

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Тамбовский государственный технический университет»

А.П. ПУДОВКИН, Ю.Н. ПАНАСЮК, Т.И. ЧЕРНЫШОВА

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ И ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТЬ РЭС

*Рекомендовано Учебно-методическим объединением по образованию
в области радиотехники, электроники, биомедицинской техники и
автоматизации в качестве учебного пособия для студентов,
обучающихся по направлениям*

*551100 «Проектирование и технология электронных средств»,
654300 «Проектирование и технология электронных средств»*



Тамбов
Издательство ФГБОУ ВПО «ТГТУ»
2013

УДК 621.37(075.8)
ББК з840.4я73
П881

Р е ц е н з е н т ы :

Кандидат технических наук, начальник отдела эксплуатации
Тамбовского филиала ЗАО «Вотек Мобайл»
Д.А. Бобаков

Кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры
«Конструирование радиоэлектронных и микропроцессорных систем»
ФГБОУ ВПО «ТГТУ»
О.А. Белоусов

Пудовкин, А.П.

П881 Электромагнитная совместимость и помехозащищённость РЭС :
учебное пособие / А.П. Пудовкин, Ю.Н. Панасюк, Т.И. Чернышова. –
Тамбов : Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2013. – 92 с. – 100 экз. –
ISBN 978-5-8265-1194-7.

Приводятся теоретические основы системного подхода к проблеме
электромагнитной совместимости, видов помех, методов борьбы с поме-
хами, технических способов и средств защиты от помех, обеспечения и
технических способов ЭМС, организационных мероприятий обеспече-
ния ЭМС.

Предназначено для студентов, обучающихся по направлениям
551100 «Проектирование и технология электронных средств», 654300
«Проектирование и технология электронных средств», и магистрантов,
обучающихся по направлениям 211000 «Конструирование и технология
электронных средств», 210400 «Радиотехника», очной и заочной форм
обучения.

УДК 621.37(075.8)
ББК з840.4я73

ISBN 978-5-8265-1194-7

© Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Тамбовский государственный технический
университет» (ФГБОУ ВПО «ТГТУ»), 2013

ВВЕДЕНИЕ

Международное сообщество пришло к пониманию необходимости ужесточить требования электромагнитной совместимости (ЭМС) и распространить регулирование в этой области на технические средства всех видов и назначений, подверженных воздействию электромагнитных помех и являющихся их источниками. Необходимость этих изменений была вызвана тем, что во все отрасли экономики и разные сферы жизни общества возрастающими темпами стали внедряться микроэлектроника, оборудование информационных технологий и средства радиосвязи, обладающие повышенной восприимчивостью к электромагнитным помехам. Этот процесс обусловлен развитием научно-технического прогресса, причём нет оснований полагать, что в обозримом будущем такое положение дел может измениться.

Обеспечение электромагнитной совместимости, т.е. достижение такого состояния, когда электротехнические, электронные и радиоэлектронные аппараты, системы и установки будут пригодны к выполнению функций по назначению при воздействии помех, создаваемых электротехническими изделиями и вызываемых природными явлениями, стало необходимым условием научно-технического прогресса, а следовательно, и устойчивого развития экономики, общества и государства.

Любые электрические и электронные изделия, включая аппараты, системы и стационарные и подвижные установки, способные создавать электромагнитные помехи и(или) восприимчивые к их воздействию, должны быть изготовлены таким образом, чтобы:

- создаваемые ими электромагнитные помехи не превышали уровня, обеспечивающего функционирование радио- и телекоммуникационного оборудования и других изделий в соответствии с их назначением;
- изделия имели достаточный уровень собственной устойчивости к электромагнитным помехам, обеспечивающий их функционирование в соответствии с назначением.

1. ПРОБЛЕМА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РЭС

1.1. СИСТЕМНЫЙ ПОДХОД К ПРОБЛЕМЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Проблема обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) включает:

- прогнозирование непреднамеренных потенциально опасных электромагнитных связей между различными частями радиоэлектронных средств (РЭС);
- разработку на основе прогноза теоретических и экспериментальных данных технических или организационных мероприятий, снижающих уровни этих опасных связей до приемлемых значений.

Обеспечение ЭМС является сложной комплексной задачей, требующей учёта на возможно более ранней стадии создания РЭС. Это связано с тем, что взаимные непреднамеренные помехи могут определяться количеством и геометрией расположения излучающих и распределительных систем, спектральным составом передающих РЭС и уровнем восприимчивости приёмных устройств, степенью экранирования аппаратуры и её размещением, трассировкой сигнальных, управляющих и силовых линий, временным регламентом работы отдельных частей РЭС.

В процессе решения проблемы ЭМС выделяют три основные стадии.

Первая стадия – это решения, предпринимаемые на этапе проектирования РЭС. На этом этапе для заданной модели электромагнитной обстановки проблема ЭМС может быть решена достаточно точно и эффективно. Однако модель реально не может учесть все сопутствующие факторы, связанные с инженерной реализацией и технологией производства (например, совместимость со смежными радиоэлектронными системами, помехи от побочных частот и собственных гетеродинных трактов, т.е. внутрисистемную ЭМС, трудно прогнозируемые наводки смежного оборудования). Поэтому полное решение проблемы обеспечения ЭМС достигается на последних этапах разработки и конструирования, изготовления и испытаний.

Вторая стадия – проведение испытаний по критериям ЭМС и измерения параметров отдельных узлов РЭС и готового изделия.

Третья стадия – эксплуатация, где в результате тех или иных причин РЭС функционируют в условиях, отличающихся от расчётных.

Рассмотренные этапы тесно связаны между собой. Так, на стадии проектирования должны быть учтены особенности технологии и эксплуатации, в то же время на этапе эксплуатации возникает необходимость со-

ответствующей коррекции параметров РЭС, производства контрольных измерений, привлечения методов обнаружения, разрешения сигналов и помех, что больше свойственно первым двум стадиям.

Требования по обеспечению ЭМС вступают, как правило, в противоречия с другими требованиями к комплексу – по использованию частот в РЭС, массогабаритными и стоимостными характеристиками. Поэтому крайне важна конструктивная оптимизация этих требований, так как окончательное решение является компромиссным. На практике реализация этого положения затруднена из-за малого объёма (особенно в начальной стадии проектирования РЭС) априорной информации об электромагнитной обстановке и недостаточного числа апробированных математических моделей, описывающих затухание электромагнитной энергии (ЭМЭ) в различных каналах на пути от источника к приёмнику ЭМЭ.

Для решения этих вопросов необходимо знать:

- физические процессы, происходящие в источниках, и уровень генерируемых ими излучений в широком диапазоне частот;
- зависимость от частоты затухания электромагнитной энергии от источника к приёмнику (пространственное затухание с учётом эффектов затенения и дифракции на элементах конструкции носителя или группировки РЭС, эффективность экранирования аппаратуры, затухание в селективных элементах, индуктивные и ёмкостные наводки, потери из-за расогласования в трактах и т.п.);
- критерии количественной оценки вариации рабочих характеристик РЭС при воздействии непреднамеренных помех в зависимости от их спектрального состава (уменьшение потенциала за счёт снижения чувствительности ПРМ (блокирование), снижение вероятности приёма информации, увеличение частотных отстройек в системе связанных РЭС, возрастание уровня шумов на выходе ПРМ и т.п.);
- количественные характеристики возможных технических мер по увеличению развязок между источником и приёмником в зависимости от частоты, а также возможные организационные мероприятия (оптимальное размещение аппаратуры; синтез антенн с низкими уровнями боковых лепестков (БЛ) диаграммы направленности (ДН); оптимизация формы импульса излучаемого сигнала, использование промежуточных устройств и поверхностей со специальными свойствами;
- оптимизация процедуры назначения частот и временное регламентирование работы РЭС;
- бланкирование приёмника (ПРМ) в группе импульсных РЭС и т.п.).

Проблему прогнозирования ЭМС РЭС традиционно принято подразделять на две части:

- внутрисистемную ЭМС, для которой характерно близкое расположение РЭС, учёт их взаимодействия в пределах одного РТК и анализ

характеристик антенн в ближней и дальней зонах с учётом влияния конфигурации поверхности носителя или окружающих устройств;

– межсистемную ЭМС, для которой характерно электродинамическое взаимодействие антенн разных РТК в дальней зоне с учётом подстилающей поверхности и условий распространения радиосигналов через промежуточную среду.

Электродинамическая ситуация в случае внутрисистемной ЭМС отличается от межсистемной ЭМС тем, что взаимодействие антенн происходит, как правило, в ближнем поле, где ещё не сформировались диаграммы направленности (ДН), а реальные коэффициенты усиления (КУ) отличаются от их значений в дальней зоне, где для учёта межантенных развязок успешно используется метод геометрической теории дифракции (ГТД).

1.2. СИСТЕМНЫЕ АСПЕКТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ КАНАЛА СВЯЗИ

Сложность РЭС и РТК, геометрии носителя и подстилающей поверхности обычно таковы, что строгое решение соответствующих электродинамических задач, даже с привлечением современных ЭВМ, оказывается труднодостижимым.

Если в состав РТК входит N передающих (ПРД) и M приёмных РЭС (ПРМ) различного назначения, то в РТК имеет место NM взаимодействий (дуэльных ситуаций). Для современных РТК количество ситуаций NM может достигать нескольких десятков или сотен, поэтому их анализ возможен только методами моделирования на ЭВМ. Для обеспечения приемлемого совместного функционирования РЭС в канале nm (между n -м ПРД и m -м ПРМ) необходимо реализовать требуемую развязку $S_{nm}(f)$. В случае, когда развязка $S_{nm}(f)$ меньше допустимого для данного РТК, необходимы изменения в параметрах РЭС, геометрии расположения их антенн для увеличения развязки или дополнительных мер.

По технической реализации варьируемые параметры РЭС можно разделить на несколько групп, базирующихся на рациональном выборе основных частот ПРД и ПРМ, оптимизации спектра сигнала ПРД, ограничении полос частот излучаемого и принимаемого сигналов, фильтрации побочных и внеполосных излучений на выходе ПРД и входе ПРМ; оптимизации геометрии расположения антенн РЭС, учёте их направленных и поляризационных характеристик, использовании избирательных свойств антенн и фидерных трактов ПРД и ПРМ; введении единого временного регламента работы всех РЭС данного РТК, бланкировании или супрессии РЭС.

Если при всех допустимых вариациях параметров величина $S_{nm}(f)$ по-прежнему меньше допустимого, то приходится прибегать к дополни-

тельными техническим мерам – использованию в трактах передачи или приёма мощности фильтров соответствующих частот. Эти дополнительные элементы снижают потенциал РТК в целом, ухудшают его массогабаритные характеристики и потому являются нежелательными.

Для уточнённого определения фактических значений развязок $S_{nm}(f)$ используются методами:

- амплитудной оценки, учитывающей только уровни мощности излучаемых помех;

- амплитудно-частотной оценки, дополнительно учитывающей избирательные свойства излучающих и распределительных систем антенн ПРД и ПРМ;

- детальной оценки, учитывающей ещё и пространственную или временную вероятности появления помех.

Любая спектральная составляющая сигнала ПРД на пути ко входу ПРМ проходит через фидерный тракт и антенну ПРД, внешнее пространство между антеннами ПРД и ПРМ, антенну и фидерный тракт ПРМ. На каждом из этих участков процесс распространения электромагнитного поля имеет свои физические особенности:

- мощность спектральных составляющих в фидерных трактах может переноситься разными модами волн со своими фазовыми скоростями и коэффициентами затухания;

- антенна ПРД по-разному трансформирует во внешнее пространство подводимую к ней мощность основной, внеполосных и побочных частот в зависимости от структуры её распределительной и излучающей систем;

- электромагнитное поле в апертуре антенны ПРМ является суперпозицией нескольких полей, порождаемых как прямым полем антенны ПРД, так и отражёнными или дифрагированными его слагаемыми, возникающими из-за наличия окружающих проводящих поверхностей;

- мощность, поступающая на вход ПРМ, определяется как избирательными свойствами антенны и приёмного тракта, так и параметрами возбуждающего их поля – амплитудно-фазовым распределением (АФР) и поляризацией. Поэтому математическая модель реальной развязки $S_{nm}(f)$ может быть представлена в виде

$$S_{nm}(f) = \prod_{k=1}^K h_k(f),$$

где $h_k(f)$ ($k = 1, 2, \dots, K$) – множитель, определяющий изменение электромагнитной энергии на пути от эмиттера к рецептору, обусловленное учётом k -го физического фактора.

Для большинства практических случаев определения развязки достаточно учесть следующие девять ($K = 9$) факторов:

- пространственная развязка с учётом многотрассовости ($h_1(f)$);
- избирательные свойства тракта ПРД ($h_2(f)$);
- избирательные свойства тракта ПРМ ($h_3(f)$);
- «КУ» антенны ПРД на частоте f ($h_4(f)$);
- «КУ» антенны ПРМ на частоте f ($h_5(f)$);
- нормированная ДН антенны ПРД ($h_6(f)$);
- нормированная ДН антенны ПРМ ($h_7(f)$);
- ослабление, обусловленное дифракцией на промежуточных поверхностях ($h_8(f)$);
- различие в поляризации возбуждающего поля и антенны ПРМ ($h_9(f)$).

Конкретные значения множителей $h_k(f)$, входящих в формулу для расчёта развязки, определяются типом используемых в РТК антенн и избирательных элементов трактов. И если количество типов трактов сравнительно невелико – коаксиальные линии, волноводы различного поперечного сечения и микрополосковые линии, то разнообразие типов антенн и конфигурация металлических и диэлектрических поверхностей носителя на пути распространения электромагнитной энергии между антеннами весьма значительны.

По этой причине создание общих математических моделей, представляющих интерес для большого класса задач, затруднено. В большинстве работ задача обеспечения ЭМС рассматривается применительно к антеннам на подвижных носителях, в основном на самолётах, размеры элементов конструкции которых велики по сравнению с рабочими длинами волн, анализируемых РЭС. Это обстоятельство позволяет воспользоваться для расчёта электромагнитных полей и развязки приближёнными методами, например методами ГТД. Фюзеляж реального самолёта аппроксимируется комбинацией более простых геометрических тел – круговым или эллиптическим цилиндром и конусом, а крылья – прямоугольными или скошенными тонкими пластинами. «Модульный» подход позволяет конкретизировать аналитические модели для ряда множителей.

1.3. АЛГОРИТМЫ НАЗНАЧЕНИЯ ОПТИМАЛЬНЫХ ЧАСТОТ РЭС

В ряде случаев оказывается невозможным реализовать необходимую развязку между антеннами РЭС с помощью одних только технических средств, и тогда для обеспечения ЭМС приходится прибегать к организационно-техническим мероприятиям – временному регламенту, оптимизации процедуры назначения частот и т.п. Необходимость в ней возникает, как правило, при размещении нескольких РЭС, особенно одного частотного диапазона, на объекте сравнительно малых размеров, в результате чего нормальное функционирование РЭС на некоторых частотах оказывается невозможным.

Таким образом, возникает задача выбора из допустимого множества N частот таких s частот (для приёмных и передающих РЭС), при которых обеспечивается работоспособность РЭС в условиях существующих технических ограничений на используемые частоты.

В общем случае РЭС содержит несколько передатчиков и приёмников и требуется выявить все потенциально опасные значения или комбинации частот передачи (зеркальные, квазизеркальные, реверсивные каналы приёма, продукты активной интермодуляции), попадающих в каналы приёма, и оценить требования к нормам на величины развязок (степень пространственного, фильтрового и конструктивного подавления), их реализуемость по всем факторам воздействия помех.

На практике продукты нелинейного преобразования частот передатчиков генерируются не только активными, но и пассивными компонентами оборудования (так называемые продукты пассивной интермодуляции (ПИМ)). Эти помехи могут стать серьёзным фактором нарушения ЭМС в РЭС. Типичные причины их появления – концентрация больших СВЧ-мощностей в общем антенно-фидерном тракте, используемом как на приём, так и на передачу; наличие неидеальных и разнородных переходов в фидере с большой проходящей мощностью; появление поверхностных металлооксидных плёнок (МОП) на облучателях и рефлекторах антенны, в СВЧ-фидерах. Продукты пассивной интермодуляции вызываются нелинейным преобразованием суммы спектральных составляющих большой мощности на несимметричных контактах или МОП-проводимостях диодного типа. Уровень ПИМ существенно зависит от состава и влажности атмосферы, состояния контактов.

Возможны случаи, когда уровень полезного сигнала для данного ПРМ, зависящий от характера радиолинии и расстояния между РЭС, становится сравнимым с уровнем собственных помех, помех от других РЭС или ими порождённых. Примером их могут служить характерные практически для всех подвижных носителей так называемые «контактные» помехи, физическая природа которых заключается в следующем.

Корпус подвижного носителя, на котором расположены антенны передающих РЭС, представляет собой, как правило, не сплошную металлическую конструкцию или поверхность, а собран (на заклёпках) из отдельных частей, переходное сопротивление между которыми не во всех местах достаточно малое, особенно в процессе движения. По этой причине высокочастотные токи, индуцируемые на различных участках поверхности носителя при работе произвольного ПРД, могут создавать локальные разности потенциалов между контактирующими частями конструкции, что приводит к локальным микропробоям и тем самым к возникновению шумовых помех. Спектр подобных помех достаточно широкополосный. При мощностях ПРД, приблизительно равных 20...30 Вт, в метровом диапазоне длин волн экспериментально наблюдались уровни «контактных»

помех 25...30 дБ/мкВ (в полосе ПРМ 100 кГц) на расстояниях 2...3 м от антенны ПРД, что заметно превышало уровень чувствительности большинства ПРМ. На расстояниях 15...20 м уровень шумовых помех снижался до 5...10 дБ/мкВ.

Одним из основных способов борьбы с контактными помехами является высококачественная устойчивая во времени металлизация (электро-статический экран, экран для вихревых токов). Дополнительное снижение паразитного излучения достигается путём экранирования генератора ПРД, что ослабляет помехи до 15...20 дБ.

Среди общих рекомендуемых конструктивно-технологических мер по снижению уровня ПИМ можно выделить основные:

- применение покрытий проводящей поверхности СВЧ-фидеров, волноводных узлов;
- специальных волноводных фланцев для СВЧ-стыков с высоким контактным давлением;
- поддержание стабильной чистоты облучателя и рефлектора;
- использование особо чистых материалов, покрытий и технологии изготовления СВЧ-узлов (циркуляторов, переключателей, мостов сложения).

Для достижения наивысшего пространственного подавления помехи может возникнуть необходимость использования радиопоглощающих покрытий. Технология радиопоглощения и неотражающего экранирования эффективна для решения таких задач, как введение дополнительных устройств для пространственного затухания ЭМП между конфликтующими приборами; подавление поверхностных волн и переотражений при нежелательном распространении энергии в определённых направлениях; достижение требуемой радиогерметичности разъёмов, кабельных переходов и волноводных стыков; подавление нежелательного антенного эффекта кабельных трасс; устранение непрогнозируемых эффектов перелива, затекания полей за апертуру антенны; оптимизация антенн по главному лепестку, подавлению заднего и бокового излучения, влияющие на пространственные развязки антенн, сглаживание градиентов напряжённости поля в энергонапряжённых зонах фидерных линий.

2. ПАССИВНЫЕ И АКТИВНЫЕ ПОМЕХИ

2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ПАССИВНЫХ РАДИОПОМЕХ

В зависимости от источника образования различают:

- непреднамеренные (естественные) пассивные помехи (ПП);
- преднамеренные (искусственные) ПП.

К ПП естественного происхождения относят мешающие отражения от земной поверхности, различных местных предметов, гидрометеоров (облаков, капель дождя, частиц снега), неоднородностей атмосферы, ионосферы.

Преднамеренные ПП – искусственно создаваемые помехи. По принципу действия преднамеренные пассивные помехи делятся на маскирующие и имитирующие.

Маскирующие пассивные помехи создаются с помощью следующих основных средств: дипольных отражателей; пассивных переизлучателей (угловых отражателей, линзовых отражателей, переотражающих антенных решёток); поглощающих противорадиолокационных покрытий, уменьшающих дальность действия РЛС за счёт уменьшения ЭПО объектов; ложных целей, осуществляющих имитацию реальных целей и используемых против РЛС; радиолокационных ловушек, осуществляющих перенацеливание систем управления оружием РЭС на себя и срыв наведения на истинную цель.

2.2. КЛАССИФИКАЦИЯ АКТИВНЫХ РАДИОПОМЕХ

Для подавления РЛС могут использоваться как маскирующие, так и имитирующие активные помехи (рис. 2.1).

Маскирующие помехи представляют собой электромагнитные колебания, у которых хотя бы один параметр (амплитуда, частота, фаза, длительность или период следования импульсов) является случайной функцией времени.

Непрерывные шумовые помехи являются наиболее универсальными, так как обеспечивают принципиальную возможность маскировки полезных сигналов любой структуры и формы на временной и частотной оси, а также по направлению. Они могут использоваться для подавления РЭС различного назначения при разнообразных режимах их работы.

В зависимости от способа формирования непрерывные шумовые помехи подразделяются на прямошумовые (немодулированные) и модулированные. Модулированные формируются путём модуляции высокочастотных гармонических колебаний низкочастотным шумом по амплитуде (АМ), частоте (ЧМ), фазе (ФМ) или одновременно по нескольким параметрам.

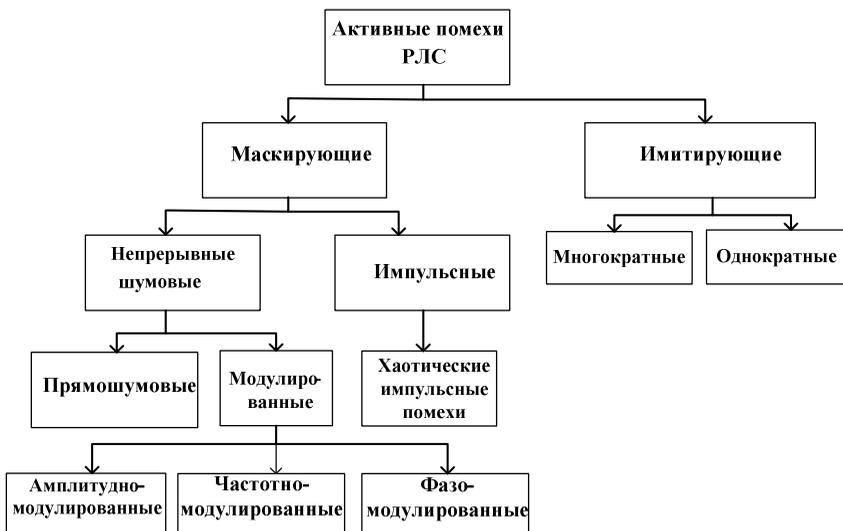


Рис. 2.1. Классификация активных радиопомех

Хаотические импульсные помеховые сигналы (ХИП) представляет собой последовательность радиоимпульсов, параметры которых (U_m , $t_{ин}$, T_n) изменяются во времени случайным образом.

Маскирующие активные помехи создают в приёмном тракте РЭС мешающий фон (в дополнение к собственным шумам приёмника), который затрудняет или исключает возможность выделения полезного сигнала, т.е. вероятность правильного обнаружения уменьшается.

Имитирующие импульсные помехи (ИИП) обеспечивают создание на экране РЛС ложных отметок, не отличающихся от отметок реальных целей. Имитирующие импульсные помехи подразделяются на: многократные (МИП); однократные (ОИП). Имитирующие импульсные помехи формируются, как правило, путём ретрансляции с задержкой зондирующих сигналов РЛС. При однократном переизлучении образуется ОИП, а при переизлучении с различной задержкой образуется пачка МИП.

Выбор вида и параметров помехового сигнала определяется: особенностями функционирования подавляемого РЭС; структурой полезного сигнала; требуемым эффектом воздействия.

Основными условиями эффективности активных помех РЛС УВ являются: структурное; частотное; энергетическое; пространственное; временное.

Структурное условие. Для маскирующих шумовых помех их структура должна быть как можно ближе к структуре внутренних шумов приёмника, т.е. к гауссовскому шуму (БГШ).

Частотное условие заключается в том, что спектр помехи должен попадать в полосу пропускания подавляемого приёмника.

Энергетическое условие. Отношение мощности маскирующей помехи к мощности сигнала на входе приёмного устройства подавляемого РЭС в пределах полосы пропускания его линейной части должно быть больше или равно коэффициенту подавления.

Пространственное условие. Источник активных помех так должен быть расположен в пространстве относительно подавляемой РЛС и прикрываемых самолетов, чтобы самолёты находились в пределах зоны подавления. Зона подавления – это область воздушного пространства, при нахождении в которой летательные аппараты не обнаруживаются радиолокатором.

Временное условие заключается в том, что маскирующая помеха обязательно должна присутствовать на входе приёмника в момент приёма полезного сигнала.

2.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Дипольные отражатели (ДО) представляют собой тонкие пассивные вибраторы, изготовленные из металлизированной диэлектрической основы или алюминиевой фольги, резонансная частота которых близка к частоте подавляемых РЛС (рис. 2.2).

В качестве диэлектрической основы применяются бумага, стекловолокно, капрон. Для металлизации используются цинк, алюминий. Толщина металлизации составляет единицы – десятки мкм.

Размеры дипольных отражателей (длину, толщину) выбирают такими, чтобы обеспечить наиболее эффективное отражение радиоволн. Известно, что максимальную эффективную площадь отражения (ЭПО) имеют диполи с длиной, близкой к половине длины отражаемых радиоволн или кратной ей.

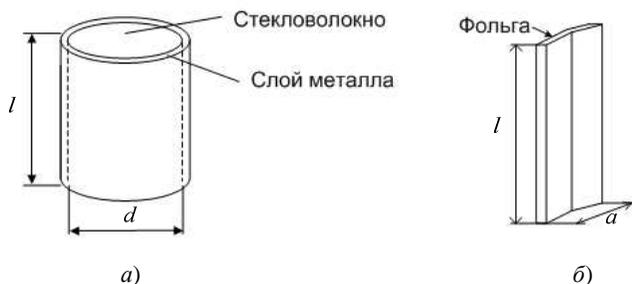


Рис. 2.2. Стекловолоконный (а) и фольговый (б) ДО

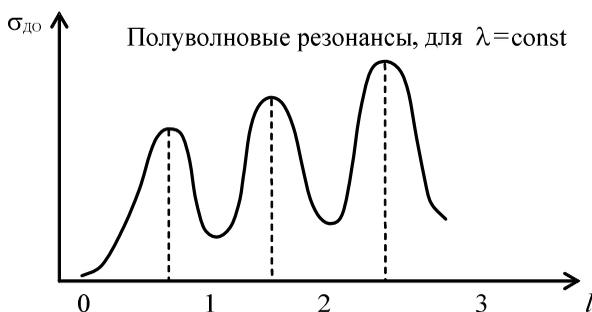


Рис. 2.3. Зависимость среднего значения ЭПО ДО от его длины

При увеличении длины дипольных отражателей их ЭПО изменяется волнообразно с максимумами на расстояниях, примерно равных $\lambda/2$, возрастая при последующих резонансах (рис. 2.3).

На практике чаще применяют полуволновые дипольные отражатели, так как увеличение длины диполя в целое число раз приводит к относительно небольшому увеличению ЭПО, но требует увеличения расхода материала на изготовление (выгоднее изготовить два полуволновых ДО вместо одного с длиной $l = \lambda$).

