избирательности входных каскадов приемника. При этом величина  $d_2$  становится меньше  $d$ . Двухсигнальная избирательность зависит от динамического диапазона радиоприемного устройства.

Измерительная установка, используемая для получения характеристик избирательности

радиоприемников двухсигнальным методом, представлена на рис. 2.3.4. Генератор  $G1$  имитирует полезный сигнал, а  $G2$  - помеху. При измерениях напряжения с генератора  $G1$  и коэффициент усиления приемника устанавливают такими, чтобы сигнал на выходе приемника в отсутствие помехи принимал номинальное значение. Частота генератора  $G2$  устанавливается за пределами полосы основного канала приема. Включив генератор  $G2$ , для различных расстроек относительно рабочей частоты приемника определяют уровень помехи, при котором полезный сигнал на выходе уменьшается на допустимую величину.

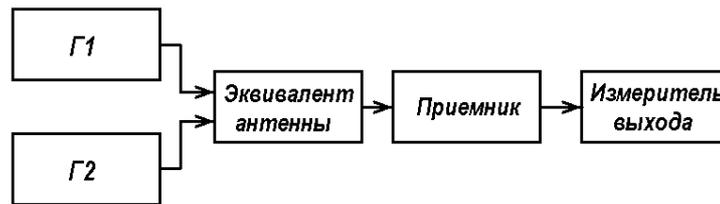


Рис. 2.3.4. Схема измерения характеристик приемника двухсигнальным способом

Измерение перекрестных искажений производится двухсигнальным методом по схеме, приведенной на рис. 2.3.4. При измерении коэффициента перекрестных искажений в приемнике АМ-сигналов генератор  $G1$  не модулирован и настроен на частоту приемника. Генератор  $G2$  расстроен относительно рабочей частоты приемника. Его частота лежит за пределами основного канала приема. Сигнал  $G2$  имеет амплитудную модуляцию, обычно частотой 400 или 1000 Гц, коэффициент модуляции 0,3. При заданном уровне мешающего сигнала и фиксированной расстройке относительно частоты приемника измеряют уровень сигнала на выходе. Затем модуляцию помехи снимают и включают модуляцию полезного сигнала. Коэффициент модуляции полезного сигнала регулируют до получения прежнего значения сигнала на выходе приемника. Полученный коэффициент равен коэффициенту перекрестной модуляции помехи с заданными амплитудой, глубиной модуляции и расстройкой относительно частоты настройки приемника.

Характеристику частотной избирательности по перекрестным искажениям измеряют, используя эту же методику. Различие состоит в том, что в каждой точке измерения путем изменения амплитуды мешающего сигнала устанавливают заданный коэффициент перекрестных искажений, а снимают значения уровня помехи, при котором возникают эти искажения.

Измерения перекрестных искажений в приемниках с частотной модуляцией производят аналогично. В радиоприемниках обычно нормированы параметры или по блокированию, или по перекрестным искажениям.

**Чувствительность радиоприемных устройств.** В задачах ЭМС характеристика избирательности по побочным каналам обычно принимается такой же, как и по основному.

Однако от основного побочные каналы существенно отличаются своей чувствительностью.

**Чувствительность по основному каналу** называют чувствительностью радиоприемника.

Количественно чувствительность определяют напряжением или мощностью сигнала на входе, при котором на выходе приемника обеспечивается заданное отношение сигнал-шум при номинальной мощности выходного сигнала.

Различают реальную чувствительность, предельную и чувствительность, ограниченную внутренними шумами или помехами.

**Реальная чувствительность** определяется минимальной величиной мощности (напряжения) входного сигнала в антенне приемника, при которой обеспечивается заданное отношение сигнал-шум при номинальных значениях напряжения или мощности на выходе. Измеряют чувствительность обычно в ваттах, микровольтах, или в децибелах относительно ватта, милливатта или микровольта. В технических условиях или в стандартах оговаривается отношение сигнал-шум, при котором происходит измерение чувствительности. Так, для радиовещательных приемников, работающих в диапазонах НЧ, СЧ и ВЧ, это отношение установлено равным 20 дБ, а для приемников более высоких частот 26 дБ. В некоторых случаях чувствительность определяется при отношении сигнал-шум 0 дБ. Если данные о чувствительности отсутствуют, что возможно, например, на стадии разработки приемника, то чувствительность, соответствующую отношению сигнал-шум 0 дБ, вычисляют по формуле

$$P(f_{0R}) = K_{ш} k T B_R, \quad (2.3.14)$$

где  $P(f_{0R})$  - чувствительность приемника на рабочей частоте  $f_{0R}$ , Вт;  $K_{ш}$  - коэффициент шума приемника (в раз);  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Вт/К·Гц - постоянная Больцмана;  $T$  - температура в градусах Кельвина;  $B_R$  - полоса приемника, Гц. Полагая  $T_0 = 290^\circ$  К и выражая  $P(f_{0R})$  в децибелах относительно милливатта, найдем

$$P(f_{0R})[\text{дБмВт}] = -174 + 10 \lg B_R[\text{Гц}] + 10 \lg K_{ш}, \quad (2.3.15)$$

либо в децибелах относительно ватта, тогда частота - в килогерцах

$$P(f_{0R})[\text{дБВт}] = -174 + 10 \lg B_R[\text{кГц}] + 10 \lg K_{ш}, \quad (2.3.15a)$$

Коэффициент шума приемника определяется в основном коэффициентом шума УВЧ или при отсутствии УВЧ первым смесителем. Если известен тип электронного прибора (лампы, полупроводникового триода, ЛБВ, параметрического усилителя, кристаллического смесителя и т. д.), на котором построены УВЧ или смеситель, то значения коэффициента шума  $K_{ш}$  можно получить из справочных данных о приборе.

**Предельная чувствительность** определяется при  $K_{ш} = 1$ . При этом, если стандартная температура  $T_0 = 290^\circ$  К, то мощность стандартного источника шума  $P_{ш0}$  равна

$$P_{ш0} = k T_0 B_R. \quad (2.3.16)$$

Тогда для источника шума с произвольной температурой  $T_{ш}$  можно записать

$$P_{ш} = (k T_0) (T_{ш} / T_0) B_R. \quad (2.3.17)$$

**Восприимчивость побочных каналов.** Поскольку побочные каналы – это каналы, по которым на приемное устройство воздействуют внешние помехи, то для оценки воздействия помех по этим каналам используют термин восприимчивость вместо чувствительности, которая характеризует реакцию приемника на полезный сигнал в отсутствие помех. Восприимчивость побочных каналов приема измеряют в децибелах относительно чувствительности основного канала. Этот параметр показывает, насколько чувствительность побочного канала хуже чувствительности основного.

Восприимчивость по побочным каналам определяется двумя факторами: ослаблением мешающего сигнала на частоте побочного канала во входной цепи приемника и УВЧ и видом характеристики нелинейности смесителя. Чем больше расстройка побочного канала относительно основного, тем больше (при прочих равных условиях) влияние входных цепей приемника. С ростом порядка комбинационного канала его восприимчивость падает. Однако быстрое падение восприимчивости по побочным каналам с ростом порядка комбинации  $N$  происходит только при сравнительно невысоких порядках канала. В области больших значений  $N$  ослабление восприимчивости по побочному каналу мало зависит от его порядка. Следует заметить, что при больших расстройках ослабление во входной цепи и УВЧ также меняется незначительно.

#### 2.3.4. Нормы на параметры избирательности радиоприемников

Ослабление по побочным каналам для приемников нормируется. Некоторые нормы на радиовещательные приемники и приемники магистральной радиосвязи декаметрового диапазона представлены в табл. 2.3.1. В тех случаях, когда дополнительные сведения о восприимчивости побочных каналов отсутствуют, в задачах обеспечения ЭМС используют нормы, оговоренные в стандартах и технических условиях на анализируемый тип приемника.

На радиовещательные приемники государственными стандартами установлен динамический диапазон по блокированию 60÷80 дБ. Для приемников магистральной радиосвязи декаметрового диапазона установлен уровень блокирующей помехи при отстройке на  $\pm 20$  кГц не менее 60÷90 дБмкВ (в зависимости от класса приемника) и при отстройке на  $\sim 6\%$  не менее 130 дБмкВ (только для радиоприемников 1-го и 2-го классов).

Нормы ослабления по зеркальному каналу в современных приемниках высокого класса - 70...80 дБ, нормы ослабления на промежуточной частоте - 80...100 дБ.

Таблица 2.3.1. Нормы на ослабление побочных каналов приема для некоторых типов приемных устройств

Параметр	Нормы по классам				
	Высший	1	2	3	4
Радиовещательные приемники (стационарные/переносные)					
Ослабление по зеркальному каналу, дБ, не менее в диапазонах:					
ДВ (на частоте 250 кГц)	60/60	46/40	40/34	34/26	34/20
СВ (на частоте 1 МГц)	54/54	34/36	34/30	34/20	30/20
КВ (на частоте 12 МГц)	26/26	16/16	12/12	10/10	10/10
УКВ (на частоте 69 МГц)	50/50	40/40	32/32	26/26	22/20
Ослабление по каналу промежуточной частоты, не менее, на частотах					
370 и 560 кГц	40/34	34/30	34/26	30/15	26/10
66 МГц	60/50	50/46	50/40	40/30	30/26
Ослабление по соседнему каналу (при расстройке $\pm 9$ кГц) в диапазонах ДВ, СВ, дБ, не менее	55/50	40/40	35/30	30/22	26/20
Приемники магистральной КВ связи					
Ослабление симметричных помех, дБ, не менее		90	70	60	
Ослабление помех на промежуточных частотах, дБ, не менее		100	80	60	
Ослабление других посторонних каналов приема, дБ, не менее		80	66	60	

### 2.3.5. Обработка сигналов в оконечных устройствах приемника с учетом ЭМС

При развитии современных средств связи в устройствах дистанционного управления и телекоммуникации широко используется цифровая передача данных в виде бинарных (двоичных) кодов – "ноль" и "единица". В РЭС передачи информации после приема, усиления и обработки радиосигнала на выходе радиоприемного устройства должно быть выделено сообщение, переданное передатчиком. Из-за помех на пути прохождения сигнала точного соответствия между переданным и принятым сообщением достигнуть невозможно.

Качество принятого сообщения в зависимости от характера передаваемой информации оценивается по разному. В радиовещании качество оценивается по разборчивости звуковой информации, в телевидении вводится несколько критериев, по которым оценивается качество изображения на экране телевизора. В цифровых системах передачи информации качество определяется вероятностью ошибки принятого символа – "1" или "0". Допускаются вероятности ошибки  $p = 10^{-5} \div 10^{-4}$ , т.е. один ошибочно принятый бит на  $10^4$  или  $10^5$  импульсов. Вышеотмеченные критерии помехозащищенности аналоговых сообщений (радио и телевидение) являются отношением мощности сигнала к мощности шума на выходе радиоприемного устройства  $(P_c/P_{ш})_{\text{кон}}$  (см. рис. 2.3.5).

С точки зрения оценки помехозащищенности принимаемой информации рассмотрим преобразованную схему радиоприемника, изображенного на рис. 2.3.1, – рис. 2.3.5. В этом случае необходимо проводить сравнение отношения мощности сигнал-шум в различных частях радиоприемного тракта, когда принимается сигнал на частоте основного канала в отсутствие помех по побочным каналам и нелинейных помех, рассмотренных в предыдущих подразделах.

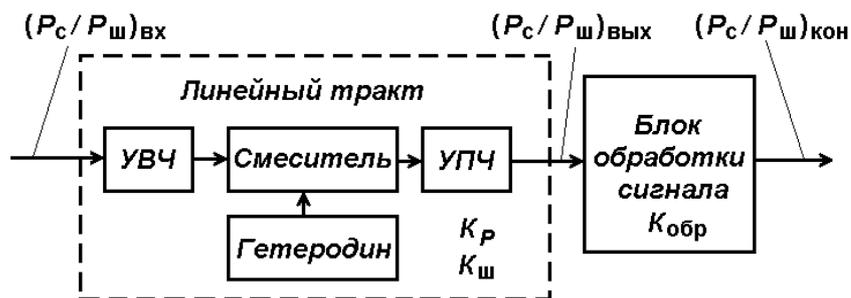


Рис. 2.3.5. Изменение отношения сигнал-шум в различных частях радиоприемника

В схеме выделены две основные части: линейная часть – усиление - преобразование - усиление и блок обработки сигналов. Хотя в состав выделенной линейной части включен нелинейный элемент – смеситель, учитывая, что амплитуда принимаемого и преобразуемого в смесителе сигнала  $U_c$  много меньше амплитуды напряжения гетеродина  $U_r$ , можно считать, что соотношения, определяющие усиление слабого сигнала  $U_c$  носят линейный характер. Линейный тракт характеризуется коэффициентом усиления по мощности

$$K_P = P_{c.вых} / P_{c.вх} \quad (2.3.18)$$

и коэффициентом шума

$$K_{ш} = (P_c/P_{ш})_{вх} / (P_{c.н}/P_{ш.н})_{вых}. \quad (2.3.19)$$

Здесь  $P_{c.вых}$  и  $P_{c.вх}$  – мощности сигнала на выходе и входе линейного тракта радиоприемника;  $P_{c.н}$  – номинальная мощность сигнала, требуемая на входе блока обработки сигнала ( $P_{c.н} \leq P_{c.вых}$ );  $P_{ш}$  – мощность внешних шумов на входе приемника, определяемая по (2.3.17);  $P_{ш.н}$  – мощность шумов на выходе линейного тракта с учетом усиленных собственных шумов этого тракта приемника

$$P_{ш.н} = (P_{ш} + P_{ш.рп})K_P. \quad (2.3.20)$$

Соотношение (2.3.19) с учетом (2.3.16)÷(2.3.18) и (2.3.20) можно преобразовать к виду

$$K_{ш} = 1 + (T_{ш} / T_0). \quad (2.3.21)$$

Таким образом, коэффициент шума радиоприемника  $K_{ш} > 1$  в соотношениях (2.3.15) и (2.3.15а) может быть определен его эквивалентной шумовой температурой  $T_{ш}$ .

Блок обработки сигнала обеспечивает получение требуемого отношения мощностей сигнала и помехи на его выходе  $(P_c/P_{ш})_{кон}$  (см. рис. 2.3.5) или обеспечение иного критерия при заданном отношении этих же мощностей на его входе. Обозначим коэффициентом обработки следующее отношение

$$K_{обр} = (P_c/P_{ш})_{кон} / (P_c/P_{ш})_{вх}. \quad (2.3.22)$$

Коэффициент  $K_{обр}$  показывает, насколько отношение сигнал-шум за счет обработки может быть улучшено на выходе блока по сравнению с его значением на входе. При одинаковых объеме и скорости передаваемой информации лучшим будет тот метод обработки аналогового сигнала и передачи информации, при котором значение  $K_{обр}$  больше. Следует отметить, что при увеличении базы сигнала  $B$  (см. соотношения (2.1.5), (2.1.6)) значение коэффициента  $K_{обр}$  возрастает.

Радиоприемник, представленный на рис. 2.3.5 можно характеризовать коэффициентом радиоприема, который представим в следующем виде

$$K_{рп} = \frac{(P_c/P_{ш})_{кон}}{(P_c/P_{ш})_{вх}} = \frac{(P_c/P_{ш})_{кон}}{(P_c/P_{ш})_{вых}} \bigg/ \frac{(P_c/P_{ш})_{вх}}{(P_c/P_{ш})_{вых}} = \frac{K_{обр}}{K_{ш}}, \quad (2.3.22)$$

где  $K_{обр}$  и  $K_{ш}$  определяются соответственно по (2.3.22) и (2.3.20) и представляют собой коэффициенты передачи соответствующих частей радиоприемника (рис. 2.3.5).

При одинаковых мощности передатчика, протяженности линии связи, объеме и скорости передаваемой информации максимальное значение  $K_{обр}$  и минимальное  $K_{ш}$  значение соответствуют оптимальному приему радиосигнала при передаче аналогового сообщения.

### 3. Принципы обеспечения электромагнитной совместимости

#### 3.1. Организационно-технические методы обеспечения ЭМС

##### 3.1.1. Задачи и средства обеспечения ЭМС

Обеспечение ЭМС РЭС представляет комплексную задачу, поэтому для ее решения не существует универсальных приемов. В целом эту задачу можно эффективно решить только с помощью мероприятий различного характера, осуществляемых на всех этапах создания РЭС – от стадии проектирования до эксплуатации включительно. Меры, используемые для обеспечения ЭМС РЭС, делятся на две группы – организационные и технические.

**Технические меры** представляют совокупность системотехнических, схемотехнических, конструкторских и технологических приемов, направленных на совершенствование характеристик радиоэлектронных, электронных и технических средств, и частично были рассмотрены в разделе 2. Применение этих мер имеет целью снижение уровней создаваемых помех, увеличение их ослабления на пути распространения, ослабления восприимчивости рецепторов к НЭМП, ослабление действия их за счет совершенствования способов передачи и обработки информации.

**Организационные меры** состоят в разделении полос частот между различными видами радиослужб, в выборе пространственного расположения РЭС, ограничении мощностей передатчиков и т.д. Они включают также разработку и применение некоторых правил ограничительного характера и ряд других приемов, направленных на упорядочение работы различных РЭС с целью устранения НЭМП. Организационные меры определяют направление разработки РЭС с учетом требований ЭМС.

Деление мер, на две группы является условным, иногда их совокупность определяют как организационно-технические меры. Соотношение и удельный вес отдельных категорий мер зависит от иерархического уровня, на котором рассматривается задача обеспечения ЭМС: на уровне элементов и блоков, устройств, объекта и службы. Достаточно специфичными являются задачи обеспечения ЭМС на объекте и между объектами.

##### 3.1.2. Радиочастотный ресурс

Любое РЭС характеризуется тем, что для его функционирования в определенных областях пространства  $V$ , полосах частот  $B$  и интервалах времени  $t$  требуется создать электромагнитные поля заданной интенсивности. Этот факт можно рассматривать как требование локализации электромагнитного поля заданной интенсивности в некоторой области  $n$ -мерного пространства, координатами которого кроме пространственных

координат являются мощность  $P$ , частота  $f$  и время  $t$ .

На рис. 3.1.1 в координатах – пространство  $V$  (само являющееся трехмерным), частота  $f$

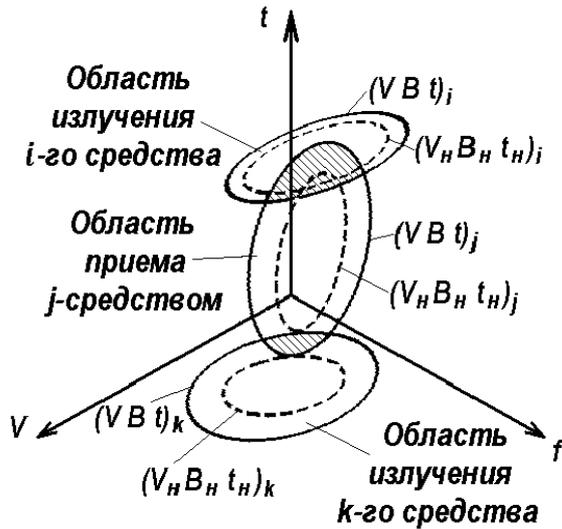


Рис. 3.1.1. Области приема и передачи РЭС в  $n$ -мерном пространстве

и время  $t$  показаны области, условно занимаемые  $i$ -м и  $k$ -м передающими РЭС и  $j$ -м приемным РЭС. В представленной на рисунке системе координат эти области изображены в виде эллипсоидов. Для функционирования любого РЭС требуется использовать определенную область рассматриваемого  $n$ -мерного пространства. При этом в указанной области уже не должны находиться рецепторы других РЭС. Поэтому можно говорить об использовании конкретным РЭС некоторого ресурса в частотной области, пространстве и времени.

Следует отметить, что область, занимаемая эллипсоидом по координате  $V$ , зависит как от энергетических параметров источника излучения, так и от восприимчивости рецептора, но, кроме того, определяется диаграммами направленности и коэффициентом усиления их антенн, а также характеристиками среды на трассе распространения электромагнитного излучения и зависит от частоты электромагнитного излучения.

Рецептор  $j$  способен реагировать на электромагнитные поля  $i$ -го РЭС в том случае, когда имеется пересечение областей передачи, т. е. области  $n$ -мерного пространства, где локализованы поля источника, и приема, соответствующей области его чувствительности в этом пространстве. При этом пересечению "своих" областей соответствует **намеренная передача электромагнитной энергии**, например заштрихованная область пересечения эллипсоидов  $(V, B, t)_i$  и  $(V, B, t)_j$  на рис. 3.1.1, а пересечению областей приема рецептора  $(V, B, t)_j$  и источника помехи  $(V, B, t)_k$  – **непреднамеренная передача**.

**Радиочастотным ресурсом** радиоэлектронного средства называется совокупность возможностей использования данного диапазона радиочастот с учетом различных времен работы и пространственного расположения.

Предельный объем используемой части радиочастотного ресурса принципиально ограничен: временем  $t$  функционирования РЭС, расположением в пространстве  $V$ , полосой частот  $B$ , а также мощностями РЭС – источников излучений и чувствительностью рецепторов, принимающих сигналы.

Радиочастотный ресурс является ограниченным природным ресурсом. Эта ограниченность связана с возрастающими требованиями его использования (для наглядности

– увеличением числа эллипсоидов в  $n$ -мерном пространстве на рис. 3.1.1). Другая сторона ограниченности связана с тем, что практически любое РЭС использует больший радиочастотный ресурс, чем это требуется для его функционирования. Так за время  $t$  создаются электромагнитные поля с мощностью  $P$  в области пространства  $V$  и в полосе частот  $B$ , т. е. в объеме  $(V, B, t)$ . Для любого применения можно указать минимально возможное значение объема  $(V_n, B_n, t_n)$ , при котором обеспечивается **требуемое качество** работы РЭС. Эта величина называется **необходимым объемом радиочастотного ресурса** (изображена на рис 3.1.1 пунктиром). Необходимый объем определяется необходимой полосой частот  $B_n$ , необходимым пространственным объемом  $V_n$  и необходимым временем  $t_n$ . В силу причин, рассмотренных в разделе 2, занимаемый объем превышает допустимый  $(V, B, t) > (V_n, B_n, t_n)$ .

Таким образом, другой стороной проблемы ЭМС является недостаточно эффективное использование радиочастотного ресурса из-за превышения занимаемыми объемами необходимых значений  $(V_n, B_n, t_n)$ , т. е. наличие непреднамеренного "загрязнения" радиочастотного ресурса. Так при использовании необходимых значений ресурсов  $j$ -м и  $k$ -м средствами непреднамеренной передачи электромагнитной энергии между ними не будет. Области  $(V_n, B_n, t_n)_j$  и  $(V_n, B_n, t_n)_k$ , отмеченные на рис. 3.1.1 пунктирами, не пересекаются. При этом для наглядности представлена возможная реализация случая, когда удастся добиться исключения непреднамеренной помехи, либо за счет ограничения только области эллипсоида  $(V_n, B_n, t_n)_j$ , либо только области  $(V_n, B_n, t_n)_k$ .

Для приближения занимаемых объемов к  $(V_n, B_n, t_n)$  изменяют схемные решения, вводят дополнительные элементы, усложняют конструкцию, используют более совершенные материалы и т.д. Платой за достигаемый эффект является увеличение габаритов, массы и стоимости устройств. Поэтому степень приближения к необходимому объему определяется технической и экономической целесообразности и всегда ограничена на определенном уровне техники.

Проблема ЭМС РЭС обусловлена возрастающими требованиями использования РЧР при ограниченных возможностях их удовлетворения.

## 3.2. Энергетические оценки некоторых параметров систем связи

### 3.2.1. Энергетический потенциал радиолинии

Область трехмерного пространства  $V$ , которую занимает радиочастотный ресурс при намеренной передаче электромагнитной энергии, т. е. полезной сигнальной информации, зависит, как уже отмечалось выше, от энергетических параметров передатчика,

чувствительности приемника и условий распространения сигнала вдоль линии связи.

По информационному назначению можно выделить самый большой на сегодняшний день класс РЭС – системы передачи информации (СПИ). Рассмотрим технические характеристики РЭС, влияющие на их ЭМС с позиций эффективности СПИ. Основной характеристикой СПИ является энергетический потенциал радиолинии, обобщенная структурная схема которой, состоящая из передатчика, антенн, приемника и канала распространения (радиоканала или радиолинии), приведена на рис. 3.2.1. Примеры возможных каналов распространения были рассмотрены в разделе 2.2.5. На данном рисунке показаны как канал прямого распространения, так и ионосферно-тропосферные каналы.

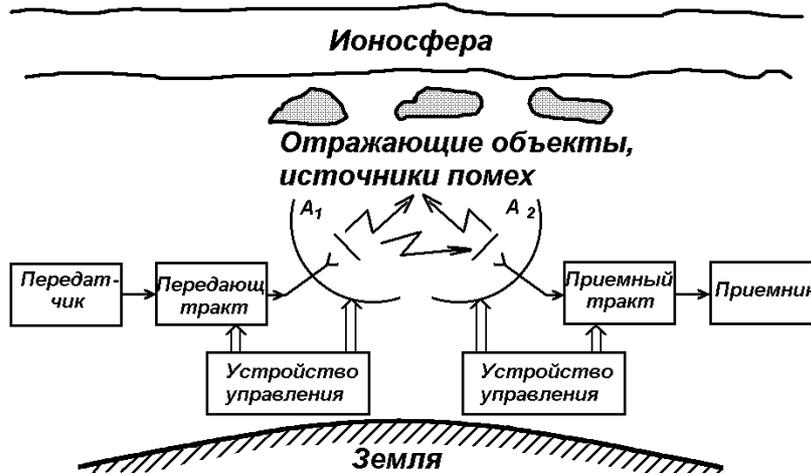


Рис. 3.2.1. Структурная схема радиолинии:  $A_1$  – передающая антенна;  $A_2$  – приемная антенна

Мощность сигнала  $P_c$  на входе радиоприемника зависит от мощности радиопередатчика  $P_{рпд}$ , коэффициентов усиления передающей  $G_{рпд}$  и приемной  $G_{рп}$  антенн и от его общего ослабления  $L_\Sigma$ :

$$P_c = P_{рпд} G_{рпд} G_{рп} / L_\Sigma, \quad (3.2.1)$$

где  $L_\Sigma = L_{рпд} L_{рп} L_{сп} L_M L_p L_3$  – произведение ослаблений сигнала в передающем  $L_{рпд}$  и приемном  $L_{рп}$  трактах, в свободном пространстве  $L_{сп} = (4\pi R / \lambda)^2$  ( $R$  – дальность линии связи,  $\lambda$  – длина волны), в гидрометеорах  $L_M$ , за счет рельефа местности  $L_p$  и замираний  $L_3$ . Разделив обе части (3.2.1) на мощность шумов на входе приемной системы  $P_{ш} = k T_{ш} \Delta f$ , имеем

$$(P_c / P_{ш})_{вх} = P_{рпд} G_{рпд} G_{рп} / L_{рпд} L_{рп} k T_{ш} \Delta f L_{рл}. \quad (3.2.2)$$

Здесь  $k$  – постоянная Больцмана;  $\Delta f$  и  $T_{ш}$  – полоса пропускания и эффективная шумовая температура приемной системы (в точке, где определяется  $(P_c / P_{ш})_{вх}$ );  $L_{рл} = L_{сп} L_M L_p L_3$  – ослабление сигнала в канале распространения. Отметим, что величину  $P_{ЭИИМ} = P_{рпд} G_{рпд} / L_{рпд}$  принято называть эффективной изотопной излучаемой мощностью (ЭИИМ), а  $Q = G_{рп} / T_{ш} L_{рп}$  – добротностью (качеством) приемной системы.

Для получения заданного качества связи необходимо, чтобы отношение  $(P_c / P_{ш})_{вх}$  было не меньше требуемого  $(P_c / P_{ш})_{вх,тр}$ , поэтому (3.2.2) можно записать в виде

$$\frac{P_{\text{ЭИИМ}} Q}{k \Delta f (P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вх.тр}}} = \mathcal{E} \geq L_{\text{рл}}. \quad (3.2.3)$$

Величина  $\mathcal{E}$ , зависящая только от энергетических характеристик радиоприемника и радиопередатчика, называется энергетическим потенциалом радиолинии.

Из соотношения (3.2.3) видно, что каждой радиостанции (аппаратуре радиолинии) соответствует свое значение энергетического потенциала  $\mathcal{E}$ , независящее от условий распространения сигнала, поэтому проверка выполнения неравенства  $\mathcal{E} > L_{\text{рл}}$  сразу дает ответ на вопрос, обеспечит ли данная радиолиния требуемое качество связи.

**Технический эффект** СПИ определяется количеством и качеством переданной информации. В современных СПИ в основном используются цифровые системы передачи информации, например, цифровое телевидение. Количественной мерой является скорость передачи  $F$  бит/с (бод), качественной – вероятность  $p$  ошибки при передаче сообщения. Для обеспечения заданных  $F$  и  $p$  используется канал с полосой  $\Delta f$  и заданным отношением сигнал-шум  $P_c / P_{\text{ш}}$ . В цифровых СПИ качество определяется вероятностью ошибки принятого символа (ноль или единица). Если  $p = 10^{-5}$ , то это означает, что из 10000 переданных бит информации один может быть ошибочным. Ошибки возникают при воздействии на сигналы шумов и помех (см. рис. 3.2.2). Так при декодировке после детектора в конечном устройстве радиоприемника бинарных сигналов с помощью порогового устройства при наличии помех (малое отношение  $P_c / P_{\text{ш}}$ ) возможны ошибки при оценке последних трех цифр в сообщении, изображенном на рис. 3.2.2. Так третий по счету сигнал, соответствующий "0", из-за присутствия положительной шумовой помехи, превышающей уровень  $U_{\text{пор}}$ , будет воспринят как "1". Последующий сигнал, соответствующий "1", из-за наличия на нем отрицательного провала при оценке такого сигнала простым пороговым устройством будет воспринят как "0".

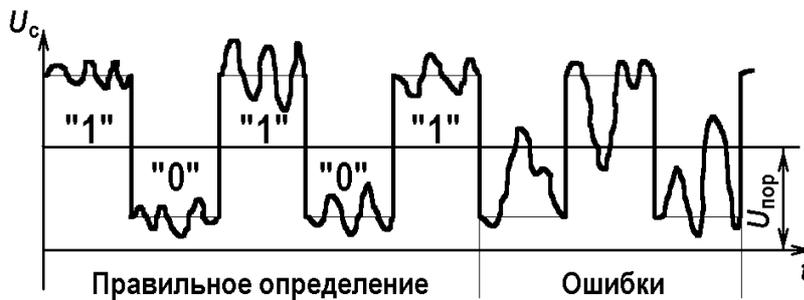


Рис. 3.2.2. Дешифровка цифровой бинарной информации при последетекторной обработке сигналов с помощью порогового устройства

Для определения эффективности СПИ вводят следующие характеристики:

- коэффициент  $\beta = \frac{F}{P_c / P_{\text{ш}}}$ , определяющий энергетическую эффективность;

- коэффициент  $\gamma = \frac{F}{\Delta f}$ , определяющий частотную эффективность.

Коэффициенты  $\beta$  и  $\gamma$  являются важнейшими характеристиками СПИ и имеют смысл удельных скоростей.

В качестве обобщающего показателя технической эффективности СПИ вводится **коэффициент использования пропускной способности линии связи** (информационная эффективность):

$$\eta = F/C,$$

где  $C$  – пропускная способность линии связи, бит/с.

При передаче по линии связи бинарной информации и действии белого шума в соответствии с теорией Шеннона пропускная способность линии определяется как

$$C = 2\Delta f \log_2 \left( 1 + P_c / P_{\text{ш}} \right), \quad (3.2.4)$$

где  $\Delta f$  – ширина полосы пропускания линии связи;  $P_c$ ,  $P_{\text{ш}}$  – мощности полезного сигнала и белого шума в линии связи. Из (3.2.4) следует, что пропускная способность линии связи может быть увеличена путем расширения  $\Delta f$ . С другой стороны, в соответствии с (3.2.3) энергетический потенциал  $\mathcal{E}$  с ростом  $\Delta f$  уменьшается. Из (3.2.3) видно, что увеличение потенциала  $\mathcal{E}$  может быть достигнуто:

- повышением мощности передатчика  $P_{\text{рпд}}$ . Однако этому сопутствует увеличение габаритных размеров и массы передатчика, его сложности, стоимости и главное ухудшение условий ЭМС. С целью адаптации к условиям работы полезно иметь регулируемую мощность  $P_{\text{рпд}}$ ;
- повышением коэффициентов усиления антенн  $G_{\text{рпд}}$  и  $G_{\text{рп}}$ . В дециметровом диапазоне это может привести к недопустимо большим их размерам ( $G = \chi 4\pi S_A / \lambda^2$ ; где  $\chi = 0,3 \div 0,8$ ;  $S_A$  – площадь приемной антенны). На УКВ можно получить  $G = 40 \div 50$  дБ при приемлемых габаритных размерах антенны, но при этом повышаются требования к точности изготовления ее зеркала и ориентации при наведении, а самое главное происходит увеличение уровня боковых лепестков ДН, что также ухудшает условия ЭМС;
- уменьшением потерь фидерных трактов  $L_{\text{рпд}}$  и  $L_{\text{рп}}$  в результате применения более совершенных элементов тракта и линий передач (с малыми потерями), но, как правило, более дорогостоящих. Поэтому этот путь может быть сведен к минимуму;
- снижением  $(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вх.тр}}$ , при использовании помехоустойчивых широкополосных сигналов (с большими базами), например применением модуляции несущей непосредственным сообщением (ЧМ) и других методов модуляции;
- уменьшением  $T_{\text{ш}}$  в результате применения входных малошумящих усилителей. На

сегодняшний день этот способ увеличения энергетического потенциала наиболее эффективен.

### **3.2.2. Обеспечение ЭМС в системах подвижной радиосвязи**

Расширение сетей подвижной радиосвязи и рост их абонентской емкости резко усложнили электромагнитную обстановку в отдельных регионах, о чем свидетельствуют данные ГКРЧ в части роста случаев проявления межсистемных помех между значительно разнесенными по частоте системами. В диапазоне 800÷900 МГц допускается работа нескольких операторов транкинговых и сотовых систем связи. Среди них: сети узкополосной сотовой радиосвязи стандартов NAMPS, AMPS, D-AMPS в частотных диапазонах 824,...834/869,...879 МГц; сети коммерческой и ведомственной транкинговой радиосвязи (800–900МГц); сети широкополосной сотовой системы CDMA с кодовым разделением каналов в полосах 828,...831/873,...876 МГц; кроме того, в диапазоне 800÷ 900МГц работают бесшнуровые телефоны СТ–1, СТ–2, а часть диапазона 900 МГц в соответствии с национальной Таблицей распределения частот отведена сотовым сетям радиосвязи стандарта GSM в полосах 890...915/935...960 МГц.

Проведенные авторами [37, 38] эксперименты свидетельствуют, что при близком расположении антенн базовых станций (БС) указанных сетей уровень побочных излучений радиопередатчиков БС в рабочей полосе радиоприемников БС может существенно влиять на работу последних. Это приводит к нарушению радиосвязи в сети.

Для оценки ЭМС данных РЭС необходимо определить требуемые удаления потенциально несовместимых радиопередатчиков и радиоприемников при разных частотных расстройках и при различных вариантах взаимной ориентации их антенн. В качестве критерия оценки обычно выбирают обеспечение требуемого качества функционирования РЭС в условиях действия непреднамеренных радиопомех. Результаты такой оценки, полученные для конкретных РЭС с учетом принятой модели распространения радиоволн и без учета влияния рельефа местности, представляют собой оценку сверху требуемых территориальных разносов.

В случае если реальные значения территориальных разносов превосходят расчетные, то считается, что ЭМС РЭС обеспечивается. В противном случае может потребоваться введение дополнительных ограничений на мощность излучения, частотную расстройку или/и

пространственную ориентацию и высоту расположения антенн РЭС. В общем случае должно выполняться условие

$$P_{\text{свх}} - P_{\text{нрп}} \geq A_{\text{защ}}, \quad (3.2.5)$$

где  $P_{\text{свх}}$  – минимальный полезный сигнал на входе радиоприемника, дБВт;  $A_{\text{защ}}$  – защитное отношение радиоприемника в совмещенном канале, дБ;  $P_{\text{нрп}}$  – мощность непреднамеренных радиопомех на входе радиоприемника, дБВт, определяемая как

$$P_{\text{нрп}} = P_{\text{рпд}} + G_{\text{рпд}}(\varphi_{\text{рп}}) + G_{\text{рп}}(\varphi_{\text{рпд}}) + L_{\text{рпд}} + L_{\text{рп}} + L_{\text{ос}}(R) + N(\delta f). \quad (3.2.6)$$

Здесь  $P_{\text{рпд}}$  – мощность радиопередатчика мешающего сигнала, дБВт;  $G_{\text{рпд}}(\varphi_{\text{рп}})$  и  $G_{\text{рп}}(\varphi_{\text{рпд}})$  – коэффициенты усиления антенны радиопередатчика в направлении радиоприемника и антенны приемника в направлении передатчика, дБ;  $\varphi_{\text{рп}}$  и  $\varphi_{\text{рпд}}$  – углы, определяющие направление антенн;  $L_{\text{рпд}}$  и  $L_{\text{рп}}$  – затухание в антенно-фидерном тракте радиопередатчика и радиоприемника, дБ;  $N(\delta f)$  – коэффициент ослабления радиопомехи в линейном тракте радиоприемника при частотной расстройке  $\delta f$ ;  $L_{\text{ос}}(R)$  – потери передачи на трассе распространения протяженностью  $R$  км от радиопередатчика к радиоприемнику, дБ:

$$L_{\text{ос}}(R) = \alpha + \beta \lg R, \quad (3.2.7)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  – коэффициенты, зависящие от частоты и высоты расположения антенн. Максимальное влияние помех возможно в тех случаях, когда распространение сигналов осуществляется в свободном пространстве. В этом случае  $\alpha = 32,5 + 20 \lg f$  и  $\beta = 20$ .

При расчете медианного значения мешающих сигналов используется модель ослабления Хата (см. подраздел 2.2.6). В этом случае для городов среднеэтажной застройки коэффициент  $\alpha$  определяется по формулам (2.2.15), (2.2.16), а коэффициент  $\beta$  из зависимости  $\beta = 44,9 - 6,55 \lg h_{\text{рпд}}$ .

На основании соотношений (3.2.5) и (3.2.7) получена формула для расчета значений территориального разноса РЭС:

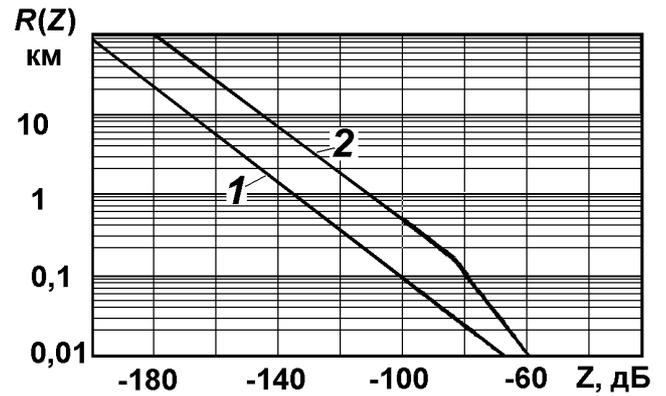
$$R(Z) = 10^{-(Z+\alpha)/\beta}, \quad (3.2.8)$$

где  $R(Z)$  – требуемый территориальный разнос, км;  $Z$  – обобщенный энергетический параметр, дБ:

$$Z = P_{\text{свх}} - P_{\text{рпд}} - G_{\text{рпд}}(\varphi_{\text{рп}}) - G_{\text{рп}}(\varphi_{\text{рпд}}) - N(\delta f) - A_{\text{защ}} - k(\sqrt{2} - 1)\sigma. \quad (3.2.9)$$

Здесь  $k$  – коэффициент, учитывающий запас на замирания сигнала для заданного процента времени недопустимого ухудшения радиосвязи;  $\sigma$  – среднееквадратичное значение флуктуаций сигнала (в системах подвижной связи для городской застройки  $\sigma$  обычно берется равным 6...8 дБ).

Рис. 3.2.3. Зависимость необходимого территориального разнеса антенн мешающих станций от параметра  $Z$  при рабочей частоте  $f = 850$  МГц и высоте передающей антенны  $h_{\text{рпд}} = 40$  м: 1 –  $h_{\text{рп}} = 1,5$  м; 2 –  $h_{\text{рп}} = 10$  м;



Физический смысл параметра  $Z$  заключается в том, что он характеризует разность между мощностью минимально полезного сигнала на входе приемника (чувствительностью радиоприемника) и мощностью излучаемого помехового сигнала в полосе приемника с учетом защитного отношения приемника  $A_{\text{заш}}$ , а также замирания сигнала и помехи на трассе распространения. Чем больше эта разность, тем ближе могут быть установлены радиопередатчик мешающего сигнала и приемник полезного сигнала с сохранением условий обеспечения ЭМС.

Зависимости территориального разнеса  $R(Z)$  от обобщенного энергетического параметра  $Z$  при характерных значениях высот подвеса антенн передатчика  $h_{\text{рпд}} = 40$  м и приемников  $h_{\text{рп}} = 1,5$  м и  $h_{\text{рп}} = 10$  м показаны на рис. 3.2.3. Излом графика  $R(Z)$  для  $h_{\text{рп}} = 10$  м обусловлен переходом на модель свободного пространства (предельный случай).

В случае, когда БС размещены сравнительно недалеко друг от друга (на одном здании, мачте, на соседних зданиях прямой видимости антенн близко расположенных РЭС), абсолютные значения уровней внеполосных излучений (даже при соблюдении установленных норм) передатчиков БС одного стандарта могут привести к нарушению работы радиоприемников БС другого стандарта.

Исходя из рассчитанных значений  $Z$ , по зависимостям графика рис. 3.2.3 можно определить требуемый территориальный разнос между радиопередатчиками БС систем подвижной связи, или РЭС других назначений и абонентскими станциями сети, а также оценить обратное влияние.

На основании представленной методики рассчитываются также нормы частотного разнеса РЭС, оказывающих взаимное непреднамеренное влияние.

### 3.3. Международное регулирование использования радиочастот

#### 3.3.1. Распределение частот в совокупности РЭС.

Как отмечалось выше, распределение, выделение и присвоение частот является одной из организационных мер, эффективно обеспечивающих ЭМС РЭС. При этом, если распределение и выделение участков спектра странам, районам, службам и т. д. осуществляется на основании весьма общих соображений, то присвоение частот отдельным РЭС производится с учетом технических аспектов проблемы совместимости и требует соответственно учета как места расположения РЭС, так и его временного режима работы.

**Радиослужба** или **служба радиосвязи** включает в себя передачу, излучение, и/или прием радиоволн для определенных целей электросвязи. Радиослужбы могут использовать только те полосы частот, которые им распределены. Распределением полосы частот называется запись в "**Таблице распределения частот**" данной полосы частот с целью ее использования одной или несколькими службами радиосвязи на определенных условиях.

#### 3.3.2. Международные организации распределения частот и регламент радиосвязи

Единственной международной организацией, имеющей право решать вопросы распределения частот, является Международный союз электросвязи (МСЭ), наиболее распространенная французская аббревиатура – UIT либо английская – ITU (International Communication Union). В настоящее время МСЭ является специальным органом Организации Объединенных Наций и его членами являются более 180 стран. Этот союз был создан в 1865 году, вскоре после изобретения телеграфа.

Организационная структура МСЭ представлена на рис.3.3.1. Верховный орган МСЭ – Полномочная конференция, которая собирается один раз в пять лет. Кроме того, имеется ряд Административных конференций: радиоконференция, конференция по телеграфии и телефонии и др. Среди постоянных органов МСЭ отметим Генеральный секретариат и Международные комитеты: регистрации частот (МКРЧ); консультативный комитет по радио (МККР); консультативный комитет по телеграфии и телефонии (МККТТ).

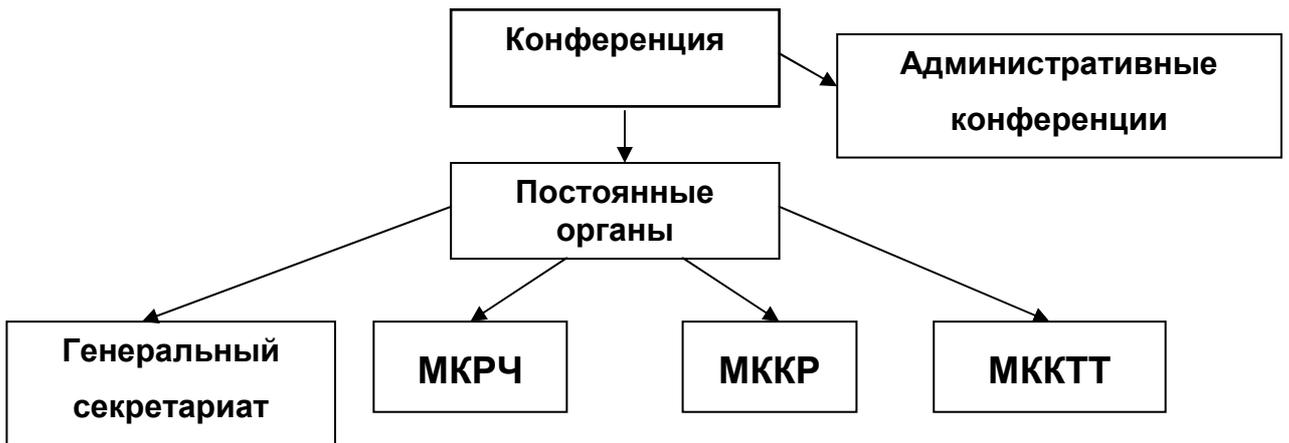


Рис. 3.3.1. Организационная структура МСЭ (МКРЧ – Международный комитет регистрации частот; МККР – Международный консультативный комитет по радио; МККТТ – Международный консультативный комитет по телеграфии и телефонии)

МКРЧ ведет работу по международному регулированию использования частот, регистрирует частотные присвоения, сделанные различными странами, в соответствии с порядком, предусмотренным **Регламентом радиосвязи** или в соответствии с **Решениями** Административных конференций, с целью обеспечения официального международного признания этих присвоений.

**Присвоение** радиочастоты или радиочастотного канала – это разрешение, выдаваемое администрацией какой-либо радиостанции на использование радиочастоты или радиочастотного канала при определенных условиях.

**Администрация** – любое правительственное учреждение или любая служба, ответственная за выполнение обязательств по Международной Конвенции электросвязи и Регламентам.

Общие рекомендации по распределению спектра частот разрабатываются МСЭ и утверждаются на его административных конференциях. Основным международным документом по вопросам распределения радиочастот является **Регламент радиосвязи**, определяющий использование радиоспектра и работу радиослужб, включая распределение частот, порядок их использования, нормы на радиоизлучения, меры борьбы против радиопомех, правила работы отдельных радиослужб и т. д.

В соответствии с этим Регламентом в 1947 г. на конференции МСЭ земной шар разделен на три Района: к первому отнесены европейские страны, страны на территории бывшего СССР, Монголия, Турция, страны Аравийского полуострова и Африка. Второй Район включает Северную и Южную Америку и Гренландию. В третий Район входят Австралия, Океания и Азия, за исключением территорий, входящих в первый район (рис

3.3.2). Такое разделение земного шара на три Района сохранилось до настоящего времени.

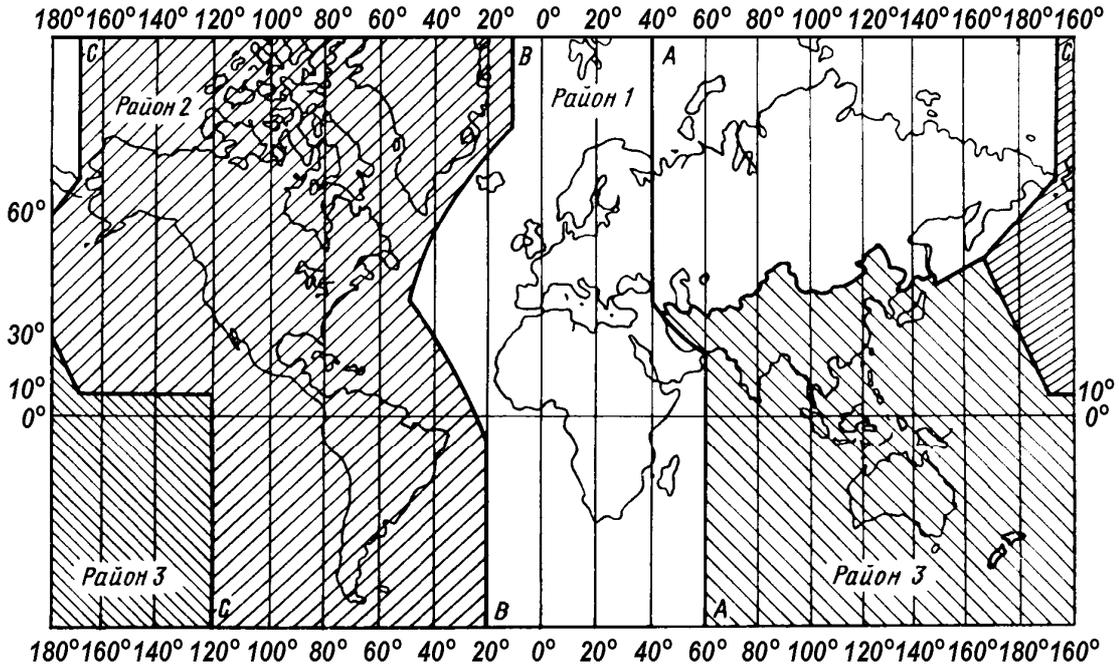


Рис. 3.3.2. Разделение земного шара на три Района для распределения частот (области, занимаемые Районами отмечены различной штриховкой)

Проблемами использования РЧР занимаются также Международный специальный комитет по радиопомехам (МСРП, латинская аббревиатура – SICPR), Международный комитет по морским радиосвязям (МКМРС), Международный научный радиосоюз (URSI), Международная организация радиовещания и телевидения (OIRT), Европейский союз радиовещания и другие. Кроме того, как отмечалось в разделе 1, специально проблемами международной стандартизации в области ЭМС занимается Международная электротехническая комиссия (МЭК) и частично Международная организация по стандартизации (ISO).

