

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Военный факультет

Кафедра радиоэлектронной техники
ВВС и войск ПВО

***СИСТЕМЫ И СРЕДСТВА
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ***

*Допущено Министерством обороны Республики Беларусь
в качестве учебного пособия для курсантов и студентов,
обучающихся в интересах радиотехнических войск*

Минск БГУИР 2019

УДК 623.626(076)
ББК 68.517я73
С40

Авторы:

С. Н. Ермак, А. Н. Соколов, А. Б. Маргель, Ю. Е. Кулешов

Рецензенты:

кафедра тактики и вооружения радиотехнических войск
учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь»
(протокол №12 от 19.06.2017);

начальник 2 научно-исследовательского отдела (оперативного
искусства и тактики сухопутных войск) 1 научно-исследовательского
управления государственного учреждения «Научно-исследовательский
институт Вооруженных Сил Республики Беларусь» кандидат военных наук,
полковник А. А. Богатырёв

Системы и средства радиоэлектронной борьбы : учеб. пособие /
С40 С. Н. Ермак [и др.]. – Минск : БГУИР, 2019. – 264 с. : ил.
ISBN 978-985-543-393-5.

Разработано в соответствии с программами следующих учебных дисциплин:
«Основы построения наземных радиолокационных станций обнаружения воздушных
целей», «Радиоэлектронные системы локации военного назначения», «Специальная
подготовка», «Техническая подготовка».

УДК 623.626(076)
ББК 68.517я73

ISBN 978-985-543-393-5

© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2019

Содержание

1. Общая характеристика современных средств и способов вооруженной борьбы	6
1.1. Основные определения и понятия информационного обеспечения	6
1.2. Развитие средств и способов вооруженной борьбы за последнее десятилетие	7
1.3. Содержание информационного обеспечения вооруженной борьбы	10
1.4. Радиоэлектронная борьба как основная составная часть информационного обеспечения вооруженной борьбы	11
1.5. Классификация радиоэлектронных помех	18
Контрольные вопросы	21
2. Техническая разведка и противодействие техническим разведкам противника	22
2.1. Классификация видов технических разведок. Выявляемые демаскирующие признаки	22
2.2. Сущность противодействия ТСР	25
2.3. Основные организационно-тактические (технические) мероприятия по ПД ТР	27
Контрольные вопросы	29
3. Противодействие радиоэлектронной разведке в радиоэлектронной борьбе	30
3.1. Технические основы противодействия радиоэлектронной разведке	30
3.2. Основы противодействия обнаружению излучений РЭС в радиоразведке и радиотехнической разведке	32
3.3. Основы противодействия распознаванию объектов и состояний радиоэлектронных средств и систем управления в радиоразведке и радиотехнической разведке	39
3.4. Основы противодействия радиолокационной разведке	41
3.5. Организационные и технические мероприятия по спецзащите информации	42
3.6. Математическое моделирование комплексного противодействия техническим средствам разведки	43
Контрольные вопросы	43
4. Теория радиоэлектронного подавления радиоэлектронных средств и систем управления	44
4.1. Методы создания, характеристики и математические модели активных маскирующих помех	44
4.2. Методы создания, характеристики и математические модели пассивных маскирующих помех	57
4.3. Методы создания, характеристики и математические модели активных имитирующих помех	65
4.4. Характеристики и математические модели пассивных имитирующих помех	76

4.5. Общие положения теории воздействия помех на типовую радиотехническую систему.....	82
4.6. Примеры расчета отношений сигнал/помеха.....	89
4.7. Пороговые характеристики срыва поиска и обнаружения сигналов на фоне маскирующих помех	93
4.8. Пороговые характеристики срыва распознавания сигналов	99
4.9. Пороговые характеристики срыва слежения в условиях маскирующих и имитирующих помех	109
4.10. Пороговые характеристики срыва управления ЗУР в условиях помех	116
4.11. Зоны подавления радиоэлектронных средств и систем управления маскирующими помехами.....	118
4.12. Математическое моделирование радиоэлектронного подавления РЭС и СУ	124
Контрольные вопросы	125
5. Теория защиты радиоэлектронных средств и систем управления от преднамеренных помех	126
5.1. Общая характеристика методов защиты радиоэлектронных средств и систем управления от преднамеренных помех.....	126
5.2. Пространственная селекция сигналов на фоне помех	131
5.3. Поляризация селекция сигналов на фоне помех	143
5.4. Структурная селекция сигналов на фоне помех	147
5.5. Спектрально-временная и энергетическая селекция сигналов на фоне помех.....	150
5.5.1. Адаптивная режекция узкополосных помех	151
5.5.2. Некогерентное накопление сигналов на фоне помех в разнесенных РЭС	156
5.5.3. Адаптивные системы с перестройкой рабочей частоты.....	160
5.5.4. Временная селекция.....	163
5.6. Распознавание помех	165
5.6.1. Спектрально-временные портреты откликов оптимального приемника на помехи.....	165
5.6.2. Распознавание имитационно-шумовых помех по реакции на скачок параметров излучаемых РЭС сигналов	171
5.7. Распознавание истинных и ложных целей по дальномерным и доплеровским портретам	174
5.8. Системотехника защиты РЭС от преднамеренных помех	176
5.9. Математическое моделирование защиты радиоэлектронных средств и систем управления от преднамеренных помех.....	183
Контрольные вопросы	185
6. Высокоточное самонаводящееся оружие в радиоэлектронной борьбе.....	186
6.1. Бортовая радиоэлектронная аппаратура самонаводящегося оружия.....	186
6.2. Характеристика самонаводящегося оружия как объекта радиолокационного наблюдения.....	191