В диапазонах дециметровых и метровых волн иногда применяют ДО с $l \gg \lambda$ в виде длинных линий из фольги или нитей стекловолокна.

Дипольные отражатели с $l \approx \lambda/2$ называют настроенными, а с $l \gg \lambda/2$ – ненастроенными.

ЭПО ДО, произвольно ориентированного в пространстве относительно вектора электрического поля падающей электромагнитной волны \vec{E} (рис. 2.4, а), определяется выражением

$$\sigma_{\text{до}} = 0,86 \lambda^2 \cos^2 \theta^\circ, \quad (2.1)$$

где θ° – угол между осью ДО и направлением вектора \vec{E} .

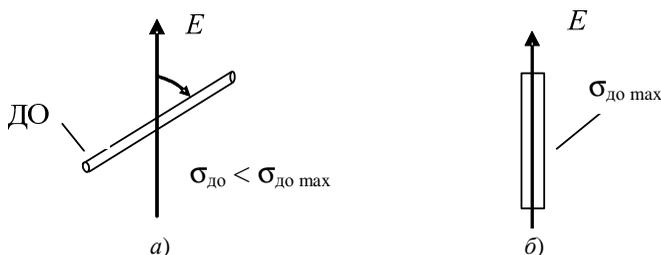


Рис. 2.4. Ориентация ДО в пространстве:
а – произвольная; б – соответствующая $\sigma_{\text{до max}}$

При совпадении оси ДО с вектором \vec{E} (рис. 2.4, б) ЭПО будет максимальной и равна

$$\sigma_{\text{до max}} = 0,86\lambda^2. \quad (2.2)$$

Если ДО ориентирован перпендикулярно к вектору \vec{E} , то $\sigma_{\text{до}} = 0$.

Вследствие турбулентности атмосферы и аэродинамических свойств дипольные отражатели в облаке ориентируются произвольно. При этом можно считать, что случайная величина угла θ распределена с равномерной плотностью вероятности и среднее значение ЭПО ДО

$$\bar{\sigma}_{\text{до}} = \frac{1}{5} \sigma_{\text{до max}} = 0,17\lambda^2. \quad (2.3)$$

Пассивные переотражатели применяются для увеличения ЭПО ложных целей ловушек, а также для маскировки и имитации наземных объектов при противодействии бортовым РЛС обзора земной поверхности.

Требования к пассивным переотражателям: большая ЭПО при малых размерах; широкая диаграмма переизлучения.

В качестве пассивных переотражателей широко применяются: уголковые отражатели; линзы Люнеберга; переизлучающие антенные решётки.

Уголковые отражатели (УО). Реальная плоская металлическая пластина не является изотропным переизлучателем, а её ЭПО $\sigma_{\text{пл}}$ оказывается больше её геометрической площади S :

$$\sigma_{\text{пл}} = G_{\text{пл}} S, \quad (2.4)$$

где $G_{\text{пл}}$ – КПД пластины.

Так как $G_{\text{пл}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S$, получаем

$$\sigma_{\text{пл}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S^2. \quad (2.5)$$

Например, при $S = 1 \text{ м}^2$ $\lambda = 3 \text{ см}$, $\sigma_{\text{пл}} \approx 13\,900 \text{ м}^2$.

Прямоугольные УО, секторные (круглые) УО (рис. 2.5).

Их максимальные ЭПО соответственно равны:

$$\sigma_{\Delta} = \frac{4}{3}\pi \frac{a^4}{\lambda^2}; \quad \sigma_{\Pi} = 12\pi \frac{a^4}{\lambda^2}; \quad \sigma_{\circ} = 2\pi \frac{a^4}{\lambda^2},$$

где a – длина ребра отражателя.

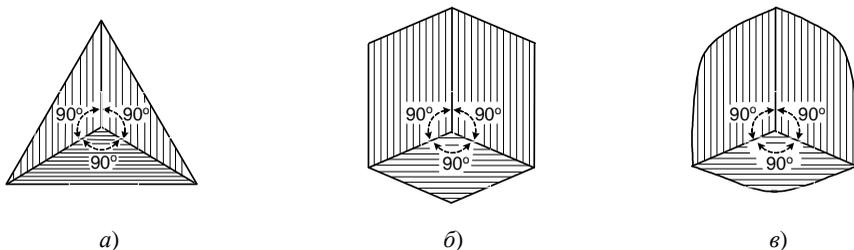


Рис. 2.5. Трёхгранные УО:

a – треугольный; *б* – прямоугольный; *в* – секторный

Линзовые отражатели. Одним из существенных недостатков УО является малая ширина диаграммы переизлучения. Более широкой диаграммой переизлучения обладают переизлучатели, выполненные на основе линзы Люнеберга. *Линза Люнеберга* представляет собой шар из нескольких слоёв диэлектрика, часть наружной поверхности которого металлизирована.

Диэлектрическая проницаемость ε и соответственно коэффициент преломления увеличивается с приближением к центру шара в соответствии с выражением

$$n = \sqrt{\varepsilon} = \sqrt{2 - \left(\frac{r}{R}\right)^2}, \quad (2.6)$$

где R – радиус шара; r – текущий радиус, т.е. расстояние от центра шара до рассматриваемой точки ($0 \leq r < R$).

На практике линза Люнеберга состоит из нескольких слоёв диэлектрика с различной диэлектрической проницаемостью.

Из выражения для n (2.6) видно, что коэффициент преломления для наружной части шара близок к коэффициенту преломления воздушной среды ($n = 1$) и $n = \sqrt{2}$ в центре шара.

В результате изменения коэффициента преломления траектории лучей в линзе искривляются (рис. 2.6). Пучок лучей, падающий на линзу, фокусируется в точку O (O') на рефлекторе и отражается в обратном направлении, параллельном падающим лучам.

Максимальная ЭПО линзы Люнеберга вычисляется по формуле

$$\sigma_{\text{л}} = 4\pi^3 \frac{R^4}{\lambda^2}. \quad (2.7)$$

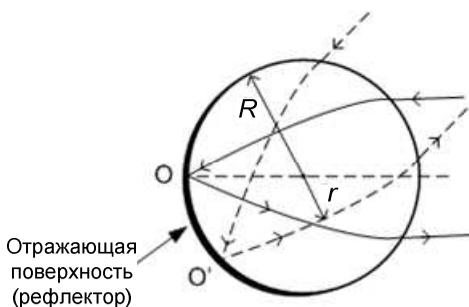


Рис. 2.6. Ход лучей в линзе Лüneберга

Переизлучающие антенные решётки (ПАР) относятся к перспективным пассивным переотражателям и обладают следующими достоинствами:

- обеспечивают переизлучение падающей волны в любом заданном направлении с любой поляризацией;
- обеспечивают возможность амплитудной, фазовой и поляризационной помеховой модуляции переизлучаемых сигналов;
- имеют более широкую диаграмму переизлучения;
- дают возможность изготовления с помощью техники печатных схем.

ПАР позволяют создавать помехи 2-позиционным РЛС.

2.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ АКТИВНЫХ ПОМЕХ

Прямошумовая помеха (ПШП) – это случайный непериодический (флуктуирующий) сигнал. По своей структуре ПШП наиболее близка к собственным шумам приёмника и, следовательно, обладает наилучшими маскирующими свойствами, т.е. коэффициент качества ПШП $\eta_n \approx 1$ и защититься от неё практически невозможно.

ПШП в основном характеризуется двумя характеристиками – плотностью вероятности мгновенных значений помехи $p(u_n)$ и спектральной плотностью мощности помех $S_n(f)$.

Если при формировании ПШП не происходит ограничения напряжения помехи, то одномерная плотность вероятности распределена по гауссовскому закону (рис. 2.7):

$$p(u_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_u} \exp \left\{ -\frac{(u_n - m_u)^2}{2\sigma_u^2} \right\}, \quad (2.8)$$

где m_u – математическое ожидание, т.е. среднее значение напряжения помехи; σ_u^2 – дисперсия, характеризует мощность помехи на сопротивлении

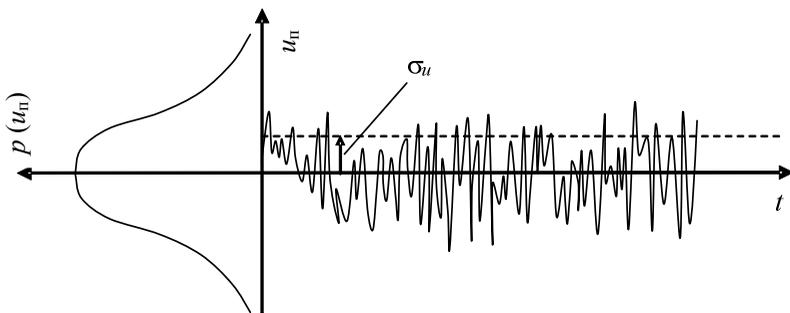


Рис. 2.7. Плотность распределения вероятностей ПШП

$R = 1 \text{ Ом}$; σ_u – среднеквадратическое отклонение мгновенных значений напряжения помехи $u_n(t)$ относительно m_u . Чем больше σ_u , тем больше «амплитуда» флуктуаций напряжения помехи.

Спектральная плотность мощности ПШП $S_n(f)$ в идеальном случае можно считать равномерной в пределах ширины спектра помехи ΔF_n (рис. 2.8).

Мощность ПШП на входе подавляемого приёмника в пределах его полосы пропускания $\Delta f_{\text{пр}}$ в этом случае определяется выражением

$$P_{\text{п. вх}} = S_n(f) \Delta f_{\text{пр}}. \quad (2.8)$$

Таким образом, отличие ПШП от БГШ заключается в том, что ПШП имеет ограниченную ширину спектра ΔF_n , но если $\Delta F_n \geq \Delta f_{\text{пр}}$ и спектральная мощность практически равномерна в пределах полосы пропускания, то по своим маскирующим свойствам ПШП эквивалентна БГШ и имеет коэффициент качества $\eta_n = 1$. На практике получить ПШП с $\eta_n = 1$ не удаётся. Это связано с тем, что в любом реальном усилительном тракте имеют место ограничения колебаний напряжения. Такое ограничение приводит к изменению закона распределения мгновенных значений ПШП и спектра помехи, в результате чего качество помехи η_n ухудшается (рис. 2.9).

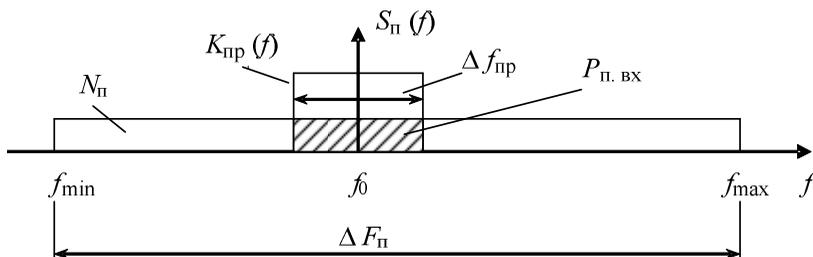


Рис. 2.8. Спектральная плотность мощности ПШП

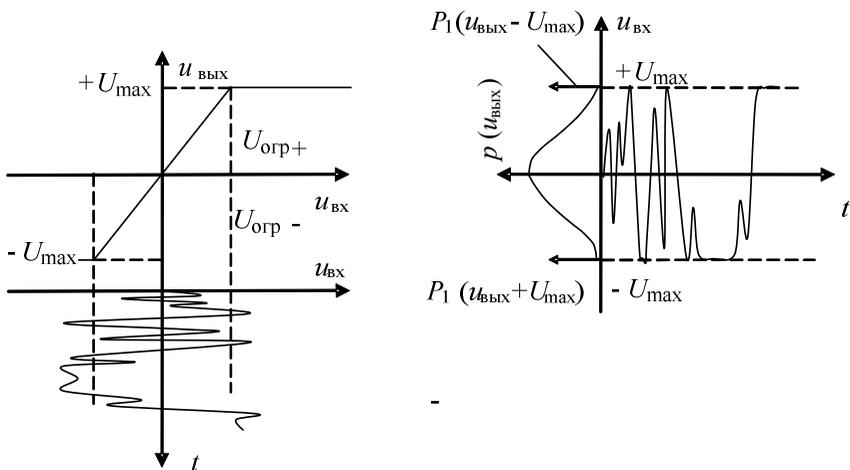


Рис. 2.9. Амплитудное ограничение ПШП

Если $\sigma_{u_{вх}} \gg U_{огр}$, то ПШП превращается в импульсы с приблизительно постоянной амплитудой и меняющимися по случайному закону длительностями $\tau_{и}$. Помеха такого типа будет обладать плохими маскирующими свойствами ($\eta_{п} < 1$).

При $\sigma_{u_{вх}} \ll U_{огр}$ ограничений практически не будет ($\eta_{п} \approx 1$), но при этом усилитель будет работать с низким КПД.

При $\sigma_{u_{вх}} \approx U_{огр}$ обеспечивается высокий КПД при незначительном ухудшении качества помехи.

Если $\sigma_{u_{вх}} \gg U_{огр}$, то ПШП превращается в импульсы с приблизительно постоянной амплитудой и меняющимися по случайному закону длительностями $\tau_{и}$. Помеха такого типа будет обладать плохими маскирующими свойствами ($\eta_{п} < 1$).

При $\sigma_{u_{вх}} \ll U_{огр}$ ограничений практически не будет ($\eta_{п} \approx 1$), но при этом усилитель будет работать с низким КПД.

При $\sigma_{u_{вх}} \approx U_{огр}$ обеспечивается высокий КПД при незначительном ухудшении качества помехи.

Так как ограничение является нелинейной операцией, то после ограничения в спектре ПШП появляются дополнительные спектральные ВЧ и НЧ составляющие (рис. 2.10).

Расширение основной части спектра (вблизи f_0) объясняется образованием при ограничении комбинационных частот. В основной части спектра будет содержаться не менее 70% мощности ПШП.

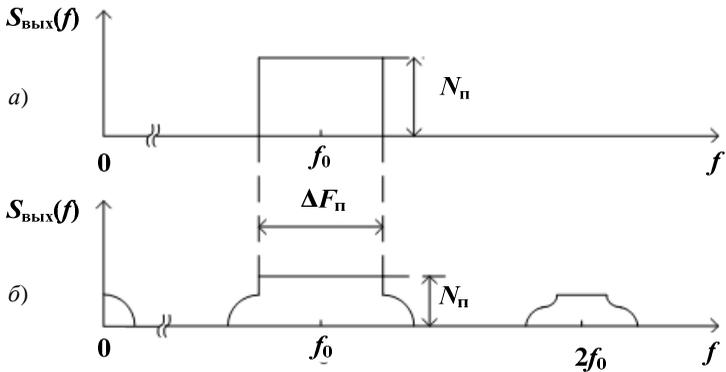


Рис. 2.10. Спектр ПШП после ограничения

Хотя в пределах полосы частот ΔF_n структура помехи не изменяется, ограничение приводит к перераспределению энергии ПШП по спектру. При $U_{огр} \approx \sigma_{и\text{вх}}$ 25% мощности ПШП переходит в ВЧ и НЧ составляющие.

Если ПШП имеет ограниченную ширину спектра $\Delta F_n \ll f_0$, то она называется узкополосной и может быть записана в виде квазигармонического случайного колебания

$$U_n(t) = U_m(t) \cos[\alpha_0 t + \varphi(t)], \quad (2.9)$$

где $U_m(t)$ и $\varphi(t)$ – случайные изменения амплитуды и фазы.

Тогда узкополосную ПШП на входе приёмника подавляемой РЭС можно представить в виде последовательности радиоимпульсов со случайной амплитудой, средней длительностью $\tau_{п.ср} \approx 1/\Delta F_n$ и малыми интервалами между ними (рис. 2.11). Амплитудный детектор подавляемого приёмника выделяет огибающую амплитуды этой помехи, которая и оказывает маскирующий эффект на экране индикатора РЛС.

Структура помехового сигнала на входе ВЧ части приёмника будет определяться соотношением между шириной спектра помехи ΔF_n и шириной полосы пропускания приёмника $\Delta f_{пр}$:

1. Если $\Delta F_n \geq \Delta f_{пр}$, то среднее значение $\tau_{п.ср}$ на выходе приёмника будет обратно пропорционально $\Delta f_{пр}$

$$\tau_{п.вых} \approx 1/\Delta f_{пр}. \quad (2.10)$$

Следовательно, при подавлении импульсной РЛС, у которой полоса пропускания приёмника согласована с длительностью импульсных сигналов, среднее значение длительности импульсов $\tau_{п.вых}$ будет совпадать с длительностью полезных сигналов $\tau_c \approx 1/\Delta f_{пр}$.

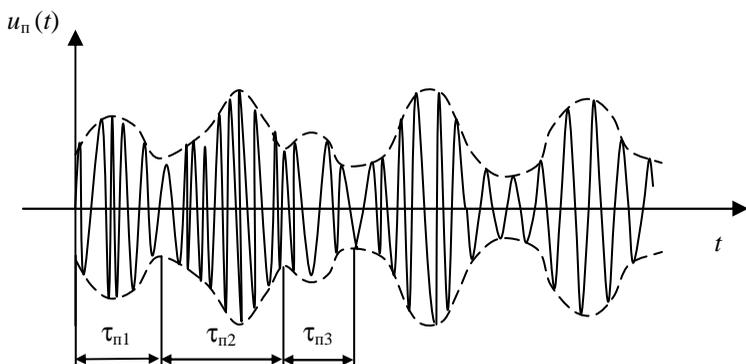


Рис. 2.11. Узкополосная ПШП

При изменении амплитуды помеховых сигналов случайным образом они будут хорошо маскировать полезные сигналы.

2. Если $\Delta F_n \ll \Delta f_{пр}$, эффективность помехи уменьшается за счёт возрастания среднего значения длительности помеховых импульсов $\tau_{п. вых} \approx 1/\Delta F_n$, по сравнению с длительностью полезного сигнала τ_c , и соответствующего ухудшения эффекта маскировки полезного сигнала. Таким образом, максимальный коэффициент качества ПШП обеспечивается тогда, когда ширина спектра помехи ΔF_n больше или равна полосе пропускания приёмника $\Delta f_{пр}$, т.е. $\Delta F_n \geq \Delta f_{пр}$.

Если сравнивать спектры сигнала и помехи при $\Delta F_n < \Delta f_{пр}$, то часть спектральных составляющих полезного сигнала не будет маскироваться. Спектр помехи может быть отсеleктирован, например, с помощью режекторного фильтра, при этом часть спектра сигнала сохраняется.

Следовательно, при $\Delta F_n < \Delta f_{пр}$ коэффициент качества ПШП будет уменьшаться при уменьшении отношения $\Delta F_n / \Delta f_{пр}$ (рис. 2.12).

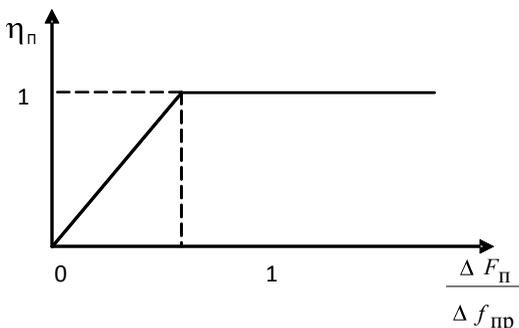


Рис. 2.12. Зависимость коэффициента качества помехи от ширины спектра помехи



Рис. 2.13. Структурная схема устройства формирования ПППП прямым усилением шумового сигнала

ПППП сигналы могут быть сформированы двумя способами.

Первый способ основан на прямом усилении ВЧ шумовых колебаний, создаваемых специальным генератором шума, который обеспечивает формирование флюктуационных шумов $u_{ш}(t)$ в широком диапазоне частот (рис. 2.13).

Требуемая ширина спектра помех $\Delta F_{п}$ со средним значением f_0 формируется с помощью узкополосного перестраиваемого полосового фильтра (рис. 2.14). Настройка на несущую частоту f_0 подавляемой РЛС производится по сигналам разведывательной части станции помех.

В передатчиках прямошумовых помех в качестве генераторов шума могут использоваться:

- шумовые вакуумные диоды;
- лавинно-пролётные диоды;
- барратроны (магнетроны, генерирующие шум).

В шумовом вакуумном диоде шумы возникают вследствие флуктуаций анодного тока, вызываемых изменением количества вылетающих из катода электронов (дробовой эффект). Диод должен работать в режиме насыщения анодного тока (в этом режиме у катода отсутствует электронное облако и дробовой эффект повышается). Верхняя граничная частота

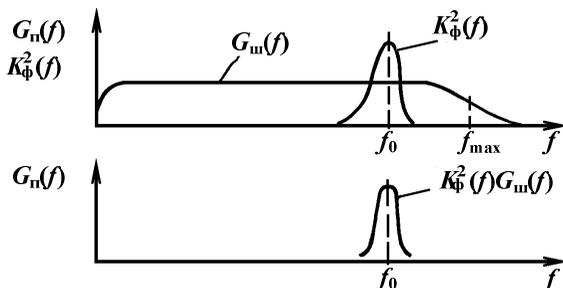


Рис. 2.14. Выделение спектра ПППП полосовым фильтром с АЧХ $K_{\phi}(f)$

та $f_{шв}$ лежит в пределах 300...400 МГц, нижняя граничная частота $f_{шн}$ – сотни герц. Спектральная плотность мощности не превышает $S_{ш}(f) = 10^{-7} \dots 10^{-16}$ Вт/Гц.

Линейно-пролётные диоды обеспечивают более высокую спектральную плотность мощности. Могут формировать ППП сигнал с $f_{шв}$ до 10 ГГц.

Барратроны могут генерировать высокочастотный шумовой сигнал широкого спектра и большой мощности, достигающей сотен ватт. Они могут быть с фиксированной и плавной перестройкой средней частоты.

Второй способ основан на переносе спектра шумовых колебаний из области низких частот в область высоких частот *методом гетеродинирования* (рис. 2.15).

Гетеродинирование даёт возможность сместить НЧ спектр генератора шума в требуемую область частот. Графики спектров, поясняющие работу передатчика, изображены на рис. 2.16. Средняя частота f_0 помехового сигнала $u_{п}(t)$ может изменяться перестройкой частоты гетеродина и ПФ.

В качестве источника НЧ шума чаще всего используют *тиратроны в поперечном магнитном поле постоянного магнита*. Генерация шумов в тиратроне происходит за счёт процессов ионизации и деионизации газа. При наличии магнитного поля спектральная плотность мощности шумов в несколько раз увеличивается. Полоса частот шумов лежит в пределах от долей герца до 10 МГц.

Так как спектральная плотность мощности в 10^5 раз выше, чем у шумовых диодов, второй способ формирования требует меньшего числа каскадов усиления. В качестве источника шума могут использоваться также полупроводниковые диоды – стабилитроны.

Так как усиливать флюктуационный шум с широким спектром для получения высокой мощности довольно сложно, поэтому на практике более широкое распространение получили модулированные помехи.

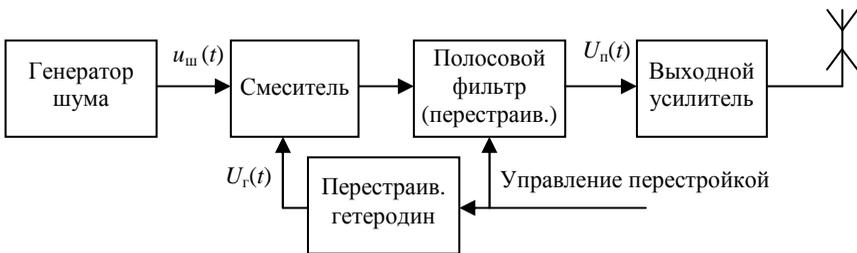


Рис. 2.15. Структурная схема устройства для формирования ППП методом гетеродинирования

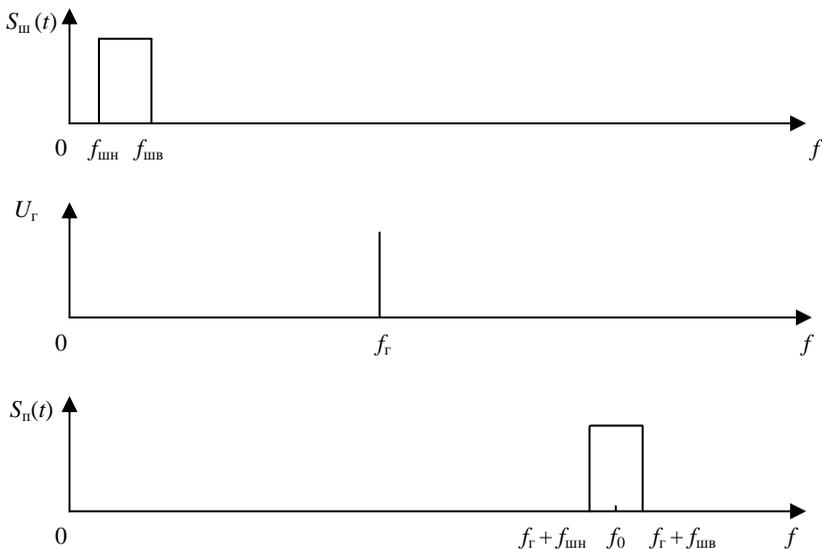


Рис. 2.16. Спектральные диаграммы, поясняющие формирование ППП сигнала методом гетеродинирования

Амплитудно-модулированная шумовая помеха. Для области СВЧ создание прямошумовой помехи затруднительно, поэтому применяют АМШ, ЧМШ, ФМШ помехи.

Амплитудно-модулированная шумовая помеха (АМШП) представляет собой гармоническое колебание, модулированное по амплитуде шумом:

$$u_{\Pi}(t) = U_{mn} [1 + k_{\text{ам}} u_{\text{мод}}(t)] \cos \omega_0 t, \quad (2.11)$$

где U_{mn} – амплитуда несущего колебания; $k_{\text{ам}}$ – крутизна модуляционной характеристики амплитудного модулятора; $u_{\text{мод}}(t)$ – модулирующее шумовое напряжение; ω_0 – несущая частота.

Спектральные плотности модулирующего шума и АМШ помехи изображены на рис. 2.17.

Мощность АМШ помехи можно представить в виде суммы мощностей несущего колебания P_{Π} и мощностей боковых спектральных составляющих $P_{\text{бок}}$:

$$P_{\Pi} = P_{\Pi} + P_{\text{бок}}. \quad (2.12)$$

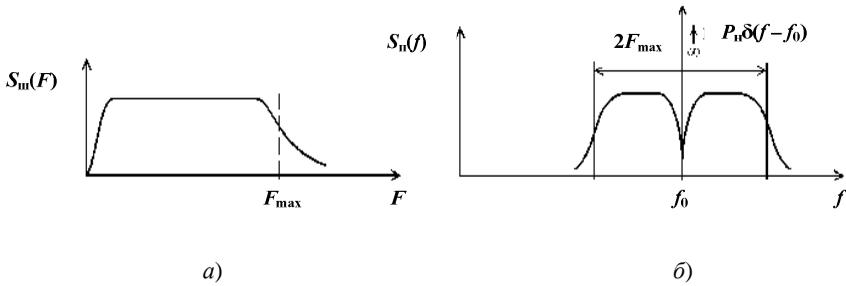


Рис. 2.17. Спектральные плотности:
a – модулирующего шума; *б* – АМШ помехи

Мощность боковых спектральных составляющих можно выразить или через спектральную плотность мощности $S_n(f)$, или через среднее значение коэффициента амплитудной модуляции m :

$$P_{\text{бок}} = S_n(f) \Delta F_{\text{п}} ; \quad (2.13)$$

$$P_{\text{бок}} = m^2 P_{\text{н}} = \frac{\sigma_{\text{п}}^2}{U_{\text{мн}}^2} P_{\text{н}} , \quad (2.14)$$

где $\sigma_{\text{п}}$ – СКО огибающей АМШ помехи.