Следует отметить, что МККР разрабатывает критерии ЭМС и условия их выполнения для многих радиослужб. Кроме того, выпускаются **Отчеты МККР** и **Рекомендации МККР**, в которых приводятся методы расчета радиопомех.

### 3.3.3. Распределение полос частот по видам радиослужб

Некоторые полосы частот распределены на мировой или региональной основе более чем одной радиослужбе. Эти службы и могут относиться к разным категориям. Регламентом радиосвязи введены три категории радиослужб: **первичные, разрешенные, вторичные**. При распределении и использовании частот разрешенные и вторичные службы пользуются равными правами в выборе частот, за исключением приоритета первичной службы.

Проблема ЭМС обычно возникает в тех случаях, когда конкретная полоса частот распределена более чем одной службе на первичной основе либо в одном и том же, либо в

разных Районах. В этих случаях первичные службы используют данную полосу частот на равных правах и при этом должны выполняться определенные критерии совмещения или соответствующие им условия и ограничения. Критерии совмещения определяются Рекомендациями МККР, а соответствующие этим критериям условия или ограничения записаны в Регламенте радиосвязи, Рекомендациях и Отчетах МККР.

В случае, если полоса частот распределена какой-либо радиослужбе на вторичной основе, то эта вторичная служба не должна создавать вредных помех первичным радиослужбам, которым распределена эта же полоса частот. Вторичная служба не может также требовать защиту от вредных помех со стороны этих первичных радиослужб. Вторичная радиослужба имеет, однако, равные права с другой вторичной радиослужбой, которой распределена та же полоса частот, но для этих случаев критерии и условия совмещения не разработаны.

Разрешенная служба имеет равные права с первичной службой за тем исключением, что при составлении частотных планов первичная служба имеет преимущества в выборе частот перед разрешенной службой.

Таблица 3.3.1. Распределение полос радиочастотного ресурса по видам радиослужб

Радиослужбы	Частота, МГц						
	10 <sup>-2</sup>	10 <sup>-1</sup>	10 <sup>0</sup>	10 <sup>1</sup>	10 <sup>2</sup>	10 <sup>3</sup>	10 <sup>4</sup>
Радиолокации	█		█			█	█
Радиовещания		█	█	█	█	█	
Радиолюбительская			█	█		█	█
Метеорологическая			█	█			
Космических исследований					█	█	█
Авиационная радионавигация	█	█	█		█	█	█
Морская радионавигация	█	█	█				
Авиационная подвижная			█	█	█	█	█
Сухопутная подвижная			█	█	█	█	█
Спутниковая подвижная						█	█
Межспутниковая							█
Стационарная спутниковая							█

Основное место в "Регламенте радиосвязи" занимает "Таблица распределения частот". В качестве иллюстрации в табл. 3.3.1 схематично приведено распределение частот в интервале от 9 кГц до 275 ГГц между некоторыми радиослужбами европейской зоны. В реальных "Таблицах распределения частот" значения полос частот указываются в цифровых значениях. Выделение спектрального диапазона для определенной радиослужбы является первым этапом распределения частот, который осуществляется на высшем уровне. На

следующем уровне решается задача присвоения частот отдельным радиоканалам. Для эффективного использования диапазона частот в задаче частотного присвоения необходимо учитывать целый ряд факторов: основное назначение РЭС, режим работы окружение и т.д.

В "Таблицу распределения частот" Регламента радиосвязи названия первичных радиослужб вносятся прописными буквами, например ФИКСИРОВАННАЯ, а вторичных – строчными, например Подвижная. Названия разрешенных радиослужб пишутся прописными буквами в косых скобках – /РАДИОНАВИГАЦИОННАЯ/.

Присвоению частот предшествует выбор вида сигналов (модуляции), определение спектра сигнала и соответственно занимаемой полосы частот. Это позволяет предварительно разбить выделенный диапазон частот на отдельные участки, которые называются **частотными каналами** и задачу присвоения частоты решить как задачу присвоения номера каналу конкретной станции с учетом ряда ограничений, налагаемых условиями функционирования совокупности РЭС. Так, например, поступают в задаче присвоения частоты телевизионным радиопередатчикам.

Основное требование с точки зрения ЭМС, имеющее место при выборе вида сигнала для отдельного РЭС, сводится к использованию сигналов, занимающих возможно более узкую полосу частот. Применение узкополосных сигналов позволяет организовать в заданном диапазоне частот большее число радиоканалов при прочих равных условиях. Поэтому при использовании АМ применяют передачу одной боковой полосы.

Факторы, учитываемые при присвоении частот РЭС, которые определяются специфическими условиями их эксплуатации:

1. **Частотные** факторы являются основными и наиболее ограничительными. Они существенно снижают эффективность использования спектра. К этим факторам относятся ограничения по занимаемой полосе, внеполосным и побочным каналам. Присвоение с учетом частотных ограничений применяют только в том случае, когда нет возможности использовать какие-либо другие факторы для уплотнения радиоканалов.
2. **Пространственный.** Частотные ограничения можно существенно ослабить, если есть возможность разнести РЭС в пространстве и учесть этот пространственный разнос. При достаточном разнесе в пространстве допускается работа РЭС даже на одной частоте.
3. **Временной фактор.** Если пользователи радиоспектра работают неодновременно, можно существенно повысить эффективность использования спектра.
4. **Управление параметрами сигнала** (мощностью, поляризацией, кодовой структурой, направленными свойствами). Эти факторы предполагают определенное усложнение аппаратуры и, соответственно, ее удорожание, что затрудняет их реализацию.
5. **Возможно различное сочетание перечисленных факторов.**

### 3.4. Обеспечение ЭМС на различных стадиях создания и эксплуатации РЭС

#### 3.4.1. Общие сведения

Как отмечалось выше, меры обеспечения ЭМС РЭС разделяются на две основные группы: организационные и технические. Уровни, на которых осуществляется обеспечение ЭМС в процессе создания и эксплуатации РЭС, включают: системотехнический, схемотехнический, конструкторско-технологический, производственный, эксплуатационный.

При создании любого РЭС или радиотехнической аппаратуры вопросы ЭМС должны рассматриваться на самых ранних этапах проектирования. По мере изменения этапа создания РЭС число доступных мер обеспечения ЭМС РЭС уменьшается, а стоимость их введения в действие возрастает, причем нелинейно (см. рис. 3.4.1).

На системотехническом уровне решаются вопросы обеспечения ЭМС: между службами, например, между космическими и наземными (по полосам частот, пространственным и временным областям работ); между различными РЭС внутри отдельного подвижного средства (автомобиля, бронетранспортера, корабля, самолета, космического аппарата), а также внутри объекта (например, командного пункта управления войсками, имеющего различные виды связи, управления, навигации и т.п.).

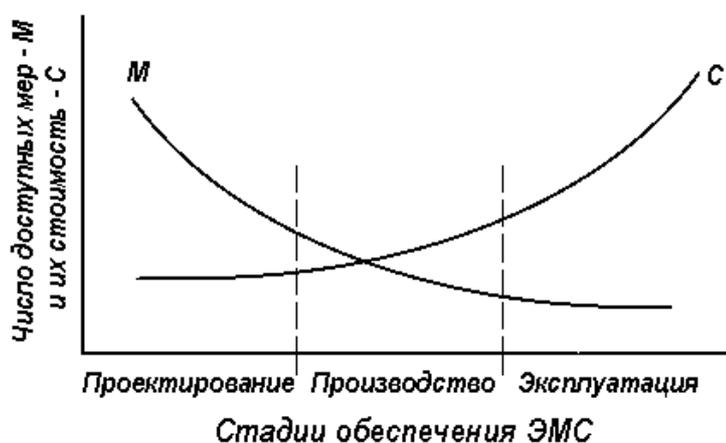


Рис. 3.4.1. Зависимость числа доступных мер ( $M$ ) обеспечения ЭМС и их стоимость ( $C$ ) на различных стадиях жизненного цикла РЭС

На схемотехническом уровне решаются вопросы обеспечения ЭМС отдельных устройств внутри службы, объекта, системы.

На конструкторско-технологическом уровне – принятие правильных конструкторских решений по экранировкам, заземлению (металлизации), гальваническим развязкам (оптронные пары, импульсные трансформаторы, команды управления по реле) и обеспечение технологии для выполнения этих решений.

Задачей производственного уровня является соблюдение всех конструкторских и технологических решений, заложенных в документацию на данное изделие, в процессе

изготовления РЭС и его составных частей.

При эксплуатации созданного РЭС необходимо выполнение всех требований Регламента радиосвязи по распределению частотного ресурса, т. е. частотных, временных и пространственных ограничений.

### **3.4.2. Обеспечение ЭМС на различных уровнях функциональной иерархии**

При проектировании РЭС необходимо обеспечивать соблюдение ЭМС на различных уровнях функциональной иерархии разрабатываемого изделия. При этом выделяют следующие уровни: 1) элементы устройств – электрорадиоизделия (ЭРИ), 2) устройства и блоки; 3) объекты и системы.

**Обеспечение ЭМС на уровне ЭРИ.** Обеспечение ЭМС на этом уровне связано в первую очередь с ослаблением помех, создаваемых элементами аппаратуры, и уменьшением уровней внешних полей, наводимых на эти элементы. Этот уровень имеет большое значение, поскольку именно на нем закладывается своеобразный "фундамент" обеспечения ЭМС на более высоких уровнях.

Параметры ряда пассивных элементов – конденсаторов, резисторов, катушек индуктивности, отрезков соединительных проводников – вне полосы рабочих частот существенно отличаются от параметров на рабочих частотах. Эквивалентные схемы этих элементов, а значит, и эквивалентные схемы устройств вне рабочей полосы частот могут значительно отличаться от исходных. Следствием этого являются отличие рабочих параметров устройств от требуемых и влияние их на процесс создания помех, а также степень подверженности элементов от помех других источников. Детально эти вопросы рассматриваются в подразделе 5.1.

Конструктивные особенности различных элементов аппаратуры приводят к тому, что эти элементы создают в окружающем пространстве электромагнитные поля, способные создать помехи другим элементам, т. е. способствуют образованию нежелательной связи элементов как за счет электромагнитных полей в ближней зоне, так и за счет токов проводимости. Проявление этих связей обусловлено наличием паразитных емкостей и взаимных индуктивностей между элементами аппаратуры, неидеальностью изоляции, наведенной ЭДС в элементах схем внешними полями, и т. д. Помехи в линиях связи при анализе внутриаппаратурной ЭМС рассматриваются в подразделе 5.3.

В цепях, содержащих нелинейные элементы, возможно преобразование спектрального состава электромагнитных процессов, приводящее к появлению помех. Нелинейными свойствами обладают большинство активных элементов, а также некоторые типы конденсаторов и резисторов, дроссели в режиме насыщения и т. д. Сюда же можно отнести

эффекты искрения и дугообразование в контактах реле, выключателях и т. д.

При обеспечении ЭМС на уровне элементов в блоках и устройствах необходимо учитывать перечисленные факторы и прогнозировать ухудшение характеристик блоков аппаратуры и устройств, возможное вследствие этих факторов. Обеспечение ЭМС на уровне элементов достигается различными конструкторско-технологическими мерами, включающими правильный **выбор элементной базы**, рациональную компоновку элементов, экранирование отдельных элементов схем и т. д. Решающая роль в обеспечении ЭМС на уровне элементов принадлежит конструктору РЭС, но разработчик РЭС должен задавать требования по ЭМС в частных технических заданиях на конструирование.

**Обеспечение ЭМС на уровне устройств и блоков устройств.** Здесь важную роль играют ослабление помех, создаваемых источниками за пределами данных элементов, блоков, ослабление связи источников и рецепторов помех, ослабление помех, принимаемых рецепторами по различным путям их распространения, и повышение помехоустойчивости рецепторов. Поставленные цели достигаются применением широкого арсенала **схмотехнических и конструкторско-технологических мер.**

**Ослабление помех, создаваемых источниками,** осуществляется в двух направлениях. К первому относятся способы, направленные на **устранение непосредственно причин появления помех**, а ко второму – способы **ослабления уровней этих помех**, создаваемых в окружающем пространстве. Если источник помех является передатчиком, помехами другим устройством могут быть как его основное, так и нежелательные радиоизлучения. Помехи, вызванные нежелательными излучениями, ослабляются за счет совершенствования характеристик ЭМС собственно радиопередатчика. Результатом применения комплекса схемных и конструкторско-технологических решений является ослабление мощности нежелательных колебаний до приемлемого уровня. Предельные возможности ослабления помех определяются приближением занимаемой полосы частот к необходимой:  $B_3 \rightarrow B_n$ . Помехи, обусловленные основным радиоизлучением, невозможно ослабить техническими приемами и требуют применения **организационных мер** для своего уменьшения.

Устранение непосредственных причин **индустриальных помех** связано с типом их источника. Можно выделить источники, которые по своему функциональному назначению должны создавать электромагнитные поля в полосах частот, соответствующих полосам пропускания рецепторов (так называемые **функциональные источники**), и источники, помехи от которых не связаны непосредственно с основными выполняемыми функциями. Примером функционального источника помех может служить генератор накачки лазера или генератор строчной развертки телевизионного приемника. Примером другого типа источников является система прерывающихся контактов.

Для этого типа источников устранение конкретных причин появления помех сводится к полному или хотя бы частичному исключению нежелательных процессов. В зависимости от конкретного вида источника, помехи подавляют конструкторско-технологическими или схемными мерами. Для предотвращения помех, вызванных замыканием и размыканием контактов, используют как конструкторские приемы, так и специальные схемы подавления.

Второе направление включает в себя различные меры локализации помех, создаваемых источниками. Для устройств, не являющихся радиопередатчиками, локализация помех заключается в ослаблении нежелательных излучений или в устранении распространения помех по проводам за пределы физического объема источника. Для этих устройств характерно то, что с принципиальной точки зрения суммарное подавление помех в источнике может быть сколь угодно высоким.

**Ослабление влияния помех на рецепторы** осуществляется также в двух направлениях. В первом применяются технические приемы, направленные на **снижение уровней помех**, действующих в рецепторах. Для радиоприемных устройств это, прежде всего, совершенствование технических характеристик приемников, антенн и элементов тракта. Целью этих мер является повышение избирательности приемников и характеристик направленности антенн для ослабления приема помех вне необходимых полосы частот и сектора углов.

Для рецепторов, не являющихся приемниками, а также для радиоприемников при любом действии помех, кроме приема антеннами, ослабление уровней помех заключается в снижении восприимчивости рецепторов к помехам, действующим через корпуса устройств, межблочные соединения, а также по цепям электропитания коммутации, контроля и управления. Как и при подавлении помех в источниках, ослабление приема помех рецепторами осуществляется фильтрацией, экранированием и заземлением устройств.

Второе направление связано с **повышением помехоустойчивости рецепторов**. Это может быть достигнуто с помощью помехоустойчивых методов модуляции и кодирования сигналов, устройств вторичной обработки, селекции сигналов и помех по поляризации, длительности, уровню и т. п., т. е. всего арсенала мер, защищающих аппаратуру РЭС от действия умышленных помех и применяемых в интересах обеспечения ЭМС РЭС.

Таким образом, обеспечение ЭМС на уровне устройств и блоков достигается как совершенствованием влияющих на ЭМС характеристик приемников, передатчиков, антенн, устройств электропитания и т.д., так и специфическими мерами, направленными на снижение уровней создаваемых помех, ослабление нежелательных связей и подверженности рецепторов действию помех. Среди специфических мер обеспечения ЭМС важную роль играют методы экранирования, заземления, фильтрации и ослабления связи электрических

цепей источников и рецепторов. Данные методы принципиально являются общими для источников и рецепторов помех и любого типа аппаратуры: приемной и передающей, аналоговой и цифровой. Эти вопросы более детально рассматриваются в подразделах 5.4-5.6.

**Обеспечение ЭМС на уровне групп средств, систем.** Обеспечение ЭМС организационными и системотехническими мерами связано с совершенствованием использования радиочастотного ресурса рассматриваемыми РЭС. Системотехнические и организационные меры начали интенсивно развиваться в послевоенные годы в связи с обострением проблемы ЭМС. Цель организационных мер состоит в наилучшем применении потенциально возможных различий в территориальном расположении, по частоте и по времени. Наибольшего эффекта можно достигнуть при комплексном использовании этих факторов. Однако математические модели, в которых учитываются одновременно все эти факторы трудно создать. Поэтому многие задачи обеспечения ЭМС решают по частям, ограничивая выбором отдельных параметров при неизменных остальных. Таким образом, формулируются задачи обеспечения ЭМС на основе разноса во времени, в пространстве, по частоте и т.д. В основу решения указанных задач могут быть положены принципы централизованной или децентрализованной организации.

**Исходная информация** о свойствах отдельных РЭС и внешней электромагнитной обстановке **может быть априорной**, получаемой, на основе предварительного анализа, прогнозируемых показателей РЭС, влияющих на ЭМС, или паспортных данных, и **текущей**, соответствующей фактическому состоянию системы. Организация системы средств может быть **жесткой**, характеризуемой неизменными значениями системных параметров, и **адаптивной**, допускающей изменение некоторых параметров для приспособления к изменяющейся электромагнитной обстановке.

По сравнению с жесткой организацией принципы адаптации позволяют более эффективно организовать работу группы РЭС в условиях действия помех, внешних по отношению к рассматриваемой системе. Жесткая организация, в свою очередь, дает принципиальную возможность более эффективного использования радиочастотного ресурса данной группой средств. Наилучшие результаты могут быть достигнуты на основе принципов централизованной организации с привлечением текущей информации, так как решения, принимаемые в результате согласованных действий, наиболее близки к предельно возможным. Вместе с тем при децентрализованной организации существенно уменьшается объем перерабатываемой информации, описывающей текущую обстановку. Потенциальная эффективность при этом оказывается более низкой, однако, упрощается процесс выбора параметров и достигается высокая оперативность управления при изменении обстановки.

### 3.4.3. Обеспечение ЭМС на различных стадиях создания РЭС

При создании и эксплуатации РЭС вопросы обеспечения ЭМС должны выполняться на всех этапах выполнения ОКР – техническое задание, техническое предложение, эскизный проект, технический проект, разработка рабочей конструкторской документации, изготовление и испытания опытного образца, опытная эксплуатация.

Кратко вопросы, обеспечивающие соблюдение ЭМС на различных стадиях создания РЭС, можно представить следующим образом.

1. **Требования, задаваемые в ТЗ.** Кроме основных показателей назначения разрабатываемого РЭС, в ТЗ должны быть заданы требования по обеспечению ЭМС, как по параметрам помех, поступающим извне на РЭС, так и по помехам, которые допускается создавать разрабатываемой РЭС. Основные из них:

- Межсистемные (межслужбовые) – по уровню электромагнитного поля (ЭМП) в различных диапазонах частот на заданном расстоянии (возможны пространственные, частотные, поляризационные и временные ограничения).
- Внутрисистемные (внутриобъектовые) – по уровню ЭМП и по уровню помех, идущих по гальваническим цепям (например, по общим цепям питания или управления и синхронизации) в различных частотных диапазонах.
- Внутриприборные (внутриблочные) – по уровню ЭМП и гальваническим цепям.

2. **Этап разработки** структурных, функциональных и принципиальных электрических схем, а также схем соединений:

- Принятие системотехнических решений с учетом требований ЭМС.
- Принятие схемотехнических решений с учетом требований ЭМС, в т. ч. при разбиении РЭС на составные части.
- Выбор элементной базы ЭРИ с учетом ЭМС.
- Проведение необходимых расчетов по обеспечению ЭМС.
- Обоснование конструктивных требований по гальваническим развязкам и металлизации.
- Обоснование методик проверки требований ТЗ по ЭМС при проведении испытаний опытных образцов.

3. **Этап конструирования** с учетом обеспечения требований ЭМС:

- Размещение ЭРИ на плате, проведение оптимальных с точки зрения ЭМС линий связи между ЭРИ с учетом индуцированных помех.
- Размещение плат в блоке с учетом возможных помех по излучению.
- Выбор правильной экранировки для уменьшения внешних воздействий.
- Фильтрация помех по линиям гальванической связи.

- Размещение блоков в системе с учетом ЭМС.
- Разработка соответствующих разделов в проекты технических условий и методик испытаний изделия по параметрам ЭМС.
- Разработка, при необходимости, контрольно-испытательного оборудования для проверки обеспечения требований по ЭМС при последующих испытаниях.

#### 4. **Технология производства:**

- Обеспечение при изготовлении РЭС всех требований рабочей конструкторской документации (РКД) по ЭМС, в т. ч. паяк и металлических соединений, экранировок, фильтрации и т. п.

5. **Испытания опытных образцов** аппаратуры на выполнение требований ТЗ по ЭМС после изготовления, на специальных стендах:

- Проверка внутриаппаратурных требований ЭМС.
- Проверка внутрисистемных (внутриобъектовых) требований ЭМС.
- Проверка межсистемных требований ЭМС.

6. **Доработка РКД и опытного образца** РЭС по результатам испытаний, повторные испытания по требованиям ЭМС.

#### 7. **Опытная эксплуатация** образца РЭС:

- Выявление недостатков в обеспечении требований ЭМС для их последующего устранения в серийном производстве.

#### 8. **Эксплуатация:**

- Соблюдение регламентируемых требований по обеспечению ЭМС при эксплуатации РЭС (мощностных, частотных, временных пространственных).

#### 9. **Экономические факторы**

- Учет стоимостных факторов при реализации мер, обеспечивающих требования ЭМС на всех стадиях и этапах.

Выполнение всех перечисленных требований должно гарантировать обеспечение ЭМС созданного РЭС. При этом следует учитывать зависимость числа возможных мер по обеспечению ЭМС и их стоимость от этапа, на котором проводится реализация мероприятий (см. рис. 3.4.1)

## 4. ЭМС наземных и космических радиослужб

### 4.1. Краткая характеристика космических радиослужб

#### 4.1.1. Земные и космические станции радиосвязи

В связи с интенсивным развитием средств связи, использующих космические средства, рассмотрим более детально этот вид связи, а также ЭМС наземных и космических радиослужб. Космические радиослужбы, за небольшим исключением, выполняют те же функции, что и наземные радиослужбы, и им даны такие же названия, но с добавлением слова «спутниковая», а **станции космических радиослужб**, в отличие от наземных, имеют иные названия: **земная станция** и **космическая станция**.



Рис. 4.1.1. Системы космической радиослужбы: *а* – земная станция; *б* – космическая станция

**Земная станция (ЗС)** – станция, расположенная либо на поверхности Земли, либо в основной части атмосферы Земли и предназначенная для связи с одной или несколькими космическими станциями либо с одной или несколькими подобными ей станциями с помощью одного или нескольких отражающих спутников либо других космических объектов (рис. 4.1.1, *а*). Согласно этому определению к ЗС относятся также станции, размещенные на авиационных носителях.

**Космическая станция (КС)** – станция, расположенная на объекте, который находится либо находился за пределами основной части атмосферы Земли или предназначен для вывода за эти пределы (рис. 4.1.1, *б*).

Независимо от видов космических радиослужб, которые рассматриваются ниже, они состоят из двух основных частей или сегментов: космического и наземного. Космический сегмент включает определенное число спутников, которые могут располагаться на различных орбитах (см. подраздел 4.1.3) и иметь соответствующие радиоприемные, радиопередающие и антенные устройства. Наземный комплекс помимо центральной земной станции, осуществляющей связь и управление всей данной радиослужбой, включает узловые земные станции, осуществляющие связь со спутниками и слежение за их орбитами, и абонентские терминалы, которые обслуживают пользователей системы.

#### 4.1.2. Классификация космических радиослужб

Следуя монографии [11], перечислим виды космических радиослужб с их определениями, которые записаны в Регламенте радиосвязи [28, 29].

**Фиксированная спутниковая служба (ФСС)** – служба радиосвязи между ЗС, расположенными в определенных фиксированных пунктах, при использовании одного или нескольких спутников; в некоторых случаях эта служба включает линии спутник-спутник, которые могут также использоваться в межспутниковой службе. ФСС может включать также фидерные линии для других служб космической радиосвязи.

ФСС является наиболее развитой и интенсивно используемой. Этой службе распределено более 20 полос частот в диапазоне от 2,5 до 275 ГГц на первичной основе. В этих же полосах частот ФСС совмещается на равной основе с наземными фиксированной и подвижной службами.

Наиболее интенсивно системы ФСС используют полосы частот около 4, 6, 7, 8, 11 и 14 ГГц, идет освоение полос около 20 и 30 ГГц. Системы ФСС применяют для организации международных, региональных и национальных сетей связи, в которых обеспечивается передача различных видов информации, телефонного и телеграфного обмена, телевизионных программ и др. Для этих целей в основном используются геостационарные спутники.

В соответствии с назначением системы изменяются размеры обслуживания – от глобальной, равной зоне видимости с геостационарного спутника, до зоны, равной размеру одной страны или даже части страны. Сети ФСС отличаются большим разнообразием технических характеристик и объемом трафика. На ЗС применяются антенны с диаметром зеркала от 3 до 30 м с малым уровнем боковых лепестков, передатчики мощностью от нескольких ватт до нескольких киловатт, использующие ЛБВ или усилительные клистроны, приемники с входными малошумящими усилителями и параметрическими или транзисторными с температурой шума от 20 до 300 К и более.

Космическая станция на спутнике состоит из нескольких стволов – ретрансляторов. Ширина полосы одного ствола в большинстве случаев около 36 МГц и при разносе средних частот соседних стволов на 40 МГц на одном спутнике помещают 12 стволов, использующих полосу шириной 500 МГц. Для увеличения емкости системы одни те же полосы частот используют два раза в одной и той же зоне при ортогональной поляризации радиоволн. При этом на одном спутнике помещают 24 ствола. Емкость одного ствола-ретранслятора может достигать тысячи телефонных каналов.

Для организации сети ЗС, работающих между собой через один ретранслятор спутника, применяется многостанционный доступ, т. е. усиление сигналов нескольких ЗС в

одном усилителе при разделении этих сигналов по частоте или во времени. Передача информации осуществляется путем аналоговой частотной модуляции и дискретно-фазовой

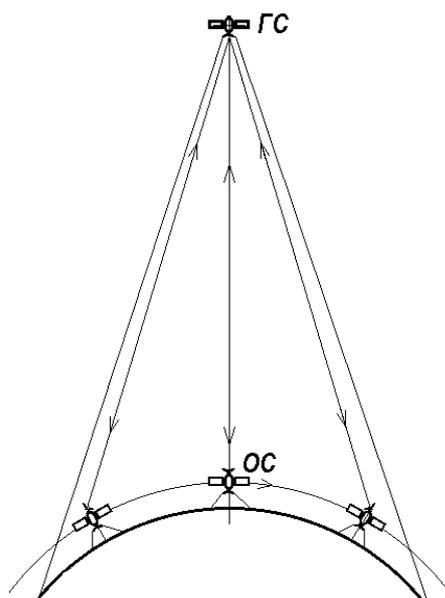


Рис. 4.1.2. Примеры организации ФСС и межспутниковой связи: ГС – геостационарный спутник; ОС – низкорбитальный спутник в различные моменты времени

манипуляции радиосигналов.

Системы ФСС интенсивно развиваются, и на ряде участков геостационарной орбиты возникает "перенаселение" и обостряется проблема ЭМС сетей, использующих соседние геостационарные спутники.

**Межспутниковая служба** – служба радиосвязи, обеспечивающая связь между искусственными спутниками Земли. Межспутниковой службе распределено несколько полос частот в диапазоне от 22,55 до 190 ГГц на совместной основе с другими службами.

Такая служба использовалась на линии связи орбитальной станции (ОС) "Мир" с ЗС через спутник ретранслятор, установленный на геостационарном спутнике. Это позволило увеличить длительность сеансов связи между орбитальной станцией и наземным пунктом приема информации с 10 минут до 30 (рис. 4.1.2).

**Подвижная спутниковая служба** – служба радиосвязи между подвижными ЗС и одной или несколькими космическими станциями, или между космическими станциями, используемыми этой службой, или между подвижными ЗС посредством одной или нескольких космических станций. Эта служба может включать также фидерные линии, необходимые для ее работы. Существующие системы подвижной спутниковой службы используют пока полосы частот около 7 и 8 ГГц, в ряде случаев в общих сетях с системами ФСС. Служба подразделяется на виды:

- **Сухопутная подвижная спутниковая служба** – подвижная спутниковая служба, в которой подвижные ЗС расположены на суше. Передвижные ЗС имеют антенны меньших размеров по сравнению со станциями ФСС, передатчики меньшей мощности и приемники с температурой шума 100÷300 К.
- **Морская подвижная спутниковая служба** – подвижная спутниковая служба, в которой подвижные ЗС устанавливаются на борту морских судов; станции спасательных средств и станции аварийных радиомаяков – указателей места бедствия – также могут участвовать в этой службе. Корабельные ЗС имеют антенны с диаметром зеркала 0,9 м и приемники с температурой шума 300 К. На береговых ЗС используют антенны с

диаметром зеркала 10÷13 м и приемники с температурой шума 100 К.

- **Воздушная подвижная спутниковая служба** – подвижная спутниковая служба, в которой подвижные ЗС устанавливаются на борту воздушного судна; станции спасательных средств и станции аварийных радиомаяков – указателей места бедствия – также могут участвовать в этой службе.

**Радиовещательная спутниковая служба** – служба радиосвязи, в которой сигналы, передаваемые или ретранслируемые космическими станциями, предназначены для непосредственного приема населением. Радиовещательной службе выделены полосы 620÷790, 2500÷2690 МГц, а также в областях 11÷12,7; 22,5÷23; 40,5÷42,5 и 84÷86 ГГц.

В радиовещательной спутниковой службе термин "непосредственный прием" включает как индивидуальный, так и коллективный прием. Фактически это служба спутникового телевизионного вещания. Служба звукового спутникового вещания не имеет статуса в Регламенте радиосвязи, и полосы частот ей не распределены. Предусмотрена возможность организации в одном телевизионном канале нескольких каналов звукового вещания высокого качества.

Диаметр антенны ЗС равен 5 м, температура шума приемной системы космической станции 1800 К. Для полосы 14,5÷14,8 ГГц диаметр антенны ЗС – 6 м, температура шума приемной системы космической станции 1500 К. Минимальная ширина диаграммы направленности приемной антенны космической станции 0,6°, отклонение луча от номинальной позиции не более 0,2°; поворот не более ±1°. Защитное отношение в совпадающем канале 40 дБ, в соседнем – 21 дБ.

**Спутниковая служба радиоопределения** – служба радиосвязи для целей радиоопределения, использующая одну или несколько космических станций.

Число действующих систем в спутниковой радионавигационной службе невелико, они используют полосы частот ниже 40 ГГц и негеостационарные спутники.

- **Радионавигационная спутниковая служба** – спутниковая служба радиоопределения, используемая для целей радионавигации. Эта служба может включать также фидерные линии, необходимые для ее работы.

**Спутниковая служба исследования Земли** – служба радиосвязи между ЗС и одной или несколькими космическими станциями, и в которой:

- информация, касающаяся характеристик Земли и ее природных явлений, получается с помощью активных или пассивных датчиков, устанавливаемых на спутниках Земли;
- аналогичная информация собирается с платформ, находящихся на Земле или в воздухе;
- такая информация может быть распределена ЗС в пределах соответствующей системы;

- может осуществляться запрос платформ.

Спутники исследования Земли работают главным образом на круговых солнечно-синхронных орбитах и почти полярных орбитах на высотах между 500 и 1000 км. Такие орбиты обеспечивают систематически повторяющийся обзор Земли. На спутниках устанавливают активные и пассивные датчики. Активные датчики (радиолокаторы) применяют для определения шероховатости больших поверхностей, в качестве высотомеров, для формирования радиолокационных изображений местности. С их помощью определяют высоту волн в океане, толщину льда или снежного покрова, влажность почвы и т. д. Для активных датчиков много полос частот распределено на вторичной основе.

Пассивные датчики измеряют электромагнитную энергию, излучаемую Землей и ее атмосферой. Они представляют собой радиометры – приемники с малым уровнем собственных шумов. Мощность излучения, измеряемая датчиком, отмечается как приращение температуры шума антенны, она зависит от структуры поверхности Земли, физической температуры, влажности и других физических характеристик. В зависимости от измеряемых характеристик выбирают ту или иную полосу частот, в которой излучение наиболее интенсивно. Например, влажность почвы измеряют на частотах около 1400 МГц, температуру океана – на частотах около 6 ГГц, содержание озона в атмосфере – на частоте 110,8 ГГц.

В этой службе кроме низколетящих спутников используются и геостационарные спутники для четырех функций: сбор данных с платформ, находящихся на Земле; измерения с помощью пассивных датчиков; считывание данных с датчиков на геостационарных спутниках; ретрансляция данных с низколетящих спутников на Землю.

**Метеорологическая спутниковая служба** – спутниковая служба исследования Земли для нужд метеорологии. Ее можно считать составной частью спутниковой службы исследования Земли.

Служба использует несколько геостационарных спутников на международной основе, расположенных на позициях, обеспечивающих оптимальный обзор для метеорологических служб администраций, участвующих в этой системе. Имеются также и низколетящие спутники. На спутниках установлены пассивные датчики для измерения температуры поверхности, вертикального зондирования атмосферы, фотографирования и формирования телевизионных изображений в видимом и инфракрасном спектрах. Полученные пассивными датчиками данные передаются на земные станции в полосах частот, распределенных этой службе для линий в направлении космос-Земля. В полосах частот для линий в направлении Земля-космос передаются команды управления.

**Спутниковая служба стандартных частот и сигналов времени** – служба радиосвязи,

использующая космические станции, установленные на спутниках Земли, для тех же целей, что и служба стандартных частот и сигналов времени. Эта служба может включать также фидерные линии, необходимые для ее работы.

**Служба космической эксплуатации** – служба радиосвязи, предназначенная исключительно для эксплуатации космических кораблей, в частности, для космического слежения, космической телеметрии, космического телеуправления, а также определения параметров орбиты. Эти функции обычно обеспечиваются в рамках службы, в которой работает космическая станция.

**Служба космических исследований** – служба радиосвязи, в которой космические корабли или другие космические объекты используются для научных или технических исследований.

В этой службе геостационарные спутники используются как спутники-ретрансляторы для передачи данных с космического корабля или спутника на земную станцию. Службе космических исследований распределено несколько полос частот на первичной основе, в том числе отдельные полосы, предназначенные для связи с космическими кораблями в дальнем космосе. Для пассивных датчиков службы космических исследований распределены те же полосы, что и для спутниковой службы исследования Земли.

**Любительская спутниковая служба** – служба радиосвязи, использующая космические станции, установленные на спутниках Земли, для тех же целей, что и любительская служба.

Эта служба использует спутники на различных орбитах, геостационарные спутники не применяются. Служба выполняет образовательную и научно-познавательную роль, имеет экспериментальный характер, быстро изменяющуюся структуру. Службой пользуются клубы радиолюбителей и отдельные радиолюбители многих стран. Полосы частот 7,0÷7,1; 14,0÷14,25; 18,068÷18,168; 21,0÷21,45; 24,89÷24,99; 28,0÷29,7; 144÷146 МГц, а также полосы в районе 24 и 47 ГГц.

**Радиоастрономическая служба** – используется для нужд радиоастрономии.

Радиоастрономия – пассивная служба, осуществляемая с поверхности Земли или со спутников, которые могут быть и геостационарными. Служба принимает электромагнитные колебания, генерируемые внеземными источниками. Это тепловое излучение горячего ионизированного газа или твердого тела, нетепловое излучение, например излучение релятивистских электронов в магнитном поле, излучение плазмы, излучение пульсаров, излучение спектральных линий, линий рекомбинации, когда атомы водорода, гелия, углерода и другие получают или теряют энергию.

В тех полосах частот, которые распределены службе радиоастрономии совместно с другими активными службами, в Примечаниях к Таблице частот записано, что администрации при присвоении частот станциям должны принимать все практически возможные меры для защиты службы радиоастрономии от вредных помех.

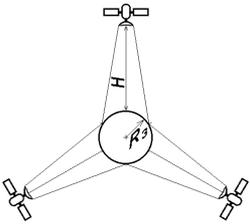
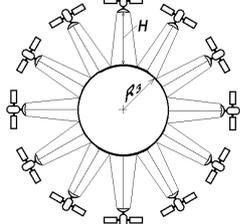
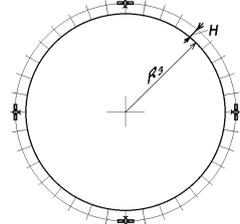
Во многих космических радиослужбах применяются так называемые "фидерные линии", которые относятся либо к данной космической радиослужбе, либо к фиксированной спутниковой службе

**Фидерная линия** – радиолиния от ЗС в определенном фиксированном пункте до космической станции и обратно, передающая информацию в космической службе радиосвязи, отличной от фиксированной спутниковой службы.

#### 4.1.3. Глобальные космические системы радиосвязи

**Виды спутниковых орбит.** Основные виды спутниковых орбит делятся на геостационарные и негеостационарные. Последние подразделяются на эллиптические, средневысотные и низкие. Параметры этих орбит, за исключением сильно эллиптических, представлены в табл. 4.1.1. В таблице для наглядности представлен вид орбит (в примерном масштабе). Эллиптические орбиты используются для спутников типа "Молния", обеспечивающих радиовещание в субполярных районах, а также в службах исследования Земли и космических исследований.

Таблица 4.1.1. Параметры орбит спутников связи

Параметры орбиты	Геостационарные спутники	Негеостационарные спутники	
		средневысотные	низкие
Высота $H$ , км	36000	5000÷15000	300÷2000
Угол наклона, град	0	0÷60	0÷60
Период вращения, час	24	3÷12	1,5
Время радиовидимости спутника с одной земной станции, час	непрерывно	1,5÷5	0,15÷0,25
Примерный вид глобальной системы радиосвязи (в разных масштабах радиуса Земли – $R_3$ )			
Минимальное число спутников, необходимых для глобальной связи	3	8÷12	48÷66

Пользователь геостационарной спутниковой системы связи, находящийся на Земле в зоне пятна антенны может иметь непрерывную круглосуточную радиосвязь с другим абонентом, находящимся в той же зоне. Имея на геостационарной орбите три спутника,

которые охвачены между собой линиями связи, можно обеспечить радиосвязью практически всю территорию Земли, за исключением регионов, расположенными по широте более чем 70°. Однако, такие линии связи требуют увеличения мощности передающих устройств, учитывая большие протяженности радиотрассы (более 36000 км). Кроме того, требуется высокоточное наведение земной и спутниковой антенн.

При средневысоких орбитах для осуществления непрерывной круглосуточной связи в систему должно входить 8÷12 спутников. Спутники могут находиться на различных орбитальных плоскостях.

Достоинством низкоорбитальной глобальной системы связи является значительное снижение мощности передатчика (до нескольких ватт) за счет малой протяженности радиотрассы. Но при этом требуется значительное увеличение числа спутников связи (см. табл. 4.1.1). В этой системе спутники также могут находиться на орбитах с различным наклоном к плоскости экватора.

Во всех рассмотренных глобальных системах связи должна быть также решена проблема организации связи между спутниками. Такая ретрансляция информации может осуществляться с помощью межспутниковой линии связи (см. рис. 4.1.2), либо через специальные земные узловые станции сопряжения.

Таблица 4.1.2. Характеристики глобальных систем связи

Наименование	EUTELNRACS		GLOBALSTAR
Назначение	Обслуживание транспортных перевозок грузов в пределах нескольких континентов (связь с автомобилями)	Сбор данных с необслуживаемых объектов, передача аварийных и экстренных сообщений (режим e-mail)	Обеспечение всемирной телефонной и пейджинговой радиосвязи с абонентами, в т.ч. мобильными
Показатели			
Обслуживаемая территория	Северная Африка, Ближний Восток, Европа	В пределах континента	Весь земной шар
Тип орбиты	геостационарная	низкоорбитальная	низкоорбитальная (8 орбитальных плоскостей)
Высота орбиты, км	36000	1000	1400
Кол-во спутников	2 (1 – радиосвязной; 1 – навигационный)	4÷10	48 основных + 8 резервных
Кол-во стволов	2 – для радиосвязи; 1 – навигационный		16
Диапазон частот, ГГц	11/14		1,6/2,5; 5/7
Скорость передачи данных, кбит/с	5÷15		2,4
Длина стандартного сообщения, символ	1900	240	

**Примеры космических систем связи.** К 2001 г. на нашей планете уже действовало около 50 космических систем связи. В табл. 4.1.2 представлены краткие характеристики

некоторых из них.

Система EUTELNRACS (рис. 4.1.3, *а*) включает космический сегмент со связным и навигационными спутниками и наземный сегмент: центральную станцию, диспетчерские пункты связи и  $n \cdot 10^5$  мобильных абонентов. Такая система осуществляет двусторонний обмен текстовой информацией водителя с диспетчером и отслеживает местоположение автомобиля по всему маршруту. Весь информационный поток в сети связи замыкается на центральную станцию. Кроме того, в сети имеется несколько диспетчерских пунктов, устанавливающих непосредственную связь с абонентом.

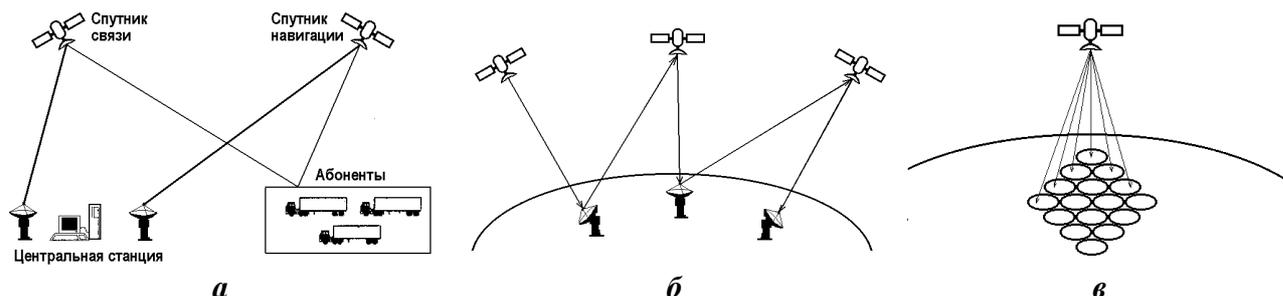


Рис. 4.1.3. Примерные схемы построения космических систем связи: *а* – EUTELNRACS; *б* – GLOBALSTAR; *в* – многостанционный доступ с пространственным разнесением стволов

В системе GLOBALSTAR (рис. 4.1.3, *б*) радиополе, создаваемое спутниками, охватывает всю планету. Абонент системы, находясь в любой точке Земли, может за считанные секунды связаться с любым другим абонентом, расположенным в произвольной точке. Данная система составляет конкуренцию действующим системам сотовой связи, которые в настоящее время охватывают только 3% земной территории. В системе отсутствует прямая связь со спутниками, а передача информации от одного спутника к другому осуществляется через земные узловые станции. На каждом спутнике установлен ретранслятор, обеспечивающий многостанционный доступ с разнесением по частоте, и многолучевая антенна, создающая на Земле 16 одновременно перемещающихся сот диаметром 1600 км с временем радиовидимости в одном луче 2 мин (рис. 4.1.3, *в*). Через этот интервал связь с абонентом передается из одной соты в другую.

## 4.2. Проблемы ЭМС спутниковых систем связи с наземными системами и космических служб между собой

### 4.2.1. ЭМС наземных и космических радиослужб

Как правило, космические радиослужбы используют две полосы частот: одну для линии Земля-космос –  $f_{з-с}$ , вторую для линии космос-Земля –  $f_{с-з}$ . Совместно с космическими радиослужбами обычно эти полосы частот используют наземные радиослужбы. Поэтому в самом общем случае ЭМО для космических и наземных радиослужб характеризуется

четырьмя возможными путями возникновения взаимных помех:

- передающие станции наземной службы создают помехи приемникам ЗС космической службы в полосе частот космос-Земля ( $f_{c-z}$ );
- передатчики космических станций космической службы создают помехи приемным станциям наземной службы в полосе частот космос-Земля ( $f_{c-z}$ );
- передающие станции наземной службы создают помехи приемникам космических станций космической службы в полосе частот Земля-космос ( $f_{z-c}$ );
- передатчики земных станций космической службы создают помехи приемным станциям наземной службы в полосе частот Земля-космос ( $f_{z-c}$ ).

Типичный пример этого общего случая для систем фиксированной (радиорелейная линия связи) и фиксированной спутниковой служб, работающих в общих полосах частот, показан на рис. 4.2.1. Системы фиксированной службы в отличие от систем ФСС используют одну полосу частот, для двух направлений связи, так что в одной половине полосы работают передатчики, а в другой – приемники, чередуясь от станции к станции.

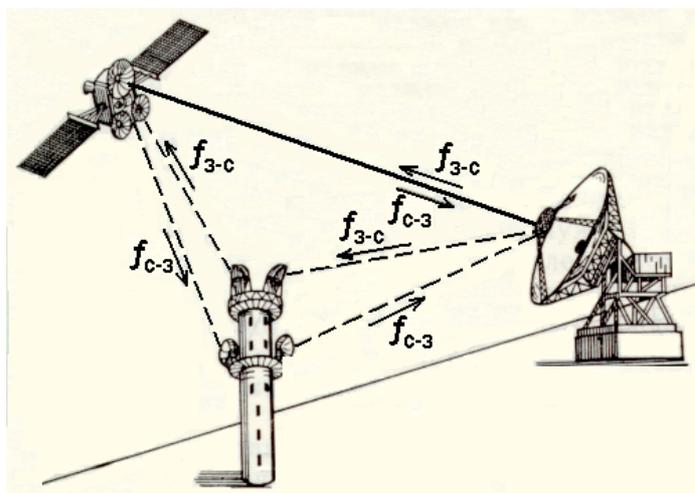


Рис. 4.2.1. Пути возникновения взаимных помех между системами ФС и ФСС. Сплошной линией отмечены пути прохождения основных сигналов, пунктиром – помеховых сигналов

Поскольку системы ФСС используют для двух направлений связи космос-Земля и Земля-космос разные полосы частот, возможны пути возникновения взаимных помех, указанные рис. 4.2.1. При этом система ФСС может испытывать помехи на линиях Земля-космос и космос-Земля от двух радиорелейных систем, работающих в этих полосах частот, тогда как каждая радиорелейная система может испытывать помехи только от космической или только от земной станции ФСС.

Такие же четыре пути возникновения помех могут существовать при работе в общих полосах частот ФСС и наземной подвижной службы, подвижной спутниковой службы и наземных фиксированной и подвижной служб.

Полосы частот, которые распределены радиовещательной спутниковой службе, совпадают с полосами частот наземных радиовещательной, фиксированной и подвижной

служб. Между системами наземного и спутникового радиовещания возможны два пути возникновения помех (рис. 4.2.2). Помехи от сигналов, излучаемых космической станцией, могут поступать к приемникам наземной сети телевизионного вещания, принимающим сигналы местной телевизионной передающей станции. Помехи от сигналов, излучаемых местной телевизионной передающей станцией могут поступать к земным приемным установкам сети спутникового телевизионного вещания.

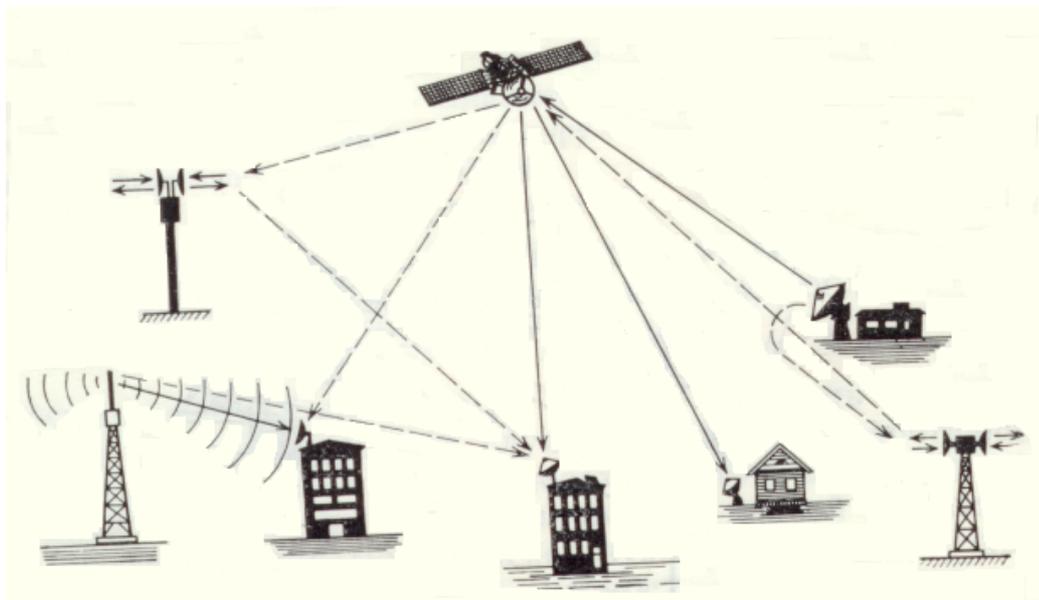


Рис. 4.2.2. Пути возникновения взаимных помех между системами радиовещательной спутниковой службы и наземными радиовещательной и фиксированными службами

Между системами спутникового телевизионного вещания и наземными радиорелейными линиями связи так же возможны два пути возникновения взаимных помех. Помехи от сигналов космической станции поступают на приемники радиорелейных станций, а передатчики радиорелейных станций создают помехи земным приемным установкам сети спутникового радиовещания.