6.3. Радиоэлектронная защита радиоэлектронных средств от высокоточного самонаводящегося оружия.....	194
6.3.1. Влияние эффективности самонаводящегося оружия на качество радиоэлектронной борьбы	194
6.3.2. Мероприятия по срыву применения самонаводящегося оружия	196
6.3.3. Обнаружение запуска самонаводящегося оружия	197
6.3.4. Мероприятия по срыву и увеличению ошибок наведения СНО	199
6.4. Радиотехническая защита средств радиоэлектронного подавления от высокоточного оружия	201
6.5. Математическое моделирование радиоэлектронной защиты от самонаводящегося по излучению оружия.....	203
Контрольные вопросы.....	205
7. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств.....	206
7.1. Проблема электромагнитной совместимости в группе радиоэлектронных средств	206
7.2. Неосновные излучения радиоэлектронных средств	211
7.2.1. Внеполосные излучения РЭС	212
7.2.2. Побочные излучения РЭС.....	215
7.2.3. Характеристики антенн и волноводно-фидерных трактов вне полосы рабочих частот.....	219
7.3. Побочные каналы приема	222
7.4. Влияние непреднамеренных помех на качество РЭС. Статистические модели взаимных помех.....	228
7.5. Система исходных данных и содержание математической модели ЭМС	233
7.6. Расчет частотно-территориального разнеса РЭС в группе	236
7.7. Организационные мероприятия по обеспечению ЭМС в группе РЭС	239
7.8. Системотехника защиты РЭС от непреднамеренных помех	240
Контрольные вопросы.....	246
8. Математическое моделирование динамики радиоэлектронной борьбы... 248	248
8.1. Содержание моделей динамики РЭБ.....	248
8.2. Математические модели контуров РЭБ	251
8.2.1. Имитационная модель многошаговой процедуры принятия решений в динамике радиоэлектронной борьбы	251
8.2.2. Модель противоборствующих оптимальных радиоэлектронных средств и систем управления.....	252
Контрольные вопросы.....	254
Заключение	255
Перечень сокращений	257
Условные графические обозначения	261
Список использованных источников.....	263

1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СОВРЕМЕННЫХ СРЕДСТВ И СПОСОБОВ ВООРУЖЕННОЙ БОРЬБЫ

1.1. Основные определения и понятия информационного обеспечения

Информационное обеспечение (ИО) – комплекс мероприятий, направленных на достижение информационного превосходства (поддержание паритета) над иностранными государствами путем информационного воздействия на их государственное и военное руководство, военнослужащих и население, информационные объекты, системы управления, а также на собственную защиту от аналогичного воздействия с противоположной стороны.

Выделяют следующие виды информационных воздействий (ИВ):

- информационная акция – ограниченное по масштабам и времени ИВ для решения, как правило, одной задачи;

- информационные действия – совокупность согласованных и взаимосвязанных по цели, задачам, месту и времени информационных акций для решения нескольких последовательно возникающих задач;

- информационная операция – совокупность согласованных и взаимосвязанных по цели, задачам, месту и времени информационных действий и акций, проводимых по единому замыслу и плану в интересах создания условий для обеспечения информационной безопасности государства, подготовки и ведения операций вооруженных сил.

Информационный объект (ИО) – информация, информационно-психологические и информационно-технические объекты.

Информационно-технические объекты (ИТО) – системы и средства разведки и управления войсками и оружием, автоматизированные образцы вооружения и военной техники (ВТ), центры обработки и телекоммуникаций, а также системы и средства защиты информации, средства массового информирования (СМИ) населения, электронно-вычислительная техника (ЭВТ) и программно-электронные средства.

Характер информационного противоборства в военной сфере приведен на рис. 1.1.