Частотно-модулированная шумовая помеха (ЧМШП) представляет собой высокочастотное колебание с постоянной амплитудой, мгновенное значение частоты которого изменяется по закону изменения модулирующего шума, т.е.

$$\omega_{\text{п}}(t) = \omega_0 + K_{\text{чм}} u_{\text{ш}}(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) , \quad (2.15)$$

где $K_{\text{чм}}$ – крутизна модуляционной характеристики; $\Delta\omega(t)$ – случайное отклонение мгновенной частоты относительно частоты несущего колебания ω_0 .

Схема формирования ЧМШ помехи приведена на рис. 2.18.

Так как текущие значения фазы и частоты связаны соотношением

$$\psi_{\text{п}}(t) = \int_0^t \omega_{\text{п}}(t) dt + \varphi_0 = \omega_0 t + \int_0^t K_{\text{чм}} u_{\text{ш}}(t) dt + \varphi_0 , \quad (2.16)$$

то ЧМШП можно записать в виде

$$u_{\text{п}}(t) = U_{\text{мн}} \cos \psi(t) = U_{\text{мн}} \cos \left[\omega_0 t + \varphi_0 + K_{\text{чм}} \int_0^t u_{\text{ш}}(t) dt \right] . \quad (2.17)$$

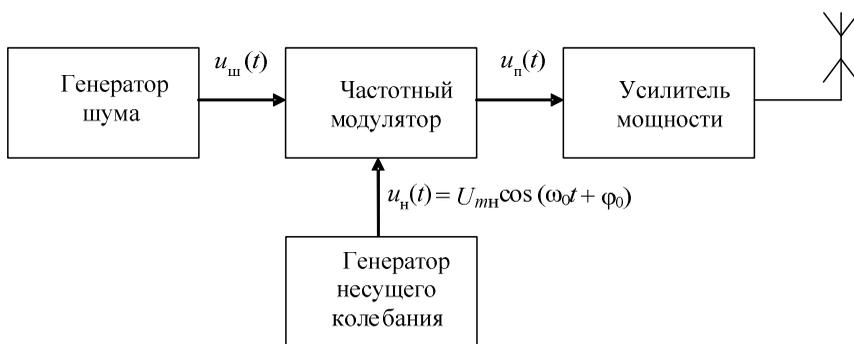


Рис. 2.18. Схема формирования ЧМШ помехи

Осциллограмма ЧМШП представлена на рис. 2.19, а схема формирования ЧМШ помехи приведена на рис. 2.20.

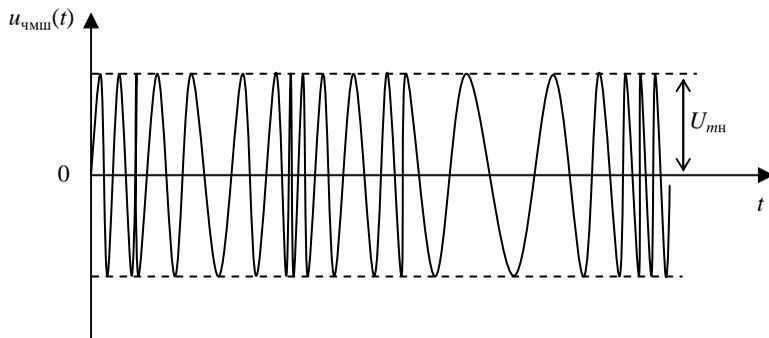


Рис. 2.19. Осциллограмма ЧМШ помехи

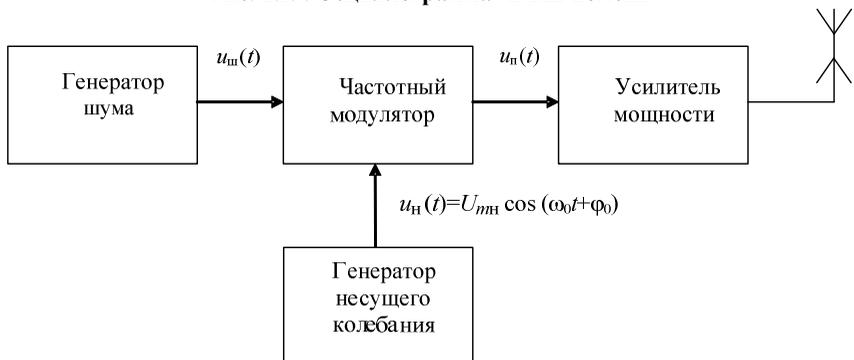


Рис. 2.20. Схема формирования ЧМШ помехи

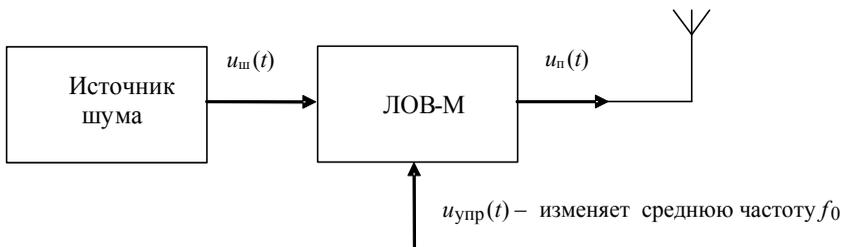


Рис. 2.21. Схема формирования ЧМШ помехи на ЛОВ-М

На практике широкое распространение нашла схема формирования ЧМШП с помощью лампы обратной волны ЛОВ-М, обеспечивающей двойное управление частотой генерируемых колебаний (рис. 2.21).

Одним из основных параметров ЧМШ помехи является эффективный индекс ЧМ

$$m_{\text{ЧМ}} = \frac{\Delta f_{\text{д.эф}}}{F_{\text{ш max}}}, \quad (2.18)$$

где $\Delta f_{\text{д.эф}} = K_{\text{ЧМ}} \sigma_{\text{ш}}$ – эффективное значение девиации частоты (СКО мгновенной частоты); $\sigma_{\text{ш}}$ – СКО модулирующего шума; $F_{\text{ш max}}$ – максимальное значение частоты спектра модулируемого шума.

Основной характеристикой ЧМШП является её спектральная плотность. При анализе спектра ЧМШП рассмотрим два случая: $m_{\text{ЧМ}} \ll 1$ и $m_{\text{ЧМ}} \gg 1$.

1. Предположим, что $m_{\text{ЧМ}} \ll 1$ ($m_{\text{ЧМ}} = 0,1 \dots 0,5$). В этом случае спектр помехи похож на спектр АМШ помехи, т.е. имеется ярко выраженные несущая и боковые составляющие (рис. 2.22). Причём ширина спектра

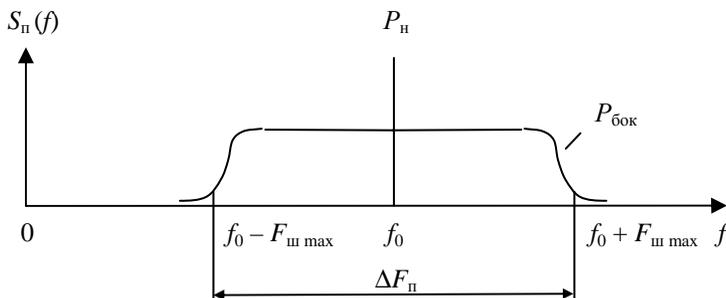


Рис. 2.22. Спектральная плотность боковых составляющих и мощность несущего колебания ЧМШП

ЧМШ помехи примерно равна удвоенной ширине спектра модулирующего шума $\Delta F_{\Pi} \approx 2F_{\text{ш max}}$. Следовательно, помеха узкополосная и может использоваться только при создании прицельных по частоте помех. Из-за наличия спектральной составляющей большого уровня на несущей частоте f_0 качество помехи низкое, так как несущее колебание (после детектирования ЧМШП) не участвует в маскировке.

2. Эффективный индекс ЧМ $m_{\text{чм}} \gg 1$. В этом случае ширина спектра помехи примерно равна удвоенному эффективному значению девиации частоты

$$\Delta F_{\Pi} \approx 2\Delta f_{g \text{ эф}} = 2m_{\text{чм}}F_{\text{ш max}}. \quad (2.19)$$

Таким образом, $\Delta F_{\Pi} \gg F_{\text{ш max}}$, т.е. помеха является широкополосной, что является одним из достоинств ЧМШП при $m_{\text{чм}} \gg 1$.

Так как при ЧМ изменение частоты определяется как

$$\Delta\omega(t) = K_{\text{чм}}u_{\text{ш}}(t),$$

то огибающая спектра ЧМШП будет повторять форму закона распределения мгновенных значений (плотности вероятности) модулирующего шума. Таким образом, при ($m_{\text{чм}} \gg 1$) форма спектра не зависит от спектра модулирующего шума, а определяется плотностью вероятности $p(u_{\text{ш}})$. Если использовать гауссовский модулирующий шум, спектральная плотность мощности помехи $S_{\Pi}(f)$ будет описываться гауссовской кривой (рис. 2.23).

Хотя составляющая спектра на частоте f_0 не выделяется на фоне других составляющих, спектр в пределах полосы ΔF_0 неравномерен, что ухудшает качество помехи. Чтобы сделать спектр более равномерным, применяют нежёсткое ограничение модулирующего шума, приводящее к изменению плотности вероятности $p(u_{\text{ш}})$ и соответственно к выравниванию спектральной плотности $S_{\Pi}(f)$.

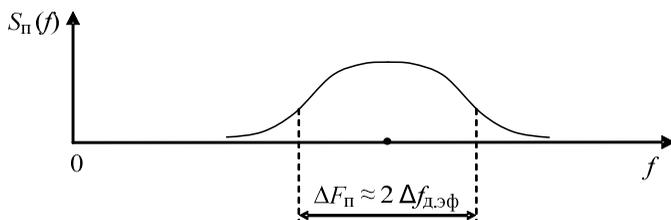


Рис. 2.23. Спектральная плотность ЧМШП при $m_{\text{чм}} \gg 1$

Коэффициент качества $\eta_{\text{ЧМШ}}$ в большей степени зависит от отношения между шириной спектра помехи $\Delta F_{\text{п}}$ и полосой пропускания приёмника подавляемого РЭС $\Delta f_{\text{пр}}$.

Рассмотрим два характерных случая:

1. $\Delta F_{\text{п}} \ll \Delta f_{\text{пр}}$ – помеха узкополосная. ЧМШ помеховый сигнал, пройдя ВЧ тракт приёмника (полоса пропускания которого определяется частотно-избирательными свойствами УПЧ), преобразуется в АЧМ сигнал, который и оказывает воздействие на работу выходного устройства РЭС. После АД выделяется огибающая АЧМ сигнала $u_{\text{вых. дет}}(t)$ (рис. 2.24).

При $\Delta F_{\text{п}} \ll \Delta f_{\text{пр}}$ флуктуационная составляющая выходного напряжения $\sigma_{u_{\text{вых. дет}}}$ много меньше постоянной составляющей U_0 :

$$\sigma_{u_{\text{вых. дет}}} \ll U_0. \quad (2.20)$$

Мощность помехи используется нерационально, $\eta_{\text{ЧМШ}}$ – мал. С расширением $\Delta F_{\text{п}}$ значение коэффициента качества помехи $\eta_{\text{ЧМШ}}$ будет увеличиваться и достигнет максимального значения $\eta_{\text{ЧМШ max}}$ при $\Delta F_{\text{п}} \approx \Delta f_{\text{пр}}$.

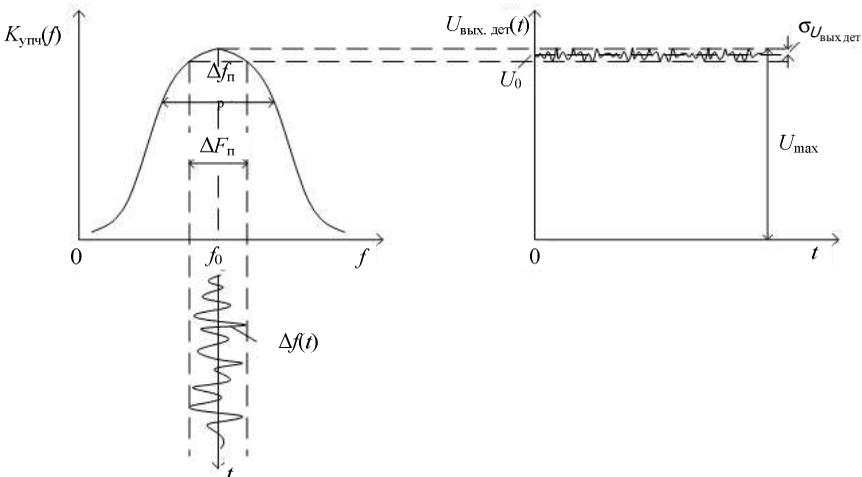


Рис. 2.24. Воздействие узкополосной ЧМШ помехи на приёмный тракт

2. $\Delta F_{\Pi} \gg \Delta f_{\text{пр}}$. Помеха широкополосная, так как велико эффективное значение девиации частоты

$$\Delta f_{\text{д. эф}} \gg \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{2}. \quad (2.21)$$

Помеховый сигнал на выходе УПЧ приёмника будет представлять собой последовательность радиоимпульсов (с примерной постоянной амплитудой и случайными значениями $\tau_{\text{и}}$ и $T_{\text{и}}$), так как помеховый сигнал будет появляться на выходе УПЧ только в те моменты времени, когда мгновенная частота ЧМ помехи находится в пределах полосы пропускания УПЧ. Параметры последовательности импульсов ($\tau_{\text{и}}$, $T_{\text{и}}$) зависят от значения $F_{\text{ш max}}$, так как оно характеризует скорость изменения частоты помехового сигнала во времени.

Маскирующие свойства такой последовательности импульсов низкие и коэффициент качества $\eta_{\text{чмш}}$ – мал. Улучшить маскирующие свойства такой помехи можно за счёт увеличения ширины спектра модулирующего шума. С увеличением $F_{\text{ш max}}$ длительность помеховых импульсов $\tau_{\text{и}}$ и временные интервалы между ними $T_{\text{и}}$ уменьшаются.

Если время изменения частоты ЧМШ помехи в пределах всего диапазона ΔF_{Π} меньше постоянной времени УПЧ

$$t_{\text{изм}} \ll \tau_{\text{упч}} = \frac{1}{\Delta f_{\text{пр}}}, \quad (2.22)$$

то воздействие помехи на УПЧ будет частым и выходное напряжение с УПЧ будет близко к гауссовскому шуму (происходит нормализация помехи в узкополосном УПЧ). Таким образом, маскирующие свойства помехи улучшаются, если $F_{\text{ш max}} \gg \Delta f_{\text{пр}}$.

Качественная зависимость коэффициента качества ЧМШ помехи $\eta_{\text{чмш}}$ от отношения $\Delta F_{\Pi} / \Delta f_{\text{пр}}$ имеет вид, представленный на рис. 2.25.

В общем же случае временная структура широкополосной ЧМШ помехи на выходе УПЧ позволяет эффективно использовать специальные схемы защиты от помех (ШОУ, селекторы по уровню и т.д.), для которых коэффициент ослабления действия помех $\beta_{\text{защ}} > 1$.

Имитирующие помехи. Помехи этой группы создают на экране РЛС ложные отметки, не отличающиеся от отметок реальных целей. В результате обеспечивается дезориентация оператора и перегрузка системы обработки информации, хотя не исключается возможность обнаружения прикрываемых целей.

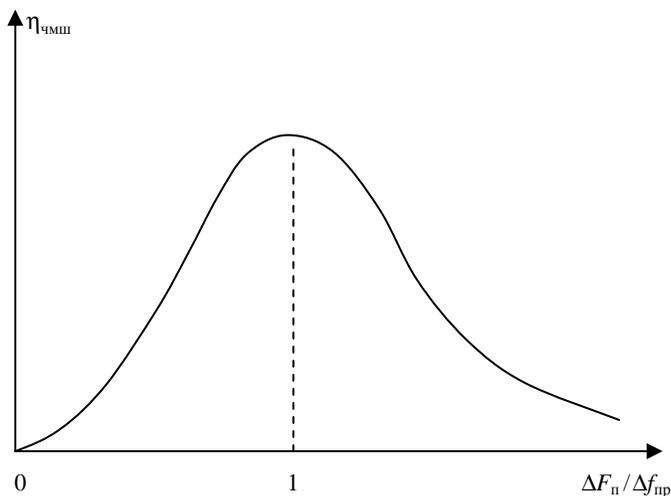


Рис. 2.25. Зависимость коэффициента качества ЧМШ помехи $\eta_{\text{чмш}}$ от отношения $\Delta F_{\text{п}} / \Delta f_{\text{пр}}$

Имитирующие помехи подразделяются на однократные (ОИП) и многократные (МИП).

МИП представляет собой серию радиоимпульсов, излучаемых в ответ на принятый сигнал $u_c(t)$ подавляемой РЛС (рис. 2.26, а, б), которые по форме, длительности и амплитуде должны соответствовать полезным сигналам. Период следования серий помеховых импульсов $T_{\text{п}}$ должен быть одинаковым с периодом повторения $T_{\text{и}}$ импульсов РЛС, иначе можно использовать для борьбы с МИП различные схемы селекции. На индикаторе кругового обзора РЛС МИП имитирует боевой порядок ложных целей рядом с целью.

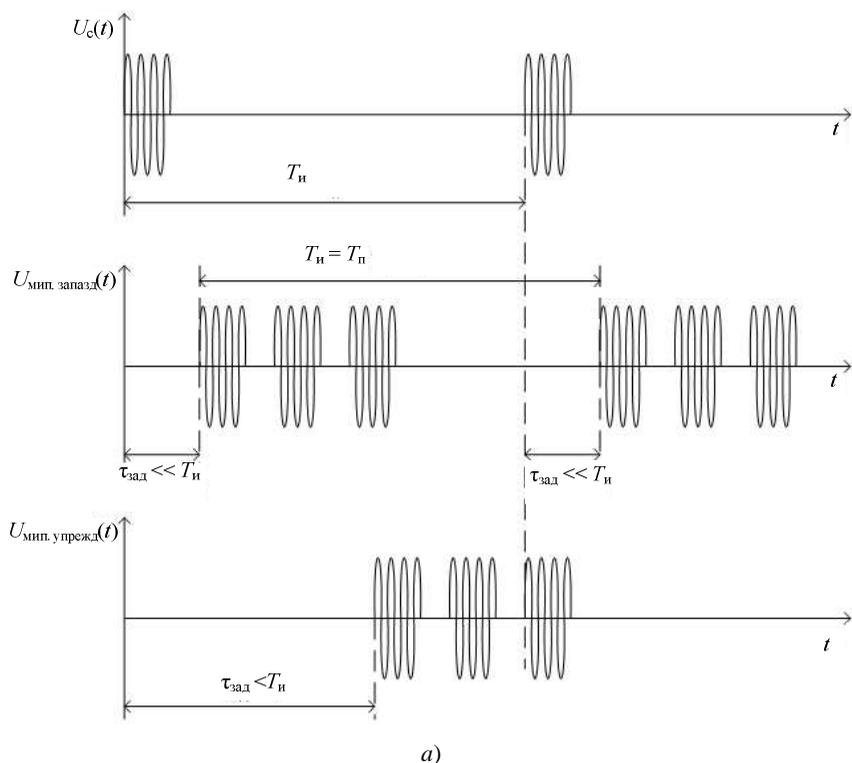
В зависимости от времени задержки $\tau_{\text{зад}}$ помеховых импульсов относительно принятого импульса РЛС МИП может быть:

- запаздывающей ($\tau_{\text{зад}} \ll T_{\text{и}}$);
- упреждающей ($\tau_{\text{зад}} \approx T_{\text{и}}$).

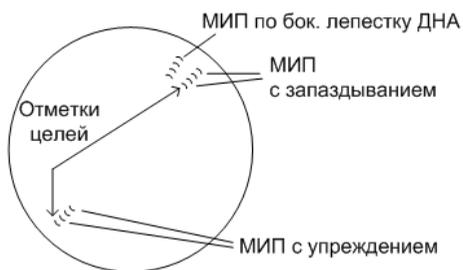
Импульсы упреждающей МИП, генерируемые в ответ на очередной импульс РЛС с задержкой $\tau_{\text{зад}}$, близкой к $T_{\text{и}}$, становятся упреждающими для следующего очередного импульса РЛС.

Задержка помеховых импульсов $\tau_{\text{зад}}$ может быть постоянной или плавно меняться для имитации движущейся цели (относительно истинной).

ОИП является частным случаем МИП. Одним из методов защиты от МИП (ОИП) является изменение периода повторения импульсов РЛС (вобуляция $T_{\text{и}}$).



a)



b)

Рис. 2.26. Временная диаграмма МИП (a) и вид экрана индикатора РЛС при воздействии имитирующих помех (b)

Так как станция помех работает в импульсном режиме, можно получить большую мощность МИП, достаточную для воздействия по боковым лепесткам ДН антенны РЛС.



Рис. 2.27. Структурная схема передатчика МПП

Структурная схема станции помех, обеспечивающей формирование МПП, имеет вид, представленный на рис. 2.27.

Сигналы РЛС, принятые приёмной антенной, усиливаются в УРЧ и поступают в устройство запоминания несущей частоты (УЗЧ) и на амплитудный детектор (АД). В УЗЧ формируется в ответ на принятый сигнал непрерывное колебание с частотой, близкой к частоте РЛС. Протектированный в АД сигнал запускает генератор пачки модулирующих импульсов, который с заданной задержкой выдаёт серию импульсов, которые используются для модуляции колебаний УЗЧ.

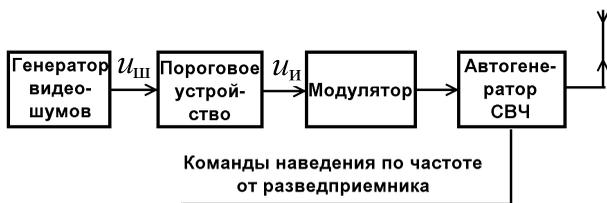
Хаотические импульсные помехи (ХИП) представляют собой последовательность радиоимпульсов с частотой заполнения, близкой к несущей частоте сигналов РЛС, а амплитуда, длительность и интервалы между соседними импульсами изменяются по случайному закону.

На практике по случайному закону могут изменяться не все перечисленные параметры, а один или два (например, F_{Π} и τ_{Π}).

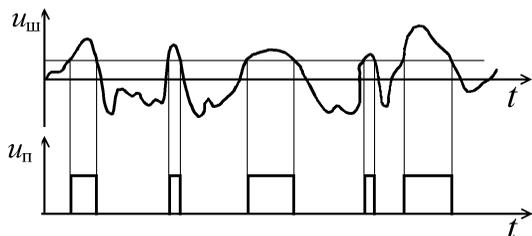
Принцип формирования ХИП поясняется рис. 2.28.

Шумовое напряжение $u_{\text{ш}}(t)$ воздействует на пороговое устройство (например, триггер Шмитта), срабатывающее при $u_{\text{ш}}(t) \geq U_{\text{пор}}$ и возвращающееся в исходное состояние при $u_{\text{ш}}(t) < U_{\text{пор}}$. Полученная таким образом последовательность модулирующих импульсов $u_{\text{мод}}(t)$ поступает на автогенератор СВЧ колебаний, в котором превращается в последовательность радиоимпульсов. В силу случайности временных параметров F_{Π} и τ_{Π} ХИП их можно характеризовать только усреднёнными характеристиками:

- средней длительностью помеховых импульсов $\bar{\tau}_{\Pi}$;
- средней частотой следования ХИП $\bar{F}_{\text{хип}} = \frac{1}{\bar{T}_{\text{хип}}}$;
- средней скважностью $\bar{Q}_{\text{хип}} = \frac{\bar{T}_{\text{хип}}}{\bar{\tau}_{\Pi}} = \frac{1}{\bar{\tau}_{\Pi} \bar{F}_{\text{хип}}}$;
- средним значением числа импульсов в секунду \bar{n} .



а)



б)

Рис. 2.28. Структурная схема передатчика ХИП (а) и временные диаграммы, поясняющие принцип формирования ХИП (б)

На экране индикатора РЛС ХИП представляют собой хаотически разбросанные отметки, в которых маскируются полезные сигналы. ХИП могут использоваться не только для подавления РЛС, но и КРУ ракетами и истребителями, а также телефонных радиолиний.

Эффективность ХИП в значительной степени зависит от соотношения её временных параметров ($\bar{\tau}_п$, $\bar{T}_{хип}$) с параметрами полезных сигналов. Параметры ХИП можно изменять изменяя пороговое напряжение $U_{пор}$ и ширину спектра модулирующего шума. Если в качестве исходного используется гауссовский шум с шириной спектра $\Delta F_{ш}$, то среднее значение числа импульсов в секунду определяется по формуле

$$\bar{n} = \frac{1}{\bar{T}_{хип}} = \frac{\Delta F_{ш}}{2\sqrt{3}} e^{-\frac{U_{пор}^2}{2\sigma_{ш}^2}}. \quad (2.23)$$

3. МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ОРГАНИЗОВАННЫМИ ПОМЕХАМИ

3.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МЕТОДОВ БОРЬБЫ С ОРГАНИЗОВАННЫМИ РАДИОПОМЕХАМИ

Воздействие помех на РЭС приводит к снижению дальности и вероятности обнаружения целей, увеличению ошибок при наведении оружия, затруднению обмена информацией.

Под помехозащищённостью РЭС понимают способность эффективно работать в условиях ведения противником РЭП. Она зависит как от скрытности работы РЭС, так и от его помехоустойчивости, т.е. способности РЭС функционировать с заданным качеством в условиях действия на него помех.

Наиболее общим качественным показателем помехозащищённости может выступить вероятность выполнения РЭС своих задач в условиях ведения противником РЭП

$$P_{\text{зад}}^{\text{рзп}} = P_{\text{д.п}} P_{\text{зад}}^{\text{п}} + (1 - P_{\text{д.п}}) P_{\text{зад}}^0, \quad (3.1)$$

где $P_{\text{д.п}}$ – вероятность действия преднамеренных помех (характеризует скрытность РЭС при ведении противником РТР); $P_{\text{зад}}^{\text{п}}$ – вероятность успешной работы РЭС при условии воздействия на него помех; $P_{\text{зад}}^0$ – вероятность успешной работы РЭС в условиях, когда преднамеренные помехи ему не создаются.

Наряду с общими показателями помехозащищённости и помехоустойчивости могут применяться частные критерии:

- отношение эффективных мощностей сигналов и помех на выходах линейных частей радиоприёмников;
- вероятность ложной тревоги и пропуска цели;
- вероятность ошибки при передаче дискретных сообщений;
- вероятность срыва сопровождения и др.