Фидерные линии для радиовещательной спутниковой службы используют полосы частот, распределенные ФСС совместно с наземными фиксированной и подвижной службами. Здесь также возможны два пути возникновения взаимных помех. Помехи от сигналов передающих ЗС фидерных линий поступают на приемники наземных радиорелейных линий, а помехи от передатчиков наземных радиорелейных систем – приемникам космических станций радиовещательной спутниковой службы. Все пути распространения вышеперечисленных помех на рис. 4.2.2 показаны пунктирными линиями.

#### 4.2.2. ЭМС спутниковых систем связи

При работе в общих полосах частот нескольких космических радиослужб,

использующих геостационарные спутники также существуют четыре пути возникновения взаимных помех. На рис. 4.2.3 показаны два геостационарных спутника КС *A* и КС *B*, связанные с соответствующими земными станциями ЗС *A* и ЗС *B*, входящими в сети систем *A* и *B*. Система *A* может создавать помехи системе *B* следующими путями. Сигналы, излучаемые антенной спутника *A* на частотах направления космос-Земля, могут поступать на

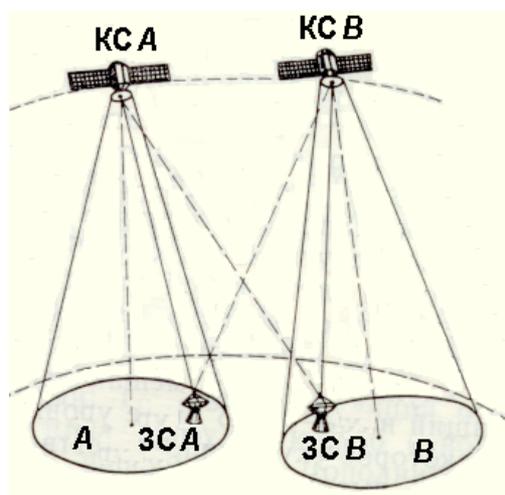


Рис. 4.2.3. Пути возникновения взаимных помех между сетями космической службы

приемник ЗС *B* и создавать помехи полезным сигналам, принимаемым этой станцией от своего спутника КС *B*. Сигналы, излучаемые антенной ЗС *A* на частотах направления Земля-космос, могут приниматься приемником КС *B* и создавать помехи полезным сигналам, принимаемым этой станцией от своей ЗС *B*. Радиопередатчики системы *B* могут создавать помехи системе *A* совершенно аналогичными двумя путями.

В конце 70-х годов 20 века Регламентом связи введены ограничения на плотности потока мощности, создаваемой на поверхности Земли излучениями КС радиовещательной спутниковой службы, для полос

частот 620÷790 МГц, 2500÷2690 МГц и 11,7÷12,75 ГГц. Эти ограничения вводятся для защиты наземного телевизионного вещания. Величины предельных значений зависят от углов прихода излучения на поверхность Земли.

#### 4.2.3. Справочные диаграммы направленности антенн спутниковых систем связи

Для большинства спутниковых служб ЭМС обеспечивается путем межсистемной координации с последующей регистрацией в МКРЧ. Для определения необходимости координации используется метод, изложенный в Приложении 29 к Регламенту радиосвязи и в Отчете МККР 454-3. Этот метод основан на представлении, что по мере возрастания мешающего излучения увеличивается шумовая температура системы, испытывающей помеху.

Для оценки величины создаваемых помех необходимо знать значения коэффициента усиления (КУ) антенны по разным направлениям (см. подраздел 2.2). КУ бортовых антенн космических станций определяются из соответствующих заявочных характеристик, представляемых администрациями радиослужб в МКРЧ.

КУ антенн ЗС могут определяться либо по реальным измеренным характеристикам,

либо на базе соответствующих Рекомендаций МККР. В тех случаях, когда такая информация отсутствует, в Регламенте радиосвязи рекомендуется пользоваться следующими справочными значениями диаграмм направленности:

а)  $D/\lambda \geq 100$  (максимальное усиление  $\geq 48$  дБ):

$$\begin{aligned} G(\varphi) &= G_{\max} - 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot (D\varphi/\lambda)^2 && \text{при } 0 \leq \varphi < \varphi_m; \\ G(\varphi) &= G_1 && \text{при } \varphi_m \leq \varphi < \varphi_r; \\ G(\varphi) &= 32 - 25 \lg \varphi && \text{при } \varphi_r \leq \varphi < 48^\circ; \\ G(\varphi) &= -10 && \text{при } 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ. \end{aligned} \quad (4.2.1)$$

Здесь  $D$  – диаметр антенны;  $\lambda$  – длина волны;  $G_1 = 2 + 15 \lg D/\lambda$  – усиление в первом боковом лепестке; угол  $\varphi$  определяется из соотношений  $\varphi_m = (20 \lambda/D) \sqrt{G_{\max} - G_1}$ ;  $\varphi_r = 15,85 (D/\lambda)^{-0,6}$ ;

б)  $D/\lambda < 100$  (максимальное усиление  $< 48$  дБ):

$$\begin{aligned} G(\varphi) &= G_{\max} - 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot (D\varphi/\lambda)^2 && \text{при } 0 < \varphi \leq \varphi_m; \\ G(\varphi) &= G_1 && \text{при } \varphi_m \leq \varphi < 100 (\lambda/D)^\circ; \\ G(\varphi) &= 52 - 10 \lg (D/\lambda) - 25 \lg \varphi && \text{при } 100 (\lambda/D)^\circ \leq \varphi < 48^\circ; \\ G(\varphi) &= 10 - 10 \lg (D/\lambda) && \text{при } 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ. \end{aligned} \quad (4.2.2)$$

Реальные характеристики современных антенн особенно в отдельных направлениях могут быть существенно лучше справочных. Согласно Рекомендации 465-2 МККР при координации систем ФСС и расчете помех на частотах от 2 до 30 ГГц усиление антенн, дБ, для ЗС в зависимости от угла между максимумом усиления и рассматриваемым направлением следует рассчитывать по формулам:

При  $D/\lambda > 100$

$$\begin{aligned} G(\varphi) &= 32 - 25 \lg \varphi && \text{при } 1^\circ \leq \varphi \leq 48^\circ, \\ G(\varphi) &= -10 && \text{при } 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ. \end{aligned} \quad (4.2.3)$$

При  $D/\lambda \leq 100$

$$\begin{aligned} G(\varphi) &= 52 - 10 \lg (D/\lambda) - 25 \lg \varphi && \text{при } 100 (D/\lambda)^\circ \leq \varphi \leq 48^\circ, \\ G(\varphi) &= 10 - 10 \lg (D/\lambda) && \text{при } 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ. \end{aligned} \quad (4.2.4)$$

Согласно Рекомендации 580-1 МККР антенны новых ЗС должны обеспечивать следующие зависимости усиления от угла  $\varphi$  для 90% пиков боковых лепестков диаграммы направленности.

При  $D/\lambda > 150$  для антенн, устанавливаемых после 1988 г.

$$G(\varphi) = 29 - 25 \lg \varphi \quad \text{при } 1^\circ \leq \varphi \leq 20^\circ. \quad (4.2.5)$$

При  $100 < D/\lambda < 150$  для антенн, устанавливаемых после 1988 г.

$$G(\varphi) = 32 - 25 \lg \varphi, \quad (4.2.6)$$

а для антенн ЗС, устанавливаемых после 1991 г.

$$G(\varphi) = 29 - 25 \lg \varphi, \quad (4.2.6a)$$

При  $35 < D/\lambda < 100$  для антенн, устанавливаемых после 1989 г.

$$G(\varphi) = 52 - 10 \lg (D/\lambda) - 25 \lg \varphi; \quad \text{при } 100 (D/\lambda)^\circ \leq \varphi \leq (D/5\lambda)^\circ, \quad (4.2.7)$$

а для антенн ЗС, устанавливаемых после 1991 г.

$$G(\varphi) = 49 - 10 \lg (D/\lambda) - 25 \lg \varphi. \quad (4.2.7a)$$

Это требование применимо для любых направлений в пределах  $\pm 3^\circ$  от направления на геостационарную орбиту и, следовательно, может быть использовано для анализа совместимости систем с геостационарными спутниками. В Отчете 453-4 МККР для новых антенн с  $D/\lambda > 100$  приняли диаграмму направленности следующего вида:

$$\begin{aligned} G(\varphi) < 24 - 25 \lg \varphi & \quad \text{для } 1^\circ < \varphi < 83^\circ. \\ G(\varphi) < -20 \text{ дБ} & \quad \text{для } \varphi > 83^\circ \end{aligned} \quad (4.2.8)$$

Несмотря на то, что в настоящих условиях аппроксимация ДН спутниковых антенн не учитывается при координации, в Отчете 558-3 МККР параметры спутниковых антенн рассматриваются с точки зрения эффективного использования геостационарной орбиты. В этом отчете справочная диаграмма направленности спутниковых антенн приводится в виде:

$$\begin{aligned} G(\varphi) &= G_{\max} - 3(\varphi/\varphi_{0,5}) & \text{для } \varphi_{0,5} < \varphi \leq 2,58 \varphi_{0,5}; \\ G(\varphi) &= G_{\max} - 20 & \text{для } 2,58\varphi_{0,5} < \varphi \leq 6,32\varphi_{0,5}; \\ G(\varphi) &= G_{\max} - 25 \lg (\varphi/\varphi_{0,5}) & \text{для } 6,32\varphi_{0,5} < \varphi_1; \\ G(\varphi) &= 0 & \text{для } \varphi_1 < \varphi; \end{aligned} \quad (4.2.9)$$

где  $G_{\max}$  – максимальное значение КУ, дБ;  $\varphi_{0,5}$  – половина ширины основного лепестка по уровню  $-3$  дБ;  $\varphi_1$  – угол, при котором  $G(\varphi)$  в третьем соотношении (4.2.9) обращается в нуль.

Максимальное значение КУ антенны космической станции зависит от размеров зоны обслуживания и определяется по формуле, приведенной в Приложении 30 Регламента радиосвязи [29]:

$$G_{\max} = 44,44 - 10 \lg \alpha - 10 \lg \beta, \quad (4.2.10)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  – оси эллипса луча на уровне  $-3$  дБ, выраженные в градусах.

#### 4.2.4. Расчет космической линии радиосвязи

**Оценка требуемой мощности радиопередатчика.** При проектировании спутниковой линии связи первым этапом является расчет радиолинии спутниковый ретранслятор – ЗС. Порядок расчета:

- определение протяженности трассы (расстояние между антеннами –  $R$ );
- выбор типа антенн и определение их параметров в соответствии с соотношениями

(2.2.3а)÷(2.2.3в) и по рекомендациям предыдущего подраздела 4.2.3;

- выбор диапазона частот в соответствии с Таблицами распределения частот;
- определение затухания в атмосфере Земли  $L_{oc}$  в соответствии с (2.2.13), при этом потери  $\alpha$  определяются из таблиц или графиков [25] в зависимости от частоты излучения;
- определение затухания в трактах КС и ЗС:  $L_{рпд}$  и  $L_{рп}$  (см. подраздел 3.2.1);
- определение требуемой полосы пропускания радиоприемника по промежуточной частоте  $B_{п.ч.}$ , исходя из заданной скорости передачи сообщения, выбранного метода модуляции и нестабильности частоты несущей и гетеродина;
- определение требуемого отношения сигнал-шум  $K_{с.ш.}$  на входе блока обработки сигнала приемника (см. подраздел 2.3.5);
- расчет реальной чувствительности радиоприемника  $P_{рп}$  согласно (2.3.15) или (2.3.17) с учетом (2.3.21).

В формуле (2.3.21), кроме температуры шумов входного устройства радиоприемника  $T_{ш.рп}$  необходимо учитывать значение температуры шумов канала радиосвязи  $T_{ш.л.}$  (которая в свою очередь зависит от частоты), обусловленную радиоизлучением Галактики и атмосферным поглощением.

Конечной целью расчета является определение мощности радиопередатчика, которая должна обеспечивать устойчивую радиосвязь при передаче требуемого объема информации с заданной скоростью.

Требуемая мощность радиопередатчика определяется следующим соотношением

$$P_{рпд} = 4\pi R^2 P_{рп} L_{oc} L_{фид} / G_{рпд} S_{рп}, \quad (4.2.11)$$

где  $R$  – расстояние между приемной и передающими антеннами;  $P_{рп}$  – реальная чувствительность радиоприемника;  $L_{oc}$  – ослабление излучения на трассе  $R$ ;  $L_{фид} = L_{рпд} L_{рп}$  – коэффициент потерь в тракте передатчика и приемника;  $G_{рпд}$  – коэффициент усиления в главном лепестке ДН передающей антенны;  $S_{рп}$  – площадь приемной антенны. С учетом соотношения (2.2.3в) выражение (4.2.11) при неизменности площадей антенн можно преобразовать к виду

$$P_{рпд} = R^2 \lambda^2 P_{рп} L_{oc} L_{фид} / S_{рпд} S_{рп}, \quad (4.2.12)$$

либо при неизменности коэффициентов усиления к виду

$$P_{рпд} = (4\pi)^2 R^2 P_{рп} L_{oc} L_{фид} / \lambda^2 G_{рпд} G_{рп}. \quad (4.2.13)$$

Из соотношения (4.2.11) следует, что при неизменных значениях  $G_{рпд}$  и  $S_{рп}$  требуемая мощность передатчика практически не зависит от длины волны излучения, значение последней может влиять только на величину потерь на трассе  $L_{oc}$ . При неизменной площади обеих антенн в соответствии с (4.2.12) требуемая мощность передатчика возрастает пропорционально  $\lambda^2$ , а при неизменности коэффициентов усиления (соотношение (4.2.13)) –

обратно пропорциональна  $\lambda^2$ . Однако при этом в соответствии с (2.2.36) меняется и ширина главного лепестка ДН, и, следовательно, зона обслуживания наземных корреспондентов у антенны КС. Из (4.2.12) следует, что переход на более высокие частоты (уменьшение  $\lambda$ ) приводит к снижению требуемой величины  $P_{\text{рпд}}$ . Однако при этом сужается ДН передающей антенны и уменьшается зона обслуживания наземных корреспондентов. Поскольку для проведения расчетов удобнее пользоваться децибелами, преобразуем (4.2.11)

$$P_{\text{рпд}} [\text{дБ}] = 71 + 20 \lg R + 10 \lg P_{\text{рп}} + 10 \lg (L_{\text{ос}} L_{\text{фид}}) - 10 \lg G_{\text{рпд}} - 10 \lg S_{\text{рп}}. \quad (4.2.14)$$

Можно выразить также в децибелах относительно 1 Вт чувствительность радиоприемника:

$$P_{\text{рп}} = -174 + 10 \lg B_{\text{п.ч}} + 10 \lg K_{\text{с.ш.}} + 10 \lg K_T, \quad (4.2.15)$$

где  $B_{\text{п.ч}}$  – ширина полосы пропускания по промежуточной частоте (кГц);  $K_{\text{с.ш.}}$  – задаваемое отношение сигнал-шум;  $K_T = (T_{\text{ш.л.}} + T_{\text{ш.рп}})/T_0$  – реальный коэффициент шума, учитывающий шумовую температуру линии связи и собственную температуру радиоприемника, пересчитанную к его входу, нормированные на  $T_0 = 290 \text{ К}$  (ср. выражение (4.2.15) с соотношением (2.3.15а)).

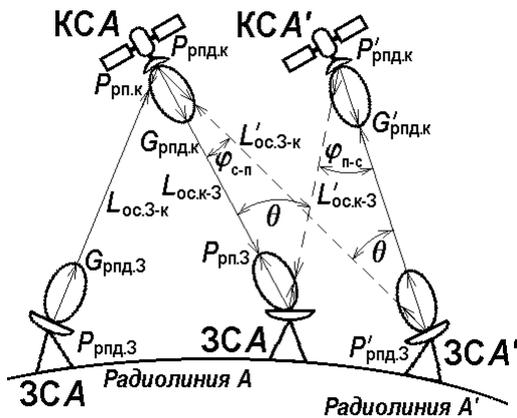


Рис. 4.2.4. К оценке ЭМС двух спутниковых линий связи

**Расчет отношения полезного сигнала к мешающему на спутниковой ЛС.** На рис. 4.2.4 схематически показано действие мешающих сигналов спутника радиолинии  $A'$  на космическую (КС) и земную станции (ЗС) спутниковой радиолинии  $A$ . Здесь обозначено:  $P_{\text{рпд.з}}, P'_{\text{рпд.з}}$  – мощности передатчиков ЗС радиолиний  $A$  и  $A'$  на входах передающих антенн, дБВт;  $G_{\text{рпд.з}}, G'_{\text{рпд.з}}$  – коэффициенты усиления передающих антенн ЗС, дБ;  $G_{\text{рп.з}}$  – коэффициент усиления приемной антенны ЗС радиолинии  $A$ , дБ;  $P_{\text{рпд.к}}, P'_{\text{рпд.к}}$  – мощности передатчиков КС радиолиний  $A$  и  $A'$  на входах передающих антенн, дБВт;  $G_{\text{рпд.к}}, G'_{\text{рпд.к}}$  – коэффициенты усиления передающих антенн КС, дБ;  $G_{\text{рп.к}}$  – коэффициент усиления приемной антенны КС радиолинии  $A$ , дБ;  $L_{\text{ос.з-к}}, L'_{\text{ос.з-к}}$  – основные потери передачи на направлениях Земля-космос на радиолиниях  $A$  и  $A'$ , дБ;  $L_{\text{ос.к-з}}, L'_{\text{ос.к-з}}$  – основные потери передачи па направлениях космос-Земля на радиолиниях  $A$  и  $A'$ , дБ;  $\theta$  – геоцентрический угол между спутниками радиолиний  $A$  и  $A'$ ;  $\varphi_1, \varphi_{\text{с-п}}$  – углы между направлением максимума приемной антенны КС линии  $A$  и направлениями на передающие ЗС радиолиний  $A$  и  $A'$ ;  $\varphi_2$  – угол между направлением максимума передающей антенны КС радиолинии  $A$  и направлением на приемную ЗС этой линии;  $\varphi_{\text{п-с}}$  – угол между направлением максимума передающей антенны КС линии  $A'$  и направлением на приемную ЗС радиолинии  $A$ ;  $Y_{3-к}, Y_{3-к}$  – развязка по поляризации приемных антенн КС и ЗС радиолинии  $A$ , дБ (учитывается, если

полезный и мешающий сигналы имеют разную поляризацию);  $(C/P)_{З-к}$  – отношение мощностей полезного и мешающего сигналов на выходе приемной антенны КС радиолинии  $A$  на направлении Земля-космос, дБ;  $(C/P)_{З-к}$  – отношение мощностей полезного и мешающего сигналов на выходе приемной антенны ЗС линии  $A$  на направлении космос-Земля, дБ;  $(C/P)_{\Sigma}$  – результирующее отношение мощностей полезного и мешающего сигналов на выходе приемной антенны линии  $A$ , дБ. Геоцентрический угол  $\theta$  между спутниками определяется из центра Земли. На рис. 4.2.4 он условно показан из центра расположения ЗС.

Величину минимально допустимого ослабления  $L_{oc}(t)$ , дБ, сигнала или помехи от мешающей станции для  $t$  % времени на космической линии связи определяют по следующему соотношению

$$L_{oc}(t) = P_{рпд.с} + G_{рпд}(\varphi) - L_{рпд} + G_{рп}(\psi) - L_{рп} - P_{вх.рп}(t), \quad (4.2.16)$$

где  $P_{рпд}$ ,  $L_{рпд}$  – мощность передатчика и потери в его фидерном тракте, дБ;  $G_{рпд}(\varphi)$  – коэффициент усиления передающей антенны, дБ, в направлении  $\varphi$  на приемник относительно направления главного лепестка;  $G_{рп}(\psi)$  – коэффициент усиления приемной антенны, дБ, в направлении  $\psi$  на передатчик относительно направления главного лепестка;  $L_{рп}$  – потери в фидерном тракте приемника, дБ;  $P_{вх.рп}(t)$  – уровень максимальной допустимой мощности мешающего сигнала на входе приемника станции, подверженной помехе, который может превышать в течение не более  $t$  % времени. При этом величины  $G_{рпд}(\varphi)$  и  $G_{рп}(\psi)$  рассчитывают с учетом соотношений, приведенных в подразделе 4.2.3.

Величина  $P_{вх.рп}(t)$  определяется по критерию ЭМС (см. подробнее в подразделе 4.3). Если критерием ЭМС служит допустимая мощность помехи в канале  $P_{п.к}$ , как, например, в фиксированной спутниковой службе, то величина  $P_{вх.рп}(t)$  является функцией этого критерия  $P_{п.к}(t)$  и мощности полезного сигнала на входе приемника  $P_{вх.с}(t)$  для  $t$  % времени:

$$P_{вх.рп}(t) = f_1 \{P_{п.к}(t), P_{вх.с}(t)\}. \quad (4.2.17)$$

При передаче цифровых сигналов критерием служит условие соблюдения заданной вероятности ошибки  $P_{ош}(t)$ . В этом случае

$$P_{вх.рп}(t) = f_2 \{P_{ош}(t), P_{вх.с}(t)\}. \quad (4.2.18)$$

В тех случаях, когда критерием ЭМС является допустимое значение отношения мощности полезного и мешающего сигналов на входе приемника, т. е. защитное отношение для  $t$  % времени  $R(t)$ , то

$$P_{вх.рп}(t) = P_{вх.с}(t) - R(t). \quad (4.2.19)$$

где  $P_{вх.с}(t)$ , дБ, – минимальный уровень мощности полезного сигнала на входе приемника, который может быть меньше в течение не более чем  $t$  % времени. Если критерием служит

разность уровней  $\Delta$ , дБ, мощности теплового шума приемника и мощности мешающего сигнала на его входе, то очевидно

$$P_{\text{вх.рп}}(t) = 10 \lg k T_{\text{ш.рп}} B_{\text{п.ч}} - \Delta, \quad (4.2.20)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана, Дж/К,  $T_{\text{ш.рп}}$  – температура шума приемной системы, К, приведенная к выходу приемной антенны;  $B_{\text{п.ч}}$  – ширина полосы УПЧ, Гц,  $\Delta$  – допустимая разность уровней, дБ, мощностей теплового шума и мешающего сигнала на входе приемника.

Величина  $P_{\text{вх.рп}}(t)$ , когда она в общем виде описывается выражениями (4.2.17) и (4.2.18), может быть рассчитана для конкретных сочетаний видов полезного и мешающего сигналов. В остальных случаях она определяется непосредственно через критерии ЭМС по формулам (4.2.19) и (4.2.20).

Расчет основных потерь передачи  $L_{\text{ос}}(t)$  для различных условий в зависимости от климатических зон приведен [11]. С помощью выражения (4.2.16) можно найти одну из любых входящих в нее величин при прочих заданных. Рассчитав величину  $L_{\text{ос}}(t)$ , можно затем найти минимальное допустимое расстояние между источником мешающего сигнала и станцией, подверженной помехе. Рассчитав величину  $P_{\text{вх.рп}}(t)$ , можно проверить выполнение критерия ЭМС в заданной электромагнитной обстановке. Определив  $G_{\text{рпд}}(\varphi)$  или  $G_{\text{рп}}(\psi)$ , можно затем найти  $\varphi$  или  $\psi$  и рассчитать необходимый угловой разнос спутников или величину подавления боковых лепестков диаграммы направленности антенны. Наконец, рассчитав  $P_{\text{рпд.с}}$ , можно определить ограничение ЭИИМ станции – источника мешающего сигнала в направлении на станцию, подверженную помехе.

Возьмем теперь за основу формулу (4.2.16) и учтем условия распространения полезного и мешающего сигналов. На направлениях Земля-космос от ЗС  $A$  и ЗС  $A'$  до КС  $A$  (см. рис. 4.2.4) полезный и мешающий сигналы распространяются через разные области атмосферы, поэтому основные потери передачи  $L_{\text{ос.З-К}}$ ,  $L'_{\text{ос.З-К}}$  могут изменяться во времени по-разному в зависимости от изменений влажности и наличия дождя на трассах этих сигналов. Поэтому следует считать, что

$$L_{\text{ос.З-К}} - L'_{\text{ос.З-К}} = \Delta L_{\text{З-К}} + M_{\text{З-К}}, \quad (4.2.21)$$

где  $M_{\text{З-К}}$  – запас, учитывающий разные условия распространения полезного и мешающего сигналов на направлениях Земля-космос.

На направлении космос-Земля полезный и мешающий сигналы от КС  $A$  и КС  $A'$  распространяются через одну и ту же область атмосферы около ЗС  $A$ , поэтому основные потери  $L_{\text{ос.К-З}}$  и  $L'_{\text{ос.К-З}}$  изменяются одновременно и одинаково. Вследствие этого, разность

$$L_{\text{ос.К-З}} - L'_{\text{ос.К-З}} = \Delta L_{\text{К-З}} \quad (4.2.21)$$

можно считать постоянной величиной.

Используя принятые обозначения и рис. 4.2.4, можно получить следующие соотношения:

$$(C/\Pi)_{3-к} = P_{рпд.3} - P'_{рпд.3} + \Delta G_{рп.к} + G_{рпд.3} - G'_{рпд.3}(\theta) - \Delta L_{3-к} - M_{3-к} + Y_{3-к}, \quad (4.2.22)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta G_{рп.к} &= G_{рп.к}(\varphi_1) - G_{рп.к}(\varphi_{с-п}); \quad \Delta L_{3-к} = L_{ос.3-к} - L'_{ос.3-к}; \\ (C/\Pi)_{к-3} &= P_{рпд.к} - P'_{рпд.к} + G'_{рпд.к}(\varphi_2) - G'_{рпд.к}(\varphi_{п-с}) + G_{рп.3} - G_{рп.3}(\theta) - \Delta L_{к-3} + Y_{к-3}; \quad (4.2.23) \\ \Delta L_{к-3} &= L_{ос.к-3} - L'_{ос.к-3} \end{aligned}$$

Результирующее отношение, дБ, полезного сигнала к мешающему

$$(C/\Pi)_{\Sigma} = -10 \lg \left[ 10^{-0,1(C/\Pi)_{3-к}} + 10^{-0,1(C/\Pi)_{к-3}} \right]. \quad (4.2.24)$$

С учетом рекомендаций подраздела 4.2.3 можно преобразовать (4.2.22)÷(4.2.24) к более удобному виду

$$(C/\Pi)_{\Sigma} = 25 \lg \Pi - 10 \lg \left[ 10^{-0,1h_1} + 10^{-0,1h_2} \right], \quad (4.2.24)$$

где

$$h_1 = P_{рпд.3} - P'_{рпд.3} + \Delta G_{рп.к} - \Delta L_{3-к} - M_{3-к} + Y_{3-к} + G_{рпд.3} - Z_a, \quad (4.2.25)$$

$$h_2 = P_{рпд.к} - P'_{рпд.к} + G'_{рпд.к}(\varphi_2) - G'_{рпд.к}(\varphi_{п-с}) - G_{рп.3} - \Delta L_{к-3} + Y_{к-3} - Z_a, \quad (4.2.26)$$

$$Z_a = \begin{cases} 32 & \text{согласно (4.2.3),} \\ 52 - 10 \lg(D/\text{л}) & \text{согласно (4.2.4),} \\ 29 & \text{согласно (4.2.5),} \\ 49 - 10 \lg(D/\text{л}) & \text{согласно (4.2.7a).} \end{cases} \quad (4.2.27)$$

Значения коэффициентов усиления антенны космической станции берутся из соотношений (4.2.9) и (4.2.9).

Расчет результирующего отношения полезного сигнала к мешающему проводится для каждой пары сигналов в совпадающих полосах частот. Полученные значения сравниваются с допустимыми значениями, которые должны быть определены для всех сочетаний сигналов на основе существующих критериев ЭМС.

### 4.3. Критерии ЭМС наземных и космических радиослужб и условия их выполнения

Для оценки качества радиослужб установлены определенные нормы или стандарты качества их работы. Они учитывают, как техническую осуществимость, так и экономический фактор. Эти нормы определяют минимально допустимое отношение полезного сигнала к шуму на выходе приемника, при котором обеспечивается нормальная работа радиослужбы (см. подраздел 2.3.5). Поэтому для систем ФС и ФСС установлены максимально допустимые

уровни шума в телефонном и телевизионном каналах в точках с определенными уровнями полезных сигналов на выходах гипотетических эталонных цепей. Для передачи цифровых сигналов установлена максимально допустимая повторяемость ошибок в битах на выходе гипотетического эталонного цифрового тракта.

Если несколько радиослужб работают в общих полосах частот, то неизбежно возникновение взаимных непреднамеренных помех. Поэтому для обеспечения нормальной работы совмещаемых служб устанавливаются критерии ЭМС, которые не должны затруднять развитие совмещаемых радиослужб, а быть основаны на компромиссе между максимально допустимым уровнем помехи для одной службы и минимальным уровнем мощности передачи, обеспечивающем заданное качество работы другой службы. Критериями ЭМС служат значения взаимных помех, при которых обеспечивается нормальная работа совмещаемых радиослужб. Обычно это небольшая доля (10÷20%) от полного допустимого уровня шума, как, например, принято в системах ФС и ФСС. Для наземной радиовещательной и спутниковой радиовещательной служб критерием ЭМС служит защитное отношение, т. е. разность уровней полезного и мешающего сигналов на входе приемника. Для ряда радиослужб критерием ЭМС служит уровень мешающего сигнала на входе приемника, лежащий на 5÷10 дБ ниже уровня собственных шумов приемника. Некоторое ухудшение качества работы радиослужб при их совмещении, вызванное, например, увеличением уровня шума, должно быть скомпенсировано улучшением технических характеристик систем, повышением их энергетических параметров. Критерии ЭМС радиослужб разрабатываются МККР и затем отражаются в соответствующих Отчетах и Рекомендациях.

Администрации, ответственные за соответствующие радиослужбы, при координации присвоений частот станциям совмещаемых радиослужб, руководствуются критериями ЭМС и на их основе определяют необходимые условия их выполнения. К ним относятся: расположение станций, ограничение излучаемой мощности, разнос рабочих частот и др. При этом администрации могут допустить некоторые отклонения от установленных критериев ЭМС, т. е. некоторое увеличение взаимных помех между службами в трудных случаях совмещения, если это не затрагивает интересы других администраций. В соответствии с этим в Регламенте радиосвязи [28] определены следующие градации помехи:

**Допустимая помеха** – наблюдаемая или прогнозируемая помеха, удовлетворяющая количественным критериям помехи и критериям совмещения, содержащимся в Регламенте, или Рекомендациях МККР, или в специальных соглашениях, предусмотренных Регламентом.

**Приемлемая помеха** – помеха с более высоким уровнем, чем та, которая определяется

как допустимая помеха и которая согласована между двумя или несколькими администрациями без ущерба для других администраций.

Когда приходится совмещать в одном частотном диапазоне большое число станций ФС и ФСС, координация их частотных присвоений очень затруднена или практически невозможна, так как число наземных станций ФС может быть очень велико. Для этих случаев разработаны определенные условия, например, обеспечение максимально допустимых значений плотности потока мощности, создаваемой на поверхности Земли излучениями космических станций, и мощности, излучаемой наземными передающими станциями, что гарантирует выполнение принятых критериев ЭМС. Эти условия записаны в Регламенте радиосвязи, а также в Рекомендациях МККР. Ряд из них приведен в [11].

#### **4.4. Методы обеспечения ЭМС при проектировании радиорелейных линий и земных станций спутниковых систем связи**

##### **4.4.1. Оценка электромагнитной обстановки**

Рассмотрим проблемы, возникающие при обеспечении ЭМС между ФСС и ФС в случае взаимодействия между земной станцией (ЗС) и радиорелейной станцией (РРС) [11, 35].

При размещении новой системы РРЛС в зоне действия существующей ЗС космической связи, или при размещении новой ЗС в районе размещения действующей РРЛС возникают проблемы ЭМС этих РЭС. В первую очередь необходимо провести оценку ЭМО в районе предполагаемого размещения нового РЭС. В распоряжении у проектировщиков должен быть подробный план расположения всех РЭС в данном районе с указанием частот, направления излучений, мощностей передатчиков, а также параметров приемников, антенн и передаваемых сигналов, т. е. их энергетических потенциалов  $\mathcal{E}$  (см. соотношение (3.2.3)).

##### **4.4.2. Определение пространственного разноса ЗС и РРС**

В Регламенте радиосвязи [28] даются следующие определения. **Координационной зоной (КЗ)** называется зона вокруг ЗС, за пределами которой земная станция, совместно использующая ту же полосу частот, не создает мешающих излучений, превышающих допустимый уровень, и не подвергается их воздействию. **Координационный контур (КК)** – линия, ограничивающая координационную зону. **Координационное расстояние (КР)** – расстояние от ЗС в данном азимутальном направлении, за пределами которого земная станция, совместно использующая ту же полосу частот, не создает мешающих излучений, превышающих допустимый уровень, и не подвергается их воздействию.

Расчет и определение КЗ для ЗС необходимы при международной регистрации нового

РЭС с присвоением ему рабочей частоты. Для определения КЗ рассчитываются координационные расстояния во всех азимутальных направлениях от ЗС, и на карте наносится координационный контур. Если в пределах координационной зоны оказываются полностью или частично территории других РЭС, то с ними должна проводиться координация.

При этом рассматривают два случая. В первом случае ЗС работает только на передачу и может создавать помехи наземным РРС. Во втором случае ЗС работает только на прием и может подвергаться воздействию помех от наземных РРС. В результате рассчитываются и строятся две координационные зоны.

Расчет КЗ основан на наиболее неблагоприятных предположениях в отношении помех. Поэтому нахождение в КЗ земных станций не всегда приводит к возникновению недопустимых помех. В этих случаях проводятся уточняющие расчеты, учитывающие конкретное расположение станций, направление излучений их антенн, рельеф местности и атмосферные условия.

Рассмотрим методику расчета КР и построения КЗ. Расчет КР состоит из двух этапов: на первом этапе определяют минимально необходимое ослабление сигнала между мешающей передающей и приемной станцией, на втором этапе по этому ослаблению определяют КР. Таким образом, на первом этапе учитывают параметры аппаратуры и характеристики мешающего сигнала, а на втором этапе – особенности распространения радиоволн.

**1-й этап.** Определение минимально необходимого ослабления мешающего сигнала.

Минимально необходимое ослабление мешающего сигнала  $L_m$ , дБ, определяют между выходом антенны мешающей передающей станции (например, ЗС на рис. 4.4.1) и выходом антенны приемной РРС (входом приемника), работающих в общем диапазоне частот. При этом помехи, создаваемые мешающим радиосигналом, будут превосходить допустимое значение в течение не более чем  $t$  % времени:

$$L_m(t) = P_{\text{рпд}} + G_{\text{рпд}}(\varphi) + G_{\text{рп max}} - P_{\text{пр}}(t), \quad (4.4.1.)$$

где  $P_{\text{рпд}}$  – максимальная мощность мешающего радиопередатчика, дБВт;  $G_{\text{рпд}}(\varphi)$  – коэффициент усиления передающей антенны (дБ) в направлении  $\varphi$ ;  $\varphi$  – угол между направлением оси главного лепестка диаграммы направленности антенны ЗС и направлением в горизонтальной плоскости на приемную антенну РРС (см. рис. 4.4.1),  $G_{\text{рп max}}$  – максимально допустимое значение коэффициента усиления антенны РРС (дБ);  $P_{\text{пр}}(t)$  – допустимое значение мешающего сигнала на входе радиоприемника (выходе приемной антенны), дБВт, в заданной полосе частот превышаемое в течение не более, чем  $t$  % времени.

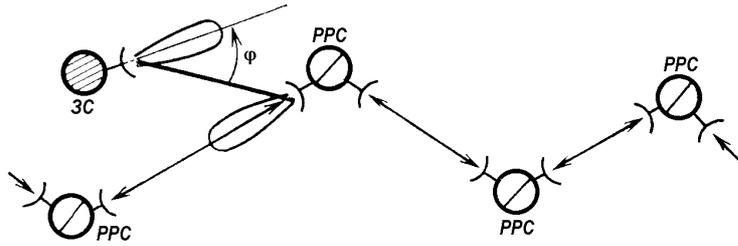


Рис. 4.4.1. К определению минимально необходимого ослабления мешающего сигнала

Положим, что ЗС, расположенная в точке  $P_{зс}$  с координатами: широта  $\theta_{зс}$  и долгота  $\lambda_{зс}$  (рис. 4.4.2) работает на геостационарный спутник, т. е. ось главного лепестка диаграммы направленности ее антенны направлена на спутник, находящийся на орбите в точке  $S$ . Для определения угла  $\varphi$ , показанного на рис. 4.4.1, необходимо знать угол места  $\varepsilon_{зс}$  и азимут  $\alpha_{зс}$  главного лепестка антенны ЗС на поверхности Земли. При этом следует учитывать, что плоскость орбиты геостационарного спутника совпадает с экваториальной плоскостью Земли, поэтому координаты подспутниковой точки  $S'$ , т. е. проекция спутника  $S$  на земную поверхность, имеют широту  $\theta_{гс} = 0^\circ$  и долготу  $\lambda_{гс}$ .

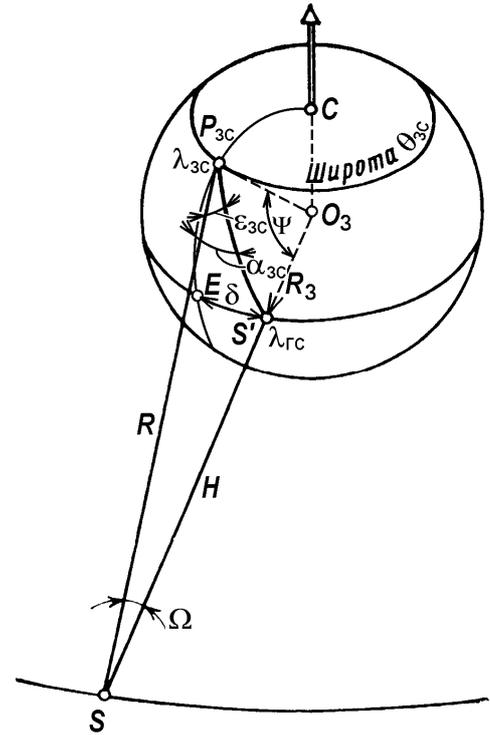


Рис. 4.4.2. К пояснению углов ориентации ЗС на земной поверхности:  $O_3$  – центр Земли;  $R_3$  – радиус Земли

На рис. 4.4.2 азимут  $\alpha_{зс}$  отсчитывается от меридиана  $CP_{зс}E$  к дуге  $P_{зс}S'$ , которая является проекцией на поверхность Земли направления на спутник –  $P_{зс}S$ . Угол места главного лепестка антенны ЗС отсчитывается от дуги  $P_{зс}S'$  к направлению  $P_{зс}S$ . Зная географические координаты, определяют разность в долготах подспутниковой точки  $S'$  и ЗС: угол  $\delta = (\lambda_{гс} - \lambda_{зс})$ . Из известных тригонометрических соотношений для сферического треугольника  $P_{зс}SE$ , имеющего стороны-дуги  $\theta_{гс}$ ,  $\delta$  и  $\Psi$ , определяют угол  $\Psi$ , который является центральным углом дуги большого круга  $P_{зс}S'$

$$\Psi = \arccos(\cos \theta_{зс} \cos \delta). \tag{4.4.2}$$

После этого находят точный азимут направления антенны ЗС на спутник, который отсчитывается от меридиана, проходящего через точку  $P_{зс}$ , по часовой стрелке: если спутник находится западнее ЗС

$$\alpha'_{зс} = 180^\circ + \arccos(\operatorname{tg} \theta_{зс} \operatorname{ctg} \Psi); \tag{4.4.3a}$$

если спутник находится восточнее ЗС:

$$\alpha'_{зс} = 180^\circ - \arccos(\operatorname{tg} \theta_{зс} \operatorname{ctg} \Psi). \tag{4.4.3a}$$

Угол места, под которым спутник наблюдается с ЗС, определяется из геометрических построений рис. 4.4.2 (из треугольника  $P_{ЗС}SO_3$ )

$$\epsilon_{ЗС} = \arctg \left[ \frac{(H/R_3 + 1) - \cos \Psi}{\sin \Psi} \right] - \Psi, \quad (4.4.4)$$

где  $H$  – высота орбиты спутника,  $R_3$  – радиус Земли.

Угол  $\phi$  определяют по формуле:

$$\phi = \arcsin [\cos \epsilon_{ЗС} \cos(\alpha - \alpha_{ЗС}) + \sin \epsilon_{ЗС}], \quad (4.4.5)$$

где  $\alpha$  – азимутальный угол, для которого рассчитывают координационное расстояние.

Величина  $G(\phi)$ , входящая в (4.4.1) зависит от отношения диаметра антенны  $D$  к длине волны передаваемых (принимаемых) колебаний  $\lambda$  и определяется на базе соответствующих Рекомендаций МККР (см. подраздел 4.2.3).

Для случая, когда мешающая станция – радиорелейная (РРС), можно записать (в дБ)

$$L_M(t) = P_{рпд \max} + G_{рп}(\phi) - P_{рп}(t), \quad (4.4.6.)$$

где  $P_{рпд \max}$  – максимальное значение мощности передатчика РРС в направлении ЗС:

для диапазона частот 1... 10 ГГц  $P_{рпд \max} = 13$  дБВт,

для диапазона частот 10... 15 ГГц  $P_{рпд \max} = 10$  дБВт,

для диапазона частот 15... 40 ГГц  $P_{рпд \max} = -10$  дБВт;

$G(\phi)$  – коэффициент усиления антенны ЗС под углом  $\phi$  (определяется по методике, приведенной выше в подразделе 4.2.3). Для случая передачи сигнала в цифровой форме величина  $P_{рп}(t)$  (в дБВт) может быть определена по формуле:

$$P_{рп}(t) = P_{ш} - 3,5, \quad (4.4.7)$$

где  $P_{ш}$  – мощность собственных шумов приемника ЗС, определяемая по (4.2.10).

Например, для станции "Орбита-2"  $t = 0,03$  %;  $P_{рп}(t) = -143$  дБВт, для станции "Москва"  $t = 1$  %;  $P_{рп}(t) = -148$  дБВт.

**2-й этап.** Определение КР без учета влияния атмосферных осадков.

В этом случае величину КР определяют по формуле (в километрах)

$$d_0 = [L_M(t) - A_0 - A_h]/\beta, \quad (4.4.8)$$

где величина  $L_M(t)$  определяется по (4.4.1) или (4.4.6), а остальные величины находят по формулам:

$$A_0 = 120 + 20 \lg f, \quad (4.4.9)$$

$f$  – частота передаваемых колебаний, ГГц;

$$A_h = \begin{cases} 20 \lg(1 + 4,5 e \sqrt{f}) + e \sqrt[3]{f} & \text{при } e \geq 0^\circ, \\ 8e & \text{при } -0,5^\circ \leq e \leq 0^\circ, \\ -4 & \text{при } e \leq -0,5^\circ; \end{cases}$$

$\varepsilon$  – угол места антенны ЗС в градусах между горизонтальной плоскостью и ближайшим препятствием для данного азимута.

Величина  $\beta$  зависит от процента времени  $t$  и учитывает затухание радиоволн в водяных парах, в кислороде и других атмосферных газах.

Значения координационного расстояния, рассчитанные по выражению (4.4.8), следует сравнивать с максимальными значениями, которые равны:

для  $t = 0,001$  %  $d_{0\max} = 375$  км,

для  $t = 0,01$  %  $d_{0\max} = 350$  км,

для  $t = 0,1$  %  $d_{0\max} = 300$  км,

для  $t = 1$  %  $d_{0\max} = 200$  км,

**3-й этап.** Определение координационного расстояния с учетом отражений от атмосферных осадков –  $d_0^*$ .

На этом этапе учитывается, что мешающий сигнал может попасть на вход приемника в результате отражения и рассеивания радиоволн атмосферными осадками. Координационное расстояние зависит от интенсивности осадков в том или ином регионе земного шара и определяется из таблиц [25]. Более подробно эти вопросы рассмотрены в [11, 35].

**4-й этап.** Построение координационного контура.

Построение проводят на географической карте по следующей методике (рис. 4.4.3):

1. Определяют центр координационной зоны при учете атмосферных осадков –  $A_1$ , который отстоит от места расположения ЗС  $A$  на расстояние  $\Delta d$  (в километрах) по азимуту главного лепестка

$$\Delta d = 2(d_0^* - 40)^2 / H \operatorname{ctg} \varepsilon_{\text{зс}}, \quad (4.4.10)$$

где  $\varepsilon_{\text{зс}}$  – определяется по (4.4.4), а  $H$  – высота орбиты.

2. Проводят окружность радиуса  $d_0^*$  с центром в точке  $A_1$  (штриховая линия рис. 4.4.3).
3. Для каждого азимутального направления (AB, AC и т.д.) откладывают рассчитанные для этих направлений по соотношению (4.4.8) значения  $d_0$  (на рисунке 4.4.3 обозначены крестиками).
4. Наибольшие значения координационного расстояния, определяемые либо величиной  $d_0$ , либо величиной  $d_0^*$ , соединяют между собой плавной сплошной линией, которая и образует координационный контур.

При координации ЗС необходимо учитывать координационную зону наибольшей величины.

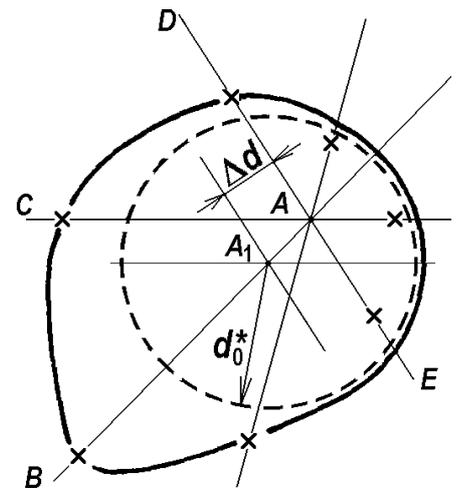


Рис. 4.4.3. К пояснению построения координационного контура

## 5. Внутриаппаратурная ЭМС

### 5.1. Элементная база РЭС с учетом ЭМС

#### 5.1.1. Пассивные электрорадиоизделия и их поведение на высоких частотах

Все пассивные электрорадиоизделия (ЭРИ) радиоэлектронных схем (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности и др.) имеют ограничения по предельным рабочим частотам  $f_{пр}$ , которые зависят от конструкторско-технологических особенностей изготовления этих изделий и материала. Параметры пассивных ЭРИ вне полосы их рабочих частот могут существенно отличаться от параметров на рабочих частотах. Наличие конечной индуктивности выводов, различных паразитных емкостей, проявление свойств цепей с частотно-зависимыми параметрами приводят к тому, что эквивалентные схемы этих элементов, а значит, и эквивалентные схемы устройств вне рабочей полосы могут значительно отличаться от исходных схем. Следствием этого является отличие рабочих параметров устройств от требуемых и влияние их на процесс создания помех и степень подверженности элементов схемы внешним помехам.

Для многих активных и пассивных элементов, а также контактных соединений свойственны внутренние шумы различной природы, являющиеся источниками помех.

**Резисторы.** Не останавливаясь на конструктивных особенностях резисторов, отметим, что по типам материалов и изготовления резисторы подразделяются на углеродистые, композиционные, пленочно-углеродистые, металлопленочные и проволочные. Эквивалентная схема резистора зависит от его типа, но в общем случае ее можно свести к схеме, изображенной на рис. 5.1.1.

В зависимости от типа резистора и рабочей частоты значения его эквивалентной емкости  $C_p$  и индуктивности  $L_s$  могут изменяться, так же как и величина распределенной емкости  $C_p$  выводов и тела резистора относительно печатной платы.

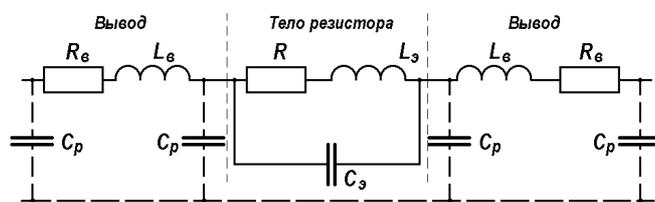


Рис. 5.1.1. Эквивалентная схема резистора

Величина  $C_p$  может достигать значений  $0,1 \div 0,5$  пФ, а индуктивность выводов в зависимости от их длины на частотах свыше 1 МГц достигает десятков наногенри. Все резисторы являются источниками теплового шума, среднееквадратичное значение ЭДС которого равно  $u^2 = 4RkTB$ , где  $R$  – сопротивление резистора, Ом;  $k = 1,374 \cdot 10^{-23}$  Вт/(К·Гц) – постоянная Больцмана;  $B$  – полоса частот, Гц, в которой определяется ЭДС шума.