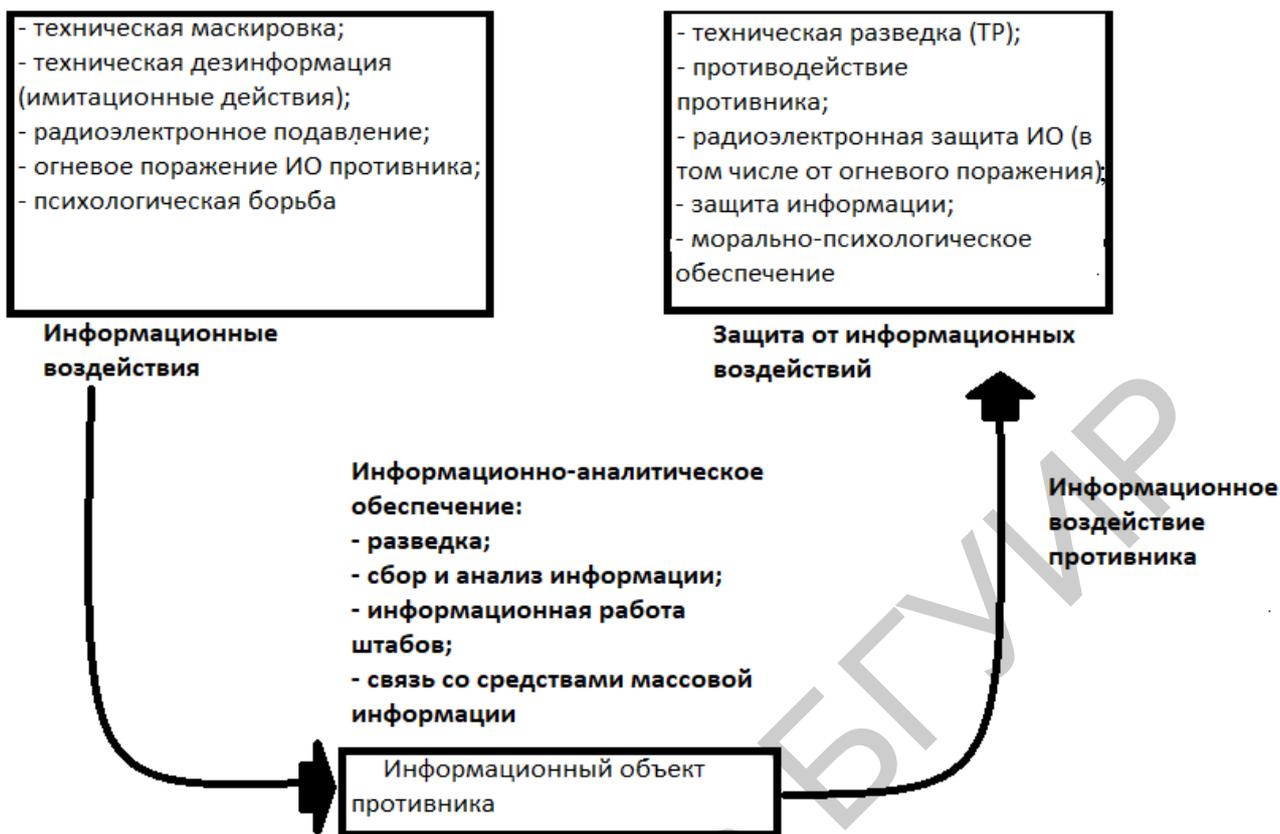


Рис. 1.1. Содержание информационного противоборства

Всестороннее информационное обеспечение является неотъемлемой частью любых современных боевых действий, локальных войн, вооруженных конфликтов.

1.2. Развитие средств и способов вооруженной борьбы за последнее десятилетие

С начала 90-х гг. в сфере вооруженной борьбы и ее обеспечения произошли технологические изменения, обусловившие революционное изменение характера и способов вооруженной борьбы.

Во-первых, комплексирование и существенное повышение возможностей технической разведки по вскрытию объектов вооружения и военной техники за счет космической и воздушной радиолокационной разведки (рис. 1.2); оснащения боевых самолетов тепловизорами (средствами наблюдения объектов по их ИК-излучению), обеспечивающими выявление объектов В и ВТ в ночное время, в условиях тумана и задымления.

Во-вторых, интенсивное использование всех видов ВС высокоточных боеприпасов, глобальной спутниковой радионавигационной системы (ГСРНС) «NAVSTAR» (GPS), обеспечивающей точность собственного позиционирования и наведения высокоточного оружия (ВТО) до 4...7 м.