3.2. ОРГАНИЗАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ПОМЕХАМИ

Они заключаются в выборе целесообразных способов боевого применения и размещения РЭС. К ним относят:

- 1) комплексное применение РЭС различных диапазонов волн на объектах узлов связи, радиолокационных узлах (например, комплексирование радиолокационного и инфракрасного (ИК) каналов наблюдения за воздушными целями);

2) получение информации о воздушной обстановке от РЛС, которые в рассматриваемый момент времени не подвержены помехам;

3) смена рабочих частот (одновременная работа на нескольких частотах вынуждает переводить передатчики помех в заградительный режим работы);

4) манёвр местоположением РЭС;

5) применение специальных режимов работы РЭС (использование средств помехозащиты, изменение характеристик излучаемого сигнала); создание широкоразветвлённых сетей связи, организация крытых и дублирующих радиосетей, использование ретрансляторов, подготовка расчётов РЭС (экипажей) к работе в условиях помех;

6) уничтожение и поиск забрасываемых ПРД помех;

7) создание ложного радиолокационного поля с целью отвлечения сил и средств РЭБ;

8) использование систем активного ответа;

9) обучение операторов РЛС работе в условиях помех.

3.3. ТЕХНИЧЕСКИЕ СПОСОБЫ И СРЕДСТВА ЗАЩИТЫ ОТ ПОМЕХ

Проблема защиты РЭС от организованных помех всегда актуальна, так как связана с взаимно обусловленным развитием средств и способов РЭП и РЭЗ. Современные радиоэлектронные средства разрабатываются так, чтобы обеспечить их нормальное функционирование в условиях непрерывно действующих помех. Создание таких средств – весьма сложная задача. Однако сейчас она довольно успешно решается, чему в значительной мере способствуют имеющиеся успехи в области теории и практики оптимальных методов передачи и приёма радиосигналов.

Принципиально технические методы защиты от радиопомех основаны на различиях структур помеховых и полезных сигналов и их параметров (несущей частоты, амплитуды, фазы, спектра, длительности, частоты повторения импульсов, направлений их прихода, поляризации и т.д.).

Наиболее эффективная защита обеспечивается в устройствах адаптивного типа, которые автоматически выбирают средства и методы защиты.

Защита от помех обеспечивается с помощью использования следующих технических методов:

1. Повышения отношения сигнал/шум, что достигается: увеличением энергетического потенциала полезного сигнала; накоплением принимаемых полезных сигналов; сжатием полезных сигналов.

2. Предотвращения перегрузки приёмных устройств с помощью: схем регуляции усиления (АРУ, ШАРУ, ВАРУ, МАРУ); логарифмических усилителей.

3. Селекции (выделения) сигналов, среди которых различают: пространственную; поляризационную; частотную по f_n и F_d ; СДЦ; временную; амплитудную; комбинированную.

4. Помехоустойчивого кодирования.

5. Оптимальной обработки сигналов.

3.4. МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ НЕОБХОДИМОГО СООТНОШЕНИЯ МОЩНОСТЕЙ СИГНАЛА И ПОМЕХИ

На вход приёмного устройства РЛС поступает смесь полезного сигнала и шума. В простейшем случае входную реализацию можно представить в виде

$$y(t) = u_c(t) + n(t), \quad (3.2)$$

где $u_c(t)$ – полезный сигнал; $n(t)$ – белый шум.

Отражённый от цели полезный сигнал $u_c(t)$ можно представить в виде

$$u_c(t) = \operatorname{Re} \left\{ S(t) \exp(j \omega_0 t) \right\}, \quad (3.3)$$

где $S(t)$ – комплексная огибающая сигнала, состоящая из произведения двух комплексных огибающих: U_m – зондирующего сигнала и M_d – мультипликативной помехи, вызванной в основном доплеровскими флуктуациями отражённого сигнала.

Для импульсного радиосигнала прямоугольной формы энергию можно определить по выражению

$$E_{c1} = P_i \tau_i = \frac{U_m^2}{2} \tau_i, \quad (3.4)$$

где τ_i – длительность импульса.

Полная энергия пачки из n импульсов равна

$$E = E_{c1} n, \quad (3.5)$$

где n – количество накапливаемых импульсов.

Тогда отношение сигнал/шум по мощности на выходе любого линейного согласованного приёмника будет равно

$$q = \frac{2E}{N_0} = \frac{2nE_{c1}}{N_0}, \quad (3.6)$$

а по напряжению

$$q = \sqrt{\frac{2E}{N_0}} = \sqrt{\frac{2nE_{c1}}{N_0}}. \quad (3.7)$$

Известно, что возможность обнаружения детерминированного сигнала при оптимальном приёме с заданными вероятностями правильного обнаружения

$$P_{\text{обн}} = 1 - \Phi \left(\frac{h}{\sqrt{2E/N_0}} - \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \right) \quad (3.8)$$

и ложной тревоги

$$P_{\text{лт}} = 1 - \Phi \left(\frac{h}{\sqrt{2E/N_0}} \right) \quad (3.9)$$

не зависит от формы сигнала и определяется только отношением энергии сигнала к спектральной интенсивности шума, т.е. пиковым отношением сигнал/шум на выходе корреляционного приёмника или согласованного фильтра (3.7). В формулах (3.8) и (3.9) h – значение оптимального порога.

По выражению (3.8) можно рассчитать кривые обнаружения сигнала (рис. 3.1). Исходя из анализа (3.8) и рис. 3.1 можно сделать вывод, что с увеличением q увеличивается $P_{\text{обн}}$ при фиксированной $P_{\text{лт}}$.

Способы увеличения отношения сигнал/шум (помеха) q

1. Повышение энергетического потенциала РЛС

$$P_{\text{и. вх}} = \frac{P_{\text{и}} G_{\text{с}}}{4\pi D_{\text{с}}^4} A_{\text{эф}} \sigma_{\text{ц}} \quad (3.10)$$

и количества накапливаемых сигналов n .

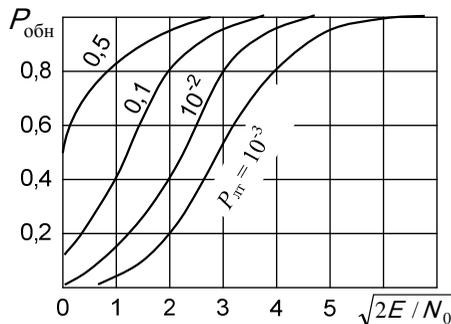


Рис. 3.1. Кривые обнаружения детерминированного сигнала

Анализ выражения (3.10):

– увеличение уровня мощности излучаемых сигналов $P_{\text{и}}$ возможно до определённого предела. Ограничение $P_{\text{и}}$ вызвано ограничением возможностей и габаритов передающих устройств;

– увеличение КНД антенн $G_{\text{с}}$ возможно за счёт применения узких ДНА (например ФАР), однако ограничивается габаритами антенных систем;

– увеличение количества накапливаемых сигналов n замедляет обзор пространства. Ограничением на количество накапливаемых сигналов являются недопустимые информационные потери;

– увеличение длительности зондируемых сигналов $\tau_{\text{и}}$ приводит к ухудшению разрешающей способности РЛС по дальности.

В условиях воздействия помех в современных РЛС предусматривается возможность: уменьшения скорости вращения РЛС; увеличения мощности излучаемых сигналов $P_{\text{и}}$ в 2 раза; увеличения длительности импульсов $\tau_{\text{и}}$ в 2 – 4 раза.

2. Применение сжатия импульсов

$$E = P_{\text{и.вх}} \tau_{\text{и}} B,$$

где B – база сигнала ($B = K_{\text{сж}}$).

В современных РЛС база сигнала B может достигать порядка 20...500.

Ограничение: трудность технической реализации дисперсионных линий задержки с большим $K_{\text{сж}}$.

3.5. ЗАЩИТА ПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ ОТ ПЕРЕГРУЗОК

Радиоприёмники, предназначенные для приёма импульсных и амплитудно-модулированных (АМ) сигналов, при действии радиопомех большой интенсивности могут перегружаться. При перегрузке приёмник не реагирует на изменение амплитуды входного сигнала и, следовательно, теряет возможность воспроизводить передаваемое сообщение. Перегрузка наступает из-за того, что режим работы электронных усилительных приборов становится резко нелинейным, близким к коммутаторному: они периодически переходят от насыщения к отсечке. Это приводит к падению дифференциального коэффициента передачи, который может стать даже отрицательным.

Перегрузка возможна в любой части приёмника: усилителе высокой частоты (УВЧ), усилителе промежуточной частоты (УПЧ), амплитудном детекторе или видеоусилителе (ВУ). Однако прежде всего перегружается последний каскад УПЧ.

Каждый приёмник АМ или импульсных колебаний рассчитывается так, чтобы в ожидаемом динамическом диапазоне интенсивности входных сигналов перегрузка не наступала. Достигается это с помощью систем автоматической регулировки усиления (АРУ) и логарифмических усилителей.

Логарифмические усилители (ЛУ) сигналов промежуточной частоты обладают весьма широким динамическим диапазоном. Начиная с некоторого (минимального) напряжения на входе, амплитуда выходного напряжения приблизительно пропорциональна логарифму относительного изменения интенсивности входного сигнала.

Выходное напряжение ЛУ может быть записано в виде

$$U_{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} K_0 U_{\text{ВХ}}, & U_{\text{ВХ}} \leq U_{\text{ВХ}0}; \\ A \log_a \left[\frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}0}} \right] + B, & U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ВХ}0}, \end{cases} \quad (3.11)$$

где $U_{\text{ВХ}0}$ – напряжение, соответствующее переходу от линейного участка к логарифмическому; A , B – постоянные коэффициенты. Основание логарифма a выбирается из условий требуемых характеристик усилителя.

Зависимости амплитуды выходного сигнала $U_{\text{ВЫХ}}$ и коэффициента усиления $K_{\text{ЛУ}}$ от отношения $\frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}0}}$ показаны на рис. 3.2.

Коэффициенты A и B выбирают из условия, что переход от линейного участка к логарифмическому осуществляется без скачка производной, т.е. в точке перехода производная логарифмического участка совпадает с коэффициентом передачи $K_0 = U_{\text{ВЫХ}0} / U_{\text{ВХ}0}$ линейного участка. Исходя из этих условий коэффициенты A и B выбирают равными:

$$A = \frac{1}{\log_a e} K_0 U_{\text{ВХ}0}, \quad B = U_{\text{ВЫХ}0} = K_0 U_{\text{ВХ}0}. \quad (3.12)$$

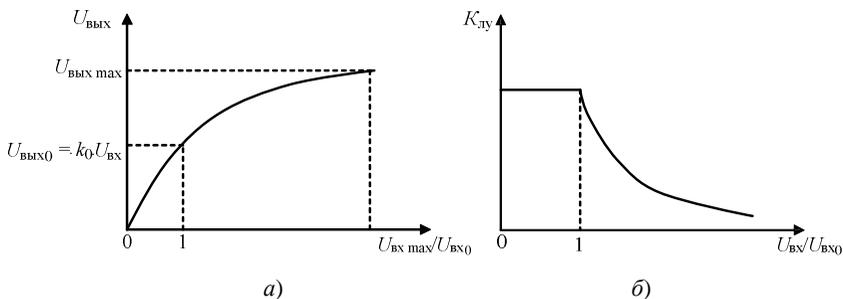


Рис. 3.2. Зависимости амплитуды выходного сигнала $U_{\text{ВЫХ}}$ (а) и коэффициента усиления $K_{\text{ЛУ}}$ (б) от отношения $U_{\text{ВХ} \text{ max}} / U_{\text{ВХ}0}$

Выбор точки перехода на логарифмический участок обычно производится так, чтобы $U_{\text{вх}0}$ лежала ниже уровня собственных шумов на величину порядка 20 дБ. Поэтому практически весь диапазон входных сигналов приходится на логарифмический участок, чем обеспечивается большой динамический диапазон.

Коэффициент передачи ЛУ для любого основания логарифмов выражается формулой

$$K_{\text{лу}} = \frac{dU_{\text{вых}}}{dU_{\text{вх}}} = K_0 U_{\text{вх}0} \frac{1}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}0}}{U_{\text{вх}}} \quad (3.13)$$

и убывает обратно пропорционально амплитуде входного сигнала (рис. 3.2, б).

Динамическим диапазоном ЛУ по выходу называют величину

$$D_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{вх}0}} \quad \text{или} \quad D_{\text{вых}} [\text{дБ}] = 20 \lg D_{\text{вых}}. \quad (3.14)$$

В выражении (3.14) $U_{\text{вых max}}$ – максимальная величина выходного сигнала, при котором реальная амплитудная характеристика остаётся близкой к логарифмической.

Динамический диапазон по входу

$$D_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх}0}} \quad \text{или} \quad D_{\text{вх}} [\text{дБ}] = 20 \lg D_{\text{вх}}. \quad (3.15)$$

Ясно, что

$$D_{\text{вых}} = b \log_a e D_{\text{вх}}, \quad (3.16)$$

где $b = \ln a = 1/\log_a e$, e – основание натуральных логарифмов.

Для получения большого динамического диапазона по входу стремятся выбирать логарифмы с малым основанием. Обычно требуемый динамический диапазон по входу (100 дБ и выше) можно реализовать, используя ЛУ, состоящее из нескольких каскадов.

При действии помехи в ЛУ происходит подавление помехой сигнала. При большом уровне помехи на входе $U_{\text{п. вх}}$ напряжение помехи на выходе ЛУ равно

$$U_{\text{п. вх}} \approx U_0 b \log_a e \frac{U_{\text{п. вх}}}{U_{\text{вх}0}}, \quad (3.17)$$

где $U_0 = K_0 U_{\text{вх}0}$.

В то же время амплитуда сигнала (приращение амплитуды выходного напряжения, обусловленное действием сигнала)

$$U_{с. \text{ вых}} = \Delta U_{\text{вых}} = K_{\text{лу}} U_{mс} = \frac{U_{п. \text{ вх}}}{U_{\text{вх} 0}} U_{mс} . \quad (3.18)$$

Следовательно, отношение помеха/сигнал на выходе

$$\frac{U_{п. \text{ вых}}}{U_{с. \text{ вых}}} = \frac{U_{п. \text{ вх}}}{U_{mс}} b \log_a e \frac{U_{п. \text{ вх}}}{U_{\text{вх} 0}} . \quad (3.19)$$

Поскольку $U_{п. \text{ вх}} \gg U_{\text{вх} 0}$, отношение помеха/сигнал на выходе всегда больше, чем на входе и увеличивается с ростом помехи. Физически это объясняется тем, что коэффициент передачи по сигналу определяется помехой на входе и убывает с ростом уровня помехи.

Имеется несколько способов реализации логарифмических усилителей. Наибольшее распространение нашёл метод последовательного детектирования с последующим суммированием. ЛУ такого типа бывают с последовательно и параллельно включёнными усилителями. Функциональная схема ЛУ с последовательным включением каскадов для импульсных сигналов изображена на рис. 3.3. В схему входит n одинаковых усилительных каскадов 1, 2, ..., n , столько же ограничителей $\text{Огр}_1, \text{Огр}_2, \dots, \text{Огр}_n$ (с одинаковыми уровнями ограничения) и детекторов D_1, D_2, \dots, D_n . Выходы детекторов $D_1 - D_{n-1}$ соединены с устройствами временной задержки ($\text{УВЗ}_1 - \text{УВЗ}_{n-1}$ соответственно), предназначенными для компенсации временных запаздываний при прохождении импульсов в усилительных каскадах. Каждый усилитель, ограничитель, детектор и устройство временной задержки образует своеобразную ячейку. Выходное напря-

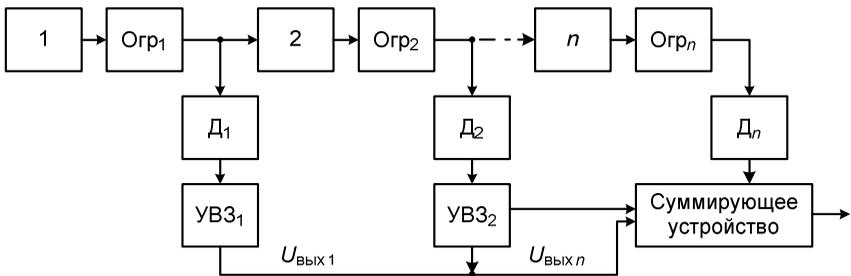


Рис. 3.3. Функциональная схема ЛУ с последовательным включением каскадов

жение формируется в результате суммирования напряжений, снимаемых с каждой из этих ячеек. Оно равно

$$U_{\text{ВЫХ}} = \sum_{i=1}^n U_{\text{ВЫХ } i}, \quad (3.20)$$

где $U_{\text{ВЫХ } i}$ – напряжение на выходе i -й ячейки.

Характер зависимости $U_{\text{ВЫХ}}$ от $U_{\text{ВХ}}$ (амплитудная характеристика ЛУ) представлен на рис. 3.4. Эта зависимость имеет вид ломанной, состоящей из отдельных участков, каждый из которых соответствует определённому числу ячеек, где достигнут уровень ограничения.

Системы автоматической регулировки усиления (АРУ) предназначены для поддержания уровня выходного сигнала приёмного устройства или усилителя вблизи некоторого номинального значения при изменении уровня входного сигнала. Автоматическое выполнение этой функции необходимо потому, что изменения уровня входного сигнала могут происходить хаотически и достаточно быстро, вследствие воздействия шумов и помех, изменения расстояния между источником излучения (переизлучения) и приёмным устройством и т.д. Ручная регулировка усиления может использоваться лишь для установки уровня выходного сигнала, который должен поддерживаться системой АРУ.

В радиосвязи напряжение сигнала на входе приёмника может изменяться в 10^3 раз, а в радиолокации – 10^5 раз (соответственно на 60 и 100 дБ). Выходное напряжение приёмника при этом не должно изменяться более чем в 1,2 – 3 раза (на 1,6...9,6 дБ). Это требование диктуется как допустимыми искажениями информационной составляющей сигнала в тракте приёмного устройства, так и *отсутствием перегрузок его каска-*

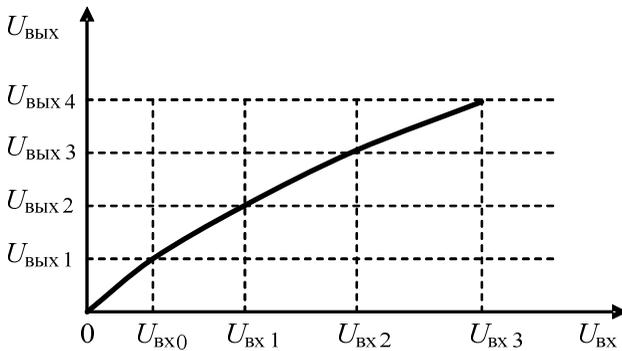


Рис. 3.4. Формирование АХ ЛУ с последовательно включёнными усилителями

дов, способных привести к длительным потерям чувствительности. При этом сама система АРУ не должна вызывать чрезмерных искажений огибающей сигнала или приводить к появлению паразитной амплитудной модуляции сигнала, т.е. система АРУ должна быть устойчивой.

Системы АРУ могут быть *обратными* и *прямыми*. Обратные системы АРУ являются системами с обратной связью – в них точка съёма напряжения для формирования регулирующего воздействия расположена дальше от входа приёмника, чем точка приложения регулирующего воздействия. Иначе говоря, это системы с регулировкой «назад». В прямых системах АРУ точка съёма напряжения для запуска схемы АРУ расположена ближе к входу приёмника, чем точка приложения регулирующего воздействия. Эти системы не образуют петли обратной связи и являются системами с регулировкой «вперёд». Каждая из этих систем обладает достоинствами и недостатками. В настоящее время в военных системах большее распространение получили обратные системы АРУ, так как эти системы защищают от перегрузок все каскады приёмника, расположенные дальше от входа, чем точка приложения регулирующего воздействия, а сами цепи АРУ находятся под воздействием сигнала с сжатым динамическим диапазоном и также не подвержены перегрузкам. Функциональная схема обратной системы АРУ приведена на рис. 3.5.

Напряжение с выхода линейной части радиоприёмника (ПрМ) поступает на детектор АРУ ($Д_{АРУ}$). Далее следует усилитель ($У_{АРУ}$) и фильтр ($\Phi_{АРУ}$). Выходное напряжение $u_p(t)$ с выхода фильтра поступает на регулируемые каскады для изменения коэффициента усиления $K(u_p)$ приёмника.

Обычно нет необходимости снижать усиление слабых сигналов $U_{вх} \leq U_{вх \min}$, не создающих перегрузок приёмника. Для придания цепям АРУ пороговых свойств, т.е. включения их только при определённой амплитуде сигнала, цепи АРУ запирают принудительным смещением и отпирают только после того, как напряжение сигнала превысит напряжение

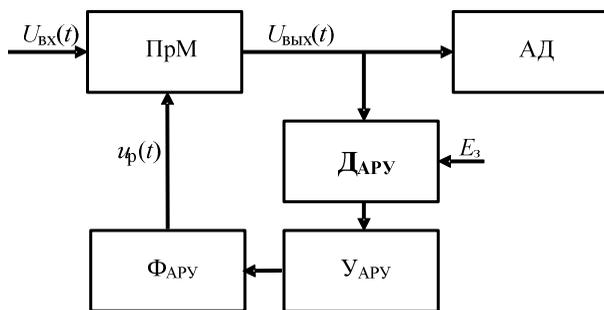


Рис. 3.5. Функциональная схема обратной системы АРУ

запирания. Обычно напряжение запирания («задержки») подаётся на детекторы или усилители АРУ. На рисунке 3.5 это напряжение E_3 подаётся на детектор АРУ. Подобные системы АРУ называются *задержанными*. Задержка может быть введена по среднему значению сигнала или по максимуму. В схеме, представленной на рис. 3.5, используется задержка по максимуму сигнала. Если постоянная времени нагрузочной цепи $D_{\text{АРУ}}$ меньше периода повторения импульсов (при импульсном сигнале) и диод $D_{\text{АРУ}}$ заперт напряжением задержки E_3 , то при $U_{\text{вых}} < E_3$ система АРУ будет разомкнута. При $U_{\text{вых}} > E_3$ диод $D_{\text{АРУ}}$ отпирается каждым импульсом, удовлетворяющим этому условию, и после фильтрации в фильтре $\Phi_{\text{АРУ}}$ вырабатывается регулирующее напряжение u_p , пропорциональное амплитуде максимального импульса. Это система АРУ по максимуму сигнала, которая стремится поддерживать постоянным максимальное значение выходного напряжения.

Примерный вид регулировочной характеристики изображён на рис. 3.6. Поскольку динамический диапазон $G_p = 10^3 \dots 10^5$, график регулировочной характеристики строят обычно в полулогарифмической системе координат.

В обратных системах АРУ при подаче напряжения u_p на каскады УПЧ число регулируемых каскадов обычно колеблется в пределах 2 – 5. Сами регулируемые каскады должны располагаться возможно ближе к входу приёмника как с точки зрения лучшей защиты от перегрузок, так и по соображениям уменьшения нелинейных искажений (коэффициент нелинейных искажений в УВЧ и УПЧ пропорционален U_0^2 , где U_0 – амплитуда сигнала на входе каскада). Зная значение $K_{0 \text{ max}}$, можно найти

$$K_{0 \text{ min}} = \frac{K_{0 \text{ max}}}{G_p}, \quad (3.21)$$

а по значению $K_{0 \text{ min}}$ определить $u_{p \text{ max}}$ на регулировочной характеристике рис. 3.6.

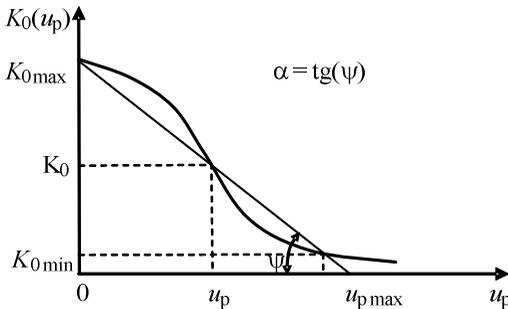


Рис. 3.6. Зависимость $K_0(u_p)$ от u_p

Это значение $u_{p \max}$ должна обеспечить система АРУ при подаче на её вход максимального сигнала в точке съёма напряжения для запуска системы АРУ. Если принять, что на вход системы АРУ подаётся выходное напряжение с выхода УПЧ приёмника (рис. 3.5), то цепь АРУ будет обладать амплитудной характеристикой $u_p(u_{\text{вых}})$. Примерный вид таких характеристик для задержанной системы АРУ изображён на рис. 3.7. В задержанной системе АРУ регулирующее напряжение появляется только при $U_{\text{вых}} \geq E_3$. При очень большом напряжении $U_{\text{вых}}$ цепь АРУ может перегружаться, что приводит к загибу характеристики.

Тангенс угла наклона амплитудной характеристики определяет коэффициент усиления цепи АРУ – $K_{\text{АРУ}}$. Считая эту характеристику прямой, можно записать:

$$K_{\text{АРУ}} = \operatorname{tg} \varepsilon = \frac{u_{p \max}}{U_{\text{вых max}} - U_{\text{вых min}}} = \frac{u_{p \max}}{U_{\text{вых min}}} \frac{1}{\beta - 1}, \quad (3.22)$$

где $\beta = \frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{вых min}}}$.

Снижать усиление при $U_{\text{вых}} \leq U_{\text{вых min}}$ не рационально, поэтому имеет смысл брать $E_3 = U_{\text{вых min}}$, т.е. включать систему АРУ после того, как выходное напряжение достигнет номинального значения и может быть использовано при допустимых искажениях. Тогда, с учётом равенства $U_{\text{вых min}} = E_3$, из (3.22) получим:

$$E_3 = \frac{u_{p \max}}{K_{\text{АРУ}} (\beta - 1)}. \quad (3.23)$$

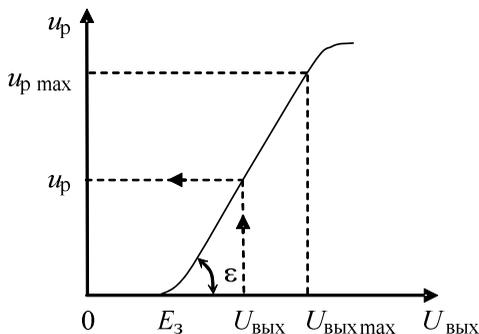


Рис. 3.7. Амплитудная характеристика системы АРУ

Из уравнений (3.22) и (3.23) следует, что невозможно получить «идеальную» обратную систему АРУ, для которой $\beta = 1$. Это потребовало бы бесконечно большого усиления или в цепи АРУ, или в тракте прохождения сигнала, поскольку при $E_3 \rightarrow \infty$ $U_{\text{вых min}} \rightarrow \infty$ при конечном значении $U_{\text{вх}}$.

$$\text{Чем больше } K_{\text{АРУ}}, \text{ тем ближе } \beta \text{ к единице } \left(\beta = \frac{u_p \text{ max}}{K_{\text{АРУ}} U_{\text{вых min}}} + 1 \right).$$

При изменениях амплитуды входного сигнала амплитуда выходного напряжения также изменяется. Система АРУ, находясь под воздействием выходного напряжения (обратная система АРУ), изменяет коэффициент усиления тракта с некоторым запаздыванием, обусловленным наличием инерционных звеньев. Это приводит к искажениям огибающей входного сигнала, вызываемого цепью АРУ. Однако результирующие искажения сигнала при наличии АРУ оказываются значительно меньшими, чем при её отсутствии, так как амплитудная модуляция (огибающая сигнала) может быть значительно искажена за счёт перегрузки приёмного тракта.