Наличие в эквивалентной схеме резистора индуктивностей и емкостей приводит к

частотной зависимости его комплексного сопротивления и, как результат, к возникновению частотно-зависимых фазовых сдвигов составляющих сигнала. Так на высоких частотах за счет величины  $C$ , значение сопротивления будет снижаться.

В переменных резисторах помехи могут возникать из-за высокой плотности тока в контактной паре ползун – резистивный элемент. Причины возникновения шума в переменных резисторах следующие [2]:

- инородные частицы, попадающие с ползуна на резистивный слой;
- пылевые частицы или химические примеси;
- окисная пленка на контактирующих поверхностях;
- неточности изготовления;
- статическое электричество, возникающее при трении ползуна по резистивному слою;
- термоэлектрические явления, обусловленные тепловыми воздействиями (внешними и возникающими при трении).

Изменение контактного сопротивления при разогреве может привести к искрению и возникновению белого шума. В проволочных переменных резисторах искрение может возникать при переходе ползуна с одного витка на другой.

Под воздействием сильных электромагнитных полей резисторы могут разогреваться, что приводит к изменению их сопротивления. Следует отметить, что если композиционные резисторы лишь разогреваются в таких полях, то проволочные и спиральные резисторы могут вести себя как катушки индуктивности.

**Конденсаторы.** В широком диапазоне частот эквивалентная схема большинства конденсаторов соответствует схеме, показанной на рис. 5.1.2. Сопротивление  $R_y$  характеризует потери за счет токов утечки в диэлектрической прокладке конденсатора, которые возникают под воздействием напряжения на его обкладках. В конденсаторах неэлектролитического типа эти токи утечки малы, т.е. величина  $R_y$  значительна. В электролитических конденсаторах наличие конечной величины сопротивления обкладок  $R_{об}$  приводит к дополнительным энергетическим потерям, т. е. к разогреву конденсаторов и изменению  $\cos\varphi$  в цепи.

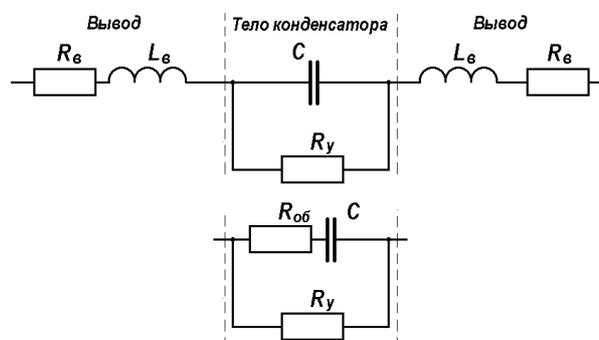


Рис. 5.1.2. Эквивалентная схема конденсатора. Вверху – обычный, внизу – электролитический

Наличие собственной индуктивности, емкости и активного сопротивления выводов конденсатора ограничивает скорость заряда (разряда) конденсатора при скачке приложенного напряжения. Эти явления необходимо учитывать при конструировании

высокочастотных времязадающих цепей.

Из-за наличия зависимости емкости от температуры (ТКЕ) для большинства типов конденсаторов номинальное значение емкости обеспечивается лишь в узком температурном диапазоне. То же самое относится и к зависимости емкости от рабочего напряжения на конденсаторе. Поэтому условия эксплуатации РЭС должны тщательно учитываться при выборе типа применяемых конденсаторов.

**Катушки индуктивности.** Индуктивность образуется одним или несколькими витками провода и даже самим проводником. Индуктивность прямого провода круглого сечения зависит от его диаметра и длины (см. рис. 5.1.3). Так индуктивность провода длиной 25 мм и диаметром 0,6 мм составляет примерно 22 нГн. На рис. 5.1.4 представлена эквивалентная схема катушки индуктивности. Кроме самой индуктивности  $L$  она включает сопротивление

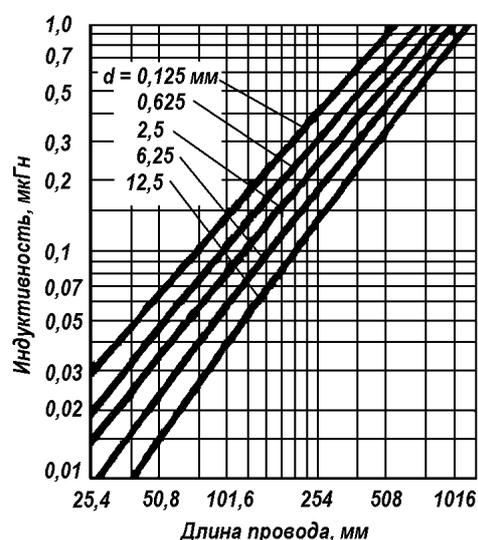


Рис. 5.1.3. Зависимость собственной индуктивности прямого провода круглого сечения от его длины

провода катушки  $R_э$ , межвитковую емкостью  $C_э$ , емкостью  $C_p$  – распределенную емкость между обмотками катушки и землей, экраном и другими цепями.

Из-за сложной эквивалентной схемы возможны различные виды резонансов, при которых сигналы могут пропадать, либо наоборот возрастать. Усложняются также различные переходные процессы.

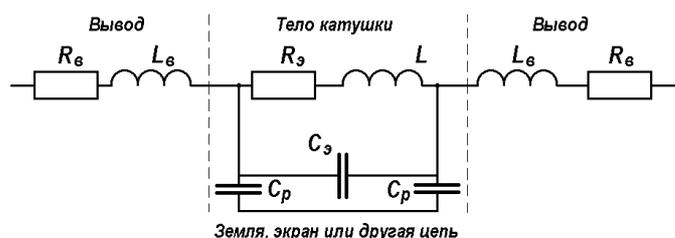


Рис. 5.1.4. Эквивалентная схема катушки индуктивности

Чтобы уменьшить влияние поля катушки на элементы схемы, а также снизить воздействие внешних электрических и магнитных полей на параметры самой катушки используются электростатические и магнитные экраны (см. подраздел 5.4.).

**Изоляторы.** Изоляторы (рис. 5.1.5) и соединительные колодки используются для выполнения необходимых монтажных соединений, дополнительно изолированных от монтажной платы или шасси блока. Сопротивление изолятора не является бесконечным, так как в нем имеются токи утечки. Из-за загрязнения изолирующей части, наличия влаги или электропроводящей пыли на поверхности изолятора, а также при изменении физико-

химических свойств материала изолятора или при превышении напряжения возникает **искровой разряд**, который является источником широкополосных помех для других цепей.

Если сопротивление утечки велико, разряд идет медленно, и помехи создаются в течение длительного времени. При разряде через цепь с низким сопротивлением выделяется значительная энергия, которая приводит к быстрому разрушению изолятора.

Существует также другой вид разряда – **коронный**, он концентрируется в одной точке и сопровождается сильной ионизацией воздуха и видимым излучением. При коронном разряде изолятор частично теряет свои свойства – по его поверхности текут небольшие токи. Диэлектрические потери, характеризуемые тангенсом угла потерь (отношение мнимой и действительной частей комплексной диэлектрической проницаемости материала), ведут к снижению эффективности изолятора за счет поглощения мощности и появлению нежелательных взаимодействий с другими цепями.

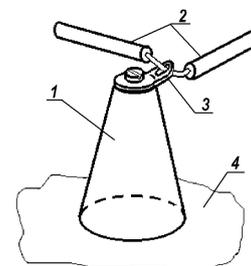


Рис. 5.1.5. Внешний вид изолятора:  
1 – изолятор; 2 – проводники; 3 – лепесток; 4 – шасси

**Кабельные изделия.** Различные виды линий связи будут рассмотрены в подразделе 5.2. При необходимости защиты сигнальных цепей применяют экранированные многожильные кабели. Экранировку кабелей применяют также для защиты внешних цепей от больших токов, протекающих по цепям питания, например в источниках питания лазеров, где импульсный ток составляет десятки или сотни ампер. Применяются также витые двухпроводные пары, особенно для передачи импульсных сигналов в устройствах вычислительной техники (рис. 5.1.6).

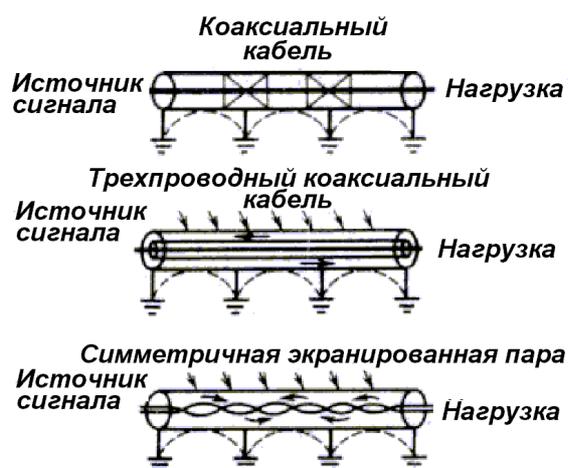


Рис. 5.1.6. Некоторые виды кабельных соединений с учетом ЭМС

Высоковольтные шины передающих устройств могут быть источниками значительных электростатических полей в тех местах, где имеются острые углы и выступы. Это приводит к ионизации воздуха вблизи таких мест и образованию коронного разряда, который создает помеху типа белого шума. Ионизация воздуха вблизи такой шины вызывает ухудшение изоляции или экранирования, что приводит к соответствующему ухудшению характеристик изделия. Поэтому при монтаже высоковольтных шин необходимо предусматривать, чтобы минимальный радиус изгиба был в 10 раз больше ее диаметра, а точки контакта и другие

неровности были скруглены.

При оценке ЭМС необходимо учитывать существующие потери в изоляции кабелей за счет токов утечки. Поэтому в техническом задании на разработку прибора всегда нормируют величину сопротивления изоляции в цепях питания прибора, подключаемых к общему источнику питания в РЭС, размещаемых на подвижных носителях.

**Разъемы.** Разъемы широко применяются для межблочных соединений, а также внутри блоков для соединения субблоков и плат, устанавливаемых в разъемы на шасси или на материнскую плату, как в компьютерах. Основными помехообразующими факторами, связанными с использованием разъемов, являются:

- широкополосный шум, обусловленный плохим контактом;
- паразитные индуктивности и емкости, из-за которых передаются наводки в чувствительные цепи, а также возникают паразитные резонансы токов и напряжений;
- отраженные и стоячие волны, обусловленные неоднородностями в соединителях;
- нерегламентированное затухание, вносимое в цепь.

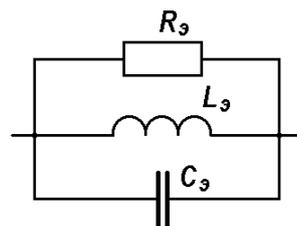
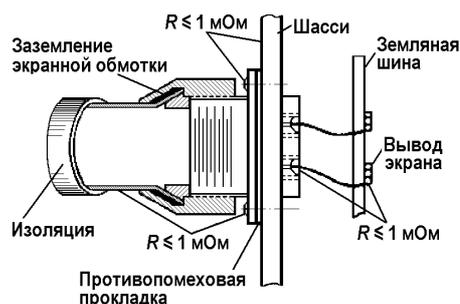


Рис. 5.1.7. Экранирование и заземление разъема      Рис. 5.1.8. Эквивалентная схема контакта разъема

При установке разъемов следует уделять внимание качественному соединению экранов проводов с корпусом блока в приборных частях розеток и вилок. Экран должен хорошо контактировать с корпусом по всей поверхности (рис. 5.1.7), причем сопротивление этого контакта должно быть не более 1 миллиома. Зазоры между корпусом должны быть закрыты помехопоглощающими прокладками. Эквивалентная схема одного разъемного соединения, учитывающая его конечное переходное сопротивление (несколько миллиом), а также индуктивность (единицы наногенри) и емкость (до 10 пФ), показана на рис. 5.1.8.

Для уменьшения контактных потерь и снижения, в соответствии с этим, широкополосного шума в РЭС авиационной и космической техники применяют разъемы с контактами, покрытыми золотом. Эти металлы в наименьшей степени подвержены коррозии. Кроме того, все незадействованные в штатной схеме соединений РЭС разъемы (технологические, на которые выводятся контрольные сигналы и которые используются только при проведении регламентных работ с аппаратурой) должны быть закрыты металлическими крышками. Это, с одной стороны, препятствует прохождению внешних

электромагнитных помех через открытые контакты разъема, а с другой стороны, исключает излучение помех из прибора во внешнюю среду.

В радиоаппаратуре повышенного быстродействия соединения элементов проводят коаксиальным кабелем. При этом при переходе линии связи из блока в блок необходимо использовать коаксиальные разъемы. По способу соединения эти разъемы разделяются на байонетные и резьбовые. Надежность соединения в разъемах последнего типа намного выше и они рекомендуются для использования в аппаратуре подверженной тряске и вибрациям.

### 5.1.2. Активные радиоэлементы

**Полупроводниковые диоды.** При включении диода в прямом направлении в области  $p-n$  перехода накапливаются неосновные носители заряда. Если затем к переходу прикладывается обратное смещающее напряжение, то в течение некоторого времени через него течет ток, обусловленный этими носителями. Время существования такого тока (называемое также временем восстановления или временем переключения) обусловлено скоростью рассасывания неосновных носителей в  $p-n$  переходе, а длительность, форма и амплитуда этого тока зависят от характеристик диода и параметров схемы (рис. 5.1.9). Выбросы тока имеют широкий спектр и являются источником помех в цепях.

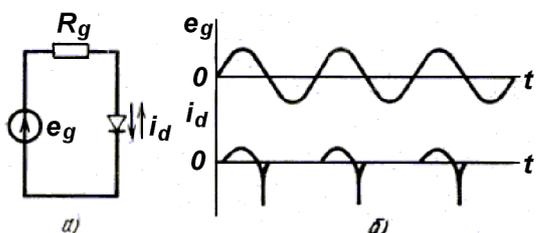


Рис. 5.1.9. Схема однопериодного выпрямителя (а) и форма напряжения на диоде и тока через него (б)

При выпрямлении процесс переключения и, следовательно, образования помех периодически повторяется.

В выпрямительных устройствах такие помехи можно уменьшить:

- устанавливая конденсатор параллельно диоду;
- включая резистор последовательно с диодом;
- включая высокочастотный конденсатор между одним и (или) другим выводом диода и землей;
- используя такой режим работы диода, при котором ток через него значительно меньше максимально допустимого для диодов данного типа.

Диоды используются и для отсечки колебаний, подаваемых на вход соответствующих устройств. Однако чем больше уровень отсечки, тем больше гармонических составляющих содержится в выходном сигнале такого устройства.

Высокочастотный сигнал может вызвать изменение напряжения смещения диода, что приведет к ложному переключению, искажениям или неправильной форме выходного

сигнала. Все диоды подвержены пробою, если ВЧ напряжение, приложенное к диоду, превышает его максимальное обратное напряжение.

Диоды, рассчитанные на небольшую мощность ( $< 25$  мВт), или с небольшой площадью  $p$ - $n$  перехода (например, точечные) при работе в зоне сильных электромагнитных полей, могут поглощать значительную долю энергии поля, что способствует ухудшению их параметров или приводит к перегоранию диода. Диоды с большой площадью  $p$ - $n$  перехода имеют ощутимую емкость перехода ( $10 \div 15$  пФ). Энергия, проходящая через эту емкость, складываясь с энергией, нормально проходящей через диод, может привести к перегреву перехода и его разрушению. Поэтому диоды, находящиеся в зоне высокочастотных полей, необходимо экранировать.

Если туннельный диод в качестве активного элемента используется в усилительном каскаде, то эквивалентные емкости или индуктивности подключенных к нему цепей могут вызвать паразитные колебания (обычно -с частотой порядка 1 МГц).

Следует учитывать, что все стабилитроны являются источниками дробового шума и шума, уровень которого обратно пропорционален частоте. Вообще говоря, шум растет с увеличением тока, однако для некоторых точек вольтамперной характеристики стабилитрона характерно отсутствие шума (такой шум называют пятнистым). Большинство стабилитронов имеют ЭДС шума  $0,001 \div 1$  мВ.

**Транзисторы.** Транзисторы, работающие при низких уровнях сигналов, могут иметь повышенную чувствительность к помехам. Шум, характерный для полупроводниковых материалов, может накладывать ограничения на минимальные значения детектируемых и усиливаемых сигналов.

Внутренние сопротивления и емкость транзисторов или время переноса ограничивают рабочую частоту. В транзисторах различают следующие основные виды шума: тепловой (рис. 5.1.10, *a*), дробовой (рис. 5.1.10, *б*) и мерцательный (фликкер-шум).

Тепловой шум обусловлен случайными движениями дырок и электронов в полупроводнике. Внутренний шум транзистора имеет равномерный спектр (причем мощность шума определяется полосой частот нагрузки) и сохраняет равномерность вплоть до частоты, после которой из-за наличия внутренней емкости прибора усиление транзистора падает. Для полосы частот, например, 5 кГц при нормальной температуре на резисторе 500 кОм выделяется напряжение шума, равное 6 мкВ.

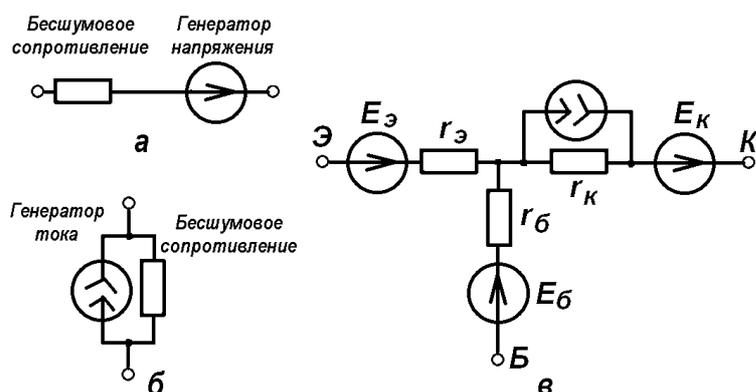


Рис.5.1.10. Эквивалентные схемы источников шума, возникающего в транзисторах: а – теплового; б – дробового; в – суммарная для теплового, дробового, мерцательного

Среднеквадратическое значение дробового шума пропорционально числу неосновных носителей, току, температуре и ширине полосы:  $i^2 = 2eIB$ , где  $e$  – заряд электрона;  $I$  – постоянный ток;  $B$  – полоса частот.

Мерцательный шум имеет спектр мощности, обратно пропорциональный частоте. Этот шум называют также шумом полупроводника; предполагают, что он обусловлен дефектами кристаллической решетки, поверхностными эффектами и связанными с ними утечками носителей заряда. Мерцательный шум преобладает на частотах ниже 10 кГц; на более высоких частотах преобладают тепловой и дробовый шумы. Эквивалентная схема транзистора со всеми тремя источниками шума показана на рис. 5.1.10, в.

Один из специфических видов шума возникает в высокочастотных транзисторах (на 100 МГц и выше), если такие транзисторы работают на частотах, существенно меньших их номинальной рабочей частоты. Такой шум обусловлен возникновением паразитных колебаний в рабочей полосе частот. Например, транзистор на 400 МГц при работе на частотах ниже 80 МГц самовозбуждается из-за взаимодействия с паразитными емкостями и индуктивностями связанных с ним цепей, что приводит к возникновению широкополосного гауссова шума вблизи или ниже той частоты, на которой работает транзистор. Этот шум возникает из-за колебаний внутриэлементных емкостей (емкостей перехода), изменяющихся в широких пределах при изменении приложенного напряжения подобно тому, как это происходит в варакторах.

Транзисторы, работающие в линейном режиме, обычно не являются источниками помех. Если же транзистор работает в режиме переключения, быстрые изменения токов в сигнальных и питающих цепях могут вызывать колебания с частотами 0,25÷2,0 МГц.

Инверторы могут создавать значительные помехи в диапазоне частот 15÷200 МГц с максимальным значением вблизи 60 МГц. Транзисторы, рассчитанные на токи порядка миллиампера, имеют время переключения порядка наносекунд, а относительно сильноточные устройства – порядка нескольких микросекунд. Таким образом, скорости изменения тока при переключении могут составить порядка  $10^7$  А/с. "Мягкое переключение",

выбор небольших значений тока и его плотности позволяют уменьшить помехи, возникающие при переключении.

Низковольтные транзисторы могут быть очень восприимчивы к помехам, что иногда приводит к ложным срабатываниям переключающих устройств.

**Электровакуумные приборы (ЭВП).** Шум в ЭВП имеет тот же характер, что и в транзисторах, но отличается по абсолютной величине. Это обусловлено как большим количеством конструктивных элементов в них, так и расстояниями между электродами.

В газонаполненных электронных приборах (тиратронах и игнитронах) природа шума отлична от шума в ЭВП. Зажигающий электрод игнитрона как источник искры может создавать шум. Кроме того, в газонаполненном приборе в состоянии проводимости между анодом и катодом находится плазма, в которой из-за внутренних нестабильностей могут возникать колебания, также являющиеся источниками шума.

Основные виды шума в электровакуумных приборах следующие: дробовый, шум токораспределения, индуктированный, газовый, шум вторичной эмиссии, мерцательный.

Дробовой шум (называемый также шумом Шоттки) возникает вследствие случайных флуктуаций интенсивности электронной эмиссии катода. Когда анодный ток ограничивается пространственным зарядом, уровень флуктуаций значительно уменьшается благодаря наличию большого количества электронов в зоне виртуального катода.

Шумовой ток из-за дробового эффекта в лампе можно представить следующим образом. Пусть в самой лампе шум отсутствует, но к ее управляющей сетке подключено сопротивление  $R$ , являющееся источником теплового шума. Тогда составляющую анодного тока лампы, обусловленную дробовым шумом, можно приравнять к току, который возник бы в "нешумящей" лампе, если бы к ее сетке была приложена ЭДС теплового шума, выделяющаяся на этом сопротивлении.

Шум токораспределения возникает в многоэлектродных лампах и обусловлен флуктуациями распределения тока между электродами. Шум токораспределения свойствен и ЭВП, где используются электронные волны, например лампам бегущей волны. На очень высоких частотах (свыше 30 МГц) флуктуации числа электронов, проходящих сквозь сетку, имеющую пониженный относительно катода потенциал, вызывают индуктированные шумовые токи, уровень которых растет с частотой. Из-за электронной проводимости лампы такой шум попадает в ее входную цепь.

Шум вторичной эмиссии обусловлен флуктуациями интенсивности возникновения вторичных электронов. Появляющиеся при столкновениях молекул ионы, ударяясь о катод, высвобождают из него электроны. Этот процесс является источником так называемого газового шума.

Мерцательный шум, свойственный обычно ЭВП с оксидным катодом, возникает вследствие низкочастотных вариаций активности катода.

**Выключатели и переключатели.** При замыкании и размыкании цепей питания с помощью механических контактов возникают помехи в виде электромагнитных колебаний, возбуждаемых скачками тока в реактивных элементах цепей, связанных с этими устройствами. Кроме того, при случайном замыкании и размыкании цепи, обусловленными вибрацией контактов, появляются высокочастотные колебания с большим числом гармонических составляющих. При резком разрыве цепи возникают переходные процессы, обусловленные ЭДС самоиндукции, искрение, пробой диэлектриков и другие явления. Все эти процессы – источники помех.

При разрыве цепи с помощью механических контактов между ними возникает искра, представляющая собой дуговой разряд, при котором выделяется энергия, накопленная в распределенных и сосредоточенных реактивных элементах цепей. Искра разрушает поверхность контактов и приводит к появлению сильной широкополосной помехи. Энергия, рассеиваемая в искре, зависит от характера нагрузки разрываемой цепи.

Нагрузка может иметь активный, емкостной или индуктивный характер. Различают два типа реактивных нагрузок: первый характеризуется значительными скачками тока в момент включения относительно установившегося значения (емкостные нагрузки, люминесцентные лампы и электродвигатели); второй отличается значительными скачками напряжения относительно установившегося значения (индуктивные нагрузки). Электродвигатель, например, может вызвать скачок тока при запуске и скачок напряжения при остановке. Активные нагрузки не вызывают скачков тока и напряжения (значения тока и напряжения при переключении не отличаются от установившихся).

Наилучшими контакторами являются ртутные, поскольку им не свойственны загрязнение и вибрация контактов. Однако такие контакторы должны располагаться только в горизонтальной плоскости. В бортовой (самолетной) аппаратуре применяют вакуумные коммутирующие устройства, замыкающиеся под действием магнитного поля соленоида. В этих устройствах контакты заключены в вакуумированный объем.

Применение для коммутации полупроводниковых приборов позволяет устранить дуговые явления, но в этом случае возникают помехи типа переходных процессов, которые также требуют специальных средств для их подавления. Широко распространенным способом исключения помех, обусловленных размыканием контактов, является замена механических переключателей полупроводниковыми вентилями – тиристорами. Тиристор закрывается лишь тогда, когда переменный ток, проходящий через него, становится равным нулю независимо от сдвига фаз между током и напряжением. Это выгодно отличает

тиристор от механических средств коммутации, которые разрывают цепь независимо от мгновенного значения тока в ней в момент коммутации. Разрыв цепи именно при нулевом мгновенном значении тока позволяет значительно уменьшить возникающие помехи.

**Электромагнитные реле.** Большинство реле соленоидного типа. Помехи возникают как в переключаемых, так и переключающих цепях реле. Из-за большого числа витков в обмотках и наличия стального сердечника и якоря реле обладают значительной индуктивностью. При прерывании тока в цепи обмотки реле (примерно за 1 мкс) за счет энергии, накопленной в магнитном поле катушки, возникает скачок напряжения, в 10÷20 раз превышающий напряжение питания обмотки. Этот скачок напряжения имеет крутой фронт, что может вызвать образование дуги в месте разрыва цепи, переходные процессы в цепях и излучение помех. Скорость последующего спада напряжения определяется индуктивностью, распределенной емкостью и сопротивлением обмотки. Дуга, возникающая при разрыве цепи, существует до тех пор, пока расстояние между контактами достаточно для ее поддержания. Длительность дуги зависит также от состава окружающей среды и приложенного напряжения.

В идеальном случае переключающие контакты реле должны переходить из полностью разомкнутого к полностью замкнутому состоянию (срабатывать) мгновенно и без искрения. Однако в действительности вследствие вибрации контакта замыкание происходит не сразу. Поэтому в небольших реле (при одном колебании контакта) время срабатывания составляет 10÷50 мкс. В больших реле возможно несколько колебаний контактов перед полным замыканием и время срабатывания может достигать нескольких миллисекунд.

Вибрация контактов, случайное размыкание или изменение сопротивления контакта под воздействием внешних факторов (удары, ускорения, вибрации) в реле, применяемых в вычислительных системах, могут вызывать ошибки вычислений. При выборе метода подавления переходных процессов в реле рекомендуется дополнительно учитывать следующее (рис. 5.1.11).

1. Использование схемы по рис. 5.1.11, *а*, позволяет также уменьшить опасность непреднамеренного обратного включения напряжения питания (обмотки) благодаря шунтирующему действию диодной цепи. Большинство германиевых диодов имеет меньшее прямое сопротивление, чем кремниевые, поэтому обратный скачок напряжения в схеме рис. 5.1.11, *а*, с германиевыми диодами будет меньше. Однако кремниевые диоды используют чаще, так как они выдерживают большие обратные напряжения и допускают большие токи в прямом направлении. Когда  $R$  больше, чем прямое сопротивление диода (типичный случай), схема рис. 5.1.11, *а*, работает так же, как схема рис. 5.1.11, *б*. Однако при включенном питании обмотки мощность не теряется, так как резистор  $R$  отключен.

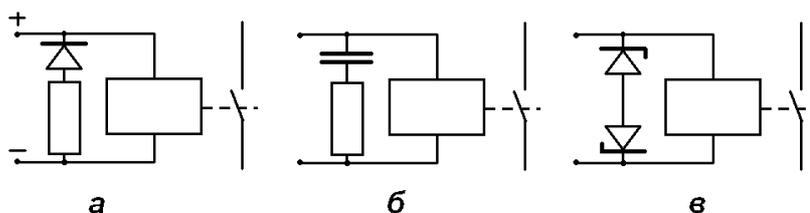


Рис. 5.1.11. Схемы подавления переходных процессов в обмотках реле

2. Схема рис. 5.1.11, б, обеспечивает небольшие обратные скачки напряжения. Использование одного конденсатора в помехоподавляющей цепи без последовательного резистора нецелесообразно, так как большой зарядный ток конденсатора может вывести из строя контакты реле или вызвать большие скачки тока в цепях. Сопротивление последовательного резистора в схеме рис. 5.1.11, б,  $R = 0,1R_{об}$  ( $R_{об}$  – омическое сопротивление обмотки реле). Сопротивление  $R$  выбирается исходя из допустимого значения обратного скачка напряжения. Включение обмотки реле в коллекторную цепь транзистора увеличивает чувствительность схемы и значительно снижает влияние переходных процессов в цепи обмотки на другие цепи.

3. Применение встречно включенных стабилитронов (рис. 5.1.11, в) также является эффективным методом подавления скачков напряжения при переходных процессах в реле. Этот метод применяется для цепей переменного и постоянного токов.

При отключении питающего напряжения один из диодов ограничивает обратный скачок напряжения. Такая схема обеспечивает средние значения результирующего обратного скачка и постоянной времени между таковыми в резистивно-емкостной схеме (рис. 5.1.11, б) и схеме с одним диодом (рис. 5.1.11, а).

### 5.1.3. Рекомендации по выбору пассивных и активных ЭРИ с учетом ЭМС

**Резисторы.** В сильных электромагнитных полях резисторы могут разогреваться, что вызывает изменение их сопротивления. Проволочные и спиральные резисторы могут вести себя как катушки индуктивности. Эти факторы необходимо учитывать при выборе типа резистора в заданных условиях эксплуатации. Необходимо также уменьшать длину выводов резисторов в высокочастотных цепях, чтобы уменьшить величину индуктивности вывода.

**Конденсаторы.** Наличие собственной индуктивности, емкости и активного сопротивления выводов конденсатора ограничивает скорость заряда (разряда) конденсатора при скачке приложенного напряжения. Эти факты следует учитывать при конструировании высокочастотных или времязадающих цепей. При расчете цепей с конденсаторами следует также учитывать, что у большинства типов конденсаторов номинальные значения емкости сохраняются в небольшом интервале температур и на границах температурных диапазонов могут изменяться на десятки процентов от номинала.

**Катушки индуктивности.** Для уменьшения влияния внешних электрических и магнитных полей на катушку и влияния поля самой катушки на прочие элементы схемы необходимо использовать электростатические и магнитные экраны.

**Кабельные соединения и линии связи** с учетом обеспечения ЭМС рассматриваются в подразделах 5.2. и 5.3.

**Разъемы.** Выбор разъемов с позиций внутриаппаратурной ЭМС проводят с учетом следующих факторов: экранирующих свойств, материала контактов, электрических параметров, в том числе характеризующих фильтрующие свойства, механических характеристик, экономических факторов.

Для уменьшения контактных потерь применяют разъемы с позолоченными контактами. Если какой-либо разъем, предназначенный для технологических целей, не используется (не подключен) в штатной схеме соединений, на него должна быть одета металлическая заглушка. В аппаратуре РЭС, подверженной тряске и вибрации, используемые разъемы приборных и кабельных частей должны иметь резьбовые соединения (см. рис. 5.1.7) для обеспечения жесткости сочленения контактов с целью исключения возможности возникновения контактных помех.

**Диоды и транзисторы.** При использовании активных полупроводниковых элементов следует руководствоваться техническими условиями и другой нормативной документацией на конкретный тип ЭРИ.

**ЭВП.** Для того, чтобы защитить ЭВП от внешних электрических и магнитных полей, а также уменьшить влияние полей, создаваемых ЭВП внутри радиоэлектронного блока, применяют металлические экраны, надеваемые на ЭВП.

**Реле.** Особое внимание следует уделять подавлению помех, возникающих в реле, при расположении последних вблизи восприимчивых цепей или устройств. Выводы питания реле и сигнальные цепи должны быть изолированы, свиты и (или) экранированы. Иногда необходимо устанавливать фильтры в цепях питания реле и (или) отдельно экранировать сигнальные цепи.

Еще одной из трудностей, связанных с применением реле, являются перекрестные помехи между переключаемыми цепями. В том случае, когда из-за таких помех применение одного реле для переключения одновременно сигналов с низкими и высокими уровнями нецелесообразно, возможны различные варианты схем, обеспечивающих коммутацию входной цепи с двумя или несколькими другими цепями. Одним из примеров такой коммутации является использование многопозиционных коаксиальных реле, в ряде случаев обеспечивающих развязку более 35 дБ на частоте 1 ГГц и более 50 дБ на частоте 100 МГц.

**Гальванические развязки** телеметрических, сигнальных и командных цепей. Для исключения кондуктивных помех в вышеперечисленных быстродействующих цепях применяют различного вида развязки: оптронные пары (рис. 5.1.11, *а*), содержащие светодиод и фотодиод, и импульсные трансформаторы (рис. 5.1.11, *б*). Время переключения этих элементов задается в ТУ на них.



Рис. 5.1.12. Примеры гальванических развязок: *а* – оптронная пара; *б* – импульсный трансформатор

Оптронная развязка является наиболее оптимальной, поскольку в ней отсутствует вероятность пробоя между развязываемыми цепями. В командных цепях (цепях управления), а также в цепях телеметрического контроля, где не требуется быстродействие, используются электромагнитные реле, время переключения которых составляет  $10 \div 20$  мс.

## 5.2. Помехи в одиночных линиях связи

### 5.2.1 Модели линий связи

Конструктивное исполнение соединений принципиальной электрической схемы в виде различного рода линий связи (ЛС) приводит к неоднородности этих соединений и возникновению паразитных параметров при распространении сигналов вдоль такой ЛС. Виды монтажных соединений, используемые в радиоэлектронной аппаратуре, отличаются конструкторской реализацией, техническими, эксплуатационными и экономическими показателями, а также **параметрами ЭМС**. К последним относятся: **эффективность экранирования, волновое сопротивление линии связи, скорость распространения волны в линии**. Эти параметры определяются электрофизическими параметрами (ЭПФ) ЛС, которая, в свою очередь, выполняется с помощью различных видов соединений.

Основными видами монтажных соединений, применяемых в аппаратуре РЭС, являются: разновидности **проводного монтажа, печатный монтаж, монтаж коаксиальными кабелями, тонкопроводный и стежковый монтаж**. Каждый вид монтажного соединения находит применение при создании конструктивных функциональных узлов определенного уровня. Для решения вопросов внутриаппаратурной ЭМС необходимо уяснить роль, которую играют электрические соединения в конструкции аппаратуры, и их влияние на такие основные параметры изделия как чувствительность, быстродействие, уровень генерируемых помех, восприимчивость к ним и т. п.

ЛС между элементами принципиальной схемы на отдельных участках может иметь различный конструктивный вид. Так связь двух элементов, расположенных на различных

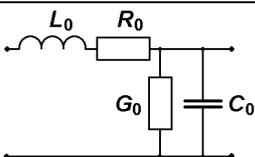
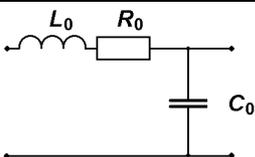
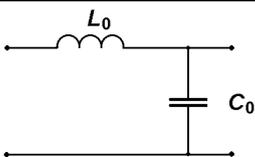
типовых конструкциях (субблоках), может включать следующие участки: микрополосковая линия – контакт разъема – коаксиальный кабель – контакт разъема – витая пара. Степень искажения сигналов зависит от электрических параметров, топологии и геометрической длины различных соединений. Помехи, возникающие при конструктивной реализации межсистемных соединений, не должны превышать допустимых, а возникающие задержки сигналов должны обеспечивать определенное в ТЗ быстродействие устройства.

С позиций ЭМС основными этапами конструирования монтажных соединений при системном подходе к проектированию аппаратуры являются [5]:

1. Расчет ЭПФ одиночных ЛС.
2. Расчет ЭПФ, определяющих электромагнитное взаимодействие между линиями связи.
3. Построение математических моделей ЛС, плат, элементной базы, узлов и аппаратуры в целом, пригодных для компьютерного анализа.
4. Оценка помехозащищенности узлов с помощью расчета помех в вышеприведенных схемах и сопоставление рассчитанных значений помех с допустимыми значениями.

Решение этих задач возможно только при использовании моделей ЛС и конструкции аппаратуры, обоснованных с позиции электродинамики. В случаях, представляющих практический интерес, при расчете параметров ЛС исходят из квазистатического приближения, что позволяет упростить решаемую задачу, сводя ее к статическому режиму. Это упрощает этап определения первичных электрических параметров ЛС: электрической емкости, индуктивности и активного сопротивления.

Таблица 5.2.1. Модели отрезка линии связи

Схема замещения отрезка ЛС	$\gamma = \alpha + i\beta$	$Z_0$
<p>Общая модель</p> 	$\sqrt{(R_0 + i\omega L_0)(G_0 + i\omega C_0)} \approx$ $\approx \frac{R_0}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} + \frac{G_0}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} + i\omega \sqrt{L_0 C_0}$	$\sqrt{\frac{R_0 + i\omega L_0}{G_0 + i\omega C_0}}$
<p>Малые утечки</p> 	$\frac{R_0}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} + i\omega \sqrt{L_0 C_0}$	$\sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \left( 1 - i \frac{R_0}{2\omega L_0} \right)$
<p>Линия без потерь</p> 	$i\omega \sqrt{L_0 C_0}$	$\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$

Линия с распределенными параметрами описывается следующими характеристиками:  $L_0$ ,  $C_0$  – собственные емкость и индуктивность на единицу длины линии;  $R_0$ ,  $G_0$  – сопротивление проводника и проводимость изоляции на единицу длины линии;  $Z_0$  –

волновое сопротивление линии;  $\gamma = \alpha + i\beta$  – постоянная распространения;  $\alpha$  – коэффициент затухания (потери в проводнике ЛС –  $\alpha_R$ , потери в диэлектрике –  $\alpha_G$ );  $\beta$  – фазовая постоянная;  $v_{\text{ф}} = 1/\sqrt{\mu\epsilon} = c/\sqrt{\mu_r\epsilon_{\text{эф}}}$  – фазовая скорость;  $c = 1/\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$  – скорость распространения ЭМП в вакууме;  $\mu_r$  – относительная магнитная проницаемость среды;  $\epsilon_{\text{эф}}$  – эффективное значение относительной диэлектрической проницаемости среды (для большинства диэлектриков  $\mu_r = 1$ ,  $\epsilon_{\text{эф}} = 5 \dots 8$ );  $t_{\text{з.р.л.}} = 1/v_{\text{ф}} = \sqrt{\mu\epsilon}$  – удельное время задержки распространения сигнала в ЛС, в с/м;  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м;  $\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6}$  Гн/м.

Для ненагруженной ЛС с учетом значения  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с имеем

$$t_{\text{з.р.л.}} = 3,33 \sqrt{\mu_r \epsilon_{\text{эф}}}, \text{ нс/м.} \quad (5.2.1)$$

Для нагруженной линии связи

$$t'_{\text{з.р.л.}} = t_{\text{з.р.л.}} \sqrt{1 + C_{\text{сх}}/C_0 l}, \quad (5.2.2)$$

где  $C_{\text{сх}}$  – емкость нагрузки;  $l$  – геометрическая длина линии. Из соотношения (5.2.1) видно, что увеличение значения эффективной диэлектрической проницаемости среды  $\epsilon_{\text{эф}}$  приводит к возрастанию времени задержки распространения сигнала в ЛС.

Для полной оценки ЛС применяется наиболее общая модель отрезка линии, состоящая из последовательно соединенных индуктивности и активного сопротивления и параллельно включенных емкости и проводимости (см. первую строку табл. 5.2.1). При использовании диэлектриков в составе ЛС с очень малой проводимостью ( $G_0 \approx 0$ ) модель упрощается (вторая строка табл. 5.2.1), а для большинства случаев рассматриваются ЛС без потерь, для которых активное сопротивление  $R_0$  пренебрежимо мало по сравнению с индуктивным сопротивлением (последняя строка табл. 5.2.1).

### 5.2.2. Короткие и длинные линии связи

При анализе быстродействия аппаратуры ЛС подразделяются на электрически длинные и короткие. При этом сопоставляется время  $T_3$  распространения электромагнитной волны вдоль ЛС длиной  $l$  с временным интервалом  $t^{0,1}$ , в течение которого токи и напряжения изменятся на заметную долю от полного их изменения в рассматриваемом процессе. Электрически длинная линия имеет погонную длину больше линии критической длины  $l_{\text{к.д.}}$ :

$$l_{\text{д}} > l_{\text{к.д.}} \quad (5.2.3)$$

Для короткой ЛС необходимо выполнить условие

$$l_{\text{к}} \leq 0,25 l_{\text{к.д.}} \quad (5.2.4)$$

Длина критической ЛС определяется из соотношения

$$l_{\text{к.д.}} = t^{0,1}/2 t_{\text{з.р.л.}} \quad (5.2.5)$$

Кратко интерпретировать вышеизложенное можно следующим образом. ЛС относится к электрически длинной, если время распространения сигнала вдоль нее больше фронта импульса. "Длинные" соединения делают в виде согласованных экранированных линий связи. Для них характерна задержка сигнала и уменьшение его амплитуды. Массовые соединения обычно выполняют несогласованными неэкранированными ЛС. Большинство массовых соединений можно отнести к электрически "коротким". ЛС считается электрически "короткой", если длительность фронта импульса больше времени распространения (точнее  $t_{\phi} > 4T_3$ ). Для таких соединений характерно ухудшение фронтов и появление паразитных сигналов на плоской части импульса. Основные искажающие факторы – эффект отражений и различного рода помехи.

При анализе внутриаппаратурной ЭМС можно использовать фундаментальные соотношения между электрическими параметрами ЛС без потерь, справедливые при квазистатическом приближении. Для одиночной ЛС можно записать

$$L_0 C_0 = \mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_{\text{эф}}. \quad (5.2.6)$$

Если в ЛС магнитные материалы не применяются, то  $\mu_r = 1$  и

$$L_0 = \epsilon_{\text{эф}} / c^2 C_0 = 1 / v_{\phi}^2 C_0 \quad (5.2.7)$$

Для однородной среды с  $\epsilon_{\text{эф}} = 1$  выражение (5.2.7) принимает вид

$$L_0 = 1 / c^2 C_0. \quad (5.2.8)$$

Т. е. для определения индуктивности ЛС достаточно знать погонную емкость  $C_0$  линии. Аналогичным образом могут быть получены другие вторичные параметры ЛС, что позволяет считать электрическую емкость базовым параметром (см. табл. 5.2.2).

Таблица 5.2.2. Электрические параметры ЛС без потерь

Параметр	$L_0$	$Z_0$	$v_{\phi}$	$t_{з.р.л}$
Общее соотношение	–	$\sqrt{L_0/C_0}$	$1/\sqrt{L_0 C_0}$	$\sqrt{L_0 C_0}$
Расчетная формула (через $C_0$ и $\epsilon_{\text{эф}}$ )	$\epsilon_{\text{эф}} / c^2 C_0$	$\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}} / c C_0$	$c / \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}$	$\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}} / c$

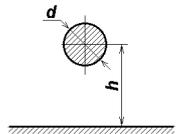
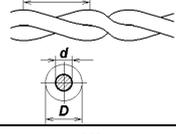
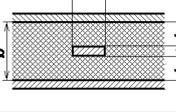
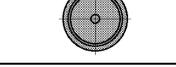
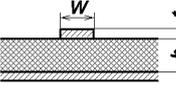
### 5.2.3. Параметры некоторых внутриаппаратурных линий связи

Основная задача при проектировании соединений быстродействующих элементов радиоэлектронной аппаратуры состоит в выборе типа, конструкции и определении допустимой длины ЛС, в выработке требований к таким конструктивным элементам монтажа, как печатная плата, разъемы и т.п. Искажение сигналов из-за паразитных влияний должно учитываться при решении топологических задач, конструирования, т. е. при компоновке схем, размещении конструктивных модулей и трассировке связей между ними.

Расчетные формулы для определения параметров некоторых ЛС [9], представлены в

табл. 5.2.3. Линейные размеры элементов выражаются в миллиметрах.

Таблица 5.2.3. Некоторых виды ЛС и их электрические параметры

Тип	Вид	$C_0$ , Ф/м	$L_0$ , Гн/м	$Z_0$ , Ом
Проводник над металлической плоскостью		$\frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_{эф}}{\ln(4h/d)}$	$\frac{\mu_r\mu_0}{2\pi} \ln \frac{4h}{d}$	$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} \ln \frac{4h}{d}$
Витая пара		$(0,35\dots 0,5)\cdot 10^{-12}$ $(0,5\dots 1,0)\cdot 10^{-12}$ (при экранировании)	$2\cdot 10^{-7} \ln \frac{2D}{d}$	$\frac{120}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} \ln \frac{2D}{d}$
Полосковая линия		$\frac{0,355\cdot 10^{-10}\epsilon_{эф}W}{b(1-t/h)}$	$4,6\cdot 10^{-7} \ln \frac{16h}{\pi W}$	$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} \ln \frac{4b}{0,567W + 0,67t}$
Коаксиальный кабель				50; 75; 100
Микрополосковая линия		$\frac{\epsilon_{эф}10^{-9}W}{4\pi h}$	$\frac{3,77mh}{3\cdot 10^6W}$	$\frac{87}{\sqrt{\epsilon_{эф} + 1,41}} \ln \frac{5,98h}{0,8W + t}$

**Проводник над металлической плоскостью.** Формулы справедливы для  $h \gg d/2$ .

**Витая пара.** Витая пара изготавливается из обычного монтажного провода. Шаг скрутки  $s$  составляет 5 или 10 мм. Один провод витой пары сигнальный, второй соединяют с "массой". Таким образом, витая пара – частично экранированная ЛС. При экранировке витой пары ее распределенная емкость увеличивается.

**Полосковая линия.** Приведенные в табл. 5.2.3 формулы справедливы при  $W/b > 0,35$ .

**Коаксиальный кабель.** Является идеальной экранированной ЛС. Некоторые типы коаксиальных кабелей имеют волновое сопротивление 50, 75, 100 Ом. Однако медная оплетка кабеля не защищает линию от магнитных полей.

**Микрополосковая линия.** В этом случае проводник располагается на диэлектрике, нижняя поверхность которого металлизирована. Это в какой-то мере аналог печатной платы.

#### 5.2.4. Искажения сигнала в линиях связи

При распространении сигнала по ЛС может происходить его отражение, как от схемных, так и от конструктивных элементов (неоднородностей). Отражение от конструктивных неоднородностей значительно меньше искажает сигнал, чем отражение от схемных элементов, поэтому анализ эффекта отражений в несогласованных цепях сводится к исследованию переходных процессов в однородных линиях передачи с дискретными

неоднородностями.

Рассмотрим соединение двух логических элементов схем ТТЛ как элементарную цепь связи (рис. 5.2.1). Здесь:  $Z_1$  – выходное сопротивление элемента-источника Э1;  $Z_2$  – входное сопротивление элемента-нагрузки Э2;  $Z_0$  – волновое сопротивление;  $l$  – геометрическая длина линии связи. Пусть генератор в момент времени  $t_0$  вырабатывает идеальную ступеньку напряжения  $U_{вх}$ . В короткой линии связи реактивность, носящая емкостной или индуктивный характер, вызывает затягивание переднего фронта на входе элемента Э2, что вызывает запаздывание в запуске этого элемента. Для уменьшения времени распространения перепада напряжения важно знать, какая реактивность преобладает в линии, чтобы уменьшать ее с учетом характеристик используемых типов микросхем.

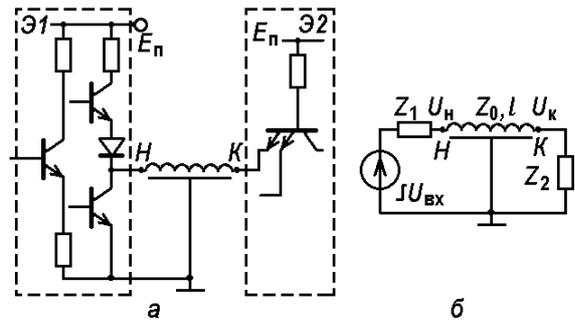


Рис. 5.2.1. Схема соединения логических элементов ТТЛ (а) и представление ее в виде элементарной цепи связи (б)

Для длинных линий необходимо учитывать согласование на концах линии. Если сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению линии, т. е.  $Z_2 = Z_0$ , то линия работает в согласованном режиме – эффект отражения отсутствует, так как нагрузка целиком поглощает сигнал. Если  $Z_2 \neq Z_0$  и  $Z_1 \neq Z_0$ , то через время  $T_3$ ,  $2T_3$ ,  $3T_3$  и т. д. сигнал будет поочередно отражаться от конца  $K$  и начала  $H$  ЛС с коэффициентами  $K_{02} = (Z_2 - Z_0) / (Z_2 + Z_0)$  и  $K_{01} = (Z_1 - Z_0) / (Z_1 + Z_0)$ . Время  $T_3 = lt_{з.р.л.}$ , где  $t_{з.р.л.}$  – задержка распространения сигнала на единицу длины ЛС.

Таким образом, в любой момент времени, в любой точке длинной линии напряжение равно сумме  $U_{н1} = U_{вх} Z_0 / (Z_1 + Z_0)$  и всех последующих отраженных фронтов импульсов, успевших появиться к рассматриваемому моменту времени. Эффект отражения приводит к затягиванию процесса установления положительного фронта импульса и возникновению колебаний  $\Delta U_+$  и  $\Delta U_-$  на отрицательном фронте (для схем ТТЛ). Искажение сигнала возрастает с увеличением длины ЛС и рассогласования цепи.

На рис. 5.2.2, а показана форма положительного фронта импульса на конце ЛС ( $Z_0 = 50$  Ом,  $\tau_{з.р.л.} = 6,5$  нс/м) различной длины при наихудшем сочетании между вольтамперными характеристиками элементов схем ТТЛ и  $Z_0$ . Степень искажения положительного фронта импульса оценивают параметрами  $\Delta t_{св}$ , и  $\Delta t_{вос}$ , измеряемыми соответственно по уровням 0,5 и 0,95 амплитуды импульса. Параметр  $\Delta t_{св}$  характеризует задержку положительного фронта сигнала в ЛС,  $\Delta t_{вос}$  – время восстановления помехоустойчивости. Как видно из графиков, в длинных соединениях (около 1 м)  $\Delta t_{св}$  может превысить задержку элемента  $t_3^{0,1}$ , что

необходимо принимать во внимание при разработке временной диаграммы. Параметр  $\Delta t_{\text{вос}}$  может достигать  $(3...4)t_3^{0,1}$  и его необходимо учитывать при определении частоты синхронизации.

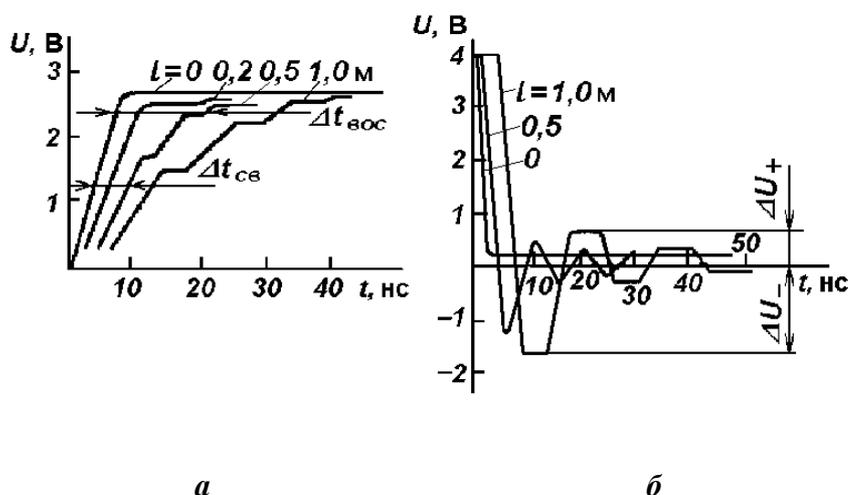


Рис. 5.2.2 Искажение положительного (а) и отрицательного (б) фронтов импульса

Искажение отрицательного фронта импульса при различной длине ЛС ( $Z_0 = 150$  Ом и  $\tau_{з,р.л.} = 5$  нс/м) показано на рис. 5.2.2, б. Колебания отрицательной полярности  $\Delta U_-$  на одном из входов элемента могут создать на запертых по другим его входам переходах многоэмиттерного транзистора напряжение, превышающее пробивное. Колебания положительной полярности  $\Delta U_+$  могут привести к ложному срабатыванию схемы. Колебания  $\Delta U_+$  при длине ЛС около 1 м имеют большую длительность и будут восприниматься элементом-нагрузкой как статическая помеха.

Выполнение массовых соединений согласованными связями встречает определенные технические и технологические трудности, поэтому основной задачей при конструировании является выбор типа и определение допустимой длины несогласованного соединения, которое обеспечивало бы требуемое быстродействие и помехоустойчивость.

Анализ искажения сигнала в ЛС можно выполнить в результате исследования переходных процессов в элементарной цепи связи (см. рис. 5.2.1, б). Если активное сопротивление токопроводящего провода и проводимость изоляции малы, то потерями, вносимыми параметрами  $R_0$  и  $G_0$ , можно пренебречь (см. табл. 5.2.1). Тогда процессы распространения сигнала в ЛС будут описываться дифференциальными уравнениями в частных производных (телеграфными уравнениями):

$$\frac{\partial U}{\partial x} = -L_0 \frac{\partial i}{\partial t}; \quad (5.2.9)$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -C_0 \frac{\partial U}{\partial t}$$

где  $x$  – координата расстояния вдоль линии;  $t$  – время.

### 5.2.5. Длинная линия с нелинейной нагрузкой

Аналитическое или численное решение уравнений (5.2.9) для сигналов нестандартной формы с учетом граничных условий, которые определяются нелинейными характеристиками схем, соединяемых линией передачи, представляет значительные трудности. Решение этих уравнений в дискретные моменты времени с шагом  $\Delta t = T_3$ , т. е. для начала и конца длинной линии связи, можно свести к решению следующей системы уравнений:

$$\begin{aligned} i_k(m) - i_n(m-1) &= -[U_k(m) - U_n(m-1)] / Z_0; \\ i_n(m) - i_k(m-1) &= -[U_n(m) - U_k(m-1)] / Z_0; \end{aligned} \quad (5.2.10)$$

где  $i_n$ ,  $U_n$ ,  $i_k$ ,  $U_k$  – токи и напряжения соответственно в начале и конце ЛС;  $m = t / T_3$ .

Граничные условия для этих уравнений определяются выходным сопротивлением элемента-источника  $Z_1$  и входным сопротивлением элемента-нагрузки  $Z_2$ . Так как параметры  $Z_1$  и  $Z_2$  нелинейны, то численно решить уравнения (5.2.10) трудно. Для оперативной оценки искажений при передаче сигнала по ЛС можно использовать графический метод.

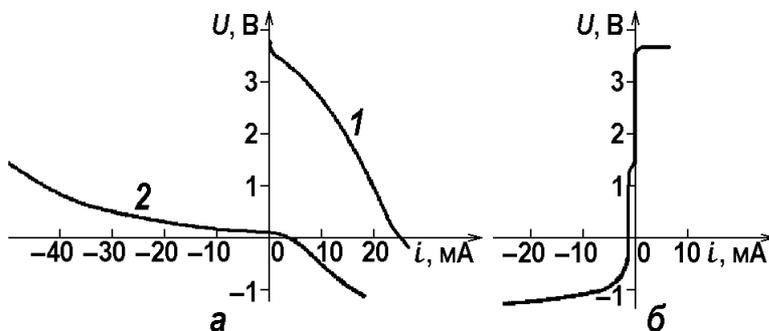


Рис. 5.2.3. Вольтамперные характеристики схем ТТЛ:  $a$  – выходной элемент ( $I$  – ВАХ для логической "1", 2 – ВАХ для логического "0");  $b$  – входная ВАХ элемента Э2

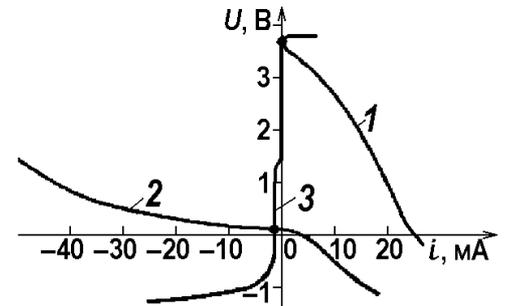


Рис. 5.2.4. Определение точек пересечения ВАХ выходного и входного элементов

Рассмотрим использование этого метода на примере анализа искажения сигнала в цепи связи двух элементов ТТЛ (см. рис. 5.2.1,  $a$ ). При определении искажений сигнала в ЛС микросхемы Э1 и Э2 заменяются нелинейными двухполюсниками, характеризующимися своими вольтамперными характеристиками (ВАХ). Граничными условиями для решения уравнений (5.2.10) являются выходная характеристика элемента Э1 в состоянии логической "1" (кривая 1 на рис. 5.2.3,  $a$ ) и его выходная характеристика в состоянии логического "0" (кривая 2), а также входная характеристика элемента Э2 (рис. 5.2.3,  $b$ ). По виду этих ВАХ можно определить возможность совместной работы различных генераторов и нагрузок. Для этого на одном графике наносят все три характеристики (рис. 5.2.4) и определяют точки

пересечения ВАХ –  $A$  и  $B$ . Наличие этих двух точек пересечений является необходимым условием совместной работы генератора и нагрузки.

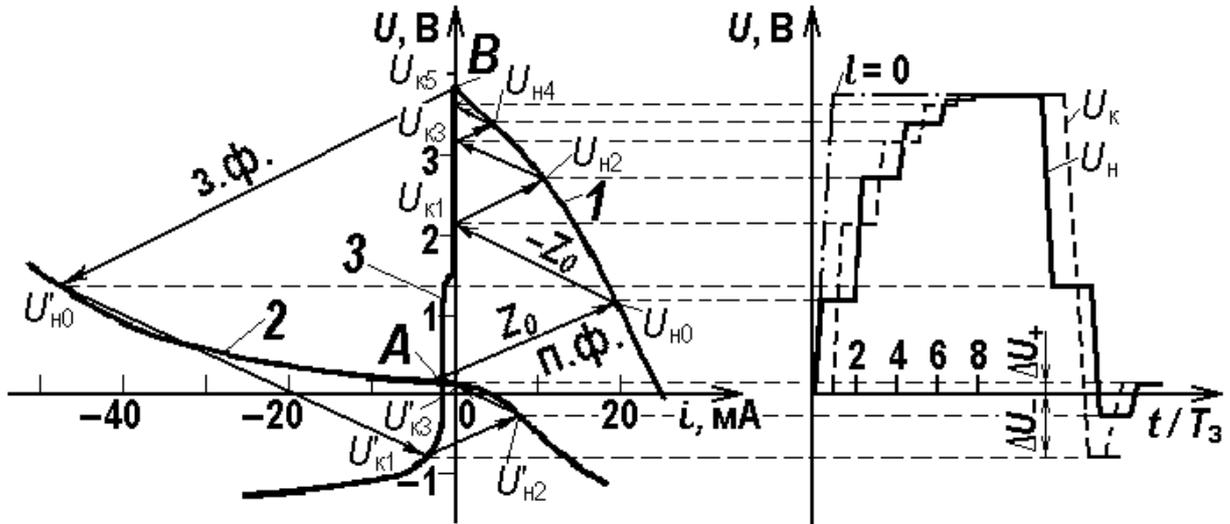


Рис. 5.17. Графический метод исследования искажений в несогласованных линиях связи схем ТТЛ

На рис. 5.2.5 проиллюстрирован графический метод решения уравнений (5.2.10) для ЛС ( $Z_0 = 50$  Ом) схем ТТЛ. Построение переднего фронта импульса начинают с точки  $A$  – пересечения ВАХ (кривая 2) элемента Э1 в состоянии логического "0" с ВАХ элемента Э2 (кривая 3). При построении переднего фронта импульса из этой точки с наклоном  $Z_0$  проводят прямую до пересечения с кривой 1 (точка  $U_{H0}$ ), характеризующей режим в дискретный момент времени  $t = 0$  в начале ЛС. Эта точка определяет первую ступеньку на переднем фронте импульса в начале ЛС (см. правую часть рис. 5.2.5 – сплошная линия), возникающую из-за несогласования выходного сопротивления элемента Э1 и волнового сопротивления ЛС  $Z_0$ . Далее из точки  $U_{H0}$  с наклоном  $-Z_0$  проводят прямую до пересечения с кривой 3 (точка  $U_{K1}$ ), характеризующей режим в дискретный момент  $t = T_3$ , ( $m = 1$ ) в конце линии. Эта точка определяет первую ступеньку на переднем фронте импульса в конце ЛС (пунктирная линия на правой части рис. 5.2.5). Продолжая подобные построения для моментов времени кратных  $2mT_3$  в начале линии или кратных  $(2m+1)T_3$  в конце линии, находят точки  $U_{H2}$ ,  $U_{H4}$  для переднего фронта в начале ЛС и точки  $U_{K3}$ ,  $U_{K5}$  для переднего фронта в конце ЛС. Таким образом, можно оценить затягивание фронта импульса в ЛС с нелинейными нагрузками.

Построение заднего фронта импульса (переход элемента Э1 и состояния логической "1" в логический "0") начинают из точки  $B$  совместного пересечения ВАХ элементов Э1 и Э2 (кривые 1 и 3). Прямые с наклоном  $Z_0$  и  $-Z_0$  последовательно проводят в соответствии с (5.2.10) из точек, характеризующих режим в конце или в начале линии в предыдущий момент времени. В результате получают точки пересечения кривой 2 и линии с наклоном  $Z_0$  для заднего фронта импульса в начале ЛС ( $U'_{H0}$ ,  $U'_{H2}$ ) и точки пересечения кривой 3 и линии с наклоном  $-Z_0$  для заднего фронта импульса в конце ЛС ( $U'_{H1}$ ,  $U'_{H3}$ ). Из рис. 5.2.5 видно,

каким образом происходит образование отрицательных и положительных выбросов на заднем фронте импульса в начале и конце ЛС.

Оценка искажений этим методом характеризуется невысокой точностью определения параметров  $\Delta t_{\text{св}}$ , и  $\Delta t_{\text{вос}}$ ,  $\Delta U_+$  и  $\Delta U_-$ , однако ее можно сделать достаточно оперативно и решить вопрос о применимости ЛС данного типа и длины  $l = T_3 / t_{\text{з.р.л.}}$ .

Если затягивание переднего фронта можно не учитывать, то предельная длина несогласованного соединения определяется амплитудой колебаний в конце ЛС, которая не должна превосходить допустимую помеху данного вида. При передаче импульса по несогласованной ЛС колебания на ее конце не превышают 15% от логического перепада, если двойная задержка в ЛС меньше, чем длительность фронта импульса. Для этого случая длина (м)

$$l = t_{\text{ф}} / (2t'_{\text{з.р.л.}}),$$

где  $t_{\text{ф}}$  - длительность фронта импульса, нс.

### 5.2.6. Вопросы согласования линий связи

Средством устранения помех отражения в ЛС является согласование сопротивлений (выходного сопротивления элемента-источника  $Z_1$  с волновым сопротивлением ЛС  $Z_0$ , или волнового сопротивления ЛС  $Z_0$  с входным сопротивлением элемента-нагрузки  $Z_2$ ). Другим возможным источником появления отражений в ЛС является наличие неоднородностей по длине линии (разъемы, контактные пайки, скрутки проводов и т.п.). Вопросы согласования элементов ЛС с распределенными параметрами детально рассматриваются в курсе "Устройства СВЧ и антенны".

**Согласование по входу-выходу ЛС.** Для устранения первого источника отражений проводят согласование ЛС по ее входу и по ее выходу. Согласование по входу обычной ЛС достигается подключением последовательного сопротивления на выходе элемента-нагрузки. Согласование по ЛС на выходе заключается в установке согласующего резистора параллельно нагрузке. Однако, такое согласование приводит к значительному снижению уровней установившихся напряжений, что в свою очередь обуславливает дополнительные энергетические затраты. При этом пониженный уровень напряжения должен превышать порог срабатывания элемента-нагрузки и обеспечивать нормальный выходной ток. Конкретные значения токов и напряжений для микросхем определяются нормативно-технической документацией на эти микросхемы.

**Оптимизация волнового сопротивления ЛС.** Другим способом согласования является оптимизация волнового сопротивления  $Z_0$  ЛС. При этом важнейшей задачей внутриаппаратурной ЭМС является обеспечение минимальной задержки распространения сигнала в информационных цепях и цепях управления и синхронизации. Выбор  $Z_0$  влияет на

следующие составляющие задержки распространения сигнала в ЛС:

- обусловленную распределенной емкостью нагрузки;
- обусловленную сосредоточенной емкостью нагрузки;
- определяемую выходным сопротивлением генератора.

**Отражения от неоднородностей.** Как отмечалось выше, искажения сигнала в ЛС возникают не только из-за отражений от несогласованных нагрузок, но и из-за отражения от неоднородностей, распределенных по длине ЛС. Наиболее существенными неоднородностями являются:

- изменение геометрических размеров проводника и его конфигурации;
- изменения волнового сопротивления ЛС или параметров среды;
- включение по длине ЛС конструктивных элементов, представляющих дискретные неоднородности.

В зависимости от характера неоднородности происходит искажение формы информационного сигнала, при этом отраженный от неоднородности сигнал может вызвать ложное срабатывание микросхем.

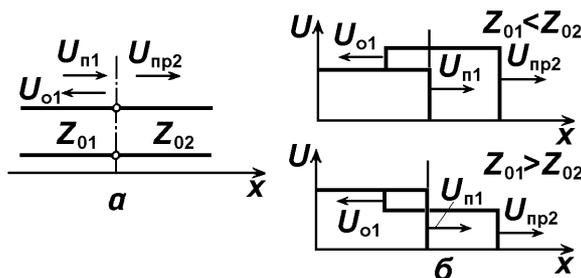


Рис. 5.2.6. Отражения от места сопряжения двух ЛС с разными волновыми сопротивлениями  $Z_{01}$  и  $Z_{02}$ :  $a$  – соединение двух ЛС,  $b$  – временные диаграммы

При конструировании наиболее часто приходится иметь дело с неоднородностями, которые вызываются изменением  $Z_0$  ЛС. Подобные случаи возникают, например, при прохождении сигнала по линии: печатный проводник – коаксиальный кабель – печатный проводник. В месте сопряжения двух ЛС с различными  $Z_{01}$  и  $Z_{02}$  падающая волна  $U_{п1}$  разделяется на отраженную  $U_{о1}$  и преломленную  $U_{пр2}$  (рис. 5.2.6). Амплитуда преломленной волны связана с амплитудой падающей волны  $U_{п1}$  следующим соотношением:

$$U_{пр2} = \tau U_{п1},$$

где коэффициент преломления  $\tau = 2Z_{02} / (Z_{02} + Z_{01})$ . При  $Z_{02} > Z_{01}$  амплитуда преломленной волны больше амплитуды падающей волны, а при  $Z_{02} < Z_{01}$  амплитуда преломленной волны меньше амплитуды падающей волны (см. рис. 5.2.6). Например, при переходе от витой пары с  $Z_{01} = 110$  Ом на проводники печатного монтажа с  $Z_{02} = 50$  Ом, будем иметь  $U_{пр2} = 0,625 U_{п1}$ . Это может привести к снижению уровня логической "1" и резко ухудшить помехозащищенность системы.

### 5.3. Индуцированные помехи в линиях связи

#### 5.3.1. Взаимные электрические параметры линий связи

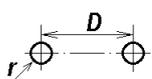
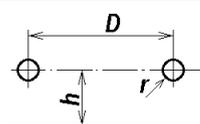
При размещении рядом двух ЛС между ними образуются паразитные связи, через которые наводятся помехи. Уровень индуцированных помех зависит от конструкции устройства, которая определяется взаимным расположением ЛС, их конфигурацией, экранированием и т. п. Этот уровень может быть значительным и превышать уровень, допустимый для работы микросхем. За счет этого возможны сбои в работе аппаратуры, ложные срабатывания и другие проявления нарушения работоспособности. Оценка уровня индуцированных помех является одной из важнейших задач, решаемых при конструировании аппаратуры с учетом внутриаппаратурной ЭМС. При решении этой задачи необходимо выполнить следующие основные этапы:

- определить допустимый уровень помех для применяемой элементной базы (по ТУ);
- рассчитать взаимные электрические параметры ЛС;
- рассчитать уровень индуцированных помех и сопоставить его с допустимым;
- проанализировать результаты расчетов и провести корректировку конструкции при необходимости снижения уровня помех.

Необходимо учитывать, что методики расчетов электрически длинных и коротких ЛС различаются.

К взаимным электрическим параметрам ЛС относятся взаимная емкость  $C_{0в}$  и индуктивность  $L_{0в}$ . Их значения зависят от конструкции линий, относительного расположения проводников, диэлектрических и магнитных свойств применяемых материалов и среды. Получить аналитические выражения для взаимных электрических параметров можно, используя уравнения электростатики и магнитостатики из курса "Электродинамика и РРВ", только для ограниченного ряда конструктивных вариантов. В большинстве случаев применяются численные методы расчета  $C_{0в}$  и  $L_{0в}$ . Наиболее простая формула получается для расчета взаимной емкости между двумя проводами круглого сечения (см. табл.5.3.1).

Таблица 5.3.1. Значения взаимной емкости некоторых типов ЛС

Тип ЛС	Внешний вид	$C_{0в}$ , Ф/м
Два круглых проводника		$\frac{\pi \epsilon_0 \epsilon_{эф}}{\ln \left[ \frac{D}{2r} + \sqrt{\left(\frac{D}{2r}\right)^2 - 1} \right]}$
Два проводника над экраном		$\frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon_{эф} \ln \left( \frac{\sqrt{D^2 + 4h^2}}{D} \right)}{\ln \left( \frac{2hD}{r\sqrt{D^2 + 4h^2}} \right) \ln \left( \frac{2h\sqrt{D^2 + 4h^2}}{rD} \right)}$

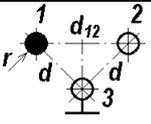
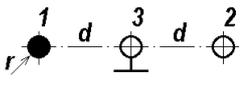
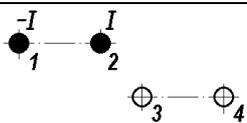
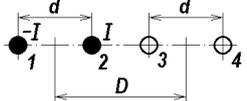
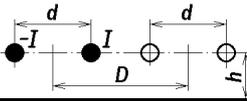
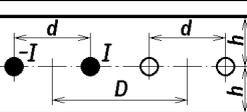
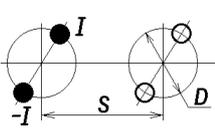
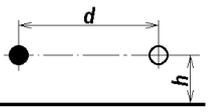
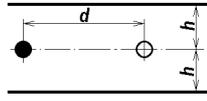
В случае, если  $D \gg r$ , формула для определения  $C_{0в}$  упрощается

$$C_{0в} = \pi \epsilon_0 \epsilon_{\varphi} / \ln(D/r). \quad (5.3.1)$$

Для определения взаимной емкости печатных проводников аналитических выражений нет. Величина  $C_{0в}$ , рассчитанная по методу конформных отображений, может составлять десятки пФ/м, в зависимости от конфигураций проводников.

Взаимная индуктивность определяется площадью, образованной прямым и обратным проводами, которые пронизывает магнитный поток. Наиболее эффективным способом уменьшения уровня  $L_{0в}$  является уменьшение длины связанных линий тока и увеличение расстояний между ними. Определение  $L_{0в}$  в большей степени поддается аналитическому расчету. Для некоторых видов линий связи значения  $L_{0в}$  приведены в табл. 5.3.2.

Таблица 5.3.2. Значения взаимной индуктивности для некоторых ЛС

Конструкция линии	Вид	Взаимная индуктивность $L_{0в}$ [мкГн/м]
1. Одиночные провода с общим обратным проводом		$0,2\ln(d^2/rd_{12})$
2. Одиночные провода с общим обратным проводом в одной плоскости (элемент плоского кабеля)		$0,2\ln(d/2r)$
3. Двухпроводные линии с произвольным взаимным расположением		$0,2\ln(d_{13}d_{24}/d_{14}d_{23})$ $d_{ij}$ – расстояния между центрами проводников
4. Двухпроводные линии в одной плоскости		$0,2\ln[1 - (d/D)^2]$
5. Двухпроводные линии над экраном		$0,2\ln \left[ \frac{(D^2 - d^2)(D^2 + 4h^2)}{D^2 \sqrt{(D+d)^2 + 4h^2} \sqrt{(D-d)^2 + 4h^2}} \right]$
6. Двухпроводные линии между экранами		$0,2\ln \left[ \frac{[\operatorname{cth}(\pi D/4h)]^2}{\operatorname{cth} \frac{\pi(D-d)}{4h} \operatorname{cth} \frac{\pi(D+d)}{4h}} \right]$
7. Витые пары		$\frac{\mu}{8} \ln \left[ \frac{A + \sqrt{A^2 - 4D^4/S^4}}{2} \right]$ $A = (S^4 + D^4) / S^4$
8. Провода над экраном		$0,2\ln \frac{\sqrt{d^2 + 4h^2}}{d}$
9. Провода между экранами		$0,2\ln[\operatorname{ch}(\pi d/4h)]$

Приведенные в табл. 5.3.2 соотношения справедливы для низкой частоты, когда нити тока равномерно распределены по поперечному сечению провода. На высоких частотах ток

за счет скин-эффекта распределяется только по поверхности проводника. Кроме того, при малых расстояниях между проводниками проявляется эффект близости, за счет которого плотность тока на поверхности проводника становится неравномерной. Это приводит к уменьшению значений взаимной индуктивности по формулам табл. 5.3.2.

Следует также отметить, что приведенные формулы справедливы для линейных проводов, у которых нить тока совпадает с осью симметрии на высоких частотах при расстояниях между проводниками и между проводниками и экраном, значительно превышающих диаметр проводов. С помощью этих формул можно оценивать взаимную индуктивность проводников печатного монтажа, если оси симметрии печатного проводника совпадают с осями симметрии круглого провода. Для инженерных расчетов можно использовать приведенные формулы с погрешностью 5%.

### 5.3.2. Помехи во взаимодействующих линиях связи

**Перекрестными наводками** называются помехи, возникающие в ЛС из-за наличия сигнала в соседних линиях передачи. Образование перекрестной помехи обусловлено наличием емкостной и индуктивной паразитных связей между линиями передачи за счет величин  $C_{0в}$  и  $L_{0в}$ , рассмотренных выше. Поскольку паразитная связь убывает при увеличении расстояния между линиями передачи, существенными являются наводки от двух соседних линий. На рис. 5.3.1 показаны взаимодействующие цепи связи логических элементов. В активную цепь связи (источник помех) входят элемент-источник Э1 и элемент-нагрузка Э2, а в пассивную (рецептор помех) – элементы Э3 и Э4. Один из логических элементов пассивной цепи является управляющим, другой – воспринимающим. В соответствии с этим различают два вида включения элементов в пассивной цепи относительно элементов активной цепи: согласное (Э3 – управляющий, Э4 – воспринимающий) и встречное (Э3 – воспринимающий, Э4 – управляющий). Вид включения цепей в определенных случаях влияет на величину перекрестной помехи.



Рис. 5.3.1. Схема взаимодействующих цепей связи с распределенными параметрами:

*a* – виды взаимодействующих цепей; *б* – эквивалентная схема

Переходные процессы в двух взаимодействующих ЛС с идентичными параметрами описываются дифференциальными уравнениями в частных производных:

$$\begin{aligned} \frac{\partial i_a}{\partial x} &= -C_0 \frac{\partial U_a}{\partial t} + C_{0B} \frac{\partial U_{\Pi}}{\partial t}; \\ \frac{\partial i_{\Pi}}{\partial x} &= -C_0 \frac{\partial U_{\Pi}}{\partial t} + C_{0B} \frac{\partial U_a}{\partial t}; \\ \frac{\partial U_a}{\partial x} &= -L_0 \frac{\partial i_a}{\partial t} + L_{0B} \frac{\partial i_{\Pi}}{\partial t}; \\ \frac{\partial U_{\Pi}}{\partial x} &= -L_0 \frac{\partial i_{\Pi}}{\partial t} + L_{0B} \frac{\partial i_a}{\partial t}; \end{aligned} \quad (5.3.2)$$

где  $i_a$ ,  $i_{\Pi}$  и  $U_a$ ,  $U_{\Pi}$  – токи и напряжения соответственно в активной и пассивной ЛС.

Дифференциальные уравнения (5.3.2) должны решаться с учетом граничных условий, которые определяются входными и выходными характеристиками логических элементов, Э1, Э2, Э3, Э4, входящих в эти ЛС. Решение таких уравнений в частных производных с нелинейными граничными условиями для реальных сигналов различных форм представляет сложную задачу. Из-за значительного разброса параметров цепей связи (таких, как электрические характеристики ЛС, характеристики логических элементов) проведение точного расчета практических цепей связи нерационально. Целесообразнее выполнять приближенный расчет перекрестных помех, упростив исходные уравнения и граничные условия на основе разумных допущений. При таком подходе можно проанализировать различные варианты схем соединений; сформулировать рекомендации для выбора ЛС на различных участках соединения, типа печатной платы, количества контактов разъемов в комбинированной линии, топологии печатных проводников.

### 5.3.3. Анализ для коротких линий связи

Основной способ упрощения рассматриваемой задачи – замена распределенных параметров взаимной связи сосредоточенными, в качестве которых используют интегральные значения соответствующих реактивностей всего соединения. Переход к сосредоточенным параметрам целесообразен для коротких ЛС, т.е. при условии  $t_{\phi} > 4T_3$ .



Рис. 5.3.2. Схема взаимодействующих цепей связи с сосредоточенными параметрами (*a*), после линеаризации входных и выходных характеристик логических элементов пассивной цепи (*б*)

На рис. 5.3.2 показана схема взаимодействующих ЛС после перехода к сосредоточенным параметрам. Здесь  $C_1 = C_{01}l_1$ ;  $L_1 = L_{01}l_1$ ;  $C_2 = C_{02}l_2$ ;  $L_2 = L_{02}l_2$ ;  $C_B = C_{0B}l_{B3}$ ;  $L_B = L_{0B}l_{B3}$ ;  $l_{B3}$  – длина участка взаимодействия линий связи ( $l_{B3} \leq l_1, l_2$ ) Для оценки электромагнитной связи используют значение коэффициент связи, который для индуктивной и емкостной связи оцениваются коэффициентами  $k_L = L_B / \sqrt{L_1 L_2}$ ;  $k_C = C_B / \sqrt{C_1 C_2}$ . Только в случае однородных сред  $k_L = k_C$ .

Для упрощения граничных условий необходимо проанализировать входные и выходные характеристики логических элементов пассивной ЛС и линеаризовать их. Получаемые линейные эквиваленты входного и выходного сопротивлений элемента представляют собой оконечные нагрузки пассивной линии в схеме для расчета помехи. Обоснованием линеаризации являются сравнительно небольшие колебания рабочей точки от своего статического положения из-за низкого уровня допустимых помех. После линеаризации характеристик логических элементов пассивной цепи схема (рис. 5.3.2, а) будет иметь вид, показанный на рис. 5.3.2, б. Здесь  $R_{лев}$ , и  $R_{пр}$  – эквивалентные сопротивления на левом и правом концах пассивной линии. На основании предположения о слабой взаимосвязи ( $k_L, k_C \ll 1$ ) можно считать, что переходные процессы в активной линии не зависят от переходных процессов формирования помехи. При анализе также не учитывается влияние собственных реактивностей активной цепи. С целью дальнейшего упрощения анализа он ведется отдельно для емкостной и индуктивной наводки, поскольку напряжение, наведенное в конце  $U_{п.к}$  и начале  $U_{п.н}$  пассивной линии, по принципу суперпозиции можно представить суммой индуктивной и емкостной составляющих:  $U_{п.к} = U_{п.кL} + U_{п.кC}$ ;  $U_{п.н} = U_{п.нL} + U_{п.нC}$ , где  $U_{п.кL}$  и  $U_{п.нL}$  – индуктивные составляющие перекрестной помехи в конце и начале пассивной линии, а  $U_{п.кC}$  и  $U_{п.нC}$  – соответствующие емкостные составляющие.

**Емкостная составляющая перекрестной помехи.** Схема взаимодействующих цепей и приближенная эквивалентная схема с учетом входной емкости воспринимающего элемента и сделанных выше допущений показаны на рис. 5.3.3. На эквивалентной схеме  $R = R_{лев} R_{пр} / (R_{лев} + R_{пр})$ ;  $C = C_2 + C_{сх}$ ;  $C_2 = C_{02}l_2$ .

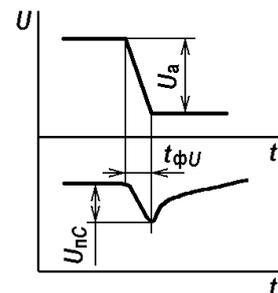
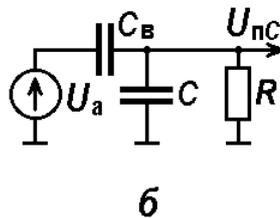
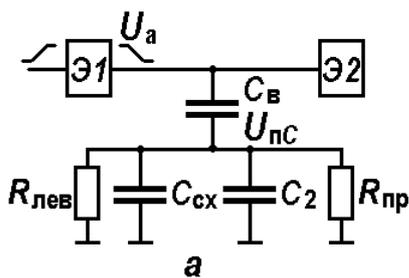


Рис. 5.3.3. Схема взаимодействующих цепей (а) и приближенная эквивалентная схема наведения емкостной помехи (б)

Рис. 5.3.4. Напряжение в активной линии и отрицательная перекрестная помеха

Уравнение, описывающее процесс наведения емкостной помехи, имеет вид

$$C_B \frac{d(U_a - U_{пс})}{dt} = \frac{U_{пс}}{R} + C \frac{dU_{пс}}{dt}, \quad (5.3.3)$$

где  $U_{пс}$  – емкостная составляющая перекрестной помехи.

Если предположить линейный закон нарастания фронта напряжения в активной ЛС ( $dU_a/dt = a$ ), можно записать

$$\frac{dU_{пс}}{dt} = a \frac{C_B}{(C_B + C)} - \frac{U_{пс}}{R(C_B + C)}. \quad (5.3.4)$$

Решением для интервала времени  $0 < t \leq t_{\phi U}$  будет  $U_{пс} = aRC_B [1 - \exp(-t/\tau)]$ , где  $\tau = R(C_B + C)$ ; а  $U_a, t_{\phi U}$  – перепад напряжения в активной линии и длительность его фронта.

Положив  $a = U_a / t_{\phi U}$ , получим  $U_{пс} = (U_a RC_B / t_{\phi U}) [1 - \exp(-t/\tau)]$ .

Емкостная помеха совпадает со знаком фронта наводящего импульса. На рис. 5.3.4 показаны эпюры напряжения в активной линии при переключении элемента ТТЛ из логического состояния "1" в "0" и образующаяся перекрестная помеха отрицательной полярности. При  $t = t_{\phi U}$  помеха достигает максимального значения

$$U_{пс \max} = (U_a RC_B / t_{\phi U}) [1 - \exp(-t_{\phi U} / \tau)]. \quad (5.3.5)$$

С момента времени  $t > t_{\phi U}$  помеха уменьшается по экспоненте за счет заряда емкостей:

$$U_{пс} = U_{пс \max} \exp[-(t - t_{\phi U}) / \tau]. \quad (5.3.6)$$

Рассмотрим соотношение между отрицательной и положительной емкостными помехами для схем ТТЛ. Емкостная помеха положительной полярности наводится передним фронтом  $t_{\phi U}^+$ , а отрицательная – задним  $t_{\phi U}^-$ . Отрицательная помеха опасна, если управляющий элемент в пассивной цепи находится в состоянии логической "1", а положительная – в состоянии логического "0". Это связано с тем, что для схем ТТЛ:  $R_{вх} \gg R_{вых}(1)$ ;  $R_{вых}(1) \gg R_{вых}(0)$ . Здесь  $R_{вх}$  – входное сопротивление схемы;  $R_{вых}(1)$  и  $R_{вых}(0)$  – выходные сопротивления схемы в состоянии "1" и "0", соответственно.

Так как  $t_{\phi U}^+ = 2 t_{\phi U}^-$ , то емкостная помеха отрицательной полярности как минимум в 10 раз больше помехи положительной полярности.

**Индуктивная составляющая перекрестной помехи.** Эквивалентная схема наведения индуктивной перекрестной помехи показана на рис. 5.3.5. Оценку сверху амплитуды индуктивной наводки проведем следующим образом. При линейном законе изменения фронта тока в активной ЛС ЭДС, наведенная в пассивной ЛС за счет индуктивной связи,  $E_{пс} = L_B I_a / t_{\phi I}$ , где  $I_a$  и  $t_{\phi I}$  – перепад тока в активной ЛС и длительность его фронта.

Максимальные значения амплитуды индуктивной составляющей перекрестной помехи на левом  $U_{\text{пЛлев}}$  и правом  $U_{\text{пЛпр}}$  концах пассивной ЛС соответственно будут:

$$U_{\text{пЛлев}} = \frac{E_{\text{п}} R_{\text{лев}}}{R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}}} = \frac{I_{\text{а}}}{t_{\phi I}} \frac{R_{\text{лев}}}{R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}}} L_{\text{в}}, \quad (5.3.7)$$

$$U_{\text{пЛпр}} = \frac{E_{\text{п}} R_{\text{пр}}}{R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}}} = \frac{I_{\text{а}}}{t_{\phi I}} \frac{R_{\text{пр}}}{R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}}} L_{\text{в}}, \quad (5.3.8)$$

где  $I_{\text{а}} = \sum_{i=1}^{N_{\text{а}}} I_{\text{а}i}$ ;  $N_{\text{а}}$  – количество элементов нагрузок в активной цепи;  $I_{\text{а}i}$  – ток, потребляемый  $i$ -м элементом активной цепи.

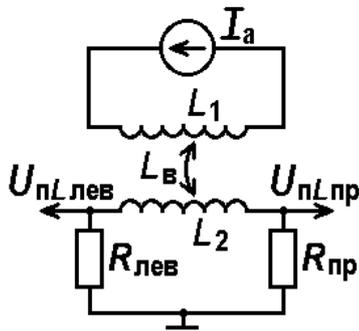


Рис. 5.3.5. Эквивалентная схема наведения индуктивной перекрестной помехи

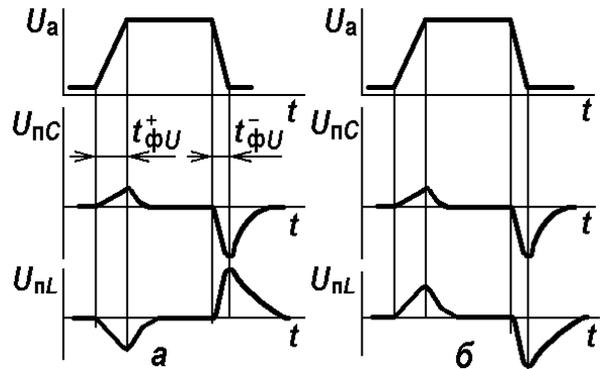


Рис. 5.3.6. Эпюры емкостной и индуктивной составляющих перекрестной помехи при согласном (а) и встречном включении цепей (б)

Индуктивная перекрестная наводка максимальна при наибольшем количестве элементов-нагрузок в активной ЛС. Индуктивная помеха при согласном включении ЛС по знаку противоположна фронту наводящего сигнала, при встречном включении их знаки совпадают. Так как  $t_{\phi U}^+ > t_{\phi U}^-$ , при встречном включении  $U_L^- > U_L^+$ , при согласном – наоборот (рис. 5.3.6).

В реальных конструкциях ЛС имеет место одновременное емкостное и индуктивное взаимодействие. Относительные поправки к длительности помехи, обусловленные индуктивностью, имеют порядок  $t_{\phi} / T_3 \ll 1$ . Суммарная помеха при встречном включении

$$U_{\text{п}\Sigma\text{в}} = \frac{U_{\text{а}} R C_{0\text{в}} I_{\text{вз}}}{t_{\phi U}} \left(1 - e^{-t_{\phi U} / \tau}\right) + \frac{I_{\text{а}} R_{\text{лев}} L_{0\text{в}} I_{\text{вз}}}{t_{\phi I} (R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}})} \left(1 - e^{-t_{\phi I} / \tau}\right); \quad (5.3.9)$$

при согласном включении цепей

$$U_{\text{п}\Sigma\text{с}} = \frac{U_{\text{а}} R C_{0\text{в}} I_{\text{вз}}}{t_{\phi U}} \left(1 - e^{-t_{\phi U} / \tau}\right) - \frac{I_{\text{а}} R_{\text{пр}} L_{0\text{в}} I_{\text{вз}}}{t_{\phi I} (R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}})} \left(1 - e^{-t_{\phi I} / \tau}\right). \quad (5.3.10)$$

Из рис. 5.3.6, б видно, что максимальной будет отрицательная суммарная помеха при встречном включении:

$$U_{\Sigma}^{-} = \left[ \frac{U_a}{t_U} \frac{R_{\text{ВЫХ}}(1)R_{\text{ВХ}}C_{0\text{В}}l_{\text{ВЗ}}}{R_{\text{ВЫХ}}(1)+R_{\text{ВХ}}} \left(1 - e^{-t_{\phi U}/\tau}\right) + \frac{I_{\text{ai}}N_a}{t_{\phi I}} \frac{R_{\text{ВХ}}L_{0\text{В}}l_{\text{ВЗ}}}{R_{\text{ВЫХ}}(1)+R_{\text{ВХ}}} \left(1 - e^{-t_{\phi I}/\tau}\right) \right]. \quad (5.3.11)$$

Считая  $I_{\text{ai}} = I_{\text{a0}} = \text{const}$ , из (5.3.11) получим соотношение емкостной и индуктивной составляющих перекрестной наводки:

$$\frac{U_C}{U_L} = \frac{U_a t_{\phi I} C_{0\text{В}}}{N_a I_{\text{a0}} t_{\phi U} L_{0\text{В}}} R_{\text{ВЫХ}}.$$

Учитывая, что для схем ТТЛ  $U_a t_{\phi I} / (I_a t_{\phi U}) \approx 10^3$ , получаем

$$\frac{U_C}{U_L} = \frac{C_{0\text{В}} R_{\text{ВЫХ}}}{L_{0\text{В}} N_a} \cdot 10^3. \quad (5.3.12)$$

Рассмотрим отношение  $U_C / U_L$  для случая отрицательной перекрестной помехи. Отрицательная помеха опасна, если управляющий элемент находится в состоянии логической "1". Примем, что  $R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ}}(1) = 100 \dots 200$  Ом,  $N_a = 10$ . Все ЛС можно разделить на два класса: высокоомные ( $Z_0 \geq 75$  Ом) и низкоомные ( $Z_0 < 75$  Ом). К низкоомным ЛС относятся полосковые линии, к высокоомным – все остальные. Для высокоомных ЛС  $C_{0\text{В}} / L_{0\text{В}} \approx 10^{-4}$  Ф/Гн, для низкоомных –  $C_{0\text{В}} / L_{0\text{В}} \geq 0,25 \cdot 10^{-3}$  Ф/Гн. Тогда из (5.3.12) получим: для высокоомных ЛС

$$U_C^- / U_L^- \geq 1,0;$$

для низкоомных ЛС

$$U_C^- / U_L^- \geq 2,5$$

Вопрос о соотношении емкостной и индуктивной составляющих перекрестной наводки важен при выборе способа уменьшения помехи.

### 5.3.4. Методы уменьшения перекрестных помех

Проанализируем соотношение (5.3.9) для обоснования рекомендаций по использованию ЛС и печатных плат в зависимости от быстродействия элементной базы. Рассмотрим случай встречного включения. При  $t_{\phi U} > 2,5\tau$  экспоненциальным членом в (5.3.9) можно пренебречь. Независимо от полярности помехи

$$U_{\text{п}\Sigma} = \frac{U_a R C_{0\text{В}} l_{\text{ВЗ}}}{t_{\phi U}} + \frac{I_a R_{\text{лев}} L_{0\text{В}} l_{\text{ВЗ}}}{t_{\phi I} (R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}})}. \quad (5.3.13)$$

В этом случае длительность импульса помехи приблизительно равна  $t_{\phi U}$ , а амплитуда пропорциональна длине линии (точнее длине участка взаимодействия  $l_{\text{ВЗ}}$ ) и обратно пропорциональна длительности фронта  $t_{\phi}$ .

Если справедливо  $t_{\phi U} < \tau$ , то разложив в (5.3.9) экспоненту в ряд и ограничившись

двумя членами разложения, получим

$$U_{\text{п}\Sigma} = \frac{U_a}{1 + C_0/C_{0\text{В}} + C_{\text{сх}}/C_{0\text{В}}l_{\text{вз}}} + \frac{I_a}{R_{\text{ввых}} [C_{0\text{В}}/L_{0\text{В}} + C_0/L_{0\text{В}} + C_{\text{сх}}/L_{0\text{В}}l_{\text{вз}}]}. \quad (5.3.14)$$

Из (5.3.14) видно, что амплитуда помехи практически не зависит от длины линии взаимодействия  $l_{\text{вз}}$ , а длительность помехи в этом случае прямо пропорциональна длине  $l_{\text{вз}}$ .

Выполненный анализ показывает, что применение однослойных печатных плат без металлизированной поверхности допустимо лишь для низкоскоростных устройств ( $t_{\text{ф}U} > 2,5\tau$ ), где уменьшение амплитуды помехи возможно за счет сокращения длины  $l_{\text{вз}}$ .

Допустимую длину  $l_{\text{вз}}$  можно определить из (5.3.13) с учетом того, что  $U_{\text{п}\Sigma} \leq U_{\text{доп}}$ . В случае преобладания емкостной составляющей перекрестной помехи допустимая длина  $l_{\text{вз}}$ , м

$$l_{\text{доп}} \leq U_{\text{доп}} t_{\text{ф}U} / (U_a R C_{0\text{В}}). \quad (5.3.15)$$

Для монтажа элементов в быстродействующих устройствах ( $t_{\text{ф}U} < \tau$ ) необходимо использовать многослойные печатные платы с введением металлизированных слоев, это приводит к увеличению отношений  $C_{0\text{В}}/L_{0\text{В}}$ ,  $C_0/L_{0\text{В}}$ ,  $C_0/C_{0\text{В}}$ . Емкостную составляющую перекрестной помехи можно уменьшить, выбирая материалы платы с минимальной эффективной диэлектрической проницаемостью.

Основные сокращения перекрестной помехи производятся за счет изменения топологии, геометрии и конструкции соединений: трассировка проводников на соседних слоях по ортогональным направлениям; использование согласного включения цепей; увеличение расстояний между проводниками активной и пассивной ЛС; уменьшение длины участка взаимодействия и площади перекрытия контуров, образуемых каждой взаимодействующей линией связи вместе с логическими элементами и общей "землей"; введение металлизированных поверхностей, снижающих волновое сопротивление линий связи и экранирующих смежные сигнальные слои.

### 5.3.5. Индуцированные помехи в длинных линиях связи

Анализ индуцированных помех в длинных ЛС в общем случае представляет весьма сложную электродинамическую задачу, которая значительно упрощается с учетом следующих соображений:

- активная и пассивная ЛС не имеют потерь, и их электрические параметры неизменны;
- режим работы ЛС соответствует поперечной волне;
- активная ЛС согласована по выходу, пассивная ЛС – как по выходу, так и по входу;
- влиянием рецептора на источник можно пренебречь, т. е. связь предполагается слабой и  $k_L k_C \ll 1$ ;

Рассмотрим механизм образования помехи, основываясь на схеме рис. 5.3.7, которая представлена с учетом сделанных допущений. Исходя из принципа суперпозиции, в активной ЛС падающая волна, распространяясь от генератора к нагрузке, вызывает в пассивной ЛС ток  $i_C$ , определяемый электрической индукцией, и ток  $i_L$ , определяемый магнитной индукцией.

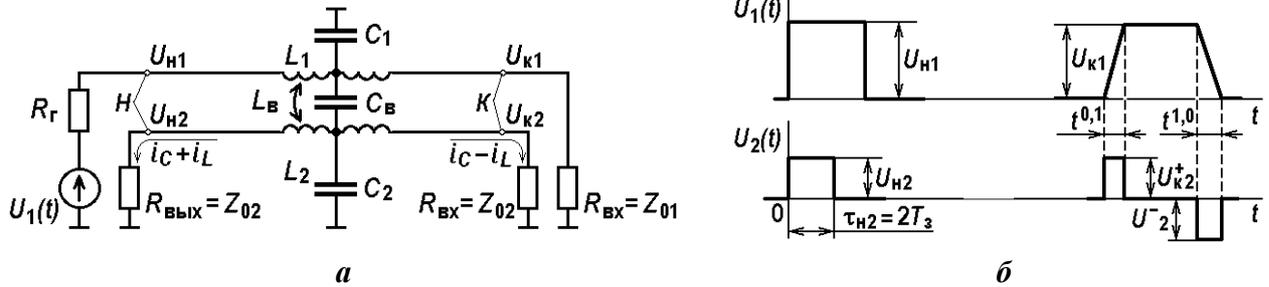


Рис. 5.3.7. Эквивалентная схема длинной линии связи (а) и импульсы помехи в начале и в конце пассивной линии (б)

Ток  $i_C$  распространяется как к началу, так и к концу пассивной линии, и его амплитуда постоянна в любой момент  $0 < t < T_3$ , поскольку по первому допущению  $C_B$  не изменяется по длине линии. Ток  $i_L$  в любом участке пассивной линии направлен в сторону, противоположную движению падающей волны в активной линии, т. е. от нагрузки к генератору. Поэтому суммарный уровень индуцированной помехи в начале пассивной линии (точка  $H$  на рис. 5.3.7, а) определяется суммой индуктивного и емкостного токов, а в конце линии (точка  $K$ ) - разностью этих токов.

Длительность помехи  $\tau_{н2}$ , наводимой в начале пассивной линии, определяется временем прохождения падающей волны в активной линии от генератора до нагрузки и временем распространения наведенного импульса тока от конца пассивной линии к ее началу, т. е.  $\tau_{н2} = 2T_3$ .