При анализе переходных процессов в приёмнике, имеющем цепь АРУ, обычно полагают, что инерционные звенья содержатся только в цепи АРУ, а сам тракт прохождения сигнала безинерционен и управляется регулирующим напряжением АРУ.

Пусть регулируемая часть тракта характеризуется начальным усилением $K_{0 \text{ нач}} = K_{0 \text{ max}}$ и регулировочной характеристикой $K_0(u_p)$ (рис. 3.6) и, кроме того, содержит нерегулируемую часть с коэффициентом усиления $K_{0 \text{ нр}}$. Тогда в любой момент времени амплитуда выходного напряжения $U_{\text{вых}}(t)$ определяется приближённым соотношением

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вх}}(t) K_{0 \text{ нр}} (K_{0 \text{ max}} - K_0(u_p)), \quad (3.24)$$

где $K_0(u_p)$ – коэффициент усиления приёмника, зависящий от напряжения регулировки u_p .

Уравнение (3.24) описывает тракт прохождения сигнала.

Напряжение u_p находится из соотношения

$$u_p = (U_{\text{вых}} - E_3) K_{\text{АРУ}} F(p), \quad (3.25)$$

справедливого при $U_{\text{вых}} \geq E_3$. Здесь $F(p)$ – передаточная функция фильтра системы АРУ, а $K_{\text{АРУ}}$ – коэффициент передачи детектора и усилителя АРУ.

Выражение (3.25) справедливо при условии, что усилитель промежуточной частоты имеет такую широкую полосу пропускания, а напряжение

регулирования благодаря фильтру меняется так медленно, что переходные процессы в приёмнике, обусловленные действием напряжения u_p , можно не учитывать. Это положение хорошо выполняется на практике.

Уравнения (3.24) и (3.25) являются нелинейными, и система этих уравнений может быть решена лишь для некоторых частных случаев. Часто $K(u_p)$ аппроксимируют линейной зависимостью (рис. 3.6).

Полная аналоговая модель системы АРУ на основании выражений (3.24) и (3.25) приведена на рис. 3.8. Она составлена по методу информационного параметра, которым в данном случае является амплитуда напряжения сигнала. Здесь ФП – функциональный преобразователь, описывающий регулировочную характеристику регулируемой части приёмника.

На рисунке 3.9 представлен случай воздействия импульсной помехи на систему с АРУ. $K_0(u_p)$ переменный, для мощного сигнала он мал, для сигнала малой мощности он велик. За счёт использования АРУ динамический диапазон приёмника значительно расширяется.

В обзорных радиолокационных станциях уровень внешних шумов может сильно изменяться в зависимости от направления антенны РЛС. Для выравнивания уровня выходных шумов в приёмниках используются «АРУ по шумам», или «шумовые АРУ» (ШАРУ). При этом регулирующее напряжение вырабатывается благодаря детектированию шумов в детекторе ШАРУ. Быстродействие системы должно быть согласовано с темпом обзора так, чтобы система ШАРУ успевала обрабатывать изменение уровня шумового фона.

В последнее время для управления РЛС и обработки радиолокационной информации широко применяют ЦВМ. Их можно использовать и для создания цифровой АРУ (ЦАРУ). Она имеет ряд преимуществ перед обычными аналоговыми системами: независимость длительности процесса установления требуемого усиления от уровня входного сигнала; независимость регулировочных характеристик от разбросов и конкретных свойств цепи АРУ и регулируемого усилителя (при полностью цифровом

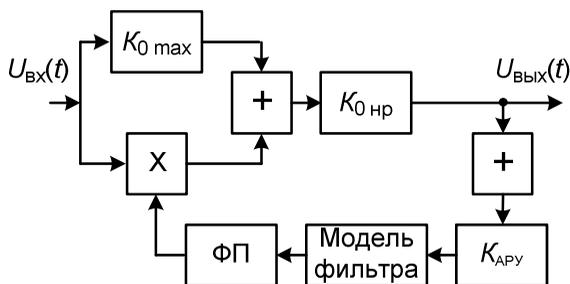


Рис. 3.8. Аналоговая модель системы АРУ

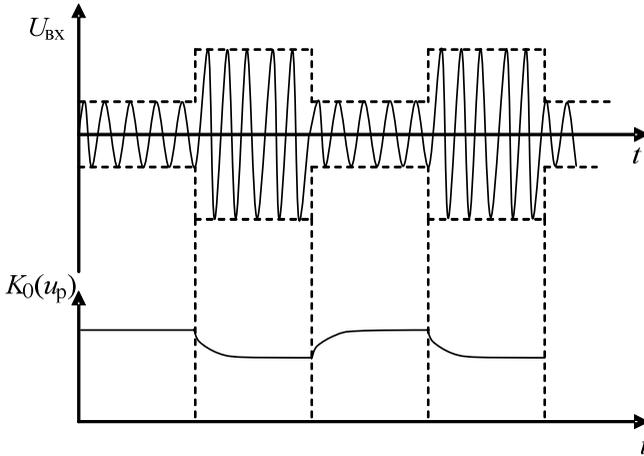


Рис. 3.9. Графики, поясняющие воздействие ИИ на приёмник с АРУ

исполнении); возможность установления требуемого усиления после приёма первого импульса от сопровождаемой цели; астатизм и сохранение установленного усиления при перерывах в приёме сигнала.

Построение обратной системы ЦАРУ иллюстрируется функциональной схемой рис. 3.10.

Выходное напряжение виде усилителя преобразуется в двоичный код в преобразователе напряжение-код (ПНК). Код выходного напряжения $N_{\text{ВЫХ}}$ сравнивается с эталонным кодом N_3 в схеме сравнения кодов (ССК), в результате чего образуется код рассогласования ΔN . Заметим, что ССК – не что иное, как цифровое пороговое устройство, а эталонный код – цифровой аналог напряжения задержки. В результате поразрядного

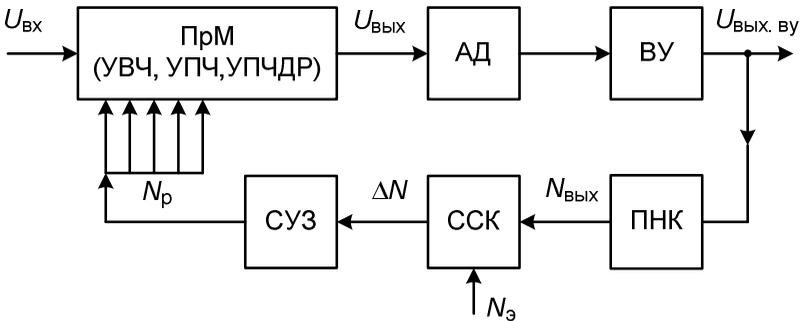


Рис. 3.10. Функциональная схема обратной системы ЦАРУ

усреднения в схеме усреднения и запоминания (СУЗ) (цифровой аналог фильтра обычной АРУ) вырабатывается код регулирования. Код регулирования управляет регулируемыми элементами с дискретной двоичной регулировкой. Число таких элементов равно числу разрядов кода регулирования, и в зависимости от наличия в данном разряде N_p нуля или единицы соответствующий элемент регулирования имеет минимальный или максимальный коэффициент передачи. В схеме рис. 3.10 полагается, что этими регулируемыми элементами являются каскады УПЧ с дискретной регулировкой (УПЧДР). Перепад коэффициента передачи элемента, соответствующего данному разряду, сопряжён со старшинством разряда. Приведём пример.

Пусть число регулируемых элементов $n = 6$ и соответственно код регулирования – шестиразрядный. Максимальное значение шестиразрядного двоичного кода $N_{p \max} = 2^5 + 2^4 + 2^3 + 2^2 + 2 + 1 = 63$ ($N_p = a_{n-1} 2^{n-1} + a_{n-2} 2^{n-2} + \dots + a_{n-i} 2^{n-i} + a_1 2^1 + a_0 2^0$, где $a_i = 0$ или 1). Пусть общий динамический диапазон регулировки усиления $D_p = 126$ дБ. Тогда цена младшего разряда $m = \frac{G_p}{N_{p \max}} = \frac{126}{63} = 2$ дБ. Для i -го регулируемого элемента перепад усиления $G_{pi} = m 2^{n-i}$ дБ. Таким образом, регулируемые элементы должны давать следующие перепады усиления (табл. 3.1).

Цена младшего разряда определяет достижимую точность регулирования при идеальной работе всех прочих элементов схемы. В принципе можно иметь сколь угодно высокую точность работы ЦАРУ, так как цифровая схема запоминания N_p является идеальным интегратором и обеспечивает системе свойство астатизма.

Рассмотрим коротко особенности амплитудных характеристик регулируемого усилителя при действии АРУ (рис. 3.11). Если система АРУ отсутствует (кривая 1), то, начиная с некоторого значения $U_{\text{вых. п}}$, появляется перегрузка усилителя и его способность передавать приращения напряжения $U_{\text{вх}}$ теряется. При этом амплитудная модуляция входного напряжения (огibaющая) искажается или устраняется совсем.

При наличии незадержанной системы АРУ (кривая 2) коэффициент усиления начинает уменьшаться с появлением напряжения $U_{\text{вх}}$, однако искривление амплитудной характеристики ещё не свидетельствует об искажении АМ-сигнала (огibaющая сигнала), если система АРУ инерционна.

Таблица 3.1

i	1	2	3	4	5	6	Итого
G_{pi} , дБ	64	32	16	8	4	2	126

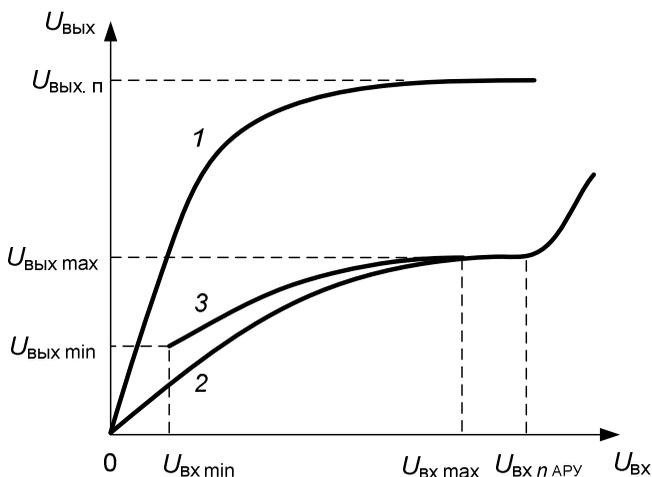


Рис. 3.11. Амплитудные характеристики различных систем АРУ

Изображённые на рис. 3.11 амплитудные характеристики являются статическими и сняты при медленном изменении напряжения $U_{\text{вх}}$, т.е. при замкнутой системе АРУ. Инерционная система АРУ не замыкается для составляющих полезной модуляции и поэтому, защищая усилитель от перегрузки, способствует неискажённому воспроизведению этой полезной модуляции сигнала на выходе. При наличии задержанной (или усиленно-задержанной) системы АРУ (кривая 3) коэффициент усиления слабых сигналов ($U_{\text{вх}} \leq U_{\text{вх min}}$) не снижается и амплитудные характеристики усилителя без АРУ и с АРУ совпадают при условии $U_{\text{вх}} < U_{\text{вх min}}$. Начиная с некоторого значения $U_{\text{вх л АРУ}}$, сама цепь АРУ начинает перегружаться и её стабилизирующее действие ослабляется.

3.6. ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РЭС МЕТОДАМИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ

Пространственная селекция обеспечивается антенной. Чем уже её ДНА и меньший уровень БЛ, тем выше пространственная селекция. Эта селекция даёт возможность вести борьбу с многоточечными помехами, т.е. помехами, создаваемыми несколькими разнесёнными в пространстве источниками. Однако неизбежное наличие боковых лепестков не позволяет полностью избавиться от влияния таких помех.

Реализация узких основных лепестков ДНА и получение низкого уровня боковых лепестков ДНА РЭС осуществляется с помощью выбора распределения амплитуды и фазы электромагнитного поля (ЭМП) в рас-

крыве антенны и с помощью применения антенн с нелинейной обработкой сигналов.

Выбор амплитудного и фазового распределения ЭМП по раскрыву антенны. В синфазных антенных системах (АС) улучшение их пространственной избирательности достигается выбором амплитудного и фазового распределения ЭМП в раскрыве антенны. Для того чтобы исключить неоднозначность измерения угловых координат источников излучений, необходимо уменьшать уровень боковых лепестков ДНА. При заданных размерах АС это обеспечивается выбором амплитудного распределения, плавно спадающего к краям раскрыва. Однако такое амплитудное распределение ЭМП в раскрыве АС вызывает увеличение ширины основного лепестка ДНА. В теории систем доказывалось, что может быть создана оптимальная АС, ДН которой при заданной ширине главного лепестка будет иметь минимальный уровень БЛ. Такая ДН описывается полиномом Чербышева.

Антенны с нелинейной обработкой сигналов. Существует большое разнообразие АС с нелинейной обработкой сигналов. Результирующий выходной сигнал такой АС получается при нелинейных операциях над сигналами, формируемыми элементарными антеннами.

Нелинейная обработка сигнала позволяет синтезировать любую ДН, которая может быть получена выбором амплитудно-фазового распределения ЭМП в раскрыве обычной линейной решётки.

Амплитудный метод компенсации радиопомех, действующих по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны. Сущность амплитудного метода компенсации показана на рис. 3.12. Основной приёмник содержит антенну A_0 , смеситель C_{m0} , усилитель промежуточной частоты УПЧ₀ и амплитудный детектор D_0 . В состав компенсационного приёмника входят аналогичные элементы, обозначенные на рис. 3.12 соответствующими символами с индексом «к». Кроме того, имеется местный гетеродин (Γ) и вычитающее устройство (ВУ).

Компенсация помех достигается в вычитающем устройстве при условии, что помеховые сигналы, вырабатываемые детекторами D_0 и D_k , начинают действовать в одно и то же время и имеют одинаковые длительности и огибающие. Чтобы эти условия выполнялись, требуется полная идентичность одноимённых элементов в основном и компенсационном приёмниках, а антенны A_0 и A_k должны иметь диаграммы направленности $F_0(\theta)$ и $F_k(\theta)$, удовлетворяющие равенствам:

$$F_k(\theta) = 0 \quad \text{при } -0,5\theta_0 < \theta < 0,5\theta_0,$$

$$F_k(\theta) = F_0(\theta) \quad \text{при } \theta > 0,5\theta_0 < -0,5\theta_0.$$

Здесь θ – угол, отсчитываемый от направления максимума диаграммы направленности приёмной антенны A_0 , а θ_0 – ширина главного лепестка диаграммы направленности той же антенны.

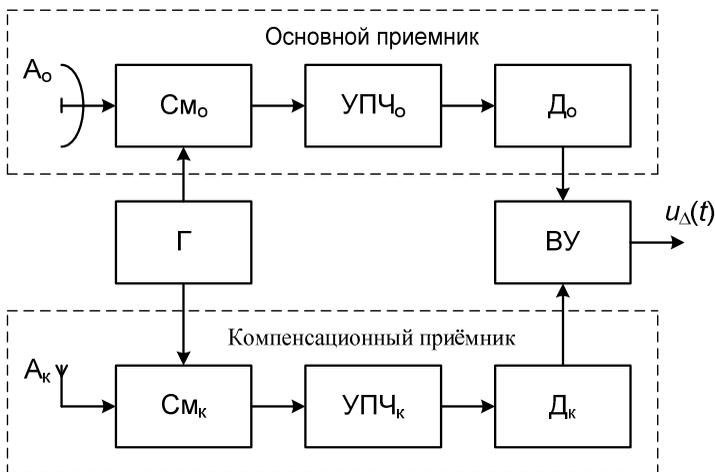


Рис. 3.12. Упрощённая функциональная схема амплитудного компенсатора помех

Диаграммы направленности основной антенны $F_o(\theta)$ (сплошная кривая) и идеализированной компенсационной антенны $F_k(\theta)$ (штрихпунктирная кривая) показаны на рис. 3.13. Диаграммы направленности основной антенны $F_o(\theta)$ (сплошная кривая) и реальной компенсационной антенны $F_k(\theta)$ (штрихпунктирная кривая) показаны на рис. 3.14.

Когерентный метод компенсации помех. Сущность метода – получение одинаковых по интенсивности и противоположных по фазе помеховых сигналов на выходах УВЧ или УПЧ и последующее их сложение (рис. 3.15).

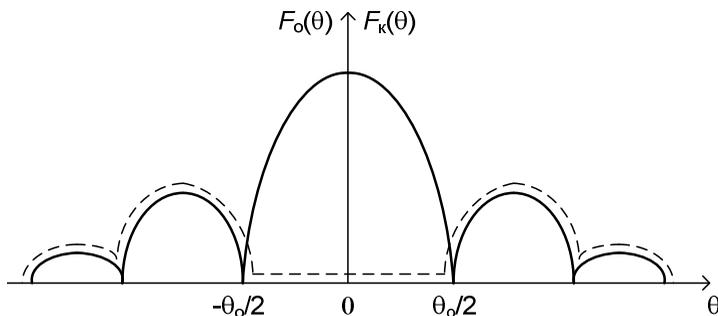


Рис. 3.13. Диаграммы направленности $F_o(\theta)$ и $F_k(\theta)$

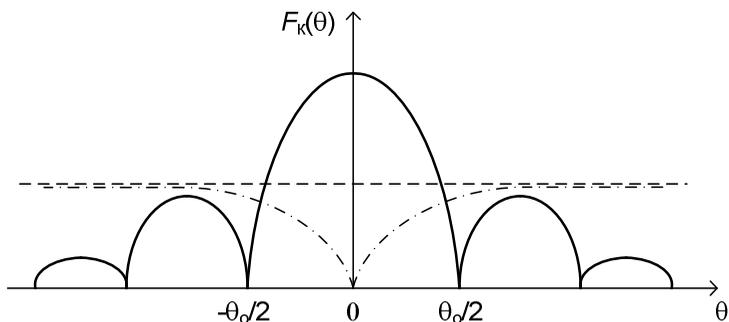


Рис. 3.14. Диаграмма направленности реальных антенн

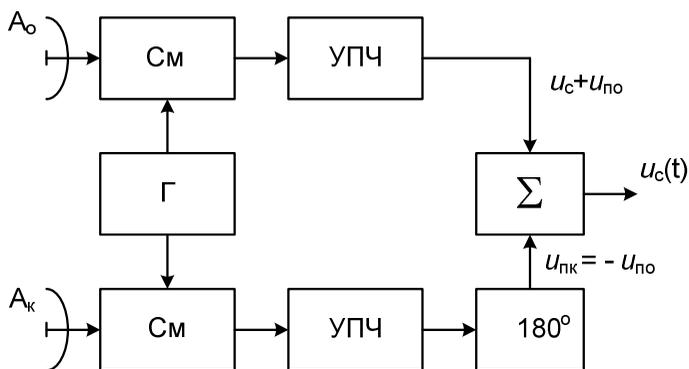


Рис. 3.15. Структурная схема когерентного компенсатора помех

Так как обработка сигналов осуществляется в линейных устройствах (до детектора), данный метод обеспечивает полную компенсацию помех без ослабления полезного сигнала (при оптимальной форме ДН A_k). При отличии ДН A_k от оптимальной степени ослабления полезного сигнала будет в этом методе всё равно меньше (так как не производится нелинейная обработка сигналов и отсутствует подавление сигнала помехой). Основной задачей при данном методе компенсации помех, действующих по боковым лепесткам ДНА, является обеспечение на выходе УВЧ (УПЧ) компенсационного канала напряжения помехового сигнала $U_{пк}$ противофазным $U_{по}$ при одинаковой интенсивности.

Схема компенсации помех с системами АРУ и фазовой автоподстройки частоты. В данной схеме (рис. 3.16) система АРУ_о обеспечивает неизменный уровень напряжения на выходе основного канала, система

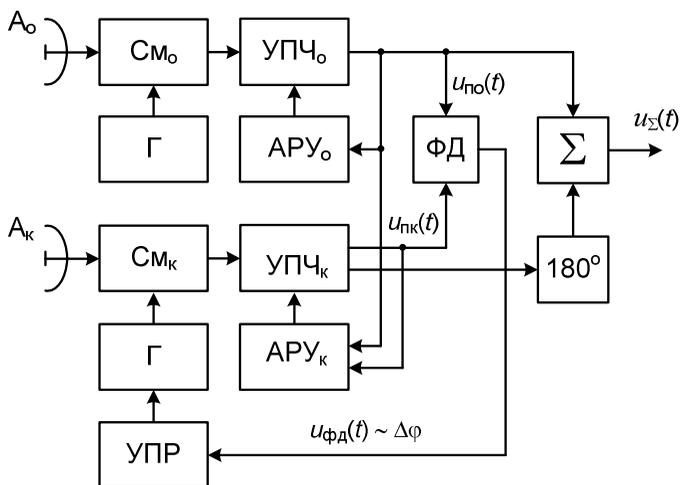


Рис. 3.16. Схема компенсации помех с системами АРУ и ФАПЧ

АРУ_к работает под действием сигнала, равного разности выходных напряжений помех УПЧ₀ и УПЧ_к. Регулировка прекращается, когда разность станет равной нулю, т.е. когда интенсивности сигналов станут одинаковыми, система ФАПЧ обеспечивает синфазность помеховых сигналов с выходов УПЧ₀ и УПЧ_к, а с учётом сдвига по фазе на 180° – противофазность сигналов на выходе сумматора.

3.7. ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РЭС МЕТОДАМИ ЧАСТОТНОЙ СЕЛЕКЦИИ

Перестройка несущей частоты. Подавить РЭС можно только в тех случаях, когда помеха попадает в полосу пропускания приёмника. Поэтому выделить полезный сигнал из помех можно перестройкой РЭС по частоте. Рабочие частоты РЭС изменяются перестройкой ВЧ тракта вручную оператором или автоматически.

Многоканальность РЛС. В многоканальных РЛС обеспечивается одновременная работа на нескольких частотах, разнесённых по диапазону (до сотен мегагерц). Принимаемые отражённые сигналы обрабатываются совместно в общем выходном устройстве. Многоканальная (многочастотная) РЛС по сравнению с одноканальной позволяет: увеличить суммарную мощность излучения, обеспечить большую дальность обнаружения целей при заданной мощности излучения, повысить надёжность работы и защищённость станции от организованных и естественных помех.

Для повышения защищённости многоканальной РЛС от активных шумовых помех могут быть применены различные варианты совместной обработки выходных сигналов отдельных каналов. Например, в 3-частотной РЛС:

$$1) U_{\text{вых}\Sigma} = K(U_1 + U_2 + U_3);$$

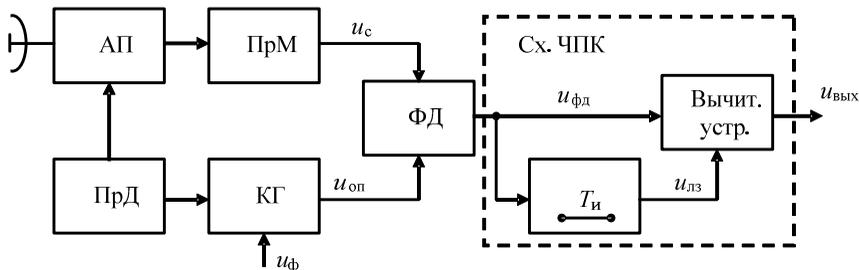


Рис. 3.17. Схема РЛС с ЧПК (с внутренней когерентностью)

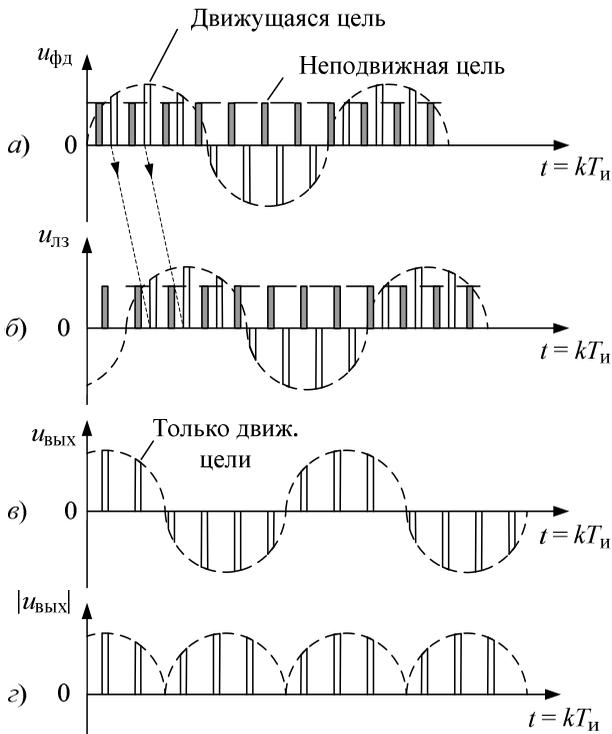


Рис. 3.18. Принцип работы схемы ЧПК

$$2) U_{\text{вых}\Sigma} = K(U_1U_2 + U_2U_3 + U_1U_3);$$

$$3) U_{\text{вых}\Sigma} = KU_2U_2U_3.$$

В порядке перечисления варианты характеризуются последовательным ухудшением характеристик обнаружения, но повышением помехозащищённости.

Изменение частоты повторения импульсов. Изменение частоты повторения $F_{\text{и}}$ зондирующих импульсов (вобуляция) обеспечивает защиту от многократных ответных помех и ХИП, устранение слепых скоростей в когерентных РЛС с селекцией движущихся целей.

Череспериодная компенсация помех (ЧПК). Схемы ЧПК (рис. 3.17) используются в системах СДЦ импульсных РЛС с большой скважностью импульсов для защиты от ПП, создаваемых с помощью дипольных отражателей (ДО) и отражениями от земли и местных предметов.

Принцип работы СДЦ (рис. 3.18) заключается в сравнении фаз колебаний принятого сигнала u_c и опорного колебания $u_{\text{оп}}$ когерентного гетеродина (КГ).

3.8. ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РЭС МЕТОДАМИ АМПЛИТУДНОЙ И АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ СЕЛЕКЦИИ

Селекция сигналов при ограничении их снизу. Этот вид селекции применяется в тех случаях, когда амплитуда полезного сигнала существенно превышает амплитуду помехи. Селекция осуществляется амплитудным селектором, представляющим собой ограничитель снизу или ждущий генератор импульсов. При использовании ограничителя снизу напряжение $U_{\text{вых}}$ на его выходе появляется только в том случае, когда входное напряжение $U_{\text{вх}}$ превышает уровень ограничения $U_{\text{огр}}$.

Селекция импульсов по уровню. Селекция такого вида целесообразна в тех случаях, когда амплитуда полезного сигнала существенно меньше амплитуды помехи либо амплитуда полезного сигнала колеблется вблизи какого-то уровня. Можно выделить импульсы напряжения, амплитуда $U_{\text{вх}}$ которых меньше заданного порогового уровня $U_{\text{огр}}$. На выход селектора проходят сигналы, для которых выполняется условие

$$U_{\text{вх}} < U_{\text{огр}}.$$

Для селекции импульсов малой амплитуды совместно используются ограничитель снизу и логическая схема запрещения (ЗАПРЕТ).