Как было показано в подразделе 5.2, импульсный сигнал, проходя по длинной линии связи, удлиняет свой передний и задний фронты. Поэтому в конце активной линии при отсутствии потерь  $U_{к1} = U_{н1}$ , а фронты импульса в конце активной линии, соответствующие переходу из логического "0" в логическую "1"  $t^{0,1}$  и обратно  $t^{1,0}$  (см. рис. 5.3.7, б), затягиваются. В конце пассивной линии длительность помехи  $\tau_{к2}$  определяется только временем переходного процесса в активной линии, т. е. только длительностями фронта  $t^{0,1}$  и спада  $t^{1,0}$  импульсного сигнала. Таким образом, для длинных линий уровни и длительности помех в начале и конце пассивной линии различны, и для их расчета можно использовать приводимые ниже формулы.

**В начале пассивной линии** амплитуда напряжения помехи

$$U_{н2} = 0,25U_{н1}(C_B/C_2 + L_B/L_2), \tag{5.3.16}$$

(где  $C_2, L_2$  – емкость и индуктивность пассивной линии); амплитуда тока помехи

$$I_{н2} = -U_{н2} / Z_{02}, \quad (5.3.17)$$

длительность помехи

$$\tau_{н2} = 2T_3 = 6,6l_{в3} (\epsilon_{эф})^{1/2}. \quad (5.3.18)$$

**В конце пассивной линии** амплитуда напряжения помехи

$$|U_{к2}| = 0,5(C_в/C_2 - L_в/L_2) (l_{в3}/v_\phi) (U_{к1}/t^{0,1}), \quad (5.3.19)$$

амплитуда тока помехи

$$I_{к2} = -U_{к2} / Z_{02}, \quad (5.3.20)$$

длительность помехи совпадает с фронтом или спадом импульса.

В этих формулах  $l_{в3}$  – погонная длина линии;  $v_\phi$  – фазовая скорость распространения сигнала в линии;  $U_{к1}$  – амплитуда сигнала в конце активной линии;  $U_{н1}$  – амплитуда сигнала в начале активной линии;  $Z_{02}$  – волновое сопротивление пассивной линии;  $t^{0,1}$  – длительность фронта импульса в активной линии.

Анализ полученных соотношений (5.3.16)–(5.3.20) показывает:

1. Амплитуда импульса  $U_{н2}$  в начале пассивной линии не зависит от длины линии, а определяется только суммой коэффициентов емкостной  $k_C$  и индуктивной  $k_L$  связи и является линейной функцией сигнала в активной линии  $U_{н1}$ .

2. При длительности импульса в активной линии менее  $2T_3$  ширина импульса в начале пассивной линии равна ширине импульса в активной линии.

3. Амплитуда импульсов в конце пассивной линии пропорциональна длине линии  $l_{в3}$ .

4. При  $k_L = k_C$  на конце пассивной линии помехи не будет. Как отмечалось выше, это возможно только при условии распространения поперечной волны в однородной изотропной среде (второе допущение). При преобладании емкостной связи ( $k_C > k_L$ ) полярность импульса помехи совпадает со знаком производной  $\Delta U / \Delta t$ , а при индуктивной ( $k_C < k_L$ ) – полярность противоположна. Здесь  $\Delta U$  – перепад напряжения из состояния логического "0" в состояние логической "1", и наоборот, а  $\Delta t$  – или  $t^{0,1}$ , или  $t^{1,0}$ .

5. Уровень помехи на конце пассивной линии пропорционален скорости изменения напряжения в активной линии.

### 5.3.6. Рекомендации по конструированию линий связи

На основании анализа искажений от эффекта отражений при наихудших сочетаниях влияющих факторов оценивают допустимую длину несогласованной невзаимодействующей ЛС и увеличение сигнала. Исходя из допустимой перекрестной помехи, находят максимальную длину взаимодействующих участков межсхемных связей при различном

числе разъемов в цепи с учетом возможности суммирования помех, наводимых несколькими ЛС. Оценка помехи по цепям управления позволяет определить допустимую длину управляющей ЛС, ее конфигурацию, число разъемов и число контактов в ней. По результатам анализа помехи по цепям питания рассчитывают их основные параметры, выбирают способ подвода питания и "земли". При этом формулируют также рекомендации и ограничения на совместную или раздельную компоновку элементов функциональной или принципиальной схемы, на размещение конструктивных модулей и трассировку:

1. Необходимо соблюдать ограничения на допустимую длину невзаимодействующих ЛС. Например, для схем ТТЛ при  $t_{\phi} = 10$  нс максимально допустимая длина несогласованного печатного соединения не должна превышать 0,6 м, а внутриблочного соединения витой парой – 1,0 м. ЛС длиной 1÷3 м, не выходящие за пределы устройства, должны выполняться согласованной экранированной витой парой. ЛС длиной более 3 м или выходящие за пределы устройства следует выполнять коаксиальным кабелем.

2. Необходимо учитывать увеличение задержки сигналов при передаче их по несогласованной ЛС. Для схем ТТЛ среднего быстродействия приращение задержки при передаче сигнала по несогласованной витой паре может достигать 10÷30 нс.

3. Обратные провода витых пар должны подсоединяться к "земле" на приемном и передающем концах. Следует ограничивать длину раздельной части витой пары и число обратных проводов, приходящихся на один контакт разъема. Например, для схем ТТЛ длина раздельной части витой пары должна быть не более 3 см, а к одному контакту "земли" можно подсоединять не более трех обратных проводов.

4. Монтажная плата для выполнения внутриблочных соединений объемным монтажом должна иметь экранирующее покрытие со стороны монтажа. Экран должен быть соединен с шиной "земли" печатных плат.

5. Сигнальные проводники в соседних слоях следует проводить под углом 90 или 45°. Необходимо ограничивать длину взаимных участков межэлементных связей в одном слое с учетом числа взаимодействующих цепей и количества разъемов в них.

Введение разъемов во взаимодействующую цепь приводит к сокращению допустимой длины участка взаимодействия примерно на 25% на каждый разъем (если контакты разъемов являются соседними). Взаимосвязанные соединения на части длины, превышающей допустимую, выполняются экранированным проводом или коаксиальным кабелем.

6. Разводку питания и "земли" следует выполнять проводниками с низким сопротивлением. Всю свободную площадь в слое рекомендуется использовать для шин питания и "земли".

7. Необходимо сокращать длину печатных проводников, по которым передаются сигналы синхронизации, удалять их от других сигнальных линий или выполнять частичное экранирование разделяющим печатным проводником, соединенным с общей «землей», как показано на рис. 5.3.8.

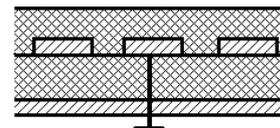


Рис. 5.3.8. Частичное экранирование печатных проводников "заземленным" разделяющим проводником.

8. Шины питания и "земли" в соседних слоях следует располагать друг под другом для увеличения емкости конструктивного фильтра.

9. Для уменьшения помех по питанию индуктивного характера необходимо шины питания и "земли" делать секционированными и использовать развязывающие конденсаторы.

Основной задачей при конструктивной реализации соединений электрической схемы является обеспечение допустимого уровня помех, искажений и задержек сигналов, которые зависят от электрических параметров, топологии и геометрических размеров элементов электрических соединений.

## 5.4. Экранирование

### 5.4.1. Основные характеристики экранирования.

Экранирование является конструкторским средством ослабления электромагнитного поля помех в пределах пространства, задаваемого формой и размерами экрана. Оно предназначено для повышения помехозащищенности и обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры, средств и систем. Экраны применяются как для отдельных элементов, функциональных узлов, блоков аппаратуры, так и для РЭС в целом, которые могут быть либо источниками, либо рецепторами помех.

Экранирование также является одним из эффективных средств защиты РЭС и аппаратуры от излучения радиолокационных установок, генерирующих мощные радиоимпульсы, а также от действия мощного электромагнитного импульса, возникающего при атомных и термоядерных взрывах.

Экран, являющийся металлическим барьером для электромагнитного поля, главным образом анализируют при помощи аппарата электродинамики. Действие электромагнитного экрана как линейной системы характеризуется следующими основными характеристиками.

**Коэффициент экранирования  $K_3$** , определяется отношением напряженности

электрического  $E_3$ , или магнитного  $H_3$ , поля в какой-либо точке защищаемого пространства при наличии экрана к напряженности  $E$  или  $H$  воздействующего поля в той же точке при отсутствии экрана:

$$K_3^E = E_3/E, \text{ или } K_3^H = H_3/H. \quad (5.4.1)$$

На практике действие экрана принято оценивать **эффективностью экранирования** (экраным затуханием), измеряемым в дБ, по электрическому полю:

$$S^E = 20 \lg |1/K_3^E| = 20 \lg |E/E_3|, \quad (5.4.2,а)$$

либо по магнитному полю

$$S^H = 20 \lg |1/K_3^H| = 20 \lg |H/H_3|. \quad (5.4.2,б)$$

Эффективность экрана как линейной системы не зависит от того, где расположен источник поля помехи – внутри или вне экрана. Рассмотренный принцип обратимости экрана позволяет при расчетах эффективности экранирования в случае необходимости менять местами источник и рецептор электромагнитного поля.

Одновременно с ослаблением поля помех электромагнитный экран оказывает воздействие на собственные параметры цепей и контуров экранируемого объекта, что связано с перераспределением электромагнитного поля при установке экрана. Это влияние оценивается с помощью **коэффициента реакции экрана**, которое определяется отношением напряженности электрического  $E_{отр}$  или магнитного  $H_{отр}$  отраженного поля помехи в какой-либо точке пространства при наличии экрана к напряженности  $E$  или  $H$  воздействующего поля помехи в той же точке при отсутствии экрана:

$$P = E_{отр}/E \text{ или } P = H_{отр}/H. \quad (5.4.3)$$

**Значение эффективности экранирования** рассчитывается, исходя из требуемого подавления электромагнитных помех, и определяется конкретными условиями при проектировании аппаратуры. По найденному значению эффективности экранирования  $S^E$  ( $S^H$ ) определяются материал, геометрические размеры экрана и условия размещения элементов внутри него. Это выполняется с учетом допустимых пределов изменения параметров экранируемых элементов, кроме того, необходимо иметь в виду, что эффективность экранирования в значительной степени зависит от неоднородностей и разрывов экрана, возникающих за счет сварных швов, соединений, отверстий и т. д.

Помимо требований по обеспечению заданных значений  $S$  и  $P$ , к экрану могут предъявляться дополнительные конструкторские требования, связанные с особенностями проектируемой аппаратуры. Возможны следующие три случая.

1. **Экранируются отдельные элементы и узлы устройства**, при этом их форма и

размеры определяют конструкцию экрана, а сам экран должен компоноваться в общем устройстве и обеспечивать нормальный тепловой режим экранируемого узла, его ремонтпригодность, технологичность конструкции, и т. д.

1. **Экран является внешним кожухом отдельного устройства** и согласно общему техническому заданию при его проектировании должны учитываться требования нормального теплового режима, пыле- и влагозащищенности, устойчивости к вибрационным и ударным нагрузкам, эргономики, технологичности конструкции и т. д.

3. **Экран является самостоятельным сооружением** для защиты от внешних электромагнитных полей или локализации целого радиоэлектронного комплекса; проведения специальных радиотехнических измерений в условиях, близких к условиям свободного пространства, а также для настройки и регулировки аппаратуры. В этом случае могут экранироваться целые здания.

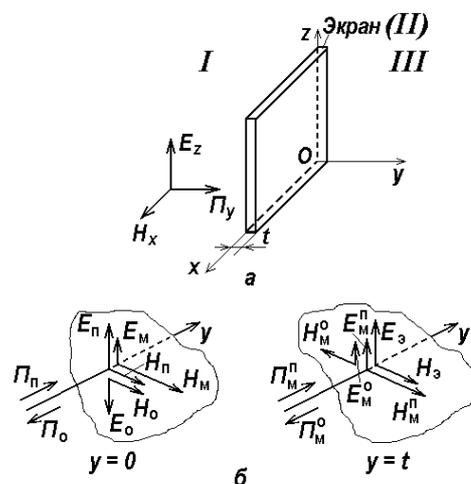
#### 5.4.2. Экранирование электромагнитного поля.

Аналитический метод расчета эффективности электромагнитного экранирования основывается на решении уравнений Максвелла для гармонических колебаний:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} H &= (\sigma + i\omega\epsilon)E, \\ \operatorname{rot} E &= -i\omega\mu H. \end{aligned} \quad (5.4.4)$$

Рассмотрим эффективность экранирования ЭМП однородным плоским металлическим экраном при нормальном падении на него плоской волны ( $E_z$ ,  $H_x$ ), распространяющейся вдоль оси  $y$  из области  $I$  в область  $III$  (рис. 5.4.1). Положим, что экран (область  $II$  с размером  $t$  по оси  $y$ ) является линейной системой и его протяженность вдоль осей  $x$  и  $z$  достаточно велика для исключения влияния краевого эффекта. Вектор Пойтинга  $\Pi_y$  характеризует направление распространения энергии электромагнитной волны (рис. 5.4.1, а).

При наклонном падении на экран плоская волна частично отражается от металлической стенки экрана, частично проходит через нее, продолжая распространяться в перпендикулярном стенке экрана направлении. Указанные явления подчиняются граничным условиям Леонтовича, и при любых углах падения на металлическую стенку преломленная волна практически распро-



страняется в направлении нормали к границе.

При решении уравнения (5.4.4) необходимо определить составляющие поля, проникшего за экран в область III ( $y \geq t$ ), при известных параметрах воздействующего поля, электрофизических и геометрических параметрах экрана ( $\mu$ ,  $\sigma$ ,  $t$ ) и электрофизических параметрах областей I и III ( $\mu_0$ ,  $\epsilon_0$ ).

При указанных на рис. 5.4.1 направлениях компонент поля, уравнения (5.4.4) упрощаются:

$$\begin{aligned} dH_x / dy &= -(\sigma + i\omega\epsilon) E_z, \\ dE_z / dy &= -i\omega\mu H_x. \end{aligned} \quad (5.4.5)$$

Решая систему уравнений (5.4.5) для областей I, II, III, определим волновые сопротивления этих сред. Используя методы электродинамики для области I ( $\sigma = 0$ ), в которой расположен источник помех, можно определить, что в ней существуют падающая и отраженная волны с постоянной распространения (волновым числом)  $\gamma = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ . Волновые сопротивления области I для падающей (индекс "п") и отраженной (индекс "о") волн соответственно равны

$$\begin{aligned} Z_{д,п}^T &= E_z^п / H_x^п = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}, \\ Z_{д,о}^T &= E_z^о / H_x^о = -\sqrt{\mu_0/\epsilon_0}. \end{aligned} \quad (5.4.6)$$

Т. е. они одинаковы по абсолютному значению, отличаются знаками и равны  $120\pi = 377$  Ом. Индекс "т" обозначает поперечную плоскую волну, а индекс "д" – область диэлектрика.

Токи смещения в металле (область II) много меньше токов проводимости, так как  $\sigma \gg \omega\epsilon$ . Из курса "Электродинамики" известно, что в металле волновое число является комплексной величиной  $k = (1 + i)\sqrt{\omega\mu\sigma/2}$ , причем действительная и мнимая части равны по модулю. В области II (металле экрана) также имеет место встречное движение падающей и отраженной от второй границы волн. Волновое сопротивление экрана для падающей и отраженной волны является комплексной величиной и соответственно равно

$$\begin{aligned} Z_M^п &= E_z^п / H_x^п = \sqrt{i\omega\mu/\sigma}, \\ Z_M^о &= E_z^о / H_x^о = -\sqrt{i\omega\mu/\sigma}. \end{aligned} \quad (5.4.7)$$

Запишем выражения для коэффициентов экранирования  $K_э$  и реакции экрана  $P$ :

$$K_э = \frac{E_z^э|_{y \geq t}}{E_z^п|_{y \leq 0}} = \frac{H_x^э|_{y \geq t}}{H_x^п|_{y \leq 0}}; \quad P = \frac{E_z^о|_{y \leq 0}}{E_z^п|_{y \leq 0}} = \frac{H_x^о|_{y \leq 0}}{H_x^п|_{y \leq 0}}. \quad (5.4.8)$$

При решении уравнений Максвелла используются граничные условия при  $y = 0$

$$\begin{aligned} E_z^{\Pi} - E_z^0 &= E_z^M, \\ H_x^{\Pi} + H_x^0 &= H_x^M; \end{aligned} \quad (5.4.9)$$

и при  $y = t$

$$E_z^{M,\Pi} - E_z^{M,0} = E_z^{\exists}; \quad H_x^{M,\Pi} - H_x^{M,0} = H_x^{\exists}, \quad (5.4.10)$$

где компоненты поля, проникшего в толщу металла через первую границу, обозначены через  $E_z^M$  и  $H_x^M$ , компоненты поля в металле, достигшие второй границы, обозначены как  $E_z^{M,\Pi}$  и  $H_x^{M,\Pi}$ , а через  $E_z^{M,0}$  и  $H_x^{M,0}$  обозначены компоненты поля, отраженные обратно в металл от второй границы.

После решения уравнений Максвелла с учетом граничных условий (для нахождения констант, определяющих амплитуды напряженностей поля **E** и **H**) при использовании соотношений (5.4.8) получаем выражения для расчета коэффициента экранирования

$$K_{\exists} = 1 / \{ \operatorname{ch} kt [1 + 0,5(Z_d / Z_M + Z_M / Z_d) \operatorname{th} kt] \}, \quad (5.4.11)$$

и коэффициента реакции экрана

$$P = 0,5(Z_d / Z_M - Z_M / Z_d) \operatorname{th} kt / [1 + 0,5(Z_d / Z_M + Z_M / Z_d) \operatorname{th} kt]. \quad (5.4.12)$$

Следуя (5.4.2) из (5.4.11) получаем, что эффективность экранирования  $S$  равна

$$S = 20 \lg | \operatorname{ch} kt [1 + 0,5(Z_d / Z_M + Z_M / Z_d) \operatorname{th} kt] |. \quad (5.4.13)$$

Поскольку выражения (5.4.11)÷(5.4.13) для анализа характеристик экранирования получены из уравнений Максвелла, то они носят универсальный характер.

### 5.4.3. Экранирование магнитного и электрического полей в ближней зоне

В большинстве случаев экран располагается вблизи от источника помех, т. е. в ближней зоне, когда  $r \ll \lambda/2\pi$ . При анализе эффективности экранирования магнитного и электрического полей в ближней зоне учитывают изменение волновых сопротивлений среды  $I$ , входящих в соотношения (5.4.11) ÷ (5.4.13). Электромагнитные явления в ближней зоне рассматриваются как квазистационарные, т. е. протекающие достаточно медленно.

**Магнитное поле.** В этом случае считают, что источником поля является магнитный излучатель. Из курса "Электродинамики" известно, что для него в структуре поля преобладает магнитная составляющая, которая по мере удаления от излучателя убывает пропорционально  $1/r^3$ , а электрическая составляющая поля убывает медленнее, как  $1/r^2$ . Поэтому волновое сопротивление области  $I$  по мере удаления от источника возрастает пропорционально расстоянию  $r$ , приближаясь в дальней зоне к значению волнового сопротивления свободного пространства  $Z_d = 120\pi$  Ом (см. рис. 5.4.2). Можно показать, что волновое сопротивление в диэлектрике (область  $I$ ) для ближней зоны равно

$$Z_{\text{д}}^H = E_z / H_x = -i\omega\mu_0 r. \quad (5.4.14)$$

Т. е. в ближней зоне волновое сопротивление магнитному полю в области  $I$  прямо пропорционально частоте источника и расстоянию от него.

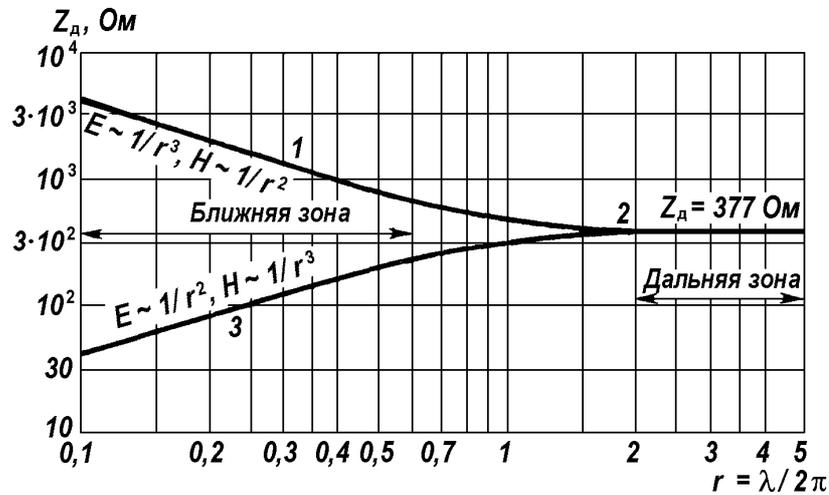


Рис. 5.4.2. Зависимость волнового сопротивления от расстояния до излучателя: 1 – область преобладания электрического поля; 2 – область дальней зоны с поперечной волной; 3 – область преобладания магнитного поля в ближней зоне

**Электрическое поле.** В этом случае источником поля является электрический излучатель, эквивалентный диполю Герца. Волновое сопротивление вблизи такого излучателя велико. В структуре поля преобладает электрическая составляющая, которая по мере удаления от источника убывает быстрее (как  $1/r^3$ ), чем магнитная составляющая (как  $1/r^2$ ). При этом волновое сопротивление области  $I$  уменьшается от максимального значения до значения волнового сопротивления свободного пространства  $Z_{\text{д}}$  (см. рис. 5.4.2). В этом случае выполняется условие

$$Z_{\text{д}}^E = 1/i\omega\epsilon_0 r. \quad (5.4.15)$$

Т. е. в ближней зоне волновое сопротивление электрическому полю в области  $I$  обратно пропорционально частоте источника и расстоянию от него.

#### 5.4.4. Анализ эффективности электромагнитного экранирования.

Формулу эффективности электромагнитного экранирования можно представить в виде

$$S = R + A + B. \quad (5.4.16)$$

Здесь все величины измеряются в децибелах;  $R$  – затухание за счет отражения ЭМП от границ раздела воздух-экран,  $R = 20 \lg |(Z_{\text{д}} + Z_{\text{м}})^2 / 4Z_{\text{д}}Z_{\text{м}}|$ ;  $A$  – затухание за счет поглощения, вызванное тепловыми потерями от возбуждаемых вихревых токов в металле,  $A = 8,69 |k| t / \sqrt{2}$ ;  $B$  – затухание электромагнитной энергии за счет затухающих внутренних переотражений между стенками экрана,  $B = 20 \lg |1 - [(Z_{\text{д}} - Z_{\text{м}}) / (Z_{\text{д}} + Z_{\text{м}})]^2 \exp(-2kt)|$ .

При расчетах экранирования пользуются модулями значений комплексных параметров:  $|k| = \sqrt{\omega\mu\sigma}$ ,  $|Z_M| = \sqrt{\omega\mu/\sigma}$ . В зависимости от вида источника поля помехи в расчетные соотношения (5.4.13) и (5.4.16) подставляются следующие выражения:  $Z_D^T = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$  – волновое сопротивление области  $I$  электромагнитному полю (в дальней зоне);  $|Z_D^H| = \omega\mu_0 r$  – модуль волнового сопротивления области  $I$  магнитному полю;  $|Z_D^E| = 1/\omega\epsilon_0 r$  – модуль волнового сопротивления области  $I$  электрическому полю; где  $r$  – расстояние от источника поля помехи до экрана (в ближней зоне).

Учитывая, что эквивалентная глубина проникновения поля в металл (толщина скин-слоя)  $\delta = \sqrt{2/\omega\mu\sigma}$ , формулы для расчета составляющих  $A$  и  $B$  можно представить в виде:

$$A = 8,69 t / \delta, \tag{5.4.17}$$

$$B = 20 \lg \left[ 1 - \frac{(Z_D - Z_M)^2}{(Z_D + Z_M)^2} e^{-2t/\delta} \right]. \tag{5.4.18}$$

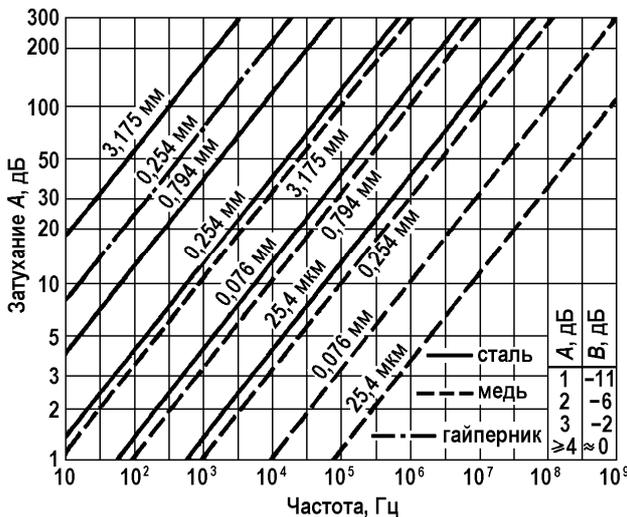


Рис. 5.4.3. Затухание электромагнитного поля при поглощении для экранов различной толщины (гайперник – железо-никелевый сплав)

На рис. 5.4.3 представлены зависимости затухания  $A$ , определяемого по (5.4.17), для некоторых металлов при различной толщине экрана [2]. Из рисунка видно, что на низких частотах значительная величина  $A$  достигается только за счет большой толщины экрана. Если  $A > 4$  дБ, то влиянием  $B$  можно пренебречь. При этом результирующая эффективность экранирования, дБ, определяется как

$$S \approx A + R. \tag{5.4.19}$$

Если  $A \leq 4$  дБ, то  $B$  принимает отрицательные значения (см. рис. 5.4.3).

Для электромагнитного и электрического полей  $|Z_D| \gg |Z_M|$ , что позволяет упростить формулы для расчета  $R$  и  $B$ , дБ,

$$R = 20 \lg |Z_D / 4Z_M|; \tag{5.4.20}$$

$$B = 20 \lg |1 - \exp(-2t/\delta)|. \tag{5.4.21}$$

При сравнении толщины стенки экрана  $t$  с толщиной скин-слоя  $\delta$  в зависимости от частоты, выделяют два случая. Частоты, при которых  $t < \delta$ , условно называют **низкими**, а

частоты, при которых  $t > \delta$ , – **высокими**. Расчетные выражения эффективности экранирования в области низких и высоких частот могут быть упрощены.

**В области низких частот**, используя приближения  $\operatorname{ch} |k|t \approx 1$ ,  $\operatorname{th} |k|t \approx |k|t$ , затуханием за счет поглощения можно пренебречь, тогда (5.4.13) преобразуется в

$$S \approx 20 \lg [1 + 0,5(|Z_d/Z_M| + |Z_M/Z_d|) |k|t]. \quad (5.4.22)$$

Для квазиэлектростатического поля с учетом того, что  $|Z_d^E/Z_M| \gg |Z_M/Z_d^E|$ , отражение в основном определяется первой границей воздух-экран и соотношение (5.4.22) преобразуется к виду

$$S^E = 20 \lg (1 + \sigma t / 2\omega\epsilon_0 r). \quad (5.4.23)$$

Из (5.4.23) следует, что эффективность экранирования возрастает с увеличением проводимости экрана и его толщины, уменьшается с ростом частоты воздействующего квазиэлектростатического поля и не зависит от магнитной проницаемости экрана. Поскольку проводимость немагнитных металлов выше проводимости магнитных, экраны из немагнитных металлов эффективнее экранируют квазиэлектростатическое поле.

В случае квазимагнитостатического поля следует учитывать особенности магнитных свойств немагнитных (медь, алюминий, латунь) и магнитных (сталь, пермаллой) металлов.

Для экранов из немагнитных материалов выполняются условия  $|Z_d^H/Z_M| > |Z_M/Z_d^H|$ , поэтому отражение определяется главным образом первой границей воздух-экран:

$$S_{H.M}^H = 20 \lg (1 + \omega\mu_0 r \sigma t / 2). \quad (5.4.24)$$

Для экранов из магнитных материалов в области нулевых частот  $|Z_M/Z_d^H| > |Z_d^H/Z_M|$  и отражение обусловлено в основном второй границей экран-воздух. При этом соотношение (5.4.22) преобразуется к виду

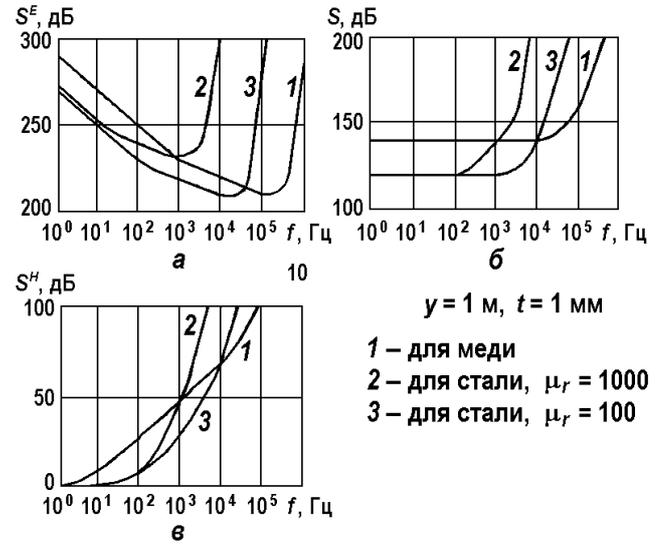
$$S_{M.M}^H = 20 \lg (1 + \mu_r t / 2r). \quad (5.4.25)$$

Из (5.4.24) следует, что для квазимагнитостатического поля эффективность экранирования немагнитным экраном возрастает с увеличением проводимости и толщины экрана, а также с ростом частоты источника поля. А из (5.4.25) – что эффективность экранирования магнитным экраном возрастает с увеличением магнитной проницаемости и толщины экрана и не зависит от проводимости металла экрана и частоты источника поля.

На рис. 5.4.4 приведены зависимости эффективности экранирования различного вида полей плоским металлическим экраном, изготовленным из трех типов металлов. Из рисунка видно, что эффективность экранирования **электрического поля существенно выше, чем магнитного**. Эффективность экранирования **поля плоской электромагнитной волны**

**выше, чем магнитного, но меньше, чем электрического.** Поэтому конструктивно сложнее всего обеспечить защиту от воздействия магнитных полей.

Рис. 5.4.4. Зависимость эффективности экранирования немагнитным и магнитными металлами от частоты: *а* – для электрического поля; *б* – для электромагнитного поля; *в* – для магнитного поля



В соответствии с (5.4.23) при экранировании электрического поля экранирующий эффект с ростом частоты уменьшается. **Сущность электростатического экранирования заключается в замыкании электрического поля на массу экрана.** С ростом частоты возрастает роль вихревых токов и электростатический экран переходит в электромагнитный режим работы, при этом  $S^E$  возрастает. Минимальное значение  $S^E$  достигается при переходе из электрического режима в электромагнитный.

Согласно (5.4.24) при экранировании магнитного поля немагнитным экраном экранирующий эффект равен нулю при  $f = 0$ . **Экранирование квазимагнитоэлектростатического поля магнитным экраном основывается на замыкании поля в экране за счет повышенной его магнитопроводности** (5.4.25). При повышении частоты возрастает роль вихревых токов и экран, выполненный как из магнитного, так и немагнитного металлов, переходит в электромагнитный режим работы. В частотной зависимости эффективности экранирования магнитного поля (рис. 5.4.4, в) можно выделить область низких частот, где немагнитный экран обеспечивает несколько большую эффективность экранирования по сравнению с магнитным. Как в области нулевой частоты, так и в области высоких частот магнитный экран по эффективности значительно превосходит немагнитный экран. Однако применение магнитных металлов в экранах приводит к большим электрическим потерям в экранируемой цепи по сравнению с немагнитными металлами. Следовательно, при выборе материала экрана магнитный металл будет предпочтителен только тогда, когда можно не учитывать потери, вносимые им в защищаемый от помех функциональный узел аппаратуры.

В области высоких частот для любого вида поля  $|Z_d / Z_m| > |Z_m / Z_d|$  и, следовательно, при определении эффективности экранирования согласно (5.4.13) второй границей

отражения можно пренебречь. В результате упрощается формула для расчета экранного затухания за счет отражения:

$$R = 20 \lg |1 + Z_d \operatorname{th} kt / 2Z_M|. \quad (5.4.26)$$

В области высоких частот эффективность экранирования любого из рассматриваемых видов полей экранами, выполненными из немагнитного и магнитного металлов, возрастает за счет увеличения поглощения с ростом частоты. При этом эффективность  $S_{\text{н.м}}^H$  оказывается выше, чем  $S_{\text{н.м}}^H$ , так как в области высоких частот эффективность экранирования в основном определяется поглощением.

#### 5.4.5. Конструктивное исполнение экранирования

**Влияние формы экрана.** При расчете эффективности экранирования конструкций различной формы можно пользоваться полученными выше формулами (5.23)÷(5.25). При этом в ближней зоне следует учитывать **зависимость волнового сопротивления среды от формы экрана.**

Для конструкций экранов плоской, цилиндрической и сферической форм формулы расчета волновых сопротивлений для электрического  $Z_d^E$  и магнитного  $Z_d^H$  полей, а также для эффективности экранирования  $S^H$  низкочастотных магнитных полей конструкциями экранов, выполненных из немагнитных (н.м) и магнитных (м.м) металлов, аналогично (5.4.24) и (5.4.25) примут вид, представленный в табл. 5.4.1.

Таблица 5.4.1. Волновые сопротивления и эффективности экранирования различных экранов

Форма экрана	плоская	цилиндрическая	сферическая
$Z_d^E$	$1 / i\omega\epsilon_0 2r$	$1 / i\omega\epsilon_0 r$	$\sqrt{2} / i\omega\epsilon_0 r$
$Z_d^H$	$-i\omega\epsilon_0 2r$	$-i\omega\epsilon_0 r$	$-i\omega\epsilon_0 r / \sqrt{2}$
немагнитный металл $S_{\text{н.м}}^H$	$20 \lg (1 + \omega\mu_0 r\sigma t)$	$20 \lg (1 + 0,5\omega\mu_0 r\sigma t)$	$20 \lg (1 + \omega\mu_0 r\sigma t / 2\sqrt{2})$
магнитный металл $S_{\text{м.м}}^H$	$20 \lg (1 + \mu_r t/4r)$	$20 \lg (1 + \mu_r t/2r)$	$20 \lg (1 + \sqrt{2} \mu_r t/2r)$

Примечания:  $r$  – радиус (цилиндрического или сферического экранов) или половина ширины прямоугольного экрана,  $t$  – толщина материала.

Из табл. 5.4.1 видно, что при экранировании магнитных низкочастотных полей немагнитными металлами конструкция плоского экрана за счет лучшего отражения имеет большее значение  $S_{\text{н.м}}^H$  по сравнению с цилиндрическим (на 6 дБ) и сферическим (на 9 дБ) экранами. Вместе с тем при экранировании магнитными металлами действует обратное соотношение, т. е. конструкция сферического экрана обладает большим значением  $S_{\text{м.м}}^H$  по

сравнению с цилиндрическим (на 3 дБ) и плоским; (на 9 дБ). Физически это объясняется тем, что действие магнитостатического экрана тем эффективнее, чем меньше сопротивление магнитному потоку, замыкаемому в нем. Конструкция сферического и цилиндрического экранов лучше отвечает этому требованию, чем конструкция плоского экрана.

При расчете конструкций экранов неидеальной формы, с приемлемыми допущениями можно пользоваться формулами экранирования плоского, цилиндрического и сферического экранов. Так при расчете эффективности экранирования удлиненного экрана с прямоугольным сечением его можно заменить плоским экраном, если сечение близко к квадратному, то цилиндрическим экраном. Экраны различной формы, имеющие по всем трем координатам соизмеримые размеры, можно заменять эквивалентными сферическими.

**Экранирование магнитного поля.** В радиоаппаратуре функциональные узлы и элементы, в которых имеются большие токи и малые напряжения, создают в ближней зоне электромагнитные поля с преобладанием магнитной составляющей. В этом случае помехи определяются магнитной индукцией. Преимущественное влияние магнитных полей имеется также в случае, если аппаратура не восприимчива к электрической составляющей или последняя много меньше за счет свойств излучателя или соответствующей поляризации электромагнитного поля помех.

Основные используемые методы экранирования магнитных полей основаны на шунтировании этого поля ферромагнитными материалами либо на вытеснении помехонесущего магнитного поля полем вихревых токов в экране. В радиоаппаратуре наиболее сложно обеспечить высокую эффективность экранирования магнитостатических и низкочастотных полей.

При магнитостатическом экранировании происходит замыкание или шунтирование магнитного поля, создаваемого постоянными магнитами или токами, протекающими по электрическим цепям аппаратуры, экраном вследствие его повышенной магнитной проводимости. Изменение направления магнитного потока на границе двух сред с различными магнитными проницаемостями  $\mu_1$  и  $\mu_2$  граничными условиями:

$$\operatorname{tg}\alpha_1 / \operatorname{tg}\alpha_2 = \mu_1/\mu_2, \quad (5.4.27)$$

где  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  – углы, образованные нормалью и вектором  $H$ .

Если  $\mu_1 \gg \mu_2$ , то  $\alpha_2 \rightarrow 0$ , следовательно, магнитный поток выходит из среды с большой магнитной проницаемостью под углом, близким к  $90^\circ$ . Поэтому практически можно считать, что магнитные силовые линии нормальны к поверхности ферромагнитных экранов.

Магнитное сопротивление  $R_m$ , оказываемое экраном или областью пространства с магнитной проницаемостью  $\mu$ , длиной средней линии магнитной индукции  $l$  и поперечным сечением  $F$  в направлении, перпендикулярном воздействию магнитному потоку,

определяется выражением

$$R_m = l / \mu F . \quad (5.4.28)$$

Если экран выполнен из немагнитного металла с  $\mu_r = 1$  (медь, латунь, алюминий), то он не оказывает на помехонесущее магнитное поле никакого влияния, и поэтому  $S_{\text{нм}}^H = 0$ . В случае ферромагнитного материала (пермаллой, сталь) с большим значением  $\mu_r$  магнитный поток замыкается в основном на стенки экрана, который имеет меньшее магнитное сопротивление по сравнению с магнитным сопротивлением воздушного пространства, занятого экраном. При этом эффективность магнитоэкранирования, зависящая от магнитного сопротивления экрана, будет тем выше, чем меньше в нем стыков, швов и разрезов, идущих поперек направлений магнитной индукции.

Основные требования, предъявляемые к магнитоэкранным экранам:

1. Наибольшее значение  $S^H$  обеспечивается при использовании магнитомягких материалов с высоким значением  $\mu_r$  (электротехнические стали и пермаллой).
2. Увеличение толщины стенок экрана приводит к повышению  $S^H$ , однако при этом следует принимать во внимание возможные ограничения по массогабаритным параметрам.
3. Стыки, разрезы и швы в экране должны размещаться параллельно линиям магнитной индукции.
4. Заземление экрана не влияет на эффективность магнитоэкранирования.

Действие металлического экрана в переменном высокочастотном магнитном поле основано на использовании явления электромагнитной индукции, приводящего к образованию ЭДС, вызывающей вихревые токи в экране, которые создают вторичное магнитное поле, направленное навстречу помехонесущему полю в экранируемой области.

Если в переменное магнитное поле поместить цилиндрический экран так, чтобы направление его оси совпадало с направлением линий магнитной индукции, то в нем, как в короткозамкнутом витке, согласно закону электромагнитной индукции наводится ЭДС. Эта ЭДС создает переменный ток, магнитное поле которого направлено внутри цилиндра встречно, а за его пределами – в ту же сторону, что и возбуждающее поле. Результирующее поле оказывается ослабленным внутри экрана и усиленным вне его, т. е. происходит вытеснение поля из защищаемой экраном области во внешнюю область пространства, а, следовательно, и экранирование.

При этом вихревые токи в экране распределяются неравномерно по его сечению, что связано с явлением поверхностного или скин-эффекта, заключающегося в ослаблении переменного магнитного поля при проникновении в толщу металла, так как внутренние слои экранируются вихревыми токами, циркулирующими в поверхностных слоях.

Указанное явление проявляется тем сильнее, чем выше магнитная проницаемость

материала экрана. Следует также отметить, что магнитная проницаемость низкочастотных магнитных металлов с ростом частоты уменьшается за счет магнитной вязкости материала, которая обуславливает отставание по фазе магнитной индукции от напряженности воздействующего высокочастотного магнитного поля.

Вместе с тем применение магнитных металлов для экранирования возможно, когда вносимые ими потери не сказываются на работоспособности экранируемых узлов и элементов аппаратуры. Так, сталь не применяется для экранов высокочастотных контуров аппаратуры из-за больших вносимых потерь, обусловленных малой электропроводностью и потерями на гистерезис при перемагничивании.

Таким образом, при конструировании высокочастотных функциональных узлов аппаратуры в качестве материала экранов чаще всего применяют немагнитные металлы, так как на высоких частотах они обеспечивают достаточную эффективность экранирования при рациональном выборе толщины материала и вносят в экранируемые узлы аппаратуры меньшие потери по сравнению с магнитными металлами.

При конструировании стыки и швы должны располагаться в направлении вихревых токов в экране, протекающих в плоскости, перпендикулярной направлению помехонесущего магнитного поля. При этом обеспечивается меньшее сопротивление вихревым токам, определяющим эффект экранирования.

При выборе материала и толщины экрана необходимо учитывать, что экранирующий эффект вихревых токов зависит от эквивалентной глубины проникновения  $\delta$ . Чем меньше  $\delta$ , тем больший ток течет в поверхностных слоях экрана и тем больше создаваемое им обратное магнитное поле, которое вытесняет из защищаемой экраном области помехонесущее магнитное поле.

Эквивалентная глубина проникновения для различных металлов в области высоких частот достаточно мала, следовательно, экран из любого металла сравнительно небольшой толщины действует вполне эффективно. Поэтому при выборе материала экрана и его толщины наряду с требованиями обеспечения заданной эффективности экранирования и допустимых электрических потерь определяющими могут оказаться требования жесткости и устойчивости к механическим воздействиям, технологичности конструкции и т. д.

Основные требования, которые предъявляются к экранам, действующим по принципу вытеснения магнитного поля полем вихревых токов в экране, можно сформулировать следующим образом:

1. Толщина экрана должна выбираться много больше толщины скин-слоя.
2. Снижение электрического сопротивления вихревым токам в экране повышает его эффективность. Потому чаще всего высокочастотные экраны изготавливают из

алюминия, меди и латуни.

3. Стыки, разрезы и швы должны располагаться в направлении вихревых токов в экране.
4. Заземление экрана, работающего за счет образования вихревых токов, не влияет на эффективность магнитного экранирования.

**Многослойное экранирование.** Результаты анализа эффективности экранирования однослойного экрана в области высоких частот можно распространить на многослойную конструкцию экрана, используя схему замещения, представленную на рис. 5.4.5. На схеме индуктивности  $L_2 \div L_n$  учитывают магнитный поток между соседними экранами, при этом текущее значение рассчитывается как  $L_i = \mu_0 F_i / l$ , где  $F_i$  – площадь поперечного сечения между  $i$ -м и  $(i - 1)$ -м экранами, а индуктивность первого экрана  $L_1 = \mu_0 F_1 / l$ , где  $F_1$  – площадь поперечного сечения первого экрана.

Многослойные конструкции экранов, состоящие из последовательно чередующихся слоев, выполненных из немагнитных и магнитомягких металлов, применяются для обеспечения высокой эффективности экранирования в широком частотном диапазоне, включая область низких частот. Поэтому многослойные экраны оказываются эффективными для защиты от воздействия импульсных электромагнитных полей.

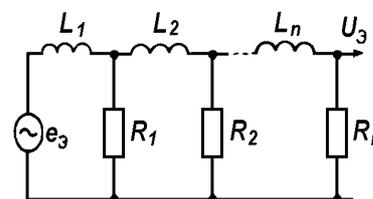


Рис. 5.4.5. Схема замещения для расчета эффективности многослойного магнитного экрана

Применение многослойных экранов может быть полезным при экранировании постоянных и низкочастотных магнитных полей большой напряженности. В случае однослойного магнитного экрана при большой напряженности материал экрана "входит в насыщение" и магнитная проницаемость, а, следовательно, и эффективность экранирования резко снижаются. Рассматриваемый режим работы экрана является нелинейным. Чтобы исключить насыщение и перевести экран в линейный режим, слой составного двухслойного экрана, обращенный к источнику магнитного поля, выполняется из магнитного материала с низкой магнитной проницаемостью, а второй слой – из материала с высокой магнитной проницаемостью, имеющего низкий уровень насыщения. При этом первый слой экрана уменьшает напряженность магнитного поля до значения, не вызывающего насыщение второго слоя, который и обеспечивает в основном экранирование.

Коэффициент экранирования двухслойного больше, чем произведение коэффициентов экранирования двух однородных экранов.

Рекомендации по проектированию многослойных комбинированных экранов.

1. Многослойную конструкцию применяют для исключения магнитного насыщения экрана и обеспечения его линейного режима работы.
2. Для обеспечения большего значения  $S^H$  внутренние слои экрана выполняют из немагнитных металлов. Наилучшие результаты дает экран с сочетанием слоев из

немагнитных и магнитных материалов (например, медь-сталь). При этом наибольшая эффективность экранирования обеспечивается за счет высокой отражательной способности меди и поглощающей способности стали.

3. Применение диэлектрических прокладок или воздушных зазоров между металлическими слоями приводит к повышению эффективности экранирования в случае, если их толщина значительно превышает толщину металлических слоев. Такие экраны могут быть использованы, если допускается некоторое увеличение габаритных размеров и массы конструкции экранов.
4. Выбор оптимального соотношения толщин слоев в экране медь-сталь при экранировании магнитных полей следует проводить с учетом характерных частотных областей.

Необходимо отметить, что конструктивно составные комбинированные экраны в РЭА достаточно сложны и громоздки. Поэтому при проектировании следует рассмотреть возможные способы изменения компоновки аппаратуры для снижения влияния помехонесущего электромагнитного поля, а также найти пути повышения эффективности экранирования однослойного экрана.

**Сетчатые экраны.** Действие сетчатого экрана по отношению к помехонесущему переменному магнитному полю, как и в сплошном экране, основано на возбуждении вихревых токов в направлении, перпендикулярном линиям магнитной индукции (рис. 5.4.6, *a*, *б*). Проволоки, расположенные в направлении помехонесущего поля, практически не оказывают влияния на эффективность экранирования сетчатого экрана.

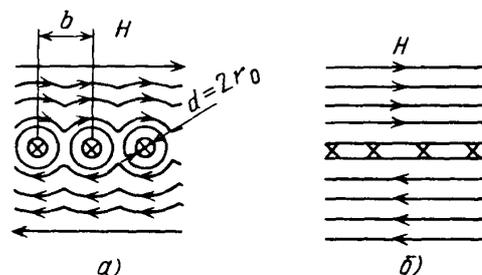


Рис. 5.4.6. Магнитное поле возбуждаемых вихревых токов: *a* – в сетчатом экране; *б* – в сплошном экране

Магнитное поле возбуждаемых токов вблизи перпендикулярно ориентированных проволок существенно отличается от поля, создаваемого током, равномерно распределенным по длине сплошного экрана. Однако на расстоянии, превышающем шаг сетки, это различие уменьшается и при дальнейшем его увеличении перестает сказываться. При анализе эффективности экранирования в области высоких частот ( $r_0 > \delta$ ) следует учитывать, что импеданс витка проволоки, если его контактным сопротивлением можно пренебречь, равен

$$Z_i = (1 + j) p / 2\pi r_0 \sigma \delta, \quad (5.4.29)$$

где  $p$  - периметр витка (для витка цилиндрической формы  $p = 2\pi r$ ;  $r_0$  – радиус проволоки).

В области высоких частот экран из густой сетки оказывается эффективнее, чем из редкой сетки, за счет меньшей результирующей внешней межвитковой индуктивности. В области низких частот экран из редкой сетки может оказаться предпочтительнее из-за того, что на эффективность экранирования основное влияние оказывает активное

сопротивление проволок экрана.

Для эффективной работы сетчатого экрана все места пересечений проволок должны иметь хороший электрический контакт. Это, в свою очередь, обеспечивает эффективную работу сетчатого экрана при произвольной ориентации помехонесущего магнитного поля.

**Экранирование электрического поля.** В радиоаппаратуре функциональные узлы и элементы, в которых имеются большие напряжения и малые токи, создают в ближней зоне электромагнитные поля с преобладанием электрической составляющей. При этом рассматриваемые помехи в ближней зоне определяются электрической индукцией. Перенос помех электрической индукцией наиболее распространен в аппаратуре.

Преимущественное влияние электрических полей на аппаратуру имеется также в случае, если рассматриваемое устройство нечувствительно к магнитной составляющей или последняя много меньше за счет свойств излучателя или соответствующей поляризации электромагнитного поля помех.

Принцип электростатического экранирования заключается в замыкании силовых линий помехонесущего электрического поля на металлический экран, соединенный с корпусом аппаратуры или землей.

Если источник помех электростатического и квазиэлектростатического поля защищен металлическим экраном, то в результате индукции на внутренней и внешней поверхности экрана произойдет разделение электрических зарядов. При этом в стационарном режиме в любой момент времени внешняя поверхность экрана является носителем заряда того же знака, который имеет источник. Если экран не заземлен, то рецептор помех будет подвержен такому же воздействию, как и при отсутствии экрана. В случае заземления, заряд, выделяющийся на внешней поверхности экрана, отводится на корпус прибора или на землю, где его нейтрализует заряд другого знака.