Повышение помехоустойчивости РЭС методами амплитудно-частотной селекции. При амплитудно-частотной селекции (АЧС) выде-

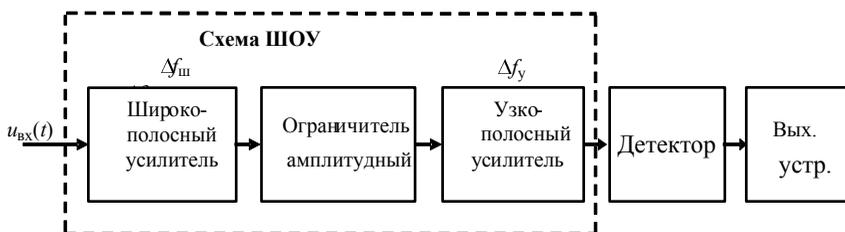


Рис. 3.19. Приёмное устройство со схемой ШОУ

ление полезных сигналов в присутствии помех основывается на использовании их различий по амплитуде, по частоте и по ширине спектра одновременно. Типичным для осуществления АЧС является устройство, выполненное по схеме широкополосного усилителя – ограничителя амплитудного – узкополосного усилителя (ШОУ) (рис. 3.19). Это устройство широко используется в радиосвязи для борьбы в приёмном тракте с импульсными помехами большой амплитуды и малой длительности. Схема ШОУ размещается на входе приёмного устройства.

3.9. ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РЭС МЕТОДАМИ ВРЕМЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ

Временная селекция полезных импульсных сигналов на фоне помех основана на отличии селективируемых импульсов от импульсов помех по временному положению (фазе), частоте повторения и длительности. Для импульсных РЭС наряду с шумовыми помехами достаточно универсальными считаются хаотические импульсные помехи (ХИП).

Селекция импульсов по временному положению часто реализуется в импульсных автодальномерах, вырабатывающих сигналы стробирования (отпирания) радиоприёмников на время действия принимаемых полезных импульсов. Такие автодальномеры обеспечивают защиту от несинхронных импульсных помех, а также от импульсных помех, синхронных по периоду повторения с полезными сигналами, но отличающихся от последних временем действия. Кроме того, автодальномеры повышают устойчивость РЛС по отношению к помехам типа отражений радиосигналов от протяжённых целей.

Система автоматической временной селекции системы автосопровождения дальности (АСД) представлена на рис. 3.20.

Функциональная схема такой системы АСД состоит из временного различителя (ВР), промежуточных элементов (ПЭ) (ФНЧ, корректор цепи, интегратор) и устройства временной задержки (УВЗ), с которого на временной различитель подаются следящие импульсы C_1 и C_2 . Во временном различителе, соединённом с приёмником (ПрМ), вырабатывается напря-

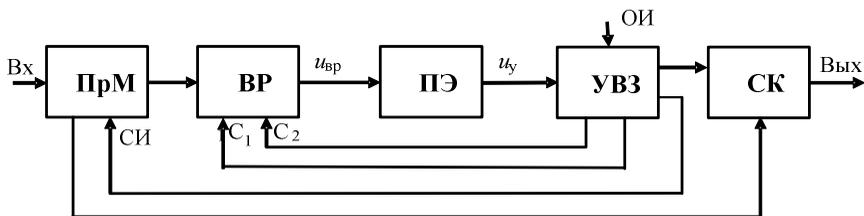


Рис. 3.20. Схема системы АСД

жение $u_{вр}$, зависящее от временного рассогласования ξ между осью подлежащих селекции импульсов И (рис. 3.21) и осью следящих импульсов C_1, C_2 . Последние задерживаются относительно опорных импульсов (ОИ) последовательности на время $t_{и}$, пропорциональное управляющему напряжению u_y , снимаемому с промежуточных элементов (ПЭ)

$$t_{и} = t_{и0} + K_y u_y, \quad (3.26)$$

где $t_{и0}$ – начальная временная задержка, соответствующая $u_y = 0$. Без ограничения общности можно принять $t_{и0} = 0$.

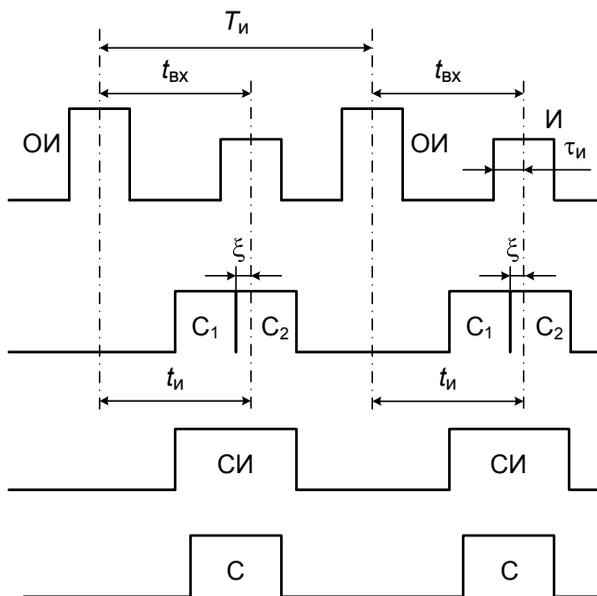


Рис. 3.21. Принцип работы системы АСД

Таким образом, на УВЗ можно смотреть как на преобразователь u_y в $t_{и}$ с коэффициентом K_y . ВР – сравнивающий элемент системы, который действует в течение короткого (по сравнению с временем следования опорных импульсов $T_{и}$) времени и осуществляет преобразование временного рассогласования $\xi = t_{вх} - t_{и}$ в напряжение $u_{вр}$. ВР любого типа является устройством, где линейный участок характеристики имеет сравнительно малую протяжённость, не превышающую 2–3 длительности селектируемого импульса. За пределами линейного участка характеристики, когда следящие и селектируемые импульсы выходят из «зацепления», $u_{вр} = 0$. Это свойство ВР положено в основу селекции по временному положению входных импульсов.

Следящая система действует так, что временное рассогласование ξ поддерживается небольшим, и всякое изменение ξ влечёт за собой такое изменение $u_{вр}$ (и соответственно u_y), при котором следящие импульсы C_1 и C_2 , вырабатываемые в УВЗ, смещаются в сторону уменьшения ξ . В типовом случае система АСД содержит два интегратора со стабилизирующей цепью. При этом чаще используется интегрирующий ВР и дополнительный интегратор в ПЭ; реже применяют пропорциональный ВР и два интегратора в ПЭ. Временная селекция обеспечивается подачей в ПрМ специального селекторного импульса (СИ), вырабатываемого в УВЗ. Приёмник всё время заперт и отпирается только на время поступления СИ. Последний перемещается вместе со следящими импульсами. Его длительность выбирается так, чтобы не деформировать дискриминационную характеристику ВР. Обычно длительность СИ близка к суммарной длительности следящих импульсов. На вход ВР системы АСД должны подаваться импульсы постоянной амплитуды, поскольку в противном случае коэффициент передачи системы будет непостоянным. Если информация, которую несёт последовательность селектируемых импульсов, заключена в их амплитуде (в системах с коническим сканированием), удобно установить один селекторный код (СК), на который с УВЗ подаётся отпирающий импульс C , лишь немного превосходящий по длительности селектируемые импульсы.

Таким образом обеспечивается подавление импульсов, не попадающих в растр характеристики ВР. Заметим, что система АСД, помимо исключения несинхронных импульсных помех, даёт определённый выигрыш в отношении флуктуационных шумов. Рассматриваемая следящая относится к классу импульсных систем автоматического регулирования. Однако параметры большинства практических систем таковы, что импульсная система может быть заменена непрерывным динамическим эквивалентом, который имеет близкие характеристики.

Селекция импульсов по частоте повторения. Селекция основывается на совпадении двух потоков импульсов. Один из них принимается приёмным устройством, другой (опорные импульсы) образуется в селекторном устройстве. На выход проходят лишь линии импульса, совпадающие по времени с образованными опорными импульсами.

При точно известном (и почти постоянном) периоде повторения импульсов $T_{и}$ можно использовать схему с каскадами совпадений, действующую по разомкнутому циклу. Известны две разновидности таких схем (рис. 3.22).

В первой из них на схему совпадений n импульсов поступают сигналы с последовательно включённых линий задержек ЛЗ₁, ЛЗ₂, ... на период $T_{и}$ каждая. Во второй используются параллельно включённые линии задержки с временем задержки на $t_3 = T_{и}, 2T_{и}, \dots, (n - 1)T_{и}$ каждая. Различие

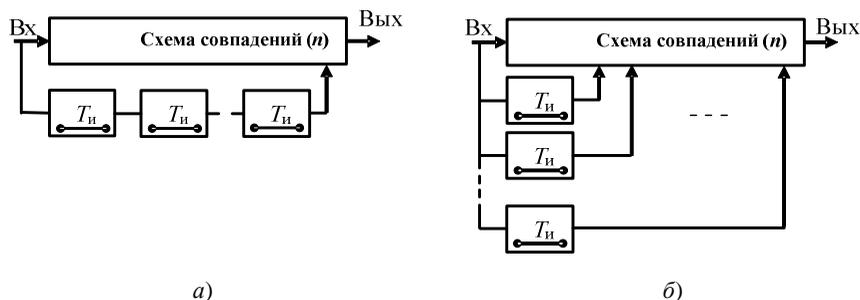


Рис. 3.22. Схемы селекции импульсов по частоте повторения

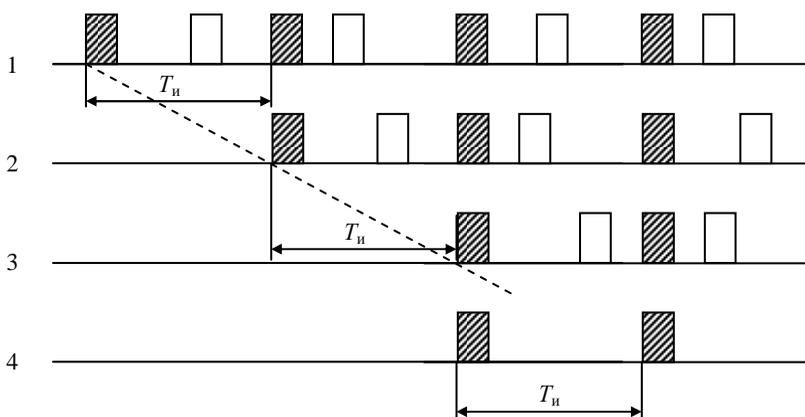


Рис. 3.23. Диаграмма работы схемы для 3-импульсной схемы совпадений

в этих схемах носит в основном конструктивный характер (первую схему выполнить технически проще). Сигнал на выходе схем совпадений появляется только в том случае, когда частота повторения входных импульсов равна (или кратна) временам задержки. Диаграмма работы схемы для 3-импульсной схемы совпадений дана на рис. 3.23, откуда видно, что на выход проходят только импульсы с периодом, равным $T_{и} = t_3$.

Селекция импульсов по длительности. Схема (рис. 3.24) позволяет селектировать импульсы, длительность которых меньше заданной величины, превосходит её или равна ей.

Входная последовательность поступает на селектор длительности (СД), который пропускает на выход импульсы выбранной длительности. Из этих импульсов в ФУ образуется стандартный импульс, длительность которого соответствует заданной для селекции. Затем следует КС, который пропускает отсеleccionированный импульс. Линия задержки (ЛЗ) предназначена для задержки входных импульсов на время, равное временной задержке в формирующем устройстве (ФУ). Такая схема обеспечивает неискажённую передачу селектирующих импульсов.

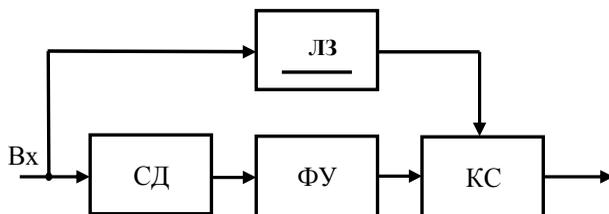


Рис. 3.24. Общая схема селектора импульсов по длительности

4. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭМС РЭС

4.1. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭМС СОБСТВЕННЫХ РЭС

Проблема обеспечения ЭМС собственных РЭС. Массовое использование РЭС различного назначения привело к возникновению мешающего влияния их друг на друга за счёт создания непреднамеренных взаимных помех, которые затрудняют или исключают возможность их нормальной совместной работы (например: взаимные помехи двух несинхронизированных РЭС).

Обеспечение совместной работы различных РЭС, т.е. электромагнитной совместимости (ЭМС), с каждым годом имеет всё большее значение. Значимость проблемы ЭМС и её обострение определяется не только значительным ростом количества, многообразием и сложностью самих РЭС, являющимися естественным следствием внедрения радиоэлектроники в различные сферы производства и потребления, но и проявляющейся иногда её недооценкой, непосредственно отвечающими за нормальное функционирование РЭС. Прогресс в области радиотехники стал всё более сдерживаться отрицательными явлениями, порождёнными её количественным ростом.

В соответствии с ГОСТом ЭМС – это способность РЭС одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации с требуемым качеством при воздействии на них непреднамеренных радиопомех и не создавать недопустимых радиопомех другим радиоэлектронным средствам.

Причины, вызывающие обострение проблемы ЭМС:

1. Возрастание общего числа одновременно работающих РЭС.
2. Ограниченность и загруженность используемого диапазона частот. Перегрузка отдельных участков диапазона и многократность. В настоящее время РЭС могут работать в диапазоне от 10 Гц до 400 ГГц. Наиболее интенсивно загружен диапазон от 3 кГц до 15 ГГц, в котором отдельные участки сильно перегружены (например: 100...150 МГц; 200...400 МГц, 1...1,5 ГГц; 2,5...3 ГГц, 8...12 ГГц).
3. Увеличение мощности передатчиков.
4. Повышение чувствительности радиоприёмных устройств до уровней 10^{-12} ... 10^{-16} Вт и ниже.
5. Несовершенство антенных устройств, передатчиков и приёмников.
6. Широкое внедрение электронных средств автоматического управления, контроля диагностики на основе аналоговой и цифровой техники (микропроцессоров), которые становятся источниками непреднамеренных помех и одновременно подвергаются их воздействию.

Факторы, влияющие на ЭМС. РЭС, создающие в процессе работы непреднамеренные помехи, называют источниками электромагнитных помех (ИП). Устройства, подвергающиеся воздействию непреднамеренных помех, называют рецепторами электромагнитных помех (РП). РЭС может быть как источником, так и рецептором электромагнитных помех.

В случае свободно распространяющихся волн уровень помех зависит от мощности источников помех, расстояния между источником помех и рецептором помех, длины волны помехи, параметров среды распространения.

Влияние источников помех на рецепторы помех может быть вызвано наличием общих элементов в электрических цепях. В этом случае говорят о гальванической связи цепей ИП и РП (например, за счёт наличия общих участков в цепях питания, заземления и т.п.). Так, воздействие помех на различные наземные РЭС может проявляться за счёт изменения режима энергопотребления: при включении мощной нагрузки изменяются условия работы различных РЭС из-за изменения напряжения электропитания и возникающих при этом переходных процессов. При действии на РП мощной помехи возможны необратимые отказы аппаратуры, в первую очередь из-за изменения структуры полупроводниковых материалов.

В зависимости от места расположения ИП и РП различают задачи обеспечения ЭМС РЭС, размещённых на одном объекте (ЛА, узле связи...) и на заданной местности. Обобщённая схема воздействия помех на РП имеет вид, представленный на рис. 4.1.

Характеристики нежелательных излучений радиопередающих устройств РЭС и методы борьбы с ними. Излучения передающих устройств делятся на (рис. 4.2) основное и неосновное (нежелательное).

Основное излучение определяется функциональным назначением данного средства и занимает необходимую для передачи полосу частот, предназначенных для передачи сигнала.

Неосновное (нежелательное) радиоизлучение – излучение радиопередающего устройства за пределами необходимой полосы радиочастот.

Неосновные излучения:

1. **Внеполосное** – занимает области частот основного излучения и является результатом модуляции сигнала (при отсутствии модуляции оно также отсутствует). **Внеполосное радиоизлучение** – нежелательное радио-

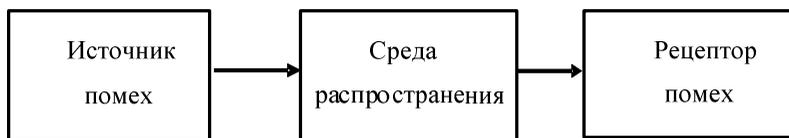


Рис. 4.1. Обобщённая схема воздействия помех на РЭС



Рис. 4.2. Классификация излучений передающего устройства

излучение в полосе частот, примыкающей к необходимой полосе радиочастот, является результатом модуляции сигнала.

2. *Шумовое* – обусловлено собственными шумами элементов передающего устройства и паразитной модуляцией основного колебания шумовым напряжением. Источниками шумов являются электровакуумные и полупроводниковые приборы в различных каскадах передатчиков (уровень шумов много выше, чем в аналогичных приборах приёмников).

3. *Побочное* – обусловлено различными нелинейными процессами в передающем устройстве, кроме процесса модуляции сигнала. Побочное радиоизлучение – нежелательное радиоизлучение, возникающее в результате любых нелинейных процессов в радиопередающем устройстве, кроме процесса модуляции.

Побочное излучение включает излучение на гармониках, на субгармониках, комбинационное, интермодуляционное, паразитное.

Излучение на гармониках – это излучение на частотах, в целое число раз больше несущей частоты основного излучения $f_2 = nf_c$, где $n = 2, 3, \dots$

Причиной излучения на гармониках является нелинейность амплитудных и фазовых характеристик активных элементов (например, в режиме работы с отсечкой тока). Конечным результатом этого является то, что выходное немодулированное колебание имеет форму, отличающуюся от гармонической и, следовательно, представляет собой сумму колебаний основной частоты и её гармоник. Например, в магнетронах средний уровень 2–3 гармоник около 45 дБ; ЛБВ – 40 дБ. Уменьшение уровня гармоник обеспечивается применением элементов фильтрации в выходных устройствах передатчиков.

Излучение на субгармониках – это излучение на частотах, в целое число раз меньших основного излучения $f_{сг} = f_c / n$, где $n = 2, 3, 4, \dots$.

Субгармоники возникают в передатчиках, в которых для получения основной частоты используют умножители частоты.

Комбинационное излучение возникает в передатчиках формирования основного сигнала, в которых осуществляется путём нелинейного преобразования колебаний двух и более вспомогательных генераторов.

Интермодуляционное (взаимомодуляционное) излучение возникает в передатчике при воздействии на него излучения других передатчиков. Проявляется в случаях, когда между одновременно работающими передатчиками имеется функциональная или конструктивная связь (например, при совместной работе нескольких передатчиков на общую антенну) и когда передающие антенны различных РЭС расположены близко друг от друга (и не приняты меры по их развязке, например на самолёте). Причиной возникновения интермодуляционного излучения является нелинейность выходных каскадов передатчика. В результате нелинейного взаимодействия образуется интермодуляционные излучения на частоте

$$f_{\text{инт}} = |mf_{c1} \pm nf_{c2}|.$$

Паразитное излучение – излучение, не связанное с формированием основного излучения. Наличие паразитного излучения обусловлено влиянием паразитных реактивных сопротивлений и обратных связей в каскадах передатчика, приводящих к выполнению условий самовозбуждения на частотах, отличных от несущей частоты основного излучения. Паразитные излучения могут иметь место на частотах как ниже, так и выше основной частоты. Устранить паразитное излучение можно, уменьшая обратную связь или увеличивая затухание колебательной системы (введением в схему передатчика антипаразитных активных сопротивлений, подбором электровакуумных приборов).

Кроме рассмотренных видов неосновных передатчиков, на практике приходится учитывать излучения гетеродинов приёмных устройств, которые могут проникать в приёмную антенну и создавать взаимные помехи.

Характеристики нежелательных каналов приёма радиоприёмных устройств и некоторые методы борьбы с ними. Любой реальный приёмник в той или иной мере обладает способностью к приёму сигналов за пределами требуемой полосы частот. Свойство приёмника реагировать на помехи характеризуется *восприимчивостью*.

Для описания воздействия помех пользуются понятием «канал приёма». Помимо *основного канала приёма*, предназначенного для приёма полезного сигнала, существуют *неосновные каналы приёма* (рис. 4.3), наличие которых обусловлено несовершенством ВЧ-фильтров, а также нелинейными устройствами радиоприёмника (чаще всего смесителем в супер-

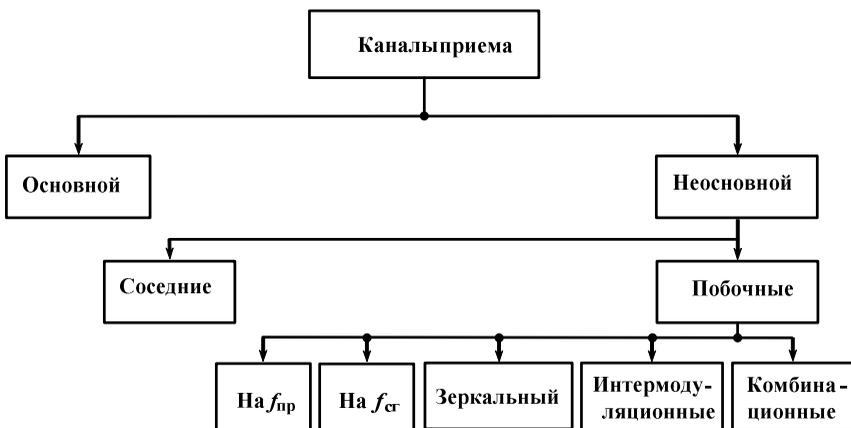


Рис. 4.3. Классификация каналов приёма радиосигналов

гетеродинных приёмниках), таким образом, в супергетеродинных приёмниках большинство неосновных каналов приёма связано с самим принципом построения на основе преобразования частоты.

Современные приёмники могут иметь до нескольких десятков неосновных каналов приёма.

Принято подразделять неосновные каналы приёма на соседние и побочные.

Соседние каналы непосредственно примыкают к основному каналу и обусловлены недостаточной частотной избирательностью приёмного устройства из-за неидеальных частотных характеристик линейных каскадов приёмника (преселекторы, УРЧ и УПЧ), характеристики которых всегда отличаются от прямоугольных.

Приём по соседнему каналу называют прямым прохождением помех.

Побочные каналы приёма находятся за границей основного и соседних каналов и присущи приёмникам супергетеродинного типа.

К побочным относятся канал приёма на промежуточной частоте, зеркальный канал приёма, каналы приёма на частотах субгармоник частоты настройки, комбинационные каналы приёма, интермодуляционные каналы приёма.

В супергетеродинных приёмниках образование побочных каналов приёма связано с процессом преобразования частоты. Частотная избирательность таких приёмников определяется главным образом УПЧ. Поэтому на смеситель приёмника могут воздействовать помеховые сигналы, частоты которых значительно отличаются от частоты основного канала f_c (из-за низкой избирательности каскадов приёмника, предшествующих смесителю).

По принципу действия супергетеродинного приёмника частота гетеродина f_{Γ} выбирается такой, чтобы $|f_{\Gamma} - f_c| = f_{\text{пр}}$ и колебания разностной промежуточной частоты попали в полосу пропускания УПЧ $\Delta f_{\text{упч}}$.

Комбинационные каналы приёма образуются за счёт взаимодействия помехового сигнала с частотой $f_{\text{п}} \neq f_c$ и сигнала гетеродина с частотой f_{Γ} в смесителе приёмника.

Так как смеситель является нелинейным устройством, на его выходе образуются колебания с комбинационными частотами

$$f_k = |mf_{\Gamma} \pm nf_{\text{п}}|, \quad (4.1)$$

где m и $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$.

При определённых значениях $f_{\text{п}}$, m , n колебания с частотой f_k могут оказаться в пределах полосы пропускания УПЧ

$$|mf_{\Gamma} \pm nf_{\text{п}}| \approx f_{\text{пр}}. \quad (4.2)$$

Выражение (4.2) является частотным условием возникновения побочных каналов. Помеха, удовлетворяющая условию (4.2), далее беспрепятственно может пройти на выход приёмника через УПЧ, настроенный на $f_{\text{пр}}$. Из этого следуют частные случаи:

1. При $f_{\text{п}} = f_{\text{пр}}$ ($m = 0; n = 1$) $f_k = 0 \cdot f_{\Gamma} + 1 \cdot f_{\text{пр}} = f_{\text{пр}} = f_{\text{пр}}$ — образуется канал приёма на промежуточной частоте, т.е. возможен приём сигнала помехи, несущая частота которого равна $f_{\text{пр}}$. Уменьшить влияние данного канала можно повышением селективности входных цепей и УРЧ (рис. 4.4), выбором промежуточной частоты таким образом, чтобы её значение не совпадало с рабочими частотами близко расположенных передатчиков.

2. При $f_{\text{п}} = f_c + 2f_{\text{пр}} = f_{\Gamma} + f_{\text{пр}} = f_3$ ($m = -1; n = 1$), $f_k = -f_{\Gamma} + (f_{\text{п}} + f_{\text{пр}}) = f_{\text{пр}}$ — образуется зеркальный канал приёма при верхней настройке гетеродина (рис. 4.5).

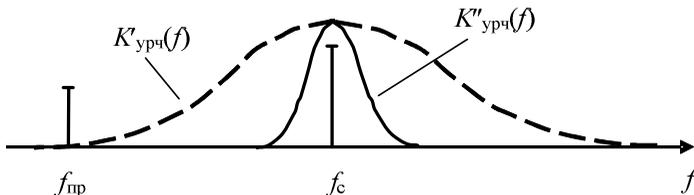


Рис. 4.4. Уменьшение влияния канала повышением селективности входных цепей и УРЧ

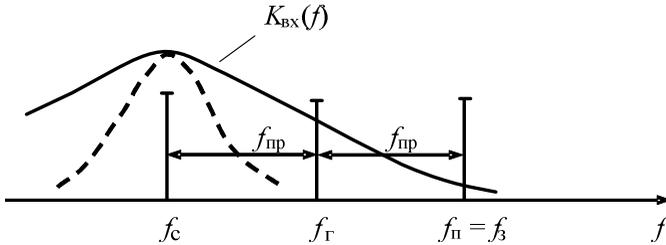


Рис. 4.5. Образование зеркального канала приёма при верхней настройке гетеродина

Помеховый сигнал называется *зеркальным*, так как он расположен на частотной оси симметрично с полезным сигналом относительно частоты гетеродина f_r .

3. В случае нижней настройки гетеродина ($f_r = f_c - f_{пр}$) зеркальный канал приёма будет образовываться при (рис. 4.6)

$$f_n = f_3 = f_c - 2f_{пр} = f_r - f_{пр} \quad (m=1; n=-1).$$

Тогда $f_k = f_3 = f_r - (f_r - f_{пр}) = f_{пр}$.

В общем случае зеркальный канал образуется при

$$f_n = f_r \pm \Delta f_{пр} \quad \text{и} \quad |m|=1; |n|=1. \quad (4.3)$$

Уменьшить помеху по зрительному каналу можно улучшением избирательных свойств входного ВЧ-тракта, выбором более высокой промежуточной частоты, использованием специальных схем преобразователей частоты с компенсацией помех по зеркальному каналу (двухбалансные схемы).

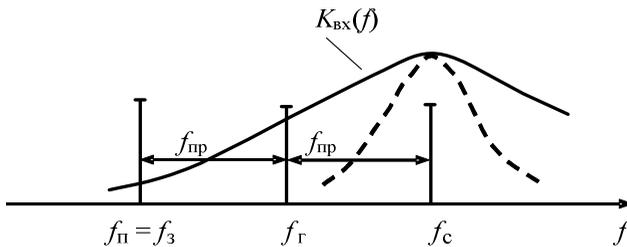


Рис. 4.6. Образование зеркального канала приёма при нижней настройке гетеродина

4. При $f_{\text{п}} = \frac{f_{\text{с}}}{n} = f_{\text{сг}}$ и $\begin{cases} n = 2, 3, 4, \dots, \\ m = 1 \end{cases}$ образуется канал приёма на

субгармониках $f_{\text{к}} = f_{\text{г}} - \frac{nf_{\text{с}}}{n} = f_{\text{пр}}$.

5. При всех других сочетаниях m и n образуются комбинационные каналы приёма $f_{\text{к}} = |mf_{\text{г}} \pm nf_{\text{п}}| = f_{\text{пр}}$.

Уменьшения приёма на комбинационных частотах можно добиться применением специальных схем защиты, применением в смесителях таких нелинейных элементов, характеристики которых не вызывают возникновения комбинационных каналов высоких порядков (наиболее целесообразно применять не с квадратичными ВАХ, которые могут создать только зеркальный канал приёма).

6. Интермодуляционные каналы приёма возникают в том случае, когда на приёмник действуют два или более помеховых сигнала. Они являются одними из наиболее важных причин взаимных помех. Так, в системах связи метрового диапазона на долю интермодуляции приходится до 70% случаев нарушения ЭМС непреднамеренными помехами.

Интермодуляционные каналы приёма возникают при прохождении через преселектор двух и более помех на частотах f_1, f_2, \dots, f_n , которые в смесителе образуют сигналы с комбинационными частотами

$$n_1 f_{\text{п1}} \pm n_2 f_{\text{п2}} \pm \dots \pm n_n f_{\text{пn}},$$

где n_1, n_2, \dots, n_n – целые числа.

Если какая-либо одна или несколько комбинационных частот попадают в полосу пропускания УПЧ, то создаётся интермодуляционный побочный канал приёма.

Наиболее опасными оказываются каналы, образованные двумя мешающими сигналами, частоты которых удовлетворяют условиям:

$$f_{\text{п1}} \pm f_{\text{п2}} = f_{\text{с}};$$

$$2f_{\text{п1}} - f_{\text{п2}} = f_{\text{с}};$$

$$2f_{\text{п2}} - f_{\text{п1}} = f_{\text{с}}.$$

Для уменьшения влияния интермодуляционного канала приёма следует повышать частотную избирательность преселектора и уменьшать усиление в УРЧ.

4.2. ТЕХНИЧЕСКИЕ СПОСОБЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС РЭС

Технические средства и способы обеспечения ЭМС РЭС реализуются в принципах построения РЭС, способах приёма и обработки информации и применяются прежде всего при конструировании и частично в процессе эксплуатации РЭС.

Они принципиально не отличаются от способов защиты от преднамеренных помех и основываются на использовании частотных, пространственных, временных, информационных и других различий между полезным сигналом и помехами.

К техническим методам обеспечения ЭМС относятся:

1. Снижение мощности побочных и внеполосных излучений и чувствительности неосновных каналов приёма путём выбора формы излучений сигналов, вида и параметров модуляции, схем усилителей и генераторов, а также применяемых в этих схемах ЭВП и ПП; правильного выбора промежуточной частоты приёмника; увеличения коэффициента прямоугольности селектирующих трактов; фильтрации излучений радиопередающих устройств.

2. Применение антенн с направленным излучением.

3. Снижение уровней боковых лепестков ДН антенн взаимовлияющих РЭС.

4. Применение схем временных селекций по длительности импульсов и частоте повторения.

5. Синхронизация запуска взаимовлияющих РЭС.

6. Бланкирование мешающих сигналов и стробирование полученных сигналов.

7. Применение схем компенсации помех, основанных на приёме сигналов на две разнесённые антенны (рис. 4.7).

Принятые полезные и мешающие сигналы от A_1 через фазовращатель и от A_2 через аттенюатор подаются на сумматор. Изменяя фазовый

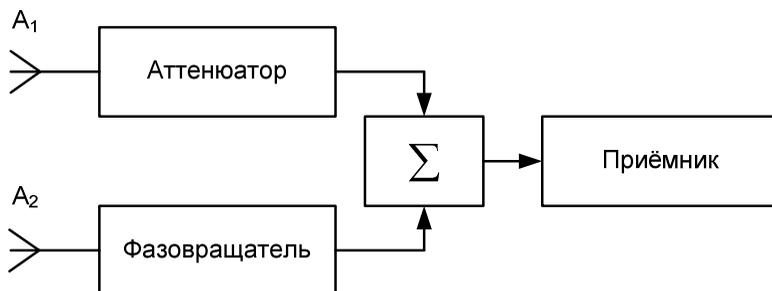


Рис. 4.7. Схема компенсации помех, основанных на приёме сигналов на две разнесённые антенны

сдвиг в фазовращателе и амплитуду сигналов с помощью аттенюатора, добиваются компенсации мешающего сигнала в сумматоре. В результате на приёмник поступает только полезный сигнал.

К техническим мерам обеспечения ЭМС РЭС относятся:

- задание ТТТ к РЭС в части ЭМС на этапе их разработки;
- нормирование и стандартизация ряда технических характеристик РЭС (ширины, полосы основного излучения передатчиков; уровней внеполосных и побочных излучений передатчиков; стабильности частоты передатчиков, чувствительности неосновных каналов приёма; уровней боковых лепестков ДН).

При создании новой техники и строительстве объектов, оснащённых РЭС, создают модели ожидаемой электромагнитной обстановки (ЭМО), которые позволяют оценить ожидаемые уровни непреднамеренных помех и определить места размещения РЭС и их антенных систем.

Проверку выполнения требований и норм, направленных на обеспечение ЭМС, а также измерение параметров РЭС производят с помощью специальных КИП.

4.3. ОРГАНИЗАЦИОННЫЕ МЕРОПРИЯТИЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС

Организационные мероприятия реализуются при эксплуатации РЭС:

1. Рациональное распределение частот является основной мерой обеспечения ЭМС РЭС, работающих в одном районе. При этом назначаются несовпадающие частоты. Эффективность распределения и назначения частот характеризуется следующими данными:

- разнос рабочих частот РЭС на десятки – сотни килогерц в метровом и сотни тысяч килогерц в более коротковолновом диапазоне практически полностью исключает взаимные помехи между РЭС даже при размещении их на одной позиции;
- разнос РЭС по частоте не требует значительных затрат времени, может быть осуществлён на этапе планирования боевых действий.

В настоящее время задача распределения и назначения частот детально решается для средств радиосвязи. Задачи рационального использования радиочастотных диапазонов и нормирования радиоизлучений введены в государственные стандарты.

2. Пространственный разнос РЭС. При этом размещение РЭС на позиции может осуществляться с учётом их рабочих секторов. Для облегчения выбора районов размещения РЭС устанавливаются нормы частотно-территориального разнеса (ЧТР), которые заключаются в установлении требуемых значений частотных расстройек между потенциально несовместимыми РЭС при заданных расстояниях между РЭС, либо в установлении требуемых расстояний между РЭС при заданных частотных расстройках.

3. Согласование работы РЭС по времени (установления очередности их работы), наложения запретов на работу отдельных РЭС в определённые интервалы времени (исходя из приоритета одних средств над другими в различных ситуациях), введения ограничений на режимы работы (например по получаемой мощности).

4. Выбор и оборудование позиций. Заключается в правильном использовании экранирующих свойств местности и местных предметов, а в ряде случаев – и в установлении искусственных экранов, приводящих к ослаблению мощности взаимных помех. Непреднамеренные помехи заметно ослабляются, если средства УКВ-диапазона (находятся в пределах прямой видимости) располагаются так, чтобы между ними находились складки местности, лесные массивы и населённые пункты. Так, например, лиственный лес глубиной 100 м и в УКВ-диапазоне может ослабить излучаемую энергию в 10 раз, в ДЦМ-диапазоне – в 100 раз, в СМВ-диапазоне – в тысячу раз. Деревянные строения могут ослабить энергию в 10 – 20 раз, кирпичные здания – в 100 раз на каждый погонный метр прохождения радиоволн.

5. Организация обеспечения ЭМС РЭС в соответствии с изложенными выше мерами и способами не исключает полностью возможность возникновения взаимных радиопомех. В связи с этим с целью исключения внезапно возникающих интенсивных помех организуется выявление источников таких помех и устранение их мешающего воздействия.

6. Чтобы предотвратить возникновение взаимных помех, предусматривается контроль за соблюдением операторами установленных режимов работы РЭС.

Обеспечение безопасности полётов при наличии взаимных помех:

1. Рациональное распределение и использование рабочих частот (f_n и F_n).

2. Строгое соблюдение установленных ограничений работы РЭС по рабочим частотам, времени и режимам работы.

3. Использование запасных каналов дублирующих средств, не подверженных помехам или работающих на других физических принципах (барометрические измерители высоты, ИНС).

4. Построение боевых порядков, исключаящее и уменьшающее взаимные помехи (увеличение расстояний между ПП и боевыми самолётами).

5. Соблюдение радиодисциплины при работе в общих радиосетях.

4.4. ОСНОВНЫЕ ТЕНДЕНЦИИ ПОВЫШЕНИЯ ЭМС РЭС

Задачи по обеспечению ЭМС РЭС весьма многообразны и охватывают, пожалуй, все направления развития радиотехнических систем, связанные как с техническими, так и с организационными мероприятиями.

За рубежом широко используется автоматизированное прогнозирование (диалог пользователя с ЭВМ, в том числе в интерактивном режиме с выводом информации на дисплей), позволяющее учесть возрастающий объём задач по реализации ЭМС РЭС. Примером может служить разработанная в Монреальском университете (Канада) программа, позволяющая оптимизировать развязки между антеннами РЭС с учётом геометрии фюзеляжа самолёта.

Для создания математического, программного и информационного обеспечения автоматизированного прогнозирования ЭМС РЭС и её последующей реализации на практике необходимо, как представляется, вести дальнейшие исследования в следующих направлениях:

- разработки электродинамических и математических моделей, описывающих процесс распространения электромагнитных волн в излучающих и распределительных устройствах (встречающихся на практике или перспективных), и экспериментальной проверки прогноза на основе этих моделей;

- разработки моделей электродинамического уровня для расчёта коэффициентов $h_k(f)$ применительно к антеннам и подстилающим поверхностям разных типов (в частности, – к ЛА из композиционных материалов, к невыступающим и конформным антеннам) и экспериментальной проверки этих моделей;

- развития теории и практики синтеза антенн с низким и сверхнизким уровнем БЛ ДН и адаптивных антенных решёток;

- разработки статистических методов оценки ЭМС-параметров излучающих и распределительных устройств;

- разработки теории и практики измерения ЭМС-параметров антенн голографическим и коллиматорным методами;

- разработки алгоритмов оптимизации процедуры назначения частот РЭС различного назначения;

- использования методов пространственно-временного разделения каналов, оптоэлектроники, распознавания образов и т.п. для реализации организационно-технических мер по обеспечению ЭМС РЭС;

- разработки алгоритмов автоматизированного прогнозирования ЭМС РЭС;

- исследования и разработки для различных диапазонов волн технических устройств (импедансных, ребристо-стержневых, диэлектрических, компенсационных или иных), позволяющих увеличить развязку между слабо- и остронаправленными антеннами при заданном их взаимном расположении с учётом подстилающей поверхности и эффектов взаимодействия.

5. ЗАДАЧИ ПО ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТИ РЭС

Задача 1. На каком удалении от РЛС будет обнаружен самолёт ($\sigma_c = 20 \text{ м}^2$) с передатчиком помех на борту ($P_{\text{п}} = 50 \text{ Вт}$, $\Delta F_{\text{п}} = 20 \text{ МГц}$, $G_{\text{п}} = 2,5$)? Параметры РЛС имеют следующие значения: $P_{\text{и}} = 1 \text{ МВт}$, $\tau_{\text{и}} = 0,5 \text{ мкс}$, $G_{\text{с}} = 10$, $k_{\text{п}} = 2,5$.

Решение. Этот случай применения помех соответствует самоприкрытию. Следовательно, минимальное расстояние между РЛС и самолётом, на котором этот самолёт не обнаруживается, определяется по формуле

$$D_{\text{с min}} = \sqrt{\frac{K_{\text{рзп}}}{\eta_{\text{рзп}}}} = \sqrt{\frac{k_{\text{п}} P_{\text{и}} G_{\text{с}} \sigma_c \Delta F_{\text{п}}}{4\pi \gamma P_{\text{п}} G_{\text{п}} F_{\text{п}}^2(\theta_{\text{рлс}}, \alpha_{\text{рлс}}) \Delta f_{\text{прм}}}},$$

где $\Delta f_{\text{прм}} = \frac{1}{\tau_{\text{и}}} = \frac{1}{0,5} = 2 \text{ МГц}$; $\gamma = 0,5$; $F_{\text{п}}^2(\theta_{\text{рлс}}, \alpha_{\text{рлс}}) = 1$ (случай самоприкрытия).

Ответ: $D_{\text{с min}} = 25 \text{ км}$.

Задача 2. При каком значении удельного энергетического потенциала $\mathcal{E}_{\text{п}}$ передатчика помех для условий задачи 1 $D_{\text{с min}}$ уменьшится вдвое?

Решение. Выразим $D_{\text{с min}}$ через удельный энергетический потенциал передатчика помех, $D_{\text{с min}} = \sqrt{\frac{k_{\text{рзп}}}{\eta_{\text{рзп}}}}$, где $k_{\text{рзп}} = \frac{\mathcal{E}_{\text{рлс}}}{\mathcal{E}_{\text{п}}}$. Здесь $\mathcal{E}_{\text{рлс}}$ и $\mathcal{E}_{\text{п}}$ – соответственно, удельный энергетический потенциал РЛС и передатчика помех.

Следовательно, $D_{\text{с min}} \equiv \sqrt{\frac{\mathcal{E}_{\text{рлс}}}{\mathcal{E}_{\text{п}}}}$. Из анализа этой формулы следует,

что для уменьшения $D_{\text{с min}}$ в 2 раза необходимо повысить $\mathcal{E}_{\text{п}}$ в 4 раза.

Ответ: в 4 раза.

Задача 3. Самолёт-постановщик помех с параметрами передатчика помех $P_{\text{п}} = 500 \text{ Вт}$, $G_{\text{п}} = 10$, $\Delta F_{\text{п}} = 50 \text{ МГц}$, $\gamma = 0,5$ расположен от подавляемой РЛС на расстоянии $D_{\text{п}} = 50 \text{ км}$. На каком удалении от РЛС будут

обнаружены ударные самолёты ($\sigma_{yc} = 25 \text{ м}^2$), если направление на них отличается от направления на постановщик помех на большую величину, чем ширина основного лепестка ДН антенны подавляемой РЛС? Параметры РЛС: $P_{\Pi} = 1 \text{ МВт}$, $G = 10$, $\Delta f_{\text{пр}} = 2 \text{ МГц}$, $k_{\Pi} = 3$. Уровень боковых лепестков равен -20 дБ относительно F_{max} .

Решение. Этот случай соответствует прикрытию из зоны. Следовательно, минимальное расстояние между РЛС и прикрываемыми самолётами, на котором эти самолёты не обнаруживаются, определяется по формуле

$$D_{c \text{ min}} = \sqrt{\frac{K_{\text{рзп}}}{\eta_{\text{рзп}}}} \sqrt{D_{\Pi}} \frac{1}{\sqrt{F(\theta_{\Pi}, \alpha_{\Pi})}} = \sqrt{\frac{P_{\Pi} G_{yc} \Delta F_{\Pi} K_{\Pi} \sigma_{yc}}{P_{\Pi} G_{\Pi} \Delta f_{\text{пр}} 4\pi \gamma_{\Pi}}} \sqrt{\frac{D_{\Pi}}{F(\theta_{\Pi}, \alpha_{\Pi})}}.$$

В этой формуле значения всех параметров известны. Необходимо только значение нормированной диаграммы РЛС в направлении на постановщик помех, заданное в децибелах, определить в разгах и подставить в формулу для $D_{c \text{ min}}$:

$$F(\theta_{\Pi}, \alpha_{\Pi}), \text{ дБ} = 201 \text{г} \frac{F(\theta_{\Pi}, \alpha_{\Pi})}{F_{\text{max}}} = 201 \text{г} \frac{F(\theta_{\Pi}, \alpha_{\Pi})}{1};$$

$$-20 = 201 \text{г} F(\theta_{\Pi}, \alpha_{\Pi});$$

$$\text{г} F(\theta_{\Pi}, \alpha_{\Pi}) = -1;$$

$$F(\theta_{\Pi}, \alpha_{\Pi}) = 10^{-1} = 0,1.$$

Ответ: $D_{c \text{ min}} = 62 \text{ км}$.

Задача 4. Определить, будет ли подавлена РЛС по боковому лепестку передатчиком помех, расположенным от неё на расстоянии $D_{\Pi} = 50 \text{ км}$ и создающим спектральную плотность помехи на входе РЛС, равную $S_{\Pi} = 50 \frac{\text{Вт}}{\text{МГц}}$. Учтеть, что направление на наблюдаемые самолёты ($\sigma_c = 5 \text{ м}^2$) отличается от направления на передатчик помех на величину большую, чем ширина основного лепестка ДНА подавляемой РЛС. РЛС имеет следующие параметры: $\mathcal{E}_{\text{рлс}} = 90 \cdot 10^6 \frac{\text{Вт}}{\text{МГц}}$, $k_{\Pi} = 2,3$. Дальность до наблюдаемых самолётов $D_c = 80 \text{ км}$. Уровень боковых лепестков равен -20 дБ относительно F_{max} .

Решение. Энергетическое условие обнаружения РЛС цели

$$k = \frac{\Xi_{\Pi}}{\Xi_c} \frac{D_c^4}{D_{\Pi}^2} \frac{4\pi\gamma_{\Pi}}{\sigma_c} F_c^2(\theta_{\Pi}; \alpha_{\Pi}) F_{\Pi}^2(\theta_c; \alpha_c),$$

где $F_{\Pi}^2(\theta_c, \alpha_c) = 1$, а $F_c(\theta_{\Pi}, \alpha_{\Pi}) = 10^{-\frac{20}{20}} = 10^{-1} = 0,1$.

Условие подавления РЛС: $k \geq k_{\Pi}$.

Ответ: РЛС не будет подавлена.

Задача 5. Определить требуемый коэффициент подавления k_{Π} , обеспечивающий снижение вероятности обнаружения цели в условиях помех до $P_{\text{по}} = 0,5$. Вероятность ложной тревоги в РЛС поддерживается постоянной и равна $P_{\text{лт}} = 10^{-5}$. Некогерентная РЛС имеет следующие параметры: ширина ДНА в азимутальной плоскости $\theta_{0,5} = 2,4^\circ$; частота следования импульсов $F = 500$ Гц; скорость вращения антенны $N_a = 6$ об/мин.

Решение. Для РЛС с некогерентным накоплением импульсов значение k_{Π} можно определить по формуле

$$k_{\Pi} = \sqrt{\frac{2,3 n (-\lg P_{\text{по}})}{(-\lg P_{\text{лт}})}},$$

где $n = F_{\Pi} t_{\Pi}$, t_{Π} – время накопления импульсов в РЛС (длительность пачки импульсов).

Время накопления численно равно времени облучения цели радиолокационной станцией, т.е. равно времени поворота ДНА на угол $\theta_{0,5}^\circ$

$$t_{\Pi} = \frac{\theta_{0,5}^\circ}{6 N_a},$$

где $\theta_{0,5}^\circ$ – ширина ДНА РЛС в град.; N_a – скорость вращения антенны в об/мин.

Следовательно, $n = \frac{\theta_{0,5}^\circ F_{\Pi}}{6 N_a}$, а коэффициент подавления данной некогерентной РЛС

$$k_{\Pi} = \sqrt{\frac{2,3 \theta_{0,5}^\circ F_{\Pi} (-\lg P_{\text{по}})}{6 N_a (-\lg P_{\text{лт}})}}.$$

Ответ: $k_{\Pi} = 2,8$.

Задача 6. Определить k_{Π} наземной РЛС прямошумовой помехой, если известно, что $P_{\text{по}} = 0,5$, $P_{\text{лт}} = 10^{-5}$, $\tau_{\text{и}} = 0,4$ мкс, $F_{\text{и}} = 500$ Гц, $N_{\text{а}} = 10$ об/мин, $\theta_{0,5} = 3^{\circ}$.

Решение. Коэффициент подавления некогерентной РЛС можно определить по формуле

$$k_{\Pi} = \frac{2,6n}{q_{\text{пор}}},$$

$$\text{где } n = \frac{\theta_{0,5}^{\circ} F_{\text{и}}}{6 N_{\text{а}} (\text{об/мин})}; \quad q_{\text{пор}} = 2 \left(\frac{\lg P_{\text{лт. зад}}}{\lg P_{\text{по. зад}}} - 1 \right).$$

Ответ: $k_{\Pi} = 1,56$.

Задача 7. Определить k_{Π} приёмного канала ЛЧМ сигналов обзорного радиолокатора прямошумовой помехой, если известно, что $P_{\text{по}} = 0,5$, $P_{\text{лт}} = 10^{-5}$, $\tau_{\text{и}} = 20$ мкс, $\tau_{\text{и.сж}} = 0,4$ мкс, $N_{\text{а}} = 6$ об/мин, $F_{\text{и}} = 360$ Гц, $\theta_{0,5} = 1,5^{\circ}$.

Решение. Коэффициент подавления k_{Π} для РЛС со сложными сигналами определяется выражением

$$k_{\Pi} = \frac{2nB}{q_{\text{пор}}},$$

где B – база сигнала, определяемая по формуле $B = \frac{\tau_{\text{и}}}{\tau_{\text{и.сж}}}$.

Тогда

$$k_{\Pi} = \frac{\theta_{0,5}^{\circ} F_{\text{и}}}{6 N_{\text{а}} (\text{об/мин})} \frac{B}{\left(\frac{\lg P_{\text{лт. зад}}}{\lg P_{\text{по. зад}}} - 1 \right)}.$$

Ответ: РЛС не будет подавлена помехой, так как $k < k_{\Pi}$.

Задача 8. Определить удельный энергетический потенциал радиолокационной станции, имеющей следующие технические характеристики $P_{\text{и}} = 200$ кВт, $\lambda = 23$ см, $\Delta f_{\text{прм}} = 2$ МГц и параболический отражатель антенны размером 9×4 м.

Решение. Для определения удельного энергетического потенциала РЛС воспользуемся формулой

$$\mathcal{E}_{\text{рлс}} = \frac{P_{\text{и}} G}{\Delta f_{\text{прм}}},$$

а для определения максимального коэффициента направленного действия антенны РЛС

$$G = 4\pi \frac{S_{\text{а}}}{\lambda^2} \cong 4\pi \frac{d_{\text{а1}} d_{\text{а2}}}{K_{\theta_{\text{р}}}^2 \lambda^2},$$

где $d_{\text{а1}}$ и $d_{\text{а2}}$ – размеры антенны, м; УБЛ – уровень боковых лепестков ДНА, дБ; $K_{\theta_{\text{р}}} = 1 - 0,5(1 + 0,06\text{УБЛ})$ – коэффициент расширения основного луча РЛС.

Тогда

$$\mathcal{E}_{\text{рлс}} = 4\pi \frac{P_{\text{и}} d_{\text{а1}} d_{\text{а2}}}{K_{\theta_{\text{р}}}^2 \lambda^2 \Delta f_{\text{прм}}}.$$

Ответ: $\mathcal{E}_{\text{рлс}} = 0,75 \cdot 10^6 \frac{\text{Вт}}{\text{МГц}}.$

Задача 9. Определить вероятность ложной тревоги в РЛС. РЛС имеет следующие характеристики: $\theta_{0,5} = 3^\circ$, $\Delta D_{\text{р}} = 250$ м, $D_{\text{max}} = 80$ км.

Решение. $P_{\text{лт}} = \frac{\theta_{0,5}^\circ \Delta D_{\text{р}}}{360^\circ D_{\text{max}}}$.

Ответ: $P_{\text{лт}} = 2,6 \cdot 10^{-5}.$

Задача 10. Найти и проанализировать дальность радиотехнической разведки $D_{\text{р}}$ в зависимости от параметров станции РТР и разведываемой РЛС без учёта кривизны Земли. Взаимное расположение РЛС и станции РТР показано на рис. 5.1.

Параметры РЛС: λ – длина волны РЛС; $P_{\text{и}}$ – импульсная мощность передатчика; $G_{\text{с}}$ – КНД антенны; $F_{\text{с}}(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}})$ – значение нормированной ДНА РЛС по напряжённости в направлении на станцию РТР; $\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}}$ – углы в вертикальной и горизонтальной плоскости между направлением максимума ДНА РЛС и направлением на станцию РТР.

Параметры станции РТР: $P_{\text{вх min}}$ – реальная чувствительность разведывательного приёмника; $F_{\text{р}}(\theta_{\text{рлс}}, \alpha_{\text{рлс}})$ – значение нормированной ДНА станции РТР по напряжённости в направлении на РЭС; $G_{\text{р}}$ – КНД антенны;

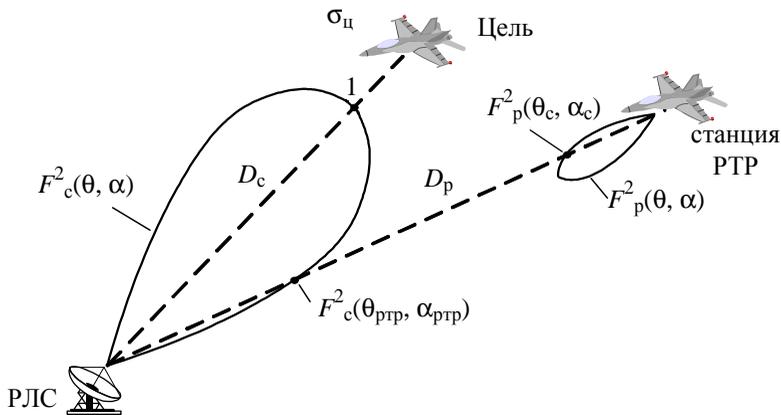


Рис. 5.1. Взаимное расположение РЛС и станции РТР

γ – коэффициент несовпадения поляризации сигнала РЭС и антенны станции РТР; ψ – коэффициент передачи мощности антенно-фидерного тракта станции РТР.

Решение. Мощность сигнала РЛС на входе разведывательного приёмника

$$P_{\text{вх. р}} = \rho A_p(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}}) \gamma \psi,$$

где $\rho = \frac{P_{\text{и}} G_{\text{с}}}{4\pi D^2} F_c^2(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}})$ – плотность потока мощности сигнала РЛС

около антенны станции РТР, Вт/м²; $A_p(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}}) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_p F_p^2(\theta_{\text{рлс}}, \alpha_{\text{рлс}})$ –

эффективная площадь раскрытия антенны станции РТР в направлении на РЛС, м²; D – расстояние между РЛС и станции РТР, м.