Эффективность экранирования заземленным сплошным металлическим экраном равна бесконечности на частоте  $f = 0$ . При этом в области низких частот не предъявляется особых требований к толщине и проводимости металлического экрана. Однако с увеличением частоты эффективность экранирования снижается, что объясняется влиянием остаточного поля, образующегося за счет падения напряжения, обусловленного токами, протекающими по экрану с сопротивлением  $R_s$ . При этом экран переходит работать из электростатического режима в электромагнитный. Снижение эффективности экранирования происходит до определенной частоты (см. рис. 5.4.3, *a*). При дальнейшем росте частоты возбуждаемые вихревые токи за счет скин-эффекта вытесняются к внутренней поверхности экрана и экранирующий эффект возрастает. Указанное явление аналогично явлению, рассмотренному при магнитном экранировании с помощью вихревых токов в области высоких частот.

Основной задачей экранирования электрического поля является снижение емкости связи между экранируемыми элементами конструкции. Для этого поля все металлические элементы конструкции должны быть соединены с общим корпусом или землей РЭС. Внимание должно быть обращено на конструктивное выполнение присоединения экрана к корпусу прибора, которое в значительной степени определяет экранирующее действие.

Основные требования, которые предъявляются к электрическим экранам:

1. Конструкция экрана должна обеспечивать замыкание силовых линий электрического поля на стенки экрана.
2. В области низких частот (при  $t < \delta$ ) эффективность электростатического экранирования определяется качеством заземления и мало зависит от материала экрана и его толщины.
3. В области высоких частот (при  $t < \delta$ ) эффективность экрана, работающего в электромагнитном режиме, наряду с качеством заземления определяется его толщиной, проводимостью и магнитной проницаемостью экрана.

**Перфорированные экраны.** Для замкнутого металлического экрана эффективность экранирования может быть получена сколь угодно высокой при соответствующем выборе металла и его толщины. Практически полностью сплошными экраны не выполняются из-за наличия крышек для доступа к узлам и элементам аппаратуры, швов, отверстий для соединительных входных и выходных проводов, кабелей, переключателей и измерительных приборов, а также для вентиляции. Эти дополнительные каналы проникновения ЭМП не должны существенно снижать эффективность экранирования.

С целью оценки влияния отверстий и щелей на эффективность экранирования рассматривают процесс проникновения поля сквозь толщину стенки экрана и через отверстия или щели независимо друг от друга. В первом случае полагают, что экран полностью замкнут, а во втором, что он тонкостенный и идеально проводящий. При этом предполагают, что векторы напряженности поля, проникающего через стенки сплошного экрана и идеального экрана с отверстиями, складываются синфазно. Тогда можно получить следующее выражение для эффективности экранирования экрана с отверстиями или щелями

$$S = S_{\text{зам}} S_{\text{отв}} / (S_{\text{зам}} + S_{\text{отв}}),$$

где  $S_{\text{зам}}$  – эффективность экранирования замкнутого экрана, имеющего такую же форму, материал и толщину стенок, как и реальный экран;  $S_{\text{отв}}$  – эффективность экранирования экрана, отличающегося от реального бесконечно большой проводимостью и бесконечно малой толщиной стенок.

В случае если размеры отверстий или щелей соизмеримы с длиной волны, то эффективным средством ослабления электромагнитного поля (например, для области СВЧ) является увеличение глубины отверстий и конструктивное выполнение в виде заградительного

волновода. Эффективность экранирования подобных волноводов, как и фильтров верхних частот, зависит от их геометрических размеров и формы.

Для повышения эффективности экранирования экранов с отверстиями рекомендуется:

- 1) располагать отверстия в зонах со слабыми электромагнитными полями;
- 2) при заданной площади перфорации, исходя из конструкторских соображений, уменьшать диаметр отверстий, увеличивая их число;
- 3) выполнять отверстия щелевыми, располагая их длинные стороны вдоль линий вихревых токов, наведенных в стенках экрана (перпендикулярно силовым линиям магнитного поля);
- 4) в диапазоне СВЧ выполнять отверстия в виде заградительных волноводов.

## **5.5. Фильтрация помех**

### **5.5.1. Общие сведения**

Фильтры, применяемые в РЭС для подавления помех можно разделить на две группы: для подавления межсистемных помех (межсистемные фильтры) и для подавления помех в цепях питания, управления и коммутации (внутрисистемные фильтры) [2].

К первой группе фильтров относятся:

- высокочастотные фильтры, обеспечивающие подавление в выходных цепях радиопередающих устройств нежелательных радиоколечаний, которые могут излучаться антенной в свободное пространство (см. подраздел 2.1);
- высокочастотные фильтры, обеспечивающие подавление излучений, поступающих во входные цепи радиоприемных устройств по побочным каналам (см. подраздел 2.3).

Для передатчиков межсистемные фильтры характеризуются уровнем потерь в рабочей полосе частот при условии нормальной работы на больших уровнях пиковой импульсной мощности. Для радиоприемных устройств – степенью обеспечения защиты чувствительных цепей от помех. Виды таких фильтров изучаются в соответствующих курсах по радиопередающим и радиоприемным устройствам.

Внутрисистемные фильтры применяются для следующих целей:

- подавления кондуктивных помех, распространяющихся по шинам питания, управления и коммутации, общим для нескольких устройств-потребителей;
- устранения связей по высокой частоте между различными устройствами, имеющими общее сопротивление;
- подавления промышленных помех.

Внутрисистемные фильтры имеют различные значения входного и выходного

сопротивлений, которые могут изменяться с изменением частоты по разным зависимостям. Ниже мы рассмотрим внутрисистемные фильтры.

### 5.5.2. Эффективность фильтрации

Основным средством ослабления помех, создаваемых в цепях питания и коммутации постоянного и переменного токов радиоаппаратуры, является их фильтрация. Применяемые для этих целей помехоподавляющие фильтры позволяют уменьшать уровень помех, как от внешних, так и от внутренних источников (например, со стороны сети питания и нагрузки). Эффективность фильтрации определяется вносимым затуханием фильтра по напряжению или току, дБ:

$$S = 20 \lg | U_1 / U_2 |, \quad \text{или} \quad S = 20 \lg | I_1 / I_2 |, \quad (5.5.1)$$

где  $U_1, I_1$  – напряжение и ток помех на нагрузке в исходном состоянии,  $U_2, I_2$  – напряжение и ток помех на нагрузке в цепи с фильтром.

Основными требованиями, предъявляемыми к фильтру, являются:

- 1) обеспечение заданного значения эффективности фильтрации  $S(f)$  в требуемом частотном диапазоне (с учетом внутреннего сопротивления и нагрузки электрической цепи);
- 2) минимизация величины падения напряжения на фильтре (постоянного или переменного) при максимальном токе нагрузки;
- 3) не превышение допустимого значения реактивной составляющей тока на основной частоте (по требованиям техники безопасности);
- 4) не превышение допустимых нелинейных искажений питающего напряжения, определяющих требования к линейности фильтра;
- 5) выбор элементов фильтра с учетом номинальных токов и напряжений электрической цепи, а также возможных возникающих в ней бросков напряжений и токов, вызванных нестабильностью электрического режима и переходными процессами;
- 6) конструктивные: эффективность экранирования, минимальные габаритные размеры и масса, обеспечение нормального теплового режима, стойкость к механическим и климатическим воздействиям, технологичность конструкции и т. д.

Помехоподавляющие фильтры являются широкополосными фильтрами нижних частот (ФНЧ). Фильтры в цепях питания строятся как индуктивно- или резистивно-емкостные.

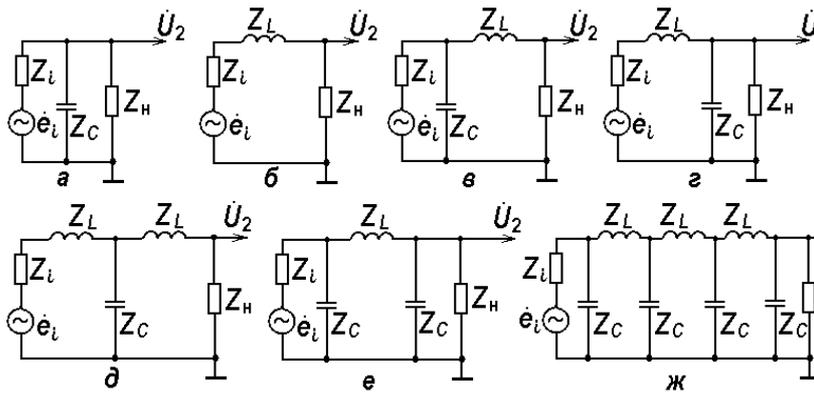


Рис. 5.5.1. Схемы помехоподавляющих ФНЧ: *a* – емкостного; *б* – индуктивного; *в* – емкостно-индуктивного; *г* – индуктивно-емкостного; *д* – Т-образного; *е* – П-образного; *ж* – многозвенного

На рис. 5.5.1 приведены типовые схемы включения ФНЧ. Эффективность фильтрации существенно зависит от сопротивлений источника  $Z_i$  и нагрузки  $Z_n$ . Следует отметить, что определение эффективности фильтрации согласно требованиям ГОСТ [30] проводится при нормируемых входном и выходном сопротивлениях схемы измерений. В реальных условиях эксплуатации фильтра сопротивления  $Z_i$  и  $Z_n$  отличаются от нормированных и зависят от частоты. В результате этого эффективность фильтрации оказывается меньше измеренной согласно ГОСТ. В связи с этим структура ФНЧ определяется исходя из следующих соображений [30]: первым элементом фильтра при малом сопротивлении источника должна быть катушка индуктивности, при большом сопротивлении источника – конденсатор. Аналогично следует выбирать и последний элемент фильтра, предшествующий нагрузке.

Для источника помех в виде генератора напряжения ( $Z_i \rightarrow 0$ ) емкостной фильтр (рис. 5.5.1, *a*) неэффективен. Для источника помех в виде генератора тока ( $Z_i \rightarrow \infty$ ) неэффективным является индуктивный фильтр (рис. 5.5.1, *б*).

Эти рекомендации важны при проектировании ФНЧ для подавления помех, возникающих при коммутации электрических цепей. Если образование помех в электрической цепи связано с включением электронного ключа (что эквивалентно включению источника напряжения), то первым элементом фильтра по отношению к ключу должна быть катушка индуктивности. Если же образование помех связано с выключением ключа (что эквивалентно включению источника тока), то первый элемент – конденсатор.

При большом токе и низком напряжении следует применять фильтр с малыми индуктивностями и большими емкостями. При малом токе и высоком напряжении – конденсаторы с небольшими емкостями и катушки с максимально допустимыми индуктивностями или резисторы.

Из-за наличия паразитных индуктивностей и емкостей элементы фильтров имеют собственные резонансы. В результате фильтр низкой частоты сначала преобразуется в режекторный фильтр, а затем в фильтр верхних частот.

### 5.5.3. Помехоподавляющие элементы

Реальные характеристики помехоподавляющих элементов и фильтров определяются их конструктивными особенностями. Поэтому имеется ряд ограничений (по частоте, току, напряжению и т. д.).

**Конденсаторы.** Применяются как самостоятельные помехоподавляющие элементы и как параллельные звенья рассмотренных фильтров (рис. 5.5.1). Конструктивно помехоподавляющие конденсаторы делятся на:

- двухполюсные (с двумя выводами);
- опорные (одним из выводов является металлический корпус);
- проходные некоаксиальные (все выводы являются токонесущими);
- проходные коаксиальные (одним из выводов является металлический корпус, другим – токонесущий центральный проводник);
- конденсаторные блоки (конструктивно выполнены в одном корпусе).

На рис. 5.5.2 показаны схемы замещения конденсаторов различного конструкторского исполнения. Реальный конденсатор, как было рассмотрено в подразделе 5.1, обладает собственной индуктивностью  $L$ , состоящей из индуктивностей выводов и обкладок конденсатора, сопротивлением  $R$  выводов и контактов, проводимостью  $G$ , образующейся за счет токов утечки, возникающих в диэлектрике конденсатора под воздействием напряжения.

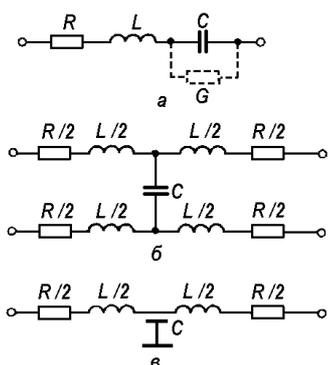


Рис. 5.5.2. Схемы замещения конденсаторов: *а* – двухполюсного и опорного, *б* – проходного некоаксиального, *в* – проходного коаксиального

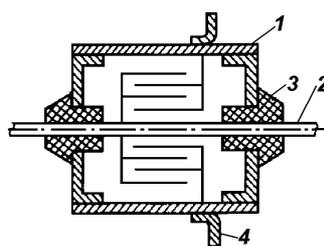


Рис. 5.5.3. Конструкция проходного конденсатора: 1 – внешняя обкладка, 2 – токонесущий стержень, 3 – изоляционная втулка, 4 – крепежный фланец

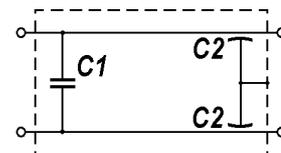


Рис. 5.5.4. Электрическая схема конденсаторного блока:  $C1$  – емкость для подавления симметричных помех;  $C2$  емкости для подавления несимметричных помех

Основной характеристикой помехоподавляющего конденсатора является зависимость

его комплексного сопротивления от частоты. Максимальная частота, на которой конденсатор эффективно работает, является резонансной, и обычно она ограничена его собственной индуктивностью. На частотах выше частоты собственного резонанса конденсатор имеет индуктивное сопротивление, увеличивающееся с частотой. Частоту резонанса можно значительно повысить, применив проходной конденсатор.

Конструкция проходного конденсатора существенно отличается от конструкции конденсаторов других видов (рис. 5.5.3). Токонесущий стержень проходит через корпус конденсатора и изолируется от него фарфоровыми или стеклянными изоляторами. Один торец секции припаян к токонесущему стержню, а другой по всему периметру к корпусу, который и является одним из выводов конденсатора. Тем самым достигается малая собственная индуктивность и возможно применение проходных конденсаторов на более высоких частотах по сравнению с другими видами конденсаторов. Симметричные проходные конденсаторы электрически представляют собой отрезок двухпроводной линии с малым волновым сопротивлением, и их можно использовать для эффективного подавления симметричных помех в двухпроводной цепи до частот порядка 100 МГц. Проходные коаксиальные конденсаторы электрически представляют собой отрезок коаксиальной линии с малым волновым сопротивлением и применяются для ослабления несимметричных помех, распространяющихся по пути провод-корпус аппаратуры. Проходные конденсаторы работают в широком диапазоне частот примерно до 1000 МГц.

Следует отметить, что ни один из типов конденсаторов не обеспечивает удовлетворительной фильтрации во всем диапазоне от звуковых частот до СВЧ. Электролитические конденсаторы имеют наибольшую емкость, однако являются низкочастотными, и их следует применять до частот не свыше 25 кГц. Параллельно электролитическому конденсатору можно включать слюдяной или керамический конденсатор малой емкости с малой индуктивностью для обеспечения эффективного подавления помех на высоких частотах.

Для ослабления помех в диапазоне частот примерно до 10 МГц можно использовать двухполюсные конденсаторы с учетом малой длины их выводов. Опорные помехоподавляющие конденсаторы могут применяться до частот порядка  $30 \div 50$  МГц.

Конденсаторные емкостные блоки (рис. 5.5.4) позволяют одновременно осуществлять фильтрацию симметричных и несимметричных помех. При этом  $C_1 = (0,1 \div 0,68)$  мкФ,  $C_2 = (2200 \div 4700)$  пФ.

**Индуктивные элементы.** ЭРИ этого типа применяются как самостоятельные элементы подавления помех и как последовательные звенья помехоподавляющих фильтров (рис. 5.5.1). Конструктивно наиболее распространены дроссели следующих видов:

- витковые на ферромагнитном сердечнике;
- безвитковые.

Основной характеристикой помехоподавляющего дросселя, как и у конденсатора, является зависимость его импеданса от частоты. Максимальная частота, на которой витковый дроссель эффективно работает, ограничена собственной емкостью. На частотах выше резонансной дроссель имеет емкостное сопротивление, уменьшающееся с частотой.

Безвитковый дроссель представляет собой трубчатый ферромагнитный сердечник, одеваемый на токонесущий стержень. При конструировании дросселей важное значение имеет выбор ферромагнитного материала сердечника, который для обеспечения большой индуктивности не должен входить в насыщение. Учитывая широкий диапазон частот, в котором должны работать дроссели, и возможность установки их в цепях со значительным током потребления, подмагничивающим сердечник, желательно применять сравнительно низкопроницаемые ферромагнитные материалы: никель-цинковые ферриты. На низких частотах рекомендуется применение магнитодиэлектрических сердечников, изготовленных на основе мо-пермаллоя.

**Монтаж фильтров.** При конструировании и монтаже помехоподавляющего фильтра основное внимание должно уделяться ослаблению нежелательных емкостных, индуктивных и гальванических связей между входом и выходом фильтра и помехонесущими проводами. Преимущественно звенья фильтра komponуют в виде линейки для максимального разнесения входа и выхода фильтра. При этом дроссели фильтра располагают между проходными конденсаторами на линии токоведущих стержней.

Корпус и крышка фильтра должны являться сплошным экраном, чтобы обеспечить заданную эффективность экранирования. В случае многозвенного фильтра возможно разбиение его на звенья и применение отдельных экранированных отсеков.

#### 5.5.4. Фильтрация цепей питания

Основной тенденцией развития радиоэлектроники является переход к цифровым методам обработки информации. Это обусловлено ростом степени интеграции микросхем, повышением их быстродействия, снижением мощности потребления, увеличением плотности компоновки радиоаппаратуры. Последнее приводит к существенной зависимости помехозащищенности устройств обработки информации от конструктивного выполнения межэлементных соединений в аппаратуре, включая компоновку шин питания в печатных платах. Все микросхемы объединяются связями через шины питания, которые, как и источник питания, имеют конечный импеданс. Поэтому появление импульсных помех на шинах питания, вызванных процессами коммутации микросхем при переходе из одного

логического состояния в другое, может привести к появлению сбоев в работе цифрового устройства. Сказанное относится и к импульсным помехам, проникающим в шины питания извне, например, из источника питания, если их уровень превышает допустимый.

Для снижения уровня помех в шинах питания применяются следующие конструкторские методы:

- уменьшение индуктивности шин питания с учетом взаимной магнитной связи прямого и обратного проводников;
- сокращение длин участков шин питания, которые являются общими для токов от различных микросхем;
- снижение скорости изменения импульсных токов в шинах питания с помощью помехоподавляющих конденсаторов;
- рациональная топология цепей питания на печатной плате.

Увеличение размеров поперечного сечения проводников приводит к уменьшению собственной индуктивности шин, а также снижает их активное сопротивление. Последнее особенно важно в случае шины "земля", которая является обратным проводником для сигнальных цепей. В этой связи в многослойных печатных платах желательно выполнять шины питания в виде проводящих плоскостей, расположенных в соседних слоях.

Использование помехоподавляющих конденсаторов является эффективным средством снижения импульсных помех в цепях питания. Установленные в непосредственной близости от точек подключения микросхем к шинам питания они выполняют роль индивидуальных источников питания данной микросхемы, максимально к ней приближенных. В качестве помехоподавляющих конденсаторов рекомендуется использовать безындукционные керамические конденсаторы, которые следует равномерно распределять по плате. Для ТТЛ схем необходимо устанавливать помехоподавляющие конденсаторы из расчета один конденсатор емкостью не менее 0,002 мкФ на группу, состоящую не более чем из 10 корпусов.

Помимо высокочастотных конденсаторов на печатных платах для подавления низкочастотных помех рекомендуется устанавливать электролитические конденсаторы, которые должны монтироваться в непосредственной близости от ввода питания на плату. Для печатных плат на ТТЛ схемах на вводе питания следует устанавливать конденсаторы емкостью 25÷100 мкФ.

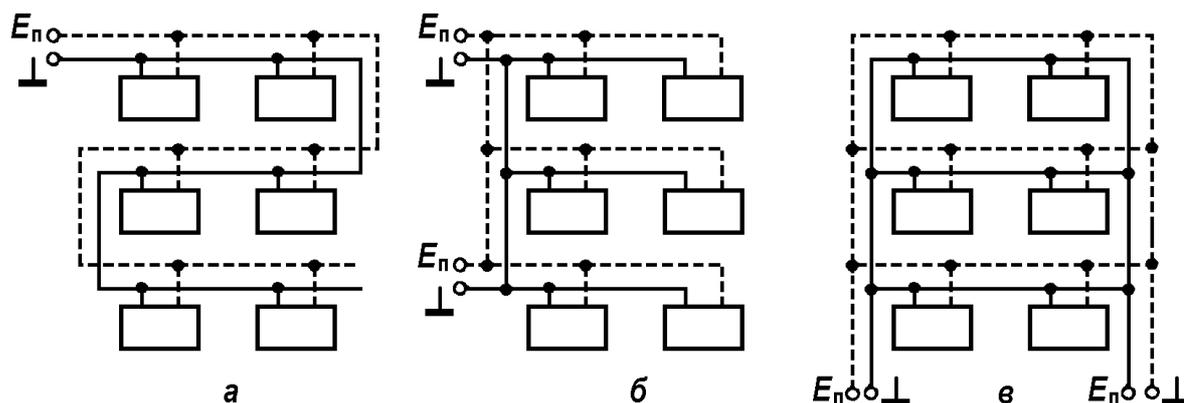


Рис. 5.5.5. Разводка шин питания: *a* – последовательно (неправильно);  
*б* – параллельно (правильно); *в* – в виде замкнутых контуров

Разводка питания к микросхемам на печатной плате должна осуществляться не последовательно к каждой микросхеме (рис. 5.5.5, *a*), а параллельно по группам микросхем (рис. 5.5.5, *б*). Необходимо использовать разводку питания в виде замкнутых контуров (рис. 5.5.5, *в*). Такая конструкция приближается по своим электрическим параметрам к сплошным плоскостям питания. Для защиты от влияния внешнего помехонесущего магнитного поля по периметру печатной платы следует предусмотреть внешний замкнутый контур.

## 5.6. Заземление

### 5.6.1. Принципы построения системы заземления

Заземление блоков, устройств и систем имеет три основных назначения:

- защита от перенапряжений, возникающих на корпусах оборудования и сооружений при ударах молний;
- защита обслуживающего персонала от поражений электрическим током;
- уменьшение электромагнитных помех.

Два первых назначения заземления определяются в первую очередь задачами техники безопасности, последнее назначение – задачами обеспечения ЭМС.

В радиотехнике термин "земля" обозначает систему проводящих поверхностей и электрических соединений, потенциал которых считается нулевым и принимается за начало отсчета напряжения различных сигналов. Эти поверхности предназначены для протекания обратных токов в цепях информационных сигналов, токов в цепях команд управления и коммутации, а также силовых токов в цепях электропитания. Кроме того, заземление экранирующих поверхностей способствует ослаблению нежелательных связей и выполняет функции составной части системы экранирования.

Рассмотрим проблему заземления с точки зрения ЭМС РЭС, т. е. для уменьшения электромагнитных помех. Система заземления представляет собой электрическую цепь,

которая должна обладать свойством сохранения минимального потенциала, являющегося уровнем отсчета в конкретной аппаратуре. В стационарных РЭС нулевой потенциал может быть близок к потенциалу земной поверхности, а в подвижном оборудовании – отличен от него, но является опорным для любого элемента электрической системы.

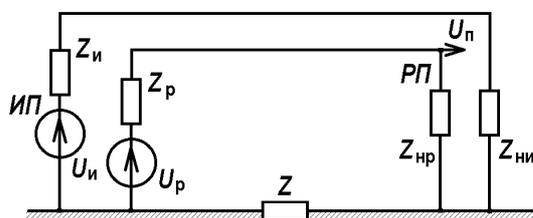


Рис. 5.6.1. Схема переноса помех из цепи источника помех в цепь приемника за счет общего сопротивления "земли"

На рис. 5.6.1 представлена схема переноса помех из цепи источника (ИП) в цепь приемника (РП) за счет протекания токов этих цепей через общий импеданс "земли"  $Z$ . Согласно схеме замещения уровень помех на нагрузке приемника  $Z_{р}$ , при  $Z \ll Z_{и} + Z_{ни}$  и  $Z \ll Z_{р} + Z_{нр}$ , равен  $U = U_{и} Z Z_{нр} / (Z_{и} + Z_{ни})(Z_{р} + Z_{нр})$ . (5.6.1)

Вместе с экранированием и фильтрацией система заземления в радиоаппаратуре является эффективным средством ослабления помех. При конструировании к системе заземления предъявляются следующие основные требования:

- необходимо минимизировать общий импеданс "земли", чтобы исключить появление напряжения помех, превышающего допустимый уровень за счет протекания токов отдельных микросхем, функциональных узлов и т. п. через общие участки "земли";
- исключать замкнутые контура заземления, чувствительные к воздействию магнитных полей.

Следует обеспечить как минимум три отдельные цепи заземления:

- 1) для сигнальных и командных цепей с низкими уровнями токов и напряжения;
- 2) для силовых цепей с большими токами (источники питания, выходные каскады РЭС, схемы управления реле, двигатели и т. д.);
- 3) для корпусных цепей (несущих конструкций): шасси, панели, кожуха, крышки корпусов, экранов.

В зависимости от назначения аппаратуры и условий ее эксплуатации защитное заземление может выполняться с помощью корпусных цепей. В этом случае цепи, соединяющие экраны в аппаратуре, могут быть с ними гальванически развязаны и электрически соединены только в одной точке заземления, а в соответствии с правилами техники безопасности в ряде случаев защитное заземление можно не производить.

Сопротивления заземляющих проводников и общих шин должно быть минимальным. При этом должна быть минимизирована, как активная составляющая сопротивления заземления, так и индуктивная. Для реализации этого требования заземляющие проводники должны иметь минимально возможную длину  $l_3$ , значительно меньшую длину волны помехи,

т. е. должно выполняться  $l_3 \leq 0,02\lambda_{\text{п}}$ . Форма и размеры поперечного сечения заземляющих проводников выбираются такими, чтобы на частоте помех обеспечивались малые активное и реактивное сопротивления.

Все электрические соединения в системе заземления должны иметь минимальное сопротивление контакта, а также обеспечивать надежный контакт в задаваемых условиях климатических воздействий и вибраций. Кроме того, материалы, применяемые в соединениях, должны исключать образование гальванических пар для предотвращения коррозии и появления помех, связанных с возникновением соответствующей ЭДС в цепи, т. е. материалы соединений должны составлять допустимые по электрохимическому потенциалу контактные пары.

### 5.6.2. Схемы заземления.

Электрические цепи заземления выполняются следующими способами:

- в одной точке, с последовательным или параллельным подключением отдельных узлов, блоков, шкафов или РЭС;
- в нескольких точках, ближайших к опорной точке "земли".

Соответственно системы заземления называются: одноточечная последовательная (рис. 5.6.2, а), одноточечная параллельная (рис. 5.6.2, б) и многоточечная (рис. 5.6.2, в).

При анализе схем заземления необходимо учитывать конечный импеданс заземляющих проводников, зависящий от частоты, а также неэквипотенциальность разнесенных точек заземления.

Наибольший уровень помех возникает в одноточечной последовательной системе заземления с общей включенной шиной "земля" (рис. 5.6.2, а). Этой схеме свойствен наибольший уровень помех. При этом способе заземляющие проводники ( $Z_1, Z_2, Z_3$ ) всех отдельных РЭС или функциональных узлов РЭС оказываются подключенными последовательно.

Потенциалы в точках А, В и С равны

$$U_A = (I_1 + I_2 + I_3) Z_1;$$

$$U_B = (I_1 + I_2 + I_3) Z_1 + (I_2 + I_3) Z_2;$$

$$U_C = (I_1 + I_2 + I_3) Z_1 + (I_2 + I_3) Z_2 + I_3 Z_3;$$

где  $I_1, I_2$  и  $I_3$  – токи заземления РЭС1, РЭС2, РЭС3.

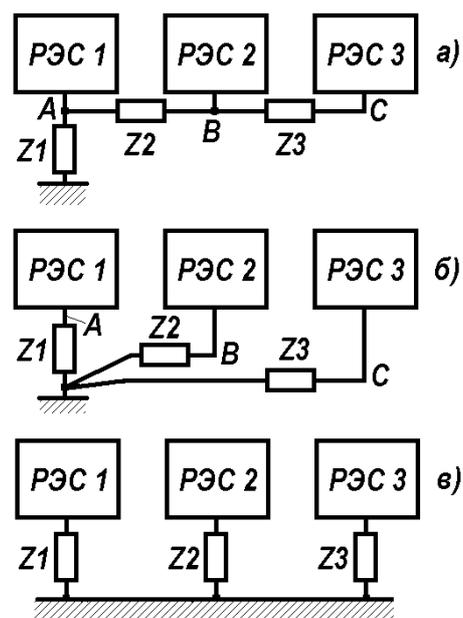


Рис. 5.6.2. Схемы заземлений аппаратуры: а – одноточечная последовательная; б – одноточечная параллельная; в – многоточечная

Следовательно, чем дальше удалена точка заземления от опорной, тем выше ее потенциал. Тем не менее, из-за простоты реализации такая схема заземления находит широкое применение в аппаратуре. Но ее не рекомендуется применять для цепей с большим разбросом потребляемой мощности, так как мощные РЭС создают большие возвратные токи заземления, которые могут влиять на малосигнальные функциональные средства. При необходимости наиболее критичное средство следует подключать как можно ближе к точке опорного заземления.

Одноточечная параллельная схема (рис. 5.6.2, б) свободна от недостатков последовательной схемы, так как потенциалы отдельных средств независимы и соответственно равны  $U_A = I_1 Z_1$ ;  $U_B = I_2 Z_2$ ;  $U_C = I_3 Z_3$ . Однако эта схема требует большого числа протяженных заземляющих проводников и является конструктивно громоздкой. При этом возрастает электромагнитная связь этих проводников, увеличивающая уровень помех в цепях заземления рецепторов (см. подраздел 5.3). Эту схему лучше использовать на низких частотах. Для обеспечения малого импеданса заземляющих проводов их длина должна быть минимальна.

Многоточечную систему заземления рекомендуется использовать на высоких частотах. Отдельные РЭС подключаются в точках, ближайших к опорной "земле" (рис. 5.6.2, в). При этом в качестве опорной "земли" применяется заземляющая поверхность с малым импедансом: металлическое шасси, слой многослойной печатной платы, металлизация пластмассового корпуса и т. д. При использовании многоточечной схемы заземления необходимо применять специальные меры для исключения возникновения контуров заземления между отдельными РЭС, имеющими между собой сигнальные связи. Для этого используют изолирующие трансформаторы (рис. 5.6.3, а) или оптрона (рис. 5.6.3, б).

Применение трансформатора или оптрона приводит к разрыву контура заземления. К преимуществам использования оптрона относится то, что они практически нечувствительны к внешним электрическим и магнитным помехам, имеют ничтожно малую емкость между входом и выходом. Однако из-за нелинейности вольтамперной характеристики оптронные связи применяются в основном при импульсно-модулированных сигналах.

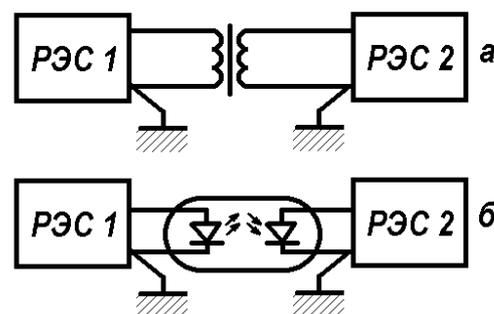


Рис. 5.6.3. Схемы устранения контуров заземлений: а – трансформаторная связь; б – с помощью оптрона

Импеданс заземления на высоких частотах снижают, применяя гальваническое покрытие с более высокой, чем у основного металла, проводимостью (например, серебрение

для медного или латунного шасси). Другим эффективным способом снижения импеданса заземления является уплотнение компоновки аппаратуры.

В радиоаппаратуре, размещаемой в шкафах или стойках, необходимо стремиться к минимальной протяженности электрических цепей связи между ними. Особое внимание следует уделять сокращению протяженности связей между шкафами, по которым протекают значительные токи, а также соблюдению принципа раздельного заземления электрических цепей с различной мощностью.

Практические схемы заземления выбирают из условия компромисса, поэтому они могут представлять собой комбинации трех рассмотренных типов. При этом на частотах до 1 МГц предпочтение отдается одноточечной схеме, а на частотах выше 10 МГц – многоточечной схеме заземления. В диапазоне 1÷10 МГц в зависимости от конкретной обстановки используют как одноточечный, так и многоточечный способы заземления. Низкочастотные схемы заземления наиболее целесообразно выполнять параллельными, т. е. использовать отдельные заземляющие проводники, по которым протекают обратные токи силовых и сигнальных цепей.

### **5.6.3. Особенности схем "заземления" на подвижных объектах**

Подвижные объекты (наземные транспортные средства, морские и речные суда, летательные аппараты) в общем случае не имеют потенциала, обусловленного землей. Особенно это относится к летательным аппаратам. Поэтому для таких объектов, несущих на себе многочисленные РЭС, возникает проблема приведения всех металлонесущих частей к одному потенциалу.

Для обеспечения ЭМС РЭС, размещенных на летательном аппарате, необходимо обеспечить надежными и устойчивыми электропроводящими связями все РЭС объекта, между которыми возможно возникновение разности потенциалов от электростатических полей. Установление таких электропроводящих связей называется металлизацией. На этапе разработки необходимо проводить оценку условий, способствующих возникновению электростатических полей и определять расположение мест металлизации. При этом металлизации подлежат не только металлические, но и неметаллические части аппаратуры, на которых могут накапливаться электростатические заряды.

Переключки металлизации между составными частями РЭС должны иметь минимальную длину, а переходное сопротивление между металлизуемыми элементами не должно превышать  $3 \cdot 10^{-3}$  Ом. Составные части РЭС, размещаемые на изолирующих амортизаторах также должны металлизироваться переключками к основному корпусу объекта (рис.5.6.4). Металлизации с корпусом объекта подлежат также экранированные провода

неэкранированных жгутов, экранированные жгуты и кабели (рис. 5.6.5.). При длине экранированных проводов, жгутов и кабелей от 2 до 5 метров металлизацию производят в двух местах, на их концах; при длине менее 2 м – в одном месте, на одном конце. При длине менее 0,5 м металлизацию можно не производить.

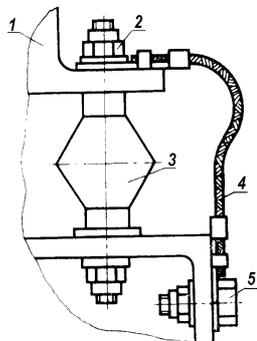


Рис. 5.6.4. Металлизация прибора, устанавливаемого на амортизаторы: 1 – прибор; 2 – гайка; 3 – амортизатор; 4 – неразъемная перемычка; 5 – болт

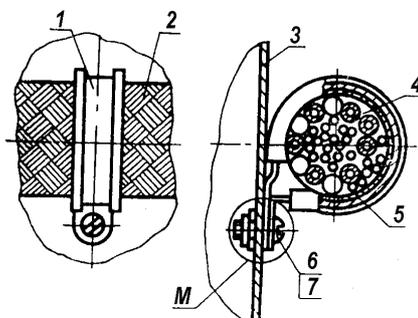


Рис. 5.6.5. Металлизация экранированного жгута при помощи хомута: М – место металлизации; 1 – хомут; 2 – экран жгута; 3 – кронштейн; 4 – жгут; 5 – медная лента; 6 – винт; 7 – гайка

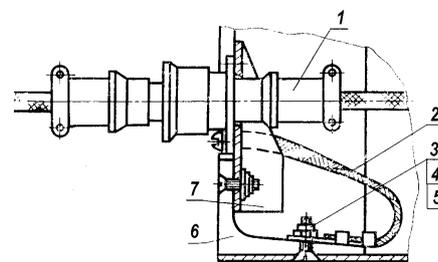


Рис. 5.6.6. Металлизация корпуса разъема перемычкой: 1 – разъем; 2 – неразъемная перемычка; 3 – винт; 4 – гайка; 5 – шайба; 6 – корпус; 7 – кронштейн

Металлические корпуса разъемов, применяемых для металлизации составных частей РЭС необходимо металлизировать с корпусами перемычками (рис. 5.6.6).

Металлизацию осуществляют несколькими способами:

- неразъемными перемычками;
- разъемными перемычками;
- путем обеспечения непосредственного контакта поверхностей металлируемых элементов;
- при помощи установочных деталей;
- при помощи крепежных деталей, устанавливаемых на токопроводящих покрытиях;
- металлирующими заклепками.

## **6. Методы и средства измерения характеристик ЭМС**

### **6.1. Экспериментальные методы исследования характеристик ЭМС**

Экспериментальные методы исследований ЭМО и измерения НЭМП занимают важное место в практике обеспечения ЭМС РЭС. Применение этих методов позволяет получать основную информацию об анализируемых объектах. Как отмечалось в подразделе 1.7, целью экспериментальных методов является:

- 1) определение соответствия характеристик вновь создаваемых и эксплуатируемых РЭС установленным требованиям нормативно-технической документации по параметрам электромагнитной совместимости;
- 2) оценка степени воздействия непреднамеренных электромагнитных помех на рецепторы РЭС в различных условиях их работы;
- 3) определение конкретных причин, приводящих к нарушению ЭМС РЭС и их составных частей – источников НЭМП и путей их воздействия на различные рецепторы;
- 4) проведение оценки эффективности выполненных организационных и технических мероприятий обеспечения ЭМС и определение степени влияния примененных мер на качество функционирования РЭС.

Экспериментальные исследования применяются на всех уровнях иерархии РЭС – от элементов, узлов и блоков РЭС до систем и служб. При выполнении экспериментальных исследований обеспечиваются следующие мероприятия:

- оценка характеристик и параметров ЭРИ, блоков и устройств, влияющих на ЭМС. Данные, получаемые в результате измерений, используются для определения уровней помех, которые создаются устройствами или их составными частями, для оценки степени ослабления помех на путях их распространения, восприимчивости различных рецепторов к помехам, действующим через корпуса устройств и экраны, по цепям электропитания и управления;
- определение реакции РЭС на совместные действия сигналов и помех при проведении исследований для оценки степени снижения качества функционирования исследуемого РЭС;
- оценка ЭМО – определение уровней помех в заданных районах или на объектах и их спектральных, а также статистических характеристик;
- установление факта совместимости нескольких РЭС в условиях конкретного региона или объекта и выявление возникающих причин нарушения ЭМС этих радиоэлектронных средств.

По способу реализации исследования делятся на стендовые (лабораторные), проводимые в лабораторных условиях, и натурные, выполняемые в реальных условиях эксплуатации. В основе экспериментальных исследований характеристик РЭС, которые оказывают влияние на ЭМС, лежат традиционные измерения как электрических величин (токов и напряжений в цепях), так и значений напряженности электромагнитного поля, а также специфические методы и средства, характерные только для ЭМС.

Вместе с этим следует отметить специфические особенности экспериментальных исследований ЭМС РЭС:

- 1) широкий частотный диапазон, в котором проводятся измерения. В целом этот диапазон занимает область частот от 20 кГц до 40 ГГц. При этом отдельные радиопередающие или радиоприемные устройства должны контролироваться по характеристикам ЭМС в частотном диапазоне от  $0,1f_0$  до  $10f_0$ , где  $f_0$  – частота основного излучения;
- 2) широкий диапазон уровней измеряемых величин, уровень которых отличается на 120 дБ и более;
- 3) разнообразие методов и технических средств измерений, определяемое первыми двумя причинами. НЭМП имеют различные формы и структуры, а также различные виды спектров (непрерывные, дискретные, широкополосные и узкополосные). Кроме того, измерение параметров ЭМС может осуществляться по электромагнитному полю, в трактах, канализирующих электромагнитную энергию, и в обычных электрических цепях. Это также требует применения широкой номенклатуры измерительных средств;
- 4) большая трудоемкость измерений параметров ЭМС требует автоматизации, как самого процесса измерений, так и документирования полученных данных и их последующей обработки;
- 5) необходимость унификации процессов измерений параметров ЭМС и проведение их в строго регламентированных условиях.

**Стендовые измерения и испытания.** Стендовые измерения и испытания состоят в исследовании и контроле различных РЭС или их элементов в лабораторных условиях. Целью проведения указанных исследований являются определение отдельных параметров РЭС, влияющих на ЭМС, контроль их соответствия существующим стандартам и нормам, проверка функционирования элементов РЭС в имитируемых условиях и т.д. Этот вопрос частично рассматривался в подразделе 1.7.

**Методы измерения характеристик ЭМС.** Применяемые методы измерений делятся на две группы. К первой относятся методы измерения параметров электромагнитных полей, соответствующих различным видам нежелательных радиоизлучений, и восприимчивости РЭС к ним. Эту группу называют **методами измерений по электромагнитному полю**. Они

в полной мере реализуются при радиоконтроле эфира. Другую группу составляют измерения, осуществляемые в фидерах и элементах радиочастотного тракта РЭС. Эти методы называются **трактовыми**. Эти вопросы также были рассмотрены в подразделе 1.7.

**Натурные испытания.** Натурные испытания являются окончательным этапом анализа характеристик ЭМС в группе средств и проводятся в условиях, максимально приближенных к реальным условиям эксплуатации. При их проведении, как правило, используются полностью укомплектованные РЭС со штатными антеннами, кабелями, источниками электропитания, связями по цепям управления и телекоммуникации. Целью натурных испытаний является проверка работоспособности аппаратуры с учетом действия всех возможных помех, ожидаемых в процессе эксплуатации.

При проведении натурных испытаний подвижных объектов выделяют наземные и ходовые (летные) испытания. Первые проводятся для РЭС объектов при нахождении последних на стоянке, вторые – при движении объекта. При наземных испытаниях контролируется выполнение ЭМС на объекте, и оцениваются результаты воздействия помех от других средств в реальных условиях. При ходовых испытаниях полностью учитываются все виды НЭМП. Эти испытания важны для оценки влияния различных внешних помех на анализируемые РЭС.

Кроме натурных и стендовых испытаний широко используются также **методы физического и математического моделирования** для определения количественного и качественного характера влияния НЭМП на показатели ЭМС РЭС. С помощью этих методов определяют числовые оценки допустимых уровней НЭМП или допустимых отношений сигнал-помеха, выявляют наиболее помехоустойчивые режимы РЭС, наиболее опасные виды и параметры НЭМП, определяют вероятности нарушения ЭМС при воздействии помех определенного вида, а также дают оценки возможности функционирования РЭС в конкретной электромагнитной обстановке.

При **физическом моделировании** исследуемый рецептор представляет собой штатное РЭС или его составную часть, либо действующий макет РЭС или часть макета. Реальная ЭМО воспроизводится путем подачи на рецептор сигналов, имитирующих реальные сигналы и помехи, которые формируются с помощью имитаторов сигналов и помех. При **математическом моделировании** изучаемый объект моделируется на компьютере в виде алгоритма преобразований входных воздействий, осуществляемых рассматриваемым средством. Этот алгоритм отражает математическую модель рецептора (см. подробнее в [7]). Иногда применяют **смешанное моделирование**, когда часть факторов воспроизводится с помощью РЭС или имитаторов, а другая – с помощью компьютера.

Наиболее полно задачи обеспечения ЭМС РЭС решаются при использовании результатов **радиоконтроля**.

## 6.2. Технические задачи радиоконтроля

Для эфирного контроля использования радиочастотного спектра применяют стационарные и подвижные средства радиоконтроля. Особенностью эфирного контроля по сравнению с контролем аппаратуры при вводе ее в эксплуатацию и натурных испытаниях является то, что все изменения, сопровождающие процедуры контроля, происходят с реальными сигналами при наличии естественных, промышленных и стационарных помех. Это значительно усложняет процедуры контроля, и для получения достоверных результатов измерений аппаратура радиоконтроля должна обладать определенными техническими характеристиками, позволяющими корректно проводить измерения в указанных специфических условиях.

Анализ этих общих задач позволяет свести их к следующим четырем техническим задачам, которые возлагаются на оборудование радиоконтроля:

*Задача 1.* Контроль загрузки (занятости) радиочастотного спектра и радиоканалов.

*Задача 2.* Контроль и измерение параметров излучений.

*Задача 3.* Опознавание радиосигналов источников излучений.

*Задача 4.* Поиск и идентификация источников помех.

Следуя справочнику [40], отметим конкретные цели радиоконтроля:

1. Измерение параметров и характеристик сигналов и источников радиоизлучений, которые включают следующие измерения:

- частоты излучения и ее соответствия присвоенному номиналу;
- ширины полосы, занимаемой сигналом, и ее соответствия присвоенной полосе частот;
- уровней побочных и внеполосных излучений;
- девиации излучений с частотной модуляцией и ее соответствия предписанному значению;
- уровней поднесущих и их соответствия предписанным значениям;
- напряженности поля и плотности потока мощности для:
  - изучения и подтверждения принятых моделей распространения радиоволн и алгоритмов присвоения частот;
  - подтверждения расчетов отношений несущая/помеха;
  - проверки критериев совместного использования частот различными радиослужбами;
  - проверки анализа предсказания помех; оценки зон обслуживания РЭС;
- занятости полос частот для проверки принятых правил распределения и присвоения

частот и возможности их повторного использования;

- определение класса излучения для оценки его параметров модуляции;
- шумов окружения, обычно на долговременной основе, для решения некоторых вопросов по использованию спектра, таких как применение широкополосных сигналов;
- специальных характеристик сигналов для конкретного вида службы, например телевизионного вещания, широкополосных спутниковых передач и т.п.

2. Анализ радиоизлучений для:

- идентификации источников недопустимых радиопомех;
- проверки соответствия идентификационных сигналов (позывных) национальным и международным регламентам идентификации сигналов;
- идентификации незарегистрированных передатчиков;
- пеленгации или определения местоположения источника недопустимой помехи и радиопередатчика, работающего с нарушениями национальных и международных стандартов и регламента.

3. Разработка рекомендаций или предложений и процедур по исключению радиопомех.

### 6.3. Измерение напряженности поля и плотности потока мощности

При измерениях напряженности поля и плотности потока мощности, как правило, преследуются одна или несколько следующих целей:

- определение достаточности уровня поля радиосигнала и эффективности источника излучения (например, передатчика) для данной службы;
- определение степени влияния помех от конкретного преднамеренного источника излучений радиосигналов (электромагнитная совместимость);
- определение уровня поля сигналов и воздействия помех, вызываемых непреднамеренными излучениями радиосигналов любой формы волны, источником которых является оборудование, излучающее электромагнитную энергию, и оценка эффективности мер по подавлению помех;

В качестве единицы измерения **напряженности поля** обычно используется вольт на метр (В/м). Эта единица в строгом понимании применима только к электрической составляющей  $E$  данного поля, поскольку магнитная составляющая напряженности  $H$  (в амперах на метр) излучаемых полей в свободном пространстве (с волновым сопротивлением  $Z = 377 \text{ Ом}$ ) в дальней зоне определяется известной из курса электродинамики формулой:

$$H = E/377. \quad (6.1)$$

Что касается излучения в ближней или дальней зонах в свободном пространстве, то уровни энергии в обеих зонах равны. Тип выбираемой антенны должен соответствовать конкретным измеряемым сигналам.

На практике для измерения напряженности поля на приемной станции используются логарифмические единицы для уровня  $E$  в дБмкВ/м, то есть в дБ относительно 1 мкВ/м:

$$e = 20 \lg E.$$

На более высоких частотах, особенно на частотах выше 1 ГГц, измерение **плотности потока мощности** ( $S$ ) во многих случаях дает более привычную информацию, касающуюся эффективной напряженности поля излучения. Единица измерений плотности потока мощности – ватт на квадратный метр ( $\text{Вт}/\text{м}^2$ ). Для линейно поляризованной волны в свободном пространстве  $S = E^2/377 \text{ Вт}/\text{м}^2$ . На практике для измерения плотности потока мощности также используются логарифмические единицы для уровня  $S$  в дБпВт/м<sup>2</sup>, то есть в дБ относительно 1 пВт/м<sup>2</sup> (пиковатт на квадратный метр):

$$s = 10 \lg S.$$

Измерение напряженности поля выполняется с использованием комбинации следующих элементов:

- калиброванная антенна;
- линия передачи;
- измерительный приемник или анализатор спектра, имеющий:
  - схемы ослабления сигналов и преселекции;
  - усилительные схемы перед главным смесителем и (переключаемым) фильтром ПЧ;
  - детектирующий прибор, такой как аналоговый или цифровой измеритель, самописец или аналого-цифровой преобразователь с вычислительным устройством;
- источник калиброванного сигнала.

Эти элементы могут быть объединены в одном или нескольких отдельных приборах, каждый из которых выполняет одну или несколько требуемых функций.

При наблюдении за модулированными излучениями весьма важно знать ширину полосы, функцию детектора (то есть линейно усредненная, логарифмически усредненная, пиковая, квазипиковая, среднеквадратичная) и постоянную времени измерителя, такую как время измерения на одну измеряемую величину, в оборудовании, используемом при измерении напряженности.

Полоса пропускания должна быть достаточно широкой для приема измеряемого сигнала, включая основные части его модуляционного спектра.

Иногда удобно классифицировать методы измерения напряженности поля и плотности потока мощности по трем диапазонам частот:

- частоты ниже примерно 30 МГц;
- частоты между примерно 30 и 1000 МГц;
- частоты выше примерно 1 ГГц.