Следовательно, мощность сигнала на входе разведприёмника

$$P_{\text{вх. р}} = \frac{P_{\text{и}} G_{\text{с}} F_c^2(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}})}{4\pi D^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_p F_p^2(\theta_{\text{рлс}}, \alpha_{\text{рлс}}) \gamma \psi.$$

Когда расстояние D станет равным дальности разведки D_p , тогда мощность на входе разведприёмника станет равной его реальной чувствительности, т.е.

$$P_{\text{вх. р}} \Big|_{D=D_p} = P_{\text{вх. мин}}.$$

Тогда выражение для дальности РТР равно

$$D_p = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{\text{и}} G_{\text{с}} G_{\text{р}} \gamma \psi}{P_{\text{вх min}}}} F_{\text{с}}(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}}) F_{\text{р}}(\theta_{\text{рлс}}, \alpha_{\text{рлс}}).$$

Выводы:

1. Дальность D_p зависит от реальной чувствительности разведприёмника $P_{\text{вх min}}$; значений нормированных ДНА РЛС и станции РТР в направлении друг на друга, т.е. $F_{\text{с}}(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}})$ и $F_{\text{р}}(\theta_{\text{рлс}}, \alpha_{\text{рлс}})$; энергетического потенциала РЛС $P_{\text{и}}$, $G_{\text{с}}$; рабочей длины волны РЛС λ .

2. В сантиметровом и дециметровом диапазоне волн дальность разведки D_p не превышает дальности прямой видимости $D_{\text{п. в}}$ – $D_p \leq D_{\text{п. в}}$.

Задача 11. Определить максимальную дальность радиотехнической разведки D_p без учёта и с учётом кривизны Земли, если высота подъёма антенны РЛС равна $h_a = 4$ м, а высота полёта самолёта-разведчика $H = 10$ км. Взаимное расположение РЛС и станции РТР показано на рис. 5.2.

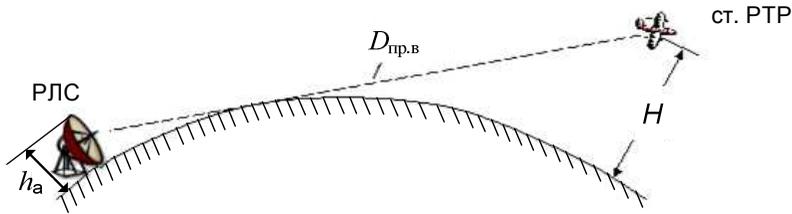


Рис. 5.2. Взаимное расположение РЛС и станции РТР

Параметры РЛС: $P_{\text{и}} = 1$ МВт, $G_{\text{с}} = 10^3$, $\lambda = 25$ см. Параметры аппаратуры РТР: $P_{\text{вх min}} = 10^{-6}$ Вт, $F_{\text{р}}(\theta_{\text{рлс}}, \alpha_{\text{рлс}}) = 1$, $G_{\text{р}} = 10$, $\gamma = 0,5$, $\psi = 0,5$.

Решение. Без учёта кривизны максимальную дальность радиотехнической разведки вычисляют по формуле

$$D_{p \text{ max}} = D_p \Big|_{\substack{F_{\text{с}}(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}}) = 1 \\ F_{\text{р}}(\theta_{\text{рлс}}, \alpha_{\text{рлс}}) = 1}} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{\text{и}} G_{\text{с}} G_{\text{р}} \gamma \psi}{P_{\text{вх min}}}}.$$

С учётом кривизны Земли дальность разведки не превышает дальности прямой видимости – $D_p \leq D_{\text{п. в}}$

$$D_{\text{п. в}} \text{ (км)} = 4,12 \cdot \left(\sqrt{h_a \text{ (м)}} + \sqrt{H \text{ (м)}} \right).$$

Ответ: $D_{\text{п. в}} = 420$ км.

Задача 12. Определить необходимую реальную чувствительность станции РТР, чтобы дальность разведки при приёме сигналов, излучаемых боковым лепестком ДНА наземной РЛС, составила $D = 400$ км. Параметры РЛС: $P_{\text{и}} = 1$ МВт, $G_{\text{с}} = 10^3$, $\lambda = 20$ см, $F_{\text{с.бок,дБ}}(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}}) = -40$ дБ.

Параметры станции РТР: $G_{\text{р}} = 10$, $\gamma = 1$, $\psi = 0,5$.

Решение.

$$P_{\text{вх min}} = \frac{\lambda^2 P_{\text{и}} G_{\text{с}} G_{\text{р}} \gamma \psi}{(4\pi D_{\text{р}})^2} F_{\text{с}}^2(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}}),$$

где $F_{\text{с}}(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}}) = F_{\text{с.бок}}(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}}) = 0,0001$.

$$\text{Ответ: } P_{\text{вх min}} = -125 \frac{\text{дБ}}{\text{Вт}}.$$

Задача 13. Определить необходимую реальную чувствительность приёмника самолётной станции РТР для разведки наземной РЛС на дальности прямой видимости, при приёме сигнала, излучаемого боковым лепестком ДНА РЛС с уровнем $F_{\text{с.бок,дБ}}(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}}) = -20$ дБ. Параметры РЛС: $P_{\text{и}} = 200$ кВт, $G_{\text{с}} = 10^5$, $\lambda = 23$ см. Параметры станции РТР: $G_{\text{р}} = 10$, $\gamma = 1$, $\psi = 0,5$. Высота полёта самолёта-разведчика $H = 16$ км, высота расположения антенны РЛС $h_{\text{а}} = 9$ м.

Решение.

$$P_{\text{вх min}} = \frac{\lambda^2 P_{\text{и}} G_{\text{с}} G_{\text{р}} \gamma \psi}{(4\pi D_{\text{р}})^2} F_{\text{с}}^2(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}}),$$

где $D_{\text{р}} = D_{\text{п.в}} = 533$ км; $F_{\text{с}}(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}}) = F_{\text{с.бок}}(\theta_{\text{ртр}}, \alpha_{\text{ртр}}) = 0,01$.

$$\text{Ответ: } P_{\text{вх min}} = 118 \cdot 10^{-10} \text{ Вт.}$$

Задача 14. Между РЭС и разведывательным приёмником имеется лесополоса шириной $l = 50$ м. Обеспечивается ли радиотехническая маскировка, если расстояние между РЭС и разведприёмником $D = 20$ км? Параметры РЭС: $P_{\text{и}} = 100$ кВт, $G_{\text{с}} = 100$, $\Delta f_{\text{с}} = 5$ МГц. Погонное ослабление радиоволн в лесополосе $\beta = 0,8 \frac{\text{дБ}}{\text{м}}$. Норма спектральной плотности потока мощности, при которой разведка невозможна,

$$P_{\text{ом}} = 10^{-11} \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot \text{МГц}}.$$

Решение. Для оценки возможной дальности РТР различных видов разведки (космической, воздушной, наземной) на практике используется более упрощённое выражение

$$D_p = \sqrt{\frac{P_i G_c}{4\pi \Pi_{\text{ом}} \Delta f_c}},$$

где Δf_c – ширина спектра сигнала РЭС, МГц; $\Pi_{\text{ом}}$ – норма на уровень спектральной плотности потока мощности излучения на входе антенны станции РТР, $\frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \text{МГц}}$. Значения $\Pi_{\text{ом}}$ для различных видов разведки приведены в специальных справочниках.

Для оценки эффективности пассивной радиотехнической маскировки производят измерение или вычисление спектральной плотности потока мощности Π_m сигнала РЭС в точке предполагаемого расположения станции РТР. Значение Π_m сравнивается с нормой $\Pi_{\text{ом}}$. Если $\Pi_m < \Pi_{\text{ом}}$, то радиотехническая маскировка эффективна, т.е. излучения РЭС не обнаруживаются.

Спектральную плотность потока мощности Π_m можно определить по формуле

$$\Pi_m = \frac{P_i G_c}{\Delta f_c K_3},$$

где P_i – импульсная (мгновенная) мощность передатчика РЭС, Вт; G_c – коэффициент направленного действия (или коэффициент усиления) передающей антенны РЭС; Δf_c – ширина спектра сигнала РЭС, МГц; K_3 – коэффициент ослабления (экранирования) излучений РЭС средствами пассивной радиотехнической маскировки:

$$K_3 = \frac{P_i}{P_{i.э}}; \quad K_3 = \frac{S_i}{S_{i.э}}; \quad K_3 = \frac{\Pi_m}{\Pi_{m.э}},$$

где P_i , S_i , Π_m – соответственно излучаемая мощность, спектральная плотность мощности и спектральная плотность потока мощности при неиспользовании средств пассивной маскировки; $P_{i.э}$, $S_{i.э}$, $\Pi_{m.э}$ – излучаемая мощность, спектральная плотность мощности и спектральная плотность потока мощности при использовании средств пассивной маскировки.

Эффективность средств пассивной радиотехнической маскировки оценивается коэффициентом ослабления (экранирования) $\mathcal{E}_и$, выраженным в децибелах:

$$\mathcal{E}_i = 10 \lg K_s; \quad \mathcal{E}_i = 10 \lg \frac{P_{и.э}}{P_{и.э}}; \quad \mathcal{E}_i = 10 \lg \frac{S_{и.э}}{S_{и.э}}; \quad \mathcal{E}_i = 10 \lg \frac{\Pi_{м.э}}{\Pi_{м.э}}.$$

Значение коэффициента \mathcal{E}_i для экранированных помещений, средств индивидуальной маскировки (эквиваленты антенн, поглощающие чехлы, накидки, антенные насадки и др.), маскировочных комплектов и т.п. приведены в специальных справочниках.

Ослабление излучений массивами (лес, луг, горы и т.д.) ориентировочно может быть оценено по формуле

$$\mathcal{E} = \beta l,$$

где β – погонное затухание, дБ/м; l – длина между РЭС и разведывательным приёмником.

Эффективность активной радиотехнической маскировки (рис. 5.3) оценивается коэффициентом маскировки K_M

$$K_M = 10 \lg \frac{S_{с.вх}}{S_{п.вх}},$$

где $S_{с.вх} = \frac{P_{и} G_{с} G_{р} \gamma \lambda^2}{(4\pi D_{с})^2 \Delta f_{с}} F_c^2(\theta_p, \alpha_p)$ – спектральная плотность сигнала РЭС

на входе разведприёмника без учёта затухания в атмосфере, Вт/МГц;

$S_{п.вх} = \frac{P_{п} G_{п} G_{р} \gamma \lambda^2}{(4\pi D_{п})^2 \Delta F_{п}} F_p^2(\theta_c, \alpha_c)$ – спектральная плотность фона мешающих

излучений (помехи) на входе разведприёмника без учёта затухания в атмосфере, Вт/МГц; $D_{п}$ – расстояние между РЭС и разведприёмником, м; $D_{с}$ – расстояние между станцией активных помех (САП) и разведприёмником, м; $\Delta f_{с}$, $\Delta F_{п}$ – ширина спектра сигнала и помехи, МГц.

Обычно условие эффективной маскировки определяется неравенством $S_{п.вх} \geq S_{с.вх}$, т.е. для ситуации, изображённой на рис. 5.3,

$$\frac{P_{п} G_{п} G_{р} \gamma \lambda^2}{(4\pi D_{п})^2 \Delta F_{п}} F_p^2(\theta_{п}, \alpha_{п}) \geq \frac{P_{и} G_{с} G_{р} \gamma \lambda^2}{(4\pi D_{с})^2 \Delta f_{с}} F_c^2(\theta_p, \alpha_p).$$

Отсюда требуемая для маскировки сигнала РЭС мощность передатчика помех

$$P_{п.тр} \geq \frac{\Delta F_{п}}{\Delta f_{с}} P_{и} \frac{G_{с} D_{п}^2}{G_{п} D_{с}^2} \frac{F_c^2(\theta_p, \alpha_p)}{F_p^2(\theta_{п}, \alpha_{п})}.$$

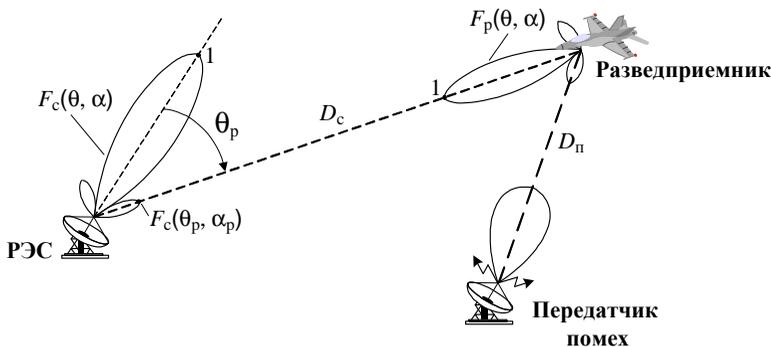


Рис. 5.3. Активная маскировка сигналов РЭС помехами

Обычно ширина спектра помехи ΔF_{Π} в 1,5–3 раза больше ширины спектра маскируемого сигнала Δf_c

$$\Delta F_{\Pi} = (1,5 \dots 3) \Delta f_c.$$

Ответ: так как $\Pi_{\text{М}} > \Pi_{\text{ОМ}}$, то радиотехническая маскировка не обеспечивается.

Задача 15. Определить требуемый коэффициент ослабления излучения $\mathcal{E}_{\text{и}}$ экранированного помещения, чтобы обеспечить скрытие от космической РТР излучений РЭС на удалении $D = 400$ км.

Параметры РЭС: $P_{\text{и}} = 1$ МВт, $G_c = 10^3$, $\Delta f_c = 5$ МГц. Норма спектральной плотности мощности в точке излучения $\Pi_{\text{ОМ}} = 10^{-11} \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot \text{МГц}}$.

Решение. Для обеспечения скрытия в точке излучения спектральная плотность потока мощности $\Pi_{\text{М}}$ с учётом экранирующих свойств помещения должна быть меньше или равна норме $\Pi_{\text{ОМ}}$ – $\Pi_{\text{М}} \leq \Pi_{\text{ОМ}}$.

$$\Pi_{\text{М}} = \frac{P_{\text{и}} G_c}{4\pi D^2 K_3 \Delta f_c}.$$

Следовательно

$$\frac{P_{\text{и}} G_c}{4\pi D^2 K_3 \Delta f_c} \leq \Pi_{\text{ОМ}};$$

$$K_3 \geq \frac{P_{\text{и}} G_c}{4\pi D^2 \Pi_{\text{ОМ}} \Delta f_c};$$

$$\mathcal{E}_{\text{и}} = 10 \lg K_3.$$

Ответ: $\mathcal{E}_{\text{и}} = 70$ дБ.

Задача 16. Настройка и регулировка РЭС осуществляется в экранированном помещении I класса ($\mathfrak{A}_3 = 100$ дБ/Вт). Обеспечивается ли скрытие от наземной РТР, находящейся на удалении $D_c = 20$ км от РЭС?

Параметры РЭС: мощность передатчика РЭС $P_{\text{и}} = 500$ кВт; коэффициент усиления антенны РЭС $G_c = 10^3$; ширина спектра сигнала $\Delta f_c = 4$ МГц.

Норма спектральной плотности потока мощности $\Pi_{\text{ом}} = 10^{-10} \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot \text{МГц}}$.

Решение. Рассчитываем значение $\Pi_{\text{м}}$ в точке расположения аппаратуры РТР

$$\Pi_{\text{м}} = \frac{\rho}{\Delta f_c} = \frac{P_{\text{и}} G_c}{K_3 4\pi D_{\text{и}}^2 \Delta f_c} = \frac{P_{\text{и}} G_c}{10^{\frac{\mathfrak{A}_{\text{и, дБ}}}{10}} 4\pi D_{\text{и}}^2 \Delta f_c}$$

и сравниваем с $\Pi_{\text{ом}}$.

Если $\Pi_{\text{м}} < \Pi_{\text{ом}}$, то радиотехническая маскировка обеспечивается.

Ответ: радиотехническая маскировка обеспечивается.

Задача 17. Кратчайшее расстояние от РЭС до границы контролируемой зоны $D_{\text{гр}} = 8$ км. Обеспечивается ли радиотехническая маскировка при работе РЭС на эквивалент антенны? Параметры РЭС: $P_{\text{и}} = 600$ кВт,

$\mathfrak{A}_{\text{экр}} = 80 \frac{\text{дБ}}{\text{Вт}}$, $\lambda = 10$ см, $\Delta f_c = 2$ МГц. Норма спектральной плотности

$\Pi_{\text{ом}} = 10^{-11} \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot \text{МГц}}$.

Решение. Определяем значение $\Pi_{\text{м}}$ на границе контролируемой зоны:

$$\Pi_{\text{м}} = \frac{\rho_3}{\Delta f_c},$$

где ρ_3 – плотность потока мощности на границе контролируемой зоны, определяемая по формуле

$$\rho_3 = \frac{P_{\text{и}}}{K_3 4\pi D_{\text{гр}}^2}.$$

Следовательно,

$$\Pi_{\text{м}} = \frac{\rho_3}{\Delta f_c}.$$

Если $\Pi_{\text{м}} < \Pi_{\text{ом}}$, то скрытие обеспечивается.

Ответ: скрытие обеспечивается.

Задача 18. Определить требуемую мощность передатчика помех для обеспечения активной радиотехнической маскировки сигнала РЛС на входе разведприёмника. Разведка ведётся по боковому лепестку ДНА РЭС, а помеха действует по боковому лепестку ДНА аппаратуры РТР (рис. 5.3). Условие маскировки определяется неравенством $S_{п. вх} \geq S_c$ на входе разведприёмника.

Параметры взаимного расположения РЭС, передатчика помех и аппаратуры РТР: $D_c = 50$ км; $D_{п} = 40$ км.

Параметры РЭС: $P_{и} = 200$ кВт, $G_c = 10^5$, $\Delta f_c = 2$ МГц, $F_{с. бок}^2(\theta_{ртр}, \alpha_{ртр}) = 0,08$.

Параметры аппаратуры РТР: $P_{вх min} = 10^{-8}$ Вт, $G_p = 100$, $\gamma = 0,5$, $\psi = 1$, $F_{р. бок}^2(\theta_{п}, \alpha_{п}) = 0,1$.

Параметры передатчика помех: $P_{п} = 500$ Вт, $G_{п} = 10^4$, $\Delta F_{п} = 4$ МГц.

Решение. Спектральная плотность фона мешающих излучений (помехи) на входе разведприёмника без учёта затухания в атмосфере

$$S_{п. вх} = \frac{P_{п. вх}}{\Delta F_{п}},$$

где $P_{п. вх} = \frac{P_{п} G_{п}}{4\pi D_{п}^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_p F_p^2(\theta_{п}, \alpha_{п}) \gamma_{п} \psi$.

Спектральная плотность сигнала РЭС на входе разведприёмника без учёта затухания в атмосфере

$$S_{с. вх} = \frac{P_{с. вх}}{\Delta f_c},$$

где $P_{с. вх} = \frac{P_c G_c}{4\pi D_c^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_p \gamma_c \psi F_c^2(\theta_p, \alpha_p)$.

Из условия $S_{п. вх} \geq S_{с. вх}$ находим требуемую мощность передатчика помех

$$P_{п} = \frac{\Delta F_{п}}{\Delta f_c} P_{и} \frac{G_c D_{п}^2}{G_{п} D_c^2} \frac{F_c^2(\theta_p, \alpha_p)}{F_p^2(\theta_{п}, \alpha_{п})}.$$

Ответ: $P_{п} = 2$ МВт.

Задача 19. Определить дальность радиотехнической разведки летом, если между РЭС и разведприёмником имеется лесополоса ($\beta = 0,3$ дБ/м) шириной $l = 300$ м. Параметры РЭС: $P_{и} = 50$ кВт; $G_c = 1$;

$\Delta f_c = 10$ МГц; $f_c = 1$ ГГц; поляризация радиоволн вертикальная. $\Pi_{\text{ом}} = 3 \cdot 10^{-14}$ Вт/м²·МГц.

Решение. Дальность радиотехнической разведки равна

$$D_p = \sqrt{\frac{P_n G_c}{4\pi \Pi_{\text{ом}} K_3 \Delta f_c}},$$

где $K_3 = 10^{\frac{\Theta_n}{10}}$.

$$\Theta_n = \beta l.$$

Ответ: $D_p = 3,6$ км.

Задача 20. Определить требуемую мощность передатчика помех P_n , необходимую для обеспечения активной радиотехнической маскировки сигналов РЭС (рис. 5.3), если известно, что $F_c(\theta_p, \alpha_p) = F_p(\theta_n, \alpha_n)$; $D_c = 2D_n$; $G_c = 3G_n$; $\Delta F_n = 3\Delta f_c$; $P_n = 50$ кВт.

Решение. Условие обеспечения активной радиотехнической маскировки сигналов РЭС

$$S_{\text{п. вх}} \geq S_{\text{с. вх}}.$$

Следовательно,

$$P_n \geq \frac{\Delta F_n}{\Delta f_c} P_n \frac{G_c D_n^2}{G_n D_c^2} \frac{F_c^2(\theta_p, \alpha_p)}{F_p^2(\theta_n, \alpha_n)}.$$

Ответ: $P_n \geq 112,5$ кВт.

Задача 21. Определить, на каком удалении D_n от разведприёмника необходимо разместить передатчик помех, чтобы обеспечить радиотехническую маскировку сигналов РЭС (рис. 5.3), если известно, что $D_c = 30$ км; $F_c(\theta_p, \alpha_p) = F_p(\theta_n, \alpha_n)$; $G_c = G_n$; $\Delta F_n = 5\Delta f_c$; $P_n = 2P_n$.

Решение.

$$S_{\text{п. вх}} \geq S_{\text{с. вх}},$$

Следовательно,

$$D_n \leq \sqrt{\frac{P_n G_n}{P_n G_c} \frac{F_c^2(\theta_p, \alpha_p)}{F_p^2(\theta_n, \alpha_n)} \frac{\Delta f_c}{\Delta F_n} D_c}.$$

Ответ: $D_n \leq 9,5$ км.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учебное пособие содержит необходимый минимум сведений, который позволит студентам ориентироваться в вопросах электромагнитной совместимости при разработке конструкции различных радиоэлектронных средств.

В пособии приводятся теоретические основы системного подхода к проблеме электромагнитной совместимости, алгоритмов назначения оптимальных частот РЭС, источников образования и характеристик помех, методов борьбы с помехами, технических способов и средств защиты от помех, защиты приёмных устройств от перегрузок, повышения помехоустойчивости РЭС методами пространственной селекции, повышения помехоустойчивости РЭС методами частотной селекции, повышения помехоустойчивости РЭС методами временной селекции, обеспечения и технических способов ЭМС собственных РЭС, организационных мероприятий обеспечения ЭМС.

Активное освоение материала учебного пособия позволит студентам перейти к знакомству с работами, указанными, например, в списках рекомендуемой литературы, а также к изучению других предметов по избранной специальности, подготовит к выполнению магистерских работ. К каждому занятию, лекции нужно готовиться заранее. В этом случае эффективность освоения и усвоения нового материала повысится многократно, придёт глубокое понимание, а значит, появится возможность использовать данный материал на практике.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи / под ред. В.И. Кравченко. – М. : Радио и связь, 1987. – 256 с.
2. Петровский, В.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств : учебное пособие для радиотехн. спец. вузов / В.И. Петровский, Ю.Е. Седельников. – М. : Радио и связь, 1986. – 215 с.
3. Малков, Н.А. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств : учебное пособие / Н.А. Малков, А.П. Пудовкин. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. ун-та, 2007. – 88 с.
4. Экранирование в конструкциях РЭС : метод. указания / сост. : Н.А. Кольтюков, О.А. Белоусов. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. ун-та, 2007. – 16 с.
5. Защита от радиопомех / под ред. М.В. Максимова. – М. : Сов. радио, 1976. – 496 с.
6. Вартанесян, В.А. Радиоэлектронная разведка / В.А. Вартанесян. – М. : Воениздат, 1991. – 254 с.
7. Палий, Л.И. Радиоэлектронная борьба / Л.И. Палий. – М. : Воениздат, 1989. – 350 с.
8. Бадалов, А.Л. Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС / А.Л. Бадалов, А.С. Михайлов. – М. : Радио и связь, 1990. – 271 с.
9. Костромина, Н.В. Электромагнитная совместимость в конструкциях РЭА (ЭВА) : учебное пособие / Н.В. Костромина, Е.П. Павлов ; Марийский политехн. ин-т им. А.М. Горького. – Йошкар-Ола, 1989. – 145 с.
10. Князев, А.Д. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учётом электромагнитной совместимости / А.Д. Князев, Л.Н. Кечиев, Б.В. Петров. – М. : Радио и связь, 1989. – 223 с.
11. Громзин, М.М. Работоспособность радиосредств при наличии помех : Теория и практика. – Ч. 3 : Помехозащищённость радиосредств / М.М. Громзин. – М., 1995. – 112 с.
12. Гурвич, И.С. Защита ЭВМ от внешних помех / И.С. Гурвич. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Энергоатомиздат, 1984. – 224 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. ПРОБЛЕМА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РЭС	4
1.1. Системный подход к проблеме электромагнитной совместимости	4
1.2. Системные аспекты моделирования канала связи	6
1.3. Алгоритмы назначения оптимальных частот РЭС	8
2. ПАССИВНЫЕ И АКТИВНЫЕ ПОМЕХИ	11
2.1. Классификация пассивных радиопомех	11
2.2. Классификация активных радиопомех	11
2.3. Характеристики пассивных помех	13
2.4. Характеристики активных помех	17
3. МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ОРГАНИЗОВАННЫМИ ПОМЕХАМИ	35
3.1. Общая характеристика методов борьбы с организованными радиопомехами	35
3.2. Организационные методы борьбы с помехами	35
3.3. Технические способы и средства защиты от помех	36
3.4. Методы обеспечения необходимого соотношения мощностей сигнала и помехи	37
3.5. Защита приёмных устройств от перегрузок	39
3.6. Повышение помехоустойчивости РЭС методами пространственной селекции	51
3.7. Повышение помехоустойчивости РЭС методами частотной селекции	55
3.8. Повышение помехоустойчивости РЭС методами амплитудной и амплитудно-частотной селекции	57
3.9. Повышение помехоустойчивости РЭС методами временной селекции	58
4. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭМС РЭС	63
4.1. Обеспечение ЭМС собственных РЭС	63
4.2. Технические способы обеспечения ЭМС РЭС	71
4.3. Организационные мероприятия обеспечения ЭМС	72
4.4. Основные тенденции повышения ЭМС РЭС	73
5. ЗАДАЧИ ПО ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТИ РЭС	75
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	89
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	90

Учебное издание

ПУДОВКИН Анатолий Петрович,
ПАНАСЮК Юрий Николаевич,
ЧЕРНЫШОВА Татьяна Ивановна

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ И ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТЬ РЭС

Учебное пособие

Редактор Л.В. Комбарова

Инженер по компьютерному макетированию М.Н. Рыжкова

Подписано в печать 30.05.2013.

Формат 60 × 84/16. 5,35 усл. печ. л. Тираж 100 экз. Заказ № 298

Издательско-полиграфический центр ФГБОУ ВПО «ТГТУ»
392000, г. Тамбов, ул. Советская, д. 106, к. 14