Такое деление имеет смысл, потому что оптимальные методы различны для этих диапазонов. В какой-то мере это обусловлено соотношением между размерами практически используемых антенн и длинами волн сигналов, подлежащих измерению, а также различным влиянием местности на проводимые измерения в этих трех диапазонах частот. В диапазоне частот ниже примерно 30 МГц (длины волн более примерно 10 м) используемые на практике антенны обычно имеют небольшие ( $0,1 \lambda$ ) по сравнению с длиной волны размеры. Наиболее широко применяемыми измерительными антеннами являются рамочная антенна из одного или более электрически экранированных витков диаметром порядка 0,6 м или вертикальная штыревая антенна, длина которой невелика по сравнению с четвертью длины волны. Эти антенны могут быть либо активными, либо пассивными. Если используется активная антенна, то необходимо принять соответствующие меры, чтобы избежать ее перегрузок. Вертикальная штыревая антенна используется с противовесом на земле. Преимуществом штыревой антенны является ее всенаправленность.

В диапазоне частот ниже 30 МГц обычно приходится измерять напряженность поля на высотах, электрически близких к поверхности Земли. Характеристики земной поверхности и растительность, провода и строения в районе измерительной станции оказывают различное влияние на напряженность электрической и магнитной составляющих поля и на угол поляризации.

В диапазоне частот от 30 до 1000 МГц (длина волны от 10 м до 30 см) используемые на практике антенны имеют размеры, которые сопоставимы с длиной волны. При измерениях напряженности поля на фиксированной частоте в этом диапазоне наиболее часто используется полуволновый резонансный симметричный вибратор (диполь).

В диапазоне частот выше 1 ГГц (длина волны менее 30 см) площадь раскрыва симметричного вибратора становится слишком мала для обеспечения необходимой чувствительности. На этих частотах, как правило, применяются антенны, которые собирают энергию от раскрывов, намного превышающих длину волны, например, рупорные антенны или системы параболических отражателей. Эти антенны обычно характеризуются высокой эффективностью (свыше 50%) и значительной направленностью.

При выборе измерительных приемников, которые надлежит использовать в работе при измерении напряженности, следует учитывать, что они должны обладать такими качествами,

как достаточно высокая чувствительность, высокая устойчивость в отношении перегрузок, то есть высокие уровни точек пересечения второго и третьего порядка, стабильность частоты и усиления, включая возможность самокалибровки. Для этой цели обычно подходят измерительные приемники более высокого класса, такого типа, который, как правило, используется для операций регулярного контроля. Ширина полосы пропускания при измерениях должна быть минимально необходимой для удовлетворительного приема сигнала, подлежащего измерению, а излишняя ширина полосы пропускания должна быть сведена до минимума, с тем, чтобы избежать воздействия помех по соседнему каналу. Для измерений напряженности поля измерительные приемники должны иметь необходимые функции калибровки и детектирования.

В современной быстродействующей измерительной аппаратуре используются цифровые средства записи, особенно при автоматическом измерении нескольких каналов. Результаты измерений записываются на приборах с большим объемом памяти, и в любое время может быть получено графическое представление измеренных данных.

Напряженность поля в месте приема очень зависит от окружающего пространства и времени суток. Для стационарных измерений необходимо выбирать площадки с отсутствием в радиусе 100 м проводников, например, ЛЭП, зданий с металлическими кровлями и т.д. Измерение с помощью переносного измерителя проводят вручную в нескольких точках, отстоящих на расстоянии 1 – 5 м, в зависимости от частоты. Особое внимание при измерениях следует обратить на калибровку измерительных приборов и антенн, осуществляемую, как правило, отдельно.

В [41] подробно рассмотрены методы калибровки измерительных приборов и антенн, оценки точности измерений и методы обработки и документирования результатов измерений.

#### **6.4. Радиоприемные устройства средств радиоконтроля**

Высокие требования предъявляются к техническим характеристикам радиоприемных устройств [41].

Большой динамический диапазон уровней сигналов, принимаемых радиоприемными устройствами на станциях радиоконтроля, разнообразие классов контролируемых радиосигналов, требования высокой точности измерения их параметров и возможности управления процессами контроля и измерения от компьютера налагают определенные требования на электрические характеристики приемников. К ним, в частности, относятся такие требования, как:

высокая чувствительность приемника;

широкий диапазон принимаемых частот – 10 кГц ...30 МГц для приемников диапазона ВЧ и 30 ... 2700 МГц для приемников диапазонов ОВЧ/УВЧ;

большой динамический диапазон по основному каналу приема и нелинейным эффектам;

эффективное подавление побочных каналов приема (не ниже 80дБ для каналов зеркальной и промежуточной частот);

большой набор фильтров промежуточной частоты, позволяющих принимать сигналы с различной шириной спектра излучения;

набор детекторов для детектирования сигналов с АМ и ЧМ модуляцией и манипуляцией;

низкий уровень фазового шума гетеродина;

высокая стабильность частоты гетеродина;

возможность перестройки приемника по коду частоты от ЭВМ.

Ниже (в табл. 6.1) представлены характеристики приемников, рекомендуемых МСЭ для применения в системах радиоконтроля.

Таблица 6.1. Характеристики приемников систем радиоконтроля

Характеристика	ВЧ (КВ) приемник		ОВЧ/УВЧ (УКВ) приемник	
	Минимальная	Усложненная	Минимальная	Усложненная
Диапазон частот, МГц	0,01 ... 30	0,01 ... 30		30 ... 500 (1000, 2000, 2700)
Шаг перестройки, Гц	10	1	1000	10
Стабильность частоты	$10^{-6}$	$10^{-7}$	$10^{-6}$	$10^{-7}$
Виды модуляции	АМ, CW,SSB	АМ, FM, NFM, SSB	АМ, FM, CW	АМ, FM, CW, SSB
Коэффициент шума, дБ	14 ( $f > 50$ кГц)	14	12	8
Стандартные фильтры (полоса, кГц/уровень, дБ)	1/-6 3/-6 9/-6 $P_{60/6} = 2 \dots 8$	1/-6 (-6) Аналоговые фильтры: 0,2 ... 16кГц $P_{60/6} = 2$	(-6) 4; 8; 15; 30; 100; 120; 250; 300кГц $P_{60/6} = 2 \dots 8$	(-6) 4; 8; 15; 30; 100; 120; 250; 300; 900кГц $P_{60/6} = 2$
Восприимчивость ПКП, дБ	80	100	80	90
Точка пересечения ИМ, дБмВт:				
2-го порядка	40	70	30	40
3-го порядка	20	40	10	17
Диапазон АРУ, дБ	80	140	120	120

Примечание к таблицам 6.1 и 6.2: CW – гармоническая волна; SSB – однополосная модуляция; LSB, USB– подвид SSB – используют соответственно нижнюю и верхнюю боковую; NFM и WFM – узкая и широкая ЧМ соответственно; ПКП – побочные каналы приема; ИМ – интермодуляция.

Примеры самого современного оборудования:

Управляемые микропроцессорами автоматические измерительные приемники-измерители напряженности поля, разработанные в Германии, имеются на рынке в виде компактных блоков, рассчитанных на работу либо в диапазоне частот от 9 кГц до 2,7 ГГц, либо в более узких диапазонах частот. Встроенные калибровочные генераторы, точные аттенюаторы, автоматическая калибровка и установка диапазона могут обеспечить погрешности измерений напряжения на входе менее 1 дБ во всем диапазоне входных напряжений и в широком диапазоне температур. Вместе с достижимой точностью эффективности антенны в 1 дБ результирующая точность полной автоматической системы измерения напряженности поля составляет  $\pm 2$  дБ по всему диапазону частот.

В табл. 6.2 представлены технические характеристики наиболее часто встречающихся на практике приемников [42].

Таблица 6.2. Технические характеристики приемников

Характеристика	Тип приемника				
	IC-R7100	IC-R8500	AR-3000A	AR-5000	P-399A
Фирма	ICOM			AOR	
Диапазон частот, МГц	0,1...1999 (Параметры гарантированы в диапазоне 0,1...1000 МГц и 1240...1300 МГц)		0,1...2036	0,01...2600	1,0...31,999
Шаг перестройки, Гц	100	10	50	1	1
Стабильность частоты	Режим FM $\leq 10^{-6}$ (25...1000 МГц) $\leq 10^{-5}$ (1240...1300 МГц)	До 30 МГц $\pm 100$ Гц ( $\pm 20$ Гц с CR-239) Выше 30 МГц $\pm 3 \cdot 10^{-6}$ ( $\pm 6 \cdot 10^{-7}$ с CR-239)			
Виды модуляции	FMN, FM, WFM AM, FMW, SSB (LSB, USB)	FMN, FM, WFM AM, FMW, SSB (LSB, USB) CW	AM, NFM, WFM, LSB, USB, CW	FM, AM, LSB, USB, CW	ТЛГ, ТЛГФ, ТЛФ, ОБП
Чувствительность, мкВ	AM $\leq 1,6$ FM $\leq 0,35$ WFM $\leq 1,0$ SSB $\leq 0,2$	AM 2,5...13 AM 2,5...13 AMN 2,0...2,5 AMW 3,2 AMW 3,5 FM 0,5 WFM 1,4...2,0 SSB/CW 0,32...2,0		AM 0,63...4,46 (40кГц...2,6ГГц) (10...40кГц) SSB/CW 0,3...1,25 (40кГц...2,6ГГц) 17,7(10...40кГц) FM 0,36...0,56 ( $B_{ny}=15$ кГц) 0,89...1,58 ( $B_{ny}=220$ кГц)	
Скорость сканирования		до 40 канал./с			
Стандартные фильтры (полоса, кГц-уровень, дБ)	SSB 2,4/-6 AM, FMN 6/-6 WFM 150/-6 FM, AMW 15/-6	AMN/SSB/CW 2,2/-6 NFM/AM 5,5/-6 FM/AMW 12/-6 CW (с FL-52A) 0,5/-6	USB/LSB/CW 2,4/-6 4,5/-60 AM, NFM 12/-6 15/-70 WFM 180/-6 800/-50	Фильтр Полоса/уровень 0,5 кГц нь opt 0,5/-3; 2,0/- 2,5 кГц 60 opt 2,5/-3; 5,2/- 3 кГц 60 5,5 кГц 2,4/-6; 4,5/- opt 60 6 кГц 5,5/-3; 11/-60 15 кГц 9,0/-6; 20/-50 30 кГц 15/-6; 30/-50	0,3 1,0 3,0 4,0 6,0 10,0

				110 кГц 30/-6; 70/-50 220 кГц 140/-3; 350/- 20 260/-3; 520/- 20	
Промежуточные частоты	10,7 МГц; 455 кГц	10,7 МГц; 455кГц		10,7 МГц; 455 кГц	
Антенный вход, Ом		50 (SO-239 и RCA), $f < 30$ МГц; тип N, $f > 30$ МГц;	50, BNC	50	
Аттенюаторы, дБ	20	10; 20; 30	20	10; 20	10/20/30/40
Восприимчивость, ПКП, дБ	>50	>60 ( $f < 30$ МГц); 50 ( $f > 30$ МГц)			
Внешний эталон, МГц	10	5		100	10

## 6.5. Антенные системы

Антенны являются составными элементами радиоприемных устройств станций радиоконтроля. Основная особенность с точки зрения антенно-фидерных систем состоит в обслуживании широкого диапазона частот. Весь диапазон частот перекрыть одной антенной в настоящее время невозможно, поэтому можно условно выделить три основных диапазона частот.

**Частоты ниже 30 МГц.** Для этих частот рекомендуется вертикальная штыревая или проволочная антенна с противовесом с общим размером по вертикали не более 10% длины волны на интересующей частоте. В Рекомендации SM.378 МСЭ-Р предлагается, чтобы система заземления (противовес) состояла из радиальных проводников, минимум вдвое превышающих длину антенны и разнесенных на  $30^\circ$  или менее, либо из эквивалентного экрана заземления. При высоте примерно до 5 м достаточно использовать гибкую штыревую или свободно стоящую стержневую антенну. При большей высоте вертикальная проволочная антенна может поддерживаться на выносных изоляторах, крепящихся на деревянной мачте. При слабых сигналах в полосе частот 15–30 МГц, несмотря на ухудшение общего сопротивления антенны и, как следствие, потерю точности, иногда необходимо использовать вертикальный стержень размером до  $0,25 \lambda$ , с тем, чтобы обеспечить прием сигнала достаточного уровня и преодолеть шумовой фон, производимый измерительным комплексом. В соответствии с Рекомендацией PI. 845 МСЭ-Р эту антенну следует располагать на плоской поверхности земли с уклоном не более  $2^\circ$  на открытой площадке (то есть без препятствий) радиусом не менее 25 м, а более удаленные препятствия не должны возвышаться более чем на  $4^\circ$  относительно уровня земли. Предпочтительно, чтобы эта площадка находилась в районе с хорошей однородной проводимостью почвы; знание проводимости полезно при анализе результатов.

Некоторые администрации успешно используют широкополосную антенну с настроечным шлейфом как альтернативу вертикальной проволочной антенне. Коническая форма вертикальной антенны обеспечивает значительно лучший прием, чем короткая одноэлементная вертикальная антенна. Рамочные антенны могут использоваться для высокоточных измерений, при условии, что они ориентированы в направлении максимального уровня сигнала.

**Частоты между 30 и 1000 МГц.** В этом диапазоне частот рекомендуется использовать широкополосный симметричный вибратор или направленную антенну, такую как симметричный вибратор, установленный в уголкового или параболического отражателя. Он должен находиться на достаточной высоте над поверхностью земли,

например 10 м, и быть ориентированным по азимуту принимаемого сигнала и поляризации. В тех случаях, когда необходимо измерять широкую полосу частот, оказалось целесообразным применять логопериодическую антенну. Сигнал от этой антенны подается на приемник с помощью соответствующего коаксиального кабеля. Если используется полуволновый сбалансированный симметричный вибратор для подачи сигнала на несбалансированную коаксиальную линию или, если полное сопротивление антенны отличается от полного сопротивления коаксиального кабеля, то между антенной и этим кабелем устанавливается подходящий согласующий трансформатор. Когда симметричная вибраторная антенна применяется с вертикальной поляризацией без отражателя, коаксиальный кабель обычно оказывает влияние на ее эффективность. Это влияние может быть ослаблено путем размещения ферритового материала вокруг внешнего проводника, но полностью устранить это влияние не удастся. Поскольку большая часть современных измерительных приемников СВЧ/УВЧ диапазонов рассчитана на номинальное полное сопротивление 50 Ом, для подключения к ним необходимо использовать 50-омный кабель и обеспечить соответствующее согласование полных сопротивлений на антенном конце кабеля. В некоторых случаях возникает необходимость в одновременном проведении измерений на двух или более частотах одной установкой. В таком случае обычно применяется переключение частот и антенн, если необходимо, с автоматическим вводом поправочных коэффициентов с помощью программного обеспечения. Если используются антенны с высоким коэффициентом усиления, такие как антенны с уголковым отражателем или параболического типа, и если их азимуты ориентации лежат практически в противоположных направлениях, то возможна установка двух антенн на одной и той же мачте.

**Частоты выше 1 ГГц.** В этом диапазоне, особенно на частотах выше нескольких ГГц, все большее значение приобретает высокий коэффициент усиления антенны, особенно при приеме слабых сигналов, из-за малой эффективной длины (или площади) типичных коллекторов (например, полуволновых симметричных вибраторов и рупорных антенн) и из-за высоких потерь коаксиальных и волноводных средств передачи. Эти ограничения могут быть преодолены путем установки антенны в параболический отражатель или в другой коллектор с широким раскрытием. Имеющаяся в продаже рупорная или логопериодическая антенна, установленная в параболический отражатель диаметром около 1 м, обеспечивает усиление в системе свыше 25 дБ и на частоте 10 ГГц можно получить усиление сигналов до 60 дБ и выше (относительно изотропной антенны) при использовании больших коллекторов. Антенны с высоким усилением обычно должны подстраиваться малыми приращениями в горизонтальном и вертикальном направлениях,

для того чтобы добиться точной настройки антенной решетки на максимальный уровень принимаемого сигнала полезного излучения. Для записи сигналов с космического аппарата антенная опора должна иметь возможность регулироваться предпочтительно в вертикальной плоскости в диапазоне углов от почти  $0^\circ$  до  $90^\circ$  и в пределах полных  $360^\circ$  по азимуту либо вручную, либо автоматически, если направление прихода сигналов постоянно меняется. Существуют также специально разработанные системы, которые синхронизируют ориентацию антенны с движением космического корабля по заранее определенной траектории.

Можно выделить следующие типы антенн, используемых в радиоконтроле:

**Проволочные антенны.** Это антенны, состоящие их линейных проводников с поперечными размерами, много меньшими длины волны. К таким антеннам относятся, например: штыревые и рамочные антенны, антенны типа волновой канал, антенны бегущей волны.

**Щелевые антенны.** Принцип действия этих антенн состоит в расположении щелей на пути токов так, что распределение напряжения по зазору щели становится эквивалентным распределению тока в вибраторной антенне. В соответствии с принципом двойственности напряженность магнитного поля от этой щели эквивалентна напряженности электрического поля от проводника такой же формы.

**Рупорные антенны.** В этих антеннах волны, распространяющиеся в пространстве, преобразуются в плоские волны, распространяющиеся по волноводу за счет постепенного изменения поперечного сечения волновода.

**Зеркальные антенны** состоят из фокусирующего зеркала (обеспечивающего узкую диаграмму направленности) и облучателя с широкой ДН (обеспечивающего полноценное использование зеркала).

**Диэлектрические антенны** – это антенны бегущей волны, использующие концентрацию поля в диэлектрической среде.

**Полосковые антенны** – антенны, выполненные по технологии печатного монтажа, использующие в большинстве случаев принцип работы щелевых или проволочных антенн.

Например, для целей радиоконтроля может быть использована измерительная биконическая антенна "БКА-М ИРГА", разработанная в лаборатории по радиоконтролю и ЭМС для диапазона частот 150 – 2600 МГц.

Антенны обладают изотропной ДН в горизонтальной плоскости и устойчивой ДН в вертикальной плоскости (неравномерности ДН не превышают 2 дБ в рабочем секторе  $\pm 5^\circ$ ).

Логопериодическая антенна "ЛПАС2-ИРГА" работает, как измерительная, в диапазоне частот 45–1000 МГц.

Технические характеристики этих антенн представлены в табл. 6.3.

Диапазон частот от 30 МГц до 3...4 ГГц перекрыть одной антенной в настоящее время невозможно. Использование нескольких антенн в условиях ограниченного пространства с антенной площадки как правило, приводит к сильному взаимному влиянию.

Таблица 6.3. Технические характеристики антенн

Характеристика	"БКА-М ИРГА":	"ЛПАС2-ИРГА":
Диапазон рабочих частот.		
режим измерений	150 - 2600 МГц	45 - 1000 МГц
режим индикации	30-150 МГц	30-45 МГц
Номинальное входное сопротивление	50 Ом	50 Ом
Коэффициент направленного действия	3 ÷ 6 дБ	4 ÷ 12 дБ
Ширина диаграммы направленности		
в плоскости $E$		100°-35°
в диапазоне 150-400 МГц	120°-90°	
в диапазоне 400-2600 МГц	90°-20°	
в плоскости $H$	ненаправленная	180°-90°
КСВ на входе антенны	3	3
Уровень подавления заднего лепестка	–	11 дБ
Поляризация	вертикальная	верт./гориз.

Взаимное влияние может неприемлемо исказить характеристики антенн, сертифицированных в изолированных условиях: диаграммы направленности, уровень согласования и пр. Возникающая из-за этого ошибка измерений может существенно превзойти уровень погрешности, рекомендованной Международным союзом электросвязи для измерительного оборудования поста радиоконтроля.

Поэтому для обеспечения метрологических характеристик целесообразно применять максимально широкополосные антенны. В этом случае потребуется их минимальное количество. При этом, если позволяет чувствительность приемников, следует использовать разветвители, позволяющие сигнал с одной антенны распределять на несколько приемников.

Принципиальным путем, обеспечивающим компактное размещение антенн при минимальном искажении их азимутальных диаграмм направленности, является установка

антенн друг над другом. В качестве примера можно привести антенную систему Receiving Antenna System AU900A4 10 кГц...3 ГГц фирмы Rohde&Schwarz. (рис. 6.1)

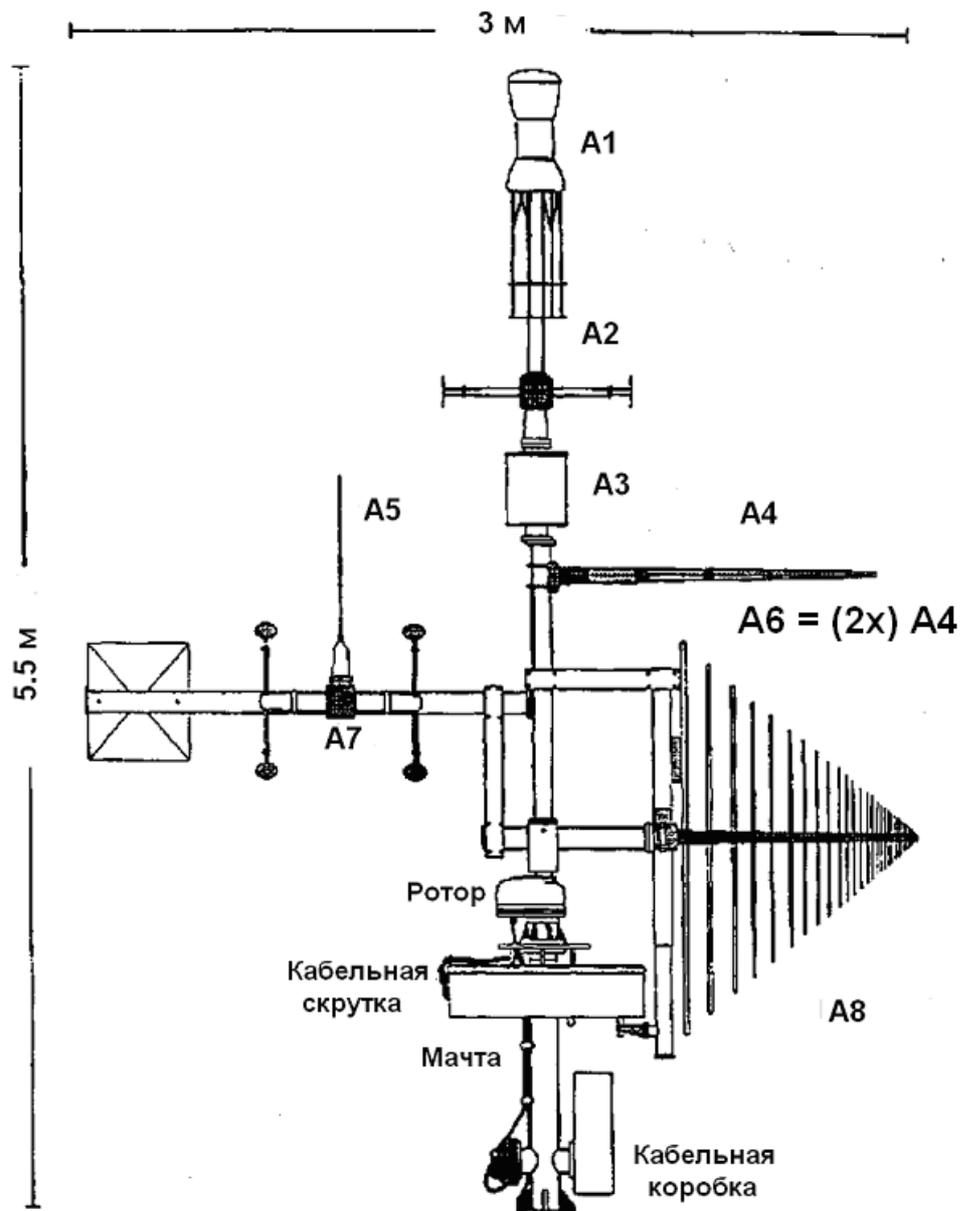


Рис. 6.1. Приемная антенна AU900A4 10кГц ...3 ГГц фирмы Rohde&Schwarz: A5 и A1 – всенаправленные антенны вертикальной поляризации на диапазоны, соответственно, 10...80 МГц и 80...1300 МГц; A8 – направленная антенна вертикальной поляризации диапазонов 80 ...1300 МГц; A2 И A3 – всенаправленные антенны горизонтальной поляризации диапазонов 20...500 МГц и 500... 1300 МГц; A7 и A4 – направленные антенны горизонтальной поляризации соответственно 20...87 МГц и 80...1300 МГц.

### 6.6. Технические характеристики измерительно–пеленгационных комплексов

Технические задачи, решаемые оборудованием станций радиоконтроля, определяют набор функциональных и технических характеристик, которыми должно обладать оборудование, а требования к качеству решения задач определяют числовые

значения параметров этих характеристик и точностные ограничения на них. В таблице 6.4. [40] представлены требования рекомендуемые Минсвязи РФ к выполняемым функциям и тактико-техническим характеристикам стационарного, подвижного измерительно-пеленгационного комплекса ОВЧ/УВЧ диапазонов [40].

Таблица 6.4

№	Наименование параметра ТТХ	Требуемые значения		
1	Диапазон рабочих частот в режимах: Измерений Пеленгования Обзора	20...2700 МГц 20...2700 МГц 20...2700 МГц		
2	Чувствительность комплекса в режимах измерений, пеленгования, обзора, не более:	0,6 мкВ/м на частоте 30 МГц 10 мкВ/м на частоте 1000 МГц 25 мкВ/м на частоте 2700 МГц		
3	Полоса пропускания при указанной чувствительности во всех режимах, не менее:	1 кГц		
4	Уровень собственных шумов приемного тракта комплекса, не более	0,8 мкВ		
5	Погрешность измерения частоты сигнала, не хуже:	0,7 % от выбранного диапазона (шкалы)		
6	Динамический диапазон комплекса во всех режимах, не менее:	90 дБ		
7	Динамический диапазон по интермодуляции Второго порядка, не менее [дБмВт]: Третьего порядка, не менее [дБмВт]	ОВЧ 70 60	УВЧ 70 60	
8	Погрешность измерения напряженности поля	±1,5 дБ		
9	Инструментальная погрешность в режиме «Пеленг», не более:	±2,0°		
10	Количество приемных каналов, используемых при пеленгации, не менее: при измерениях, не менее:	2 1		
11	Время измерения пеленга не более грубое измерение точное измерение	10 мс на все пеленги в полосе 5 МГц  50 мс на все пеленги в полосе 5 МГц		
12	Полоса частот мгновенного анализа [Гц/кГц/МГц] и максимальная разрешающая способность в режиме спектрального анализа [Гц/кГц/МГц]	50 кГц 50 Гц	500 кГц 500 Гц	5 МГц 5 кГц

### 6.7. Многофункциональные комплексы автоматизированного радиоконтроля

Широкое внедрение систем радиосвязи с подвижными объектами требует оснащения станций радиоконтроля новейшей аппаратурой. Основой аппаратурного

оснащения системы радиоконтроля являются современные отечественные и зарубежные разработки. Из комплексов зарубежного производства заслуживает безусловного внимания аппаратура фирм Thomson-CSF, Rohde&Schwarz, Hewlett Packard. Эта аппаратура соответствует требованиям МСЭ, имеет высокую степень автоматизации и высокую стоимость. Наиболее известная аппаратура российского производства разрабатывается в Москве (фирмы «Иркос», «Навигатор»), в Ярославле (НПТ «Яр») и в Санкт–Петербурге (ВУС «ИРГА»).

**Измерительная установка «Ирга»** позволяет решать основные задачи радиоконтроля в диапазоне частот от 100 КГц до 50 МГц.

1. Контроль диапазона частот. Наблюдение излучений в одном или нескольких поддиапазонах.
2. Контроль фиксированных частот. Наблюдение излучений списка фиксированных частот.
3. Поиск источников помех. Поиск излучений, являющихся источниками помех интермодуляции, по побочным каналам приема и т. п., и оценка путей образования этих помех.

Одновременно с решением этих основных задач радиоконтроля могут выполняться следующие процедуры:

1. Анализ спектра. Процедура позволяет наблюдать амплитудный спектр принимаемого сигнала и проводить измерение его параметров, а именно:
  - измерение уровня сигнала на входе приемника;
  - измерение напряженности поля при работе на калиброванной антенне «Конус»;
  - измерение частоты;
  - измерение полосы частот на заданном уровне;
  - измерение девиации частоты;
  - измерение амплитудной модуляции с накоплением пиковых значений;
  - измерение частотного разноса поднесущих частот при частотной телеграфии.
2. Запись звука. Процедура обеспечивает запись сигналов с НЧ выхода приемника на жесткий диск ПЭВМ и работу с базой данных фонограмм.

Программное обеспечение установки позволяет документировать информацию, полученную в процессе работы в виде, удобном для последующей обработки и/или распечатки непосредственно из программы.

Измерительная установка содержит комплект аппаратуры и программное обеспечение Radio Score. В комплект аппаратуры входят: два радиоприемных устройства

типа IC-R75; блок управления с вынесенным блоком опорных частот; ПЭВМ; плата Com Plus для обмена данными между блоком управления и компьютером; антенный коммутатор АК- 3 (4×2 входа).

**Комплекс фирмы «Иркос» АРК–СК. Назначение.** Поиск источников радиоизлучений, одноканальное и многоканальное пеленгование, оценка и протоколирование загрузки диапазона, технический анализ параметров излучений радиосредств, регистрация демодулированных передач и радиосигналов, выполнение разнообразных функций радиоконтроля. Построен на приемниках AR-3000, AR-5000, IC-R8500 и включает в себя пеленгатор. Работает от аккумулятора, бортовой сети и от сети переменного тока в комплекте с IBM-совместимой ПЭВМ.

### **Основные технические характеристики АРК–СК**

#### панорамный анализ одноканальное и многоканальное пеленгование

Диапазон рабочих частот,	МГц	
• при пеленговании		25...1200
• при приеме	-	1...2000
Точность пеленгования,	град.	3-4
Ширина анализируемого диапазона,	МГц	
• минимальная		0.55 (2)
максимальная		1...2000
Чувствительность,	мкВ	2...S
Точность оценки несущей частоты по ПЧ,	кГц	2
Динамический диапазон,	дБ	60

Основные функции. При панорамном анализе аппаратура позволяет обнаруживать и измерять параметры излучений, отображать на экране монитора спектральный состав радиосигналов и записывать на жесткий диск данные о выявленных излучениях одновременно со служебной информацией и текущими координатами на момент регистрации.

Для обеспечения панорамного анализа в аппаратуре используется дискретно-шаговая перестройка приемника с шагом, равным полосе широкополосного тракта. Напряжение с выхода широкополосного тракта доработанного приемника обрабатывается процессором быстрого преобразования Фурье (БПФ), что обеспечивает параллельный анализ с высокой скоростью перестройки в сочетании с высоким разрешением по частоте.

Комплексы построены на базе фазового интерферометрического пеленгатора. При пеленговании используются два широкополосных параллельных канала с когерентно связанными гетеродинами. Напряжения с выходов каналов, подключенных к выходам опорной антенны и коммутируемой антенной решетки, обрабатываются синхронно процессорами БПФ, что дает возможность устранить влияние модуляции, повысить

точность пеленгования в условиях города и обеспечить возможность получения амплитудно-пеленговой панорамы. Сигналы с выходов всех антенн во всем диапазоне обрабатываются совместно, что позволяет реализовать радиологический многоканальный метод пеленгования.

Для обеспечения технического анализа принимаемый радиосигнал представляется совокупностью комплексных отсчетов, что позволяет сохранить всю информацию о его амплитудных, фазовых и частотных параметрах при регистрации на жесткий диск и определить его спектрально-временные параметры в масштабе времени, близком к реальному. Оператору предоставлена возможность широкого выбора алгоритмов цифровой обработки и фильтрации.

При радиоконтроле каналов с речевыми передачами аппаратура обеспечивает поиск и сканирующий прием с заданным шагом с записью уплотненного сигнала одновременно со служебными параметрами на жесткий диск и возможностью последующего воспроизведения.

**Фирма «Навигатор» (аппаратура «Савой»).** Фирма производит стационарные и мобильные комплексы радиоконтроля на базе квазидоплеровских пеленгаторов с отработанной технологией производства и реализацией режимов порогового обнаружения источников радиоизлучений, панорамного обзора и некоторых измерительных режимов.

Пост поиска и обнаружения комплекса «Савой–СК» построен на одном радиоприемном устройстве AR-3000, предназначен для работы в диапазоне 25 ... 2000 МГц и позволяет реализовать режим поиска и обнаружения узкополосных сигналов на участках диапазона или на выбранных частотах, остановку радиоприемного устройства на обнаруженном сигнале, перехват звуковых сигналов, ведение архива источников радиоизлучений. Для радиоконтроля может быть применена система пеленгования комплекса «Савой–СК» с учетом возможностей используемых квазидоплеровских пеленгаторов.

Многофункциональный пост радиоконтроля ТМО – 2С5 имеет следующие характеристики:

Диапазон частот обнаружения, МГц	0,1 – 2600;
Диапазон частот пеленгования, МГц	30 – 1000;
Инструментальная точность пеленгования, град.	2.

**Комплекс «БАРС».** Подвижный измерительно-пеленгационный комплекс предназначен для поиска, обнаружения и анализа сигналов ОВЧ/УВЧ диапазона, а также пеленгования (местоопределения) их источников.

Комплекс может работать с коротких остановок и в движении, автономно, либо в составе системы радиоконтроля.

Основные технические характеристики

- диапазон рабочих частот - 30...2000 МГц;
- инструментальная точность пеленгования (средняя квадратическая ошибка):
  - до 1,5 градусов в диапазоне 300...2000 МГц;
  - до 3,0 градусов в диапазоне 30...300 МГц;
- достоверность результатов пеленгования в рабочем диапазоне частот - не менее 0,9;
- скорость просмотра диапазона рабочих частот при поиске и пространственном обнаружении (пеленговании ИРИ) - не менее 50МГц/сек;
- полоса одновременного пеленгования источников радиоизлучений - до 5 МГц в любом участке диапазона;
- скорость сканирования при анализе загрузки частотного диапазона – не менее 500 МГц/с;
- отображение частотно-пеленговой панорамы в полосе до 5 МГц ;
- ведение базы данных по обнаруженным источникам радиоизлучений и отображение результатов функционирования комплекса на экране монитора с расширенными возможностями пользовательского интерфейса;

Принцип работы комплекса при пеленговании РЭС заключается в следующем. Антенный коммутатор поочередно подключает пары антенных элементов к входам двухканального синхронного и синфазного радиоприемного устройства. Радиоприемное устройство настроено либо на фиксированную частоту, либо перестраивается в соответствии с программой по перечню частот или в заданном диапазоне (диапазонах) частот.

С выходов промежуточной частоты двухканального РПУ (IC-R8500) сигнал поступает для дальнейшей обработки на устройство цифровой обработки сигналов, которое совместно с ПЭВМ решает задачи панорамного анализа, обнаружения и пеленгования. ПЭВМ осуществляет также управление коммутатором, РПУ и режимами работы изделия.

Высокостабильный генератор опорных сигналов выполнен на базе термостабилизированного кварцевого генератора «Пилот-С» и конструктивно расположен в блоке приема и обработки радиосигналов. Сигнал генератора является опорным для гетеродинов блока приема и обработки радиосигналов и генератора тактовой частоты устройства АЦП.

Двухканальное приемное устройство выполнено на базе двух приемников типа IC-R8500, объединенных электрически и конструктивно. Синхронность работы приемников обеспечивается их управлением с ПЭВМ по СОМ-порту.

Устройство цифровой обработки сигналов обеспечивает аналого-цифровое преобразование сигналов с выходов двухканального приемного устройства, их цифровую фильтрацию (частотное разрешение), определение разностей фаз на выделенных условных частотных каналах и передачу результатов измерений в ПЭВМ для их последующей обработки.

Отсчеты одного канала умножаются на комплексно-сопряженные отсчеты другого канала той же частоты. Сумма квадратурных составляющих каждого из полученных отсчетов соответствует взаимной мощности сигналов двух каналов.

**Комплекс радиоконтроля «ИКАР»** используется в органах Радиоконтроля и надзора. Измерительный комплекс активного радиомониторинга ИКАР-2 представляет основу станции радиоконтроля. Содержит унифицированный источник питания, блок опорных частот с возможностью внешней синхронизации, адаптеры широко- и узкополосных радио и НЧ-сигналов, управители пеленгационной антенной и антенным коммутатором, интерфейс связи с внешними устройствами. ИКАР-2 выполняет такие функции как измерение частоты, напряженности поля, ширины занимаемой полосы, контроль занятости спектра, контроль загрузки частоты, векторный анализатор позволяет определить тип аналоговой и формат цифровой модуляции, параметры модуляции: девиацию частоты, глубину модуляции, индекс модуляции, а режим пеленгации отображает на карте местности зону локализации РЭС. Аттестованная антенна, калиброванные приемники, цифровая обработка сигналов позволяют реализовать основные характеристики комплекса в соответствии с рекомендациями МСЭ.

Основные области применения: контроль загрузки частотного спектра, измерение параметров радиоизлучений радиоэлектронных средств (РЭС), контроль радиоизлучений РЭС на соответствие нормам, поиск источников радиопомех и незаконно действующих передатчиков, пеленгование и локализация источников радиоизлучений.

Таблица 6.5. Основные технические характеристики комплекса

№ п/п	Режим (СА – спектральный; ВА – векторный анализ)	Значение
1	СА мгновенная полоса спектрального анализа	до 7 МГц
2	СА мгновенный динамический диапазон анализа	до 80 дБ

3	СА разрешающая способность	до 10 Гц
4	ВА разрешающая способность	0.1 Гц
5	Встроенный частотомер УП сигналов	0.1 Гц
6	Погрешность измерения несущей частоты	$\pm 0.2 \cdot 10^{-6}$
7	ВА/погрешность измерения коэффициента АМ	5%
8	ВА/погрешность измерения девиации частоты	5%
9	ВА/погрешность измерения частоты модуляции	2%
10	Погрешность измерения напряженности поля	$\pm 3$ дБ

В заключение раздела отметим, что впервые вышел в свет справочник по ЭМС [42], в котором приведены сведения о назначении основных технических и эксплуатационных характеристиках и конструкции около 100 образцов специализированных средств измерений и испытательного оборудования отечественных и зарубежных изготовителей, применяемых при проведении испытаний на помехоэмиссию и помехоустойчивость, а также сведения об отечественных аккредитованных испытательных лабораториях продукции по требованиям ЭМС.

## Заключение

Необходимость изучения студентами радиотехнических специальностей курса электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств и систем вызвана актуальностью этой проблемы. Эта проблема касается всех специалистов, любого потребителя и пользователя техники, ибо без электронных, радиоэлектронных и электротехнических средств невозможно производство и жизнь общества.

Проблема ЭМС имеет значение и в свете перехода экономики страны на рыночные отношения и будущего вступления России в ВТО. Необходимо активное и компетентное использование российскими специалистами передового зарубежного опыта в области технологий ЭМС, в частности, международных стандартов по проблеме ЭМС, компонентов и оборудования, применяемых при обеспечении помехоустойчивости и подавлении помех, в области измерений и испытаний для целей сертификации по параметрам ЭМС. Это позволит подготовить отечественные предприятия к вхождению в мировую экономику и обеспечить, чтобы этот процесс был как можно менее болезненным и соответствовал бы российским национальным интересам. Знание российскими специалистами передовых зарубежных технологий, международных правил и требований, регулирующих отношения на мировом рынке, является с этой точки зрения необходимым условием.

Предлагаемое вниманию читателя учебное пособие не претендует на полноту изложения всего материала по проблеме ЭМС. Рассмотренные ключевые вопросы теории ЭМС составляют основу, на которой может базироваться дальнейшее изучение данной проблемы. Однако они не охватывают всех задач этого, в настоящее время быстро развивающегося, направления радиоэлектроники. Более того, внедрение новых технологий, использующих цифровые способы формирования и обработки радиосигналов, требует развития новых методов как теоретического, так и экспериментального исследования проблем ЭМС. Как всякое новое слово в технике всегда опирается на предшествующие достижения, так и развитие ЭМС не возможно без осмысления сегодняшнего состояния проблемы и направлений, по которым ведется поиск решений. Требуется большего внимания описанию современных методов экспериментального исследования электромагнитных помех. В пособии не затронуты актуальные на сегодняшний день вопросы ЭМС и экологии.

Принятые в данном пособии последовательность и стиль изложения всего курса продиктованы сложившимся в радиоэлектронике и теории связи традициями преподавания и соображениям педагогического характера.

Авторы надеются, что настоящий учебник послужит достаточно основательным фундаментом для изучения дополнительной литературы, в частности статей в периодической печати и в новом журнале «Технологии ЭМС», посвященном проблемам ЭМС.

## Список литературы

1. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: Пер. с англ. Вып. 1 / Под ред. А. И. Сапгира. – М.: Сов. радио, 1977. 348 с.
2. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: Пер. с англ. Вып. 2 / Под ред. А. И. Сапгира. – М.: Сов. радио, 1978. 272 с.
3. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: Пер. с англ. Вып. 3 / Под ред. А. Д. Князева. – М.: Сов. радио, 1979. 464 с.
4. Иванов В. А., Ильницкий Л. Я., Фузик М. И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. – Киев: Техника, 1983. 118 с.
5. Князев А. Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. – М.: Радио и связь, 1984. 336 с.
6. Виноградов Е.М., Винокуров В.И., Харченко И.П. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. – Л.: Судостроение, 1986. 264 с.
7. Петровский В.И., Седельников Ю.Е. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. – М.: Радио и связь, 1986. 216 с.
8. Теория и методы оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. / Под ред. Ю.А. Феоктистова – М.: Радио и связь, 1988. 216 с.
9. Князев А.Д., Кечиев Л.Н., Петров Б.В. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учётом ЭМС. – М.: Радио и связь, 1989. 224 с.
10. Бадетов А.Л., Михайлов А.С. Нормы на параметры ЭМС РЭС: Справочник. – М.: Радио и связь, 1990. 272 с.
11. Бородич С.В. ЭМС наземных и космических радиослужб. Критерии условия и расчет. – М.: Радио и связь, 1990. 272 с.
12. ГОСТ 23611-79. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Термины и определения.
13. ГОСТ 23872-79. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Номенклатура параметров и классификация технических характеристик.
14. Общесоюзные нормы на ширину полос радиочастот и внеполосные спектры излучений радиопередающих устройств гражданского назначения / ГКРЧ СССР. – М.: Связь, 1976.

15. Общесоюзные нормы на уровни побочных излучений радиопередатчиков всех категорий и назначений (гражданских образцов) / ГКРЧ СССР. – М.: Связь, 1972.
16. Общесоюзные нормы на допустимые отклонения частоты радиопередатчиков всех категорий и назначений / ГКРЧ СССР. – М.: Связь, 1975.
17. Общесоюзные нормы помехозащищенности приемных устройств радиовещания и телевидения от промышленных радиопомех. Допустимые величины. Методы. Испытаний / ГКРЧ СССР. – М.: Изд. Мин. связи СССР, 1974.
18. Общесоюзные нормы допускаемых промышленных радиопомех. Оборудование и аппаратура, устанавливаемые совместно со служебными радиоприемными устройствами гражданского назначения. Допускаемые величины. Методы испытаний (Нормы 15-78) / ГКРЧ СССР. – М.: Изд. Мин. связи СССР, 1978.
19. Общесоюзные нормы допускаемых, промышленных радиопомех. Радиовещательные приемники с амплитудной модуляцией. Допускаемые величины, методики измерений (Нормы 12-76) / ГКРЧ СССР, – М.: Связь, 1977.
20. Общесоюзные нормы допускаемых промышленных радиопомех. Промышленные, научные, медицинские и бытовые высокочастотные установки. Допускаемые величины и методы испытаний (Нормы 56-80) / ГКРЧ СССР. – М.: Радио и связь, 1981.
21. Общесоюзные нормы допускаемых промышленных радиопомех. Электроустройства, эксплуатируемые в жилых домах или подключаемые к их электрическим сетям. Допускаемые величины и методы измерения мощности радиопомех (Нормы 1Б-80) / ГКРЧ СССР. – М.: Радио и связь, 1981.
22. Общесоюзные нормы допускаемых промышленных радиопомех. Телевизионные и УКВ ЧМ радиовещательные приемники. Допускаемые величины. Методы испытаний. Допускаемые значения напряжений гетеродинов на антенных зажимах. Методы измерений (Нормы 10-74 и 10А-82) / ГКРЧ СССР. – М.: Радио и связь, 1983.
23. Общесоюзные нормы допускаемых промышленных радиопомех в полосе частот 300-1000 МГц (Нормы 1А-77, 3А-77, 5А-77, 6А-77) / ГКРЧ СССР. – М.: Связь, 1978.
24. Общесоюзные нормы допускаемых промышленных радиопомех (Нормы 1-72 – 9-72) / ГКРЧ СССР. – М.: Связь, 1973.
25. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. – М.: Связь, 1972.
26. ГОСТ 14777-76. Радиопомехи промышленные. Термины и определения.
27. ГОСТ 16842-82. Радиопомехи промышленные. Методы испытаний источников промышленных радиопомех.
28. Регламент радиосвязи. Т. 1. – М.: Радио и связь, 1985. 509 с.

29. Регламент радиосвязи. Т. 2. – М.: Радио и связь, 1986. 747 с.
30. ГОСТ 13661-79. Элементы и фильтры для подавления промышленных радиопомех. Методы измерения вносимого затухания.
31. Шевель Д.М. Электромагнитная безопасность. – Киев: "БЕК+", Киев: НТИ, 2002. 432 с.
32. Электромагнитная совместимость (ЭМС). Роль и значение стандартов Международной электротехнической комиссии (МЭК). // Технологии электромагнитной совместимости. № 2. 2002. с. 21-32.
33. Hata M. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services // IEEE Trans. Vehicular Technology. 1980. V. 29. N 3.
34. Пономарев Г.А., Куликов А.Н., Тельпуховский Е.Д. Распространение УКВ в городе. – Томск: "Раско", 1991. 222 с.
35. Мордухович Л.Г. Радиорелейные линии связи. Курсовое и дипломное проектирование: Учеб. пособие для техникумов. – М.: Радио и связь, 1989. 160 с.
36. Закон РФ "О техническом регулировании" № 184-ФЗ от 27.12.02.
37. Быховский М.А., Дудукин С.Н., Смирнов В.Н., Тихвинский В.О. Принципы, алгоритм и методика частотно-территориального планирования радиальных сетей транкинговой радиотелефонной связи в диапазоне 800 МГц // Мобильные системы. 1998. № 5. С. 33-40.
38. Дудукин С.Н., Смирнов В.Н., Тихвинский В.О., Денисов А.А. Проблемы обеспечения ЭМС интегрированной системы iDEN и сетей подвижной связи в диапазоне 800 МГц в России // Мобильные системы. 1999. № 11. С. 44-49.
39. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. Изд. девятое стереотипное. – М.: ГИФМЛ, 1962. 608 с.
40. Логинов Н.А. Актуальные вопросы радиоконтроля в РФ – М.: Радио и связь, 2000. 240 с.
41. Справочник по радиоконтролю. Группа экспертов РГ 1С / Международный Союз электросвязи – М.: , 1995.
42. Кармышев В.С. Электромагнитная совместимость технических средств. Справочник. – М.: Научно-технический производственный центр "Норт", 2001.
43. Каганов В.И. Радиотехника + компьютер + Mathcad. – М.: Горячая линия – Телеком, 2001. 416 с.
44. Зимин Е.Ф., Казанцев Ю.А., Кузовкин В.А. Электромагнитная совместимость информационных систем. – М.: Изд. МЭИ, 1995. 152 с.
45. Шваб А. Электромагнитная совместимость. / Под ред. Кужекина. М.:

Энергоатомиздат, 1995. 480 с.

46. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем. Учебное пособие. / Под ред. М.А. Быховского. – М.: Эко-Трендз, 2006. – 376 с.

47. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / Под редакцией А.М. Рембовского. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 492 с.

48. ЭМС для разработчиков продукции / Т. Уильямс – М.: Издательский Дом «Технологии», 2003 г. / 540 с.

49. ЭМС для систем и установок / Т. Уильямс, К. Амстронг – М.: Издательский Дом «Технологии», 2004 г. – 508 с.

50. 13 лекций по регулированию и мониторингу использования радиочастотного ресурса / И.П. Харченко. – СПб.: Линк, 2008

51. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике: учебник / А.Г. Овсянников, Р.К. Борисов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. – 196 с.

52. ЭМС и информационная безопасность в системах телекоммуникаций / Кечиев Л.Н., Степанов П.В. – М.: Издательский дом «Технологии», 2005. – 320 с.

53. Актуальные вопросы радиоконтроля в Российской Федерации. / Логинов Н.А. – М.: Радио и связь, 2000 – 240 с.

54. Специальный радиомониторинг / Конахович Г.Ф., Бабак В.П., Фисенко В.М. – К.: «МК-Пресс», М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007. – 384 с.

Учебное издание

**Ефанов Вячеслав Иванович**

**Тихомиров Александр Алексеевич**

# **Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем**

Учебное пособие

для студентов по дисциплине «Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств», обучающихся по направлениям подготовки 210300 «Радиотехника», 210400 «Телекоммуникации» и по специальностям Радиотехника – 210302, Радиоэлектронные системы и комплексы – 210601

Формат 60x84/16 Усл. печ. л.

Тираж Экз. Заказ

Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники  
634050, Томск, пр. Ленина, 40.  
Тел. (3822) 533018