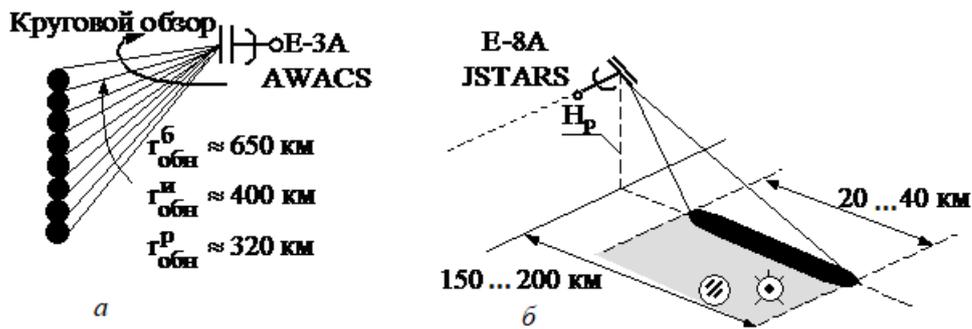


Рис. 1.2. Порядок ведения воздушной радиолокационной разведки:
а – обнаружение воздушных целей; *б* – обнаружение наземных целей с использованием РЛС обзора земной поверхности

В-третьих, насыщение всех видов ВС (в наибольшей степени авиации), ВТО боеприпасами с системой высокоточного наведения, в том числе с элементами интеллекта (например, AGM-84E SLAM, рис. 1.3).

Стоит заметить, что если в операции «Буря в пустыне» (1991 г., Персидский залив) доля ВТО составляла до 7 %, то в войне против Ирака в 2003 г. – 40 %.



Рис. 1.3. Принципы наведения AGM-84E SLAM

В-четвертых, достигнута интеграция (функциональное объединение) воздушных и космических средств разведки с ВТО – разведывательно-ударных боевых систем (комплексов, систем и т. д.).

Радиоуправляемые средства (РУС) – функционально объединенные на основе АСУ воздушные (космические) средства разведки, наземные центры обработки и управления, носители ВТО, функционирующие в реальном масштабе времени.

Пример построения радиоуправляемого комплекса (РУК) «JSAC» показан на рис. 1.4. РУК имеет следующие характеристики: дальность обнаружения – до 250 км; наведение одновременно двух единиц ВТО; производительность – 15...20 объект/ч.

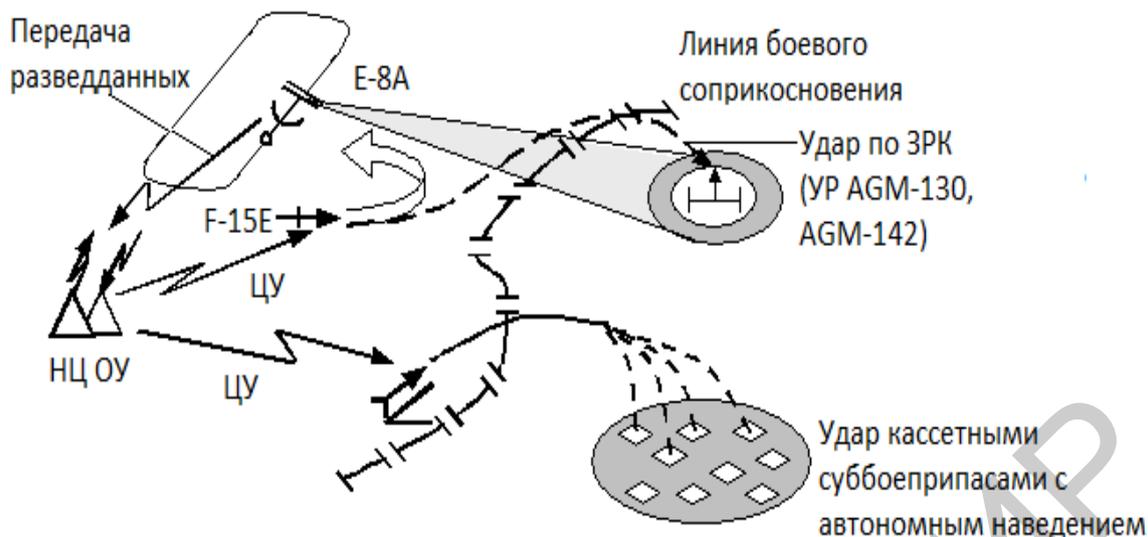


Рис. 1.4. Пример построения РУК «JSAC»

В-пятых, достижение комплексного совместного добывания, обновления и использования разведывательной информации на основе аппаратуры передачи данных (АПД) «JTIDS» (рис. 1.5). Характеристики АПД «JTIDS»:

- рабочий диапазон частот – 960...1215 МГц;
- количество рабочих частот – 51;
- ширина спектра – 500 кГц;
- вид сигнала – ФМн, $B = 32$;
- скорость передачи данных обеспечивает информационный обмен в масштабе времени, близком к реальному, – 76/92 кВ/с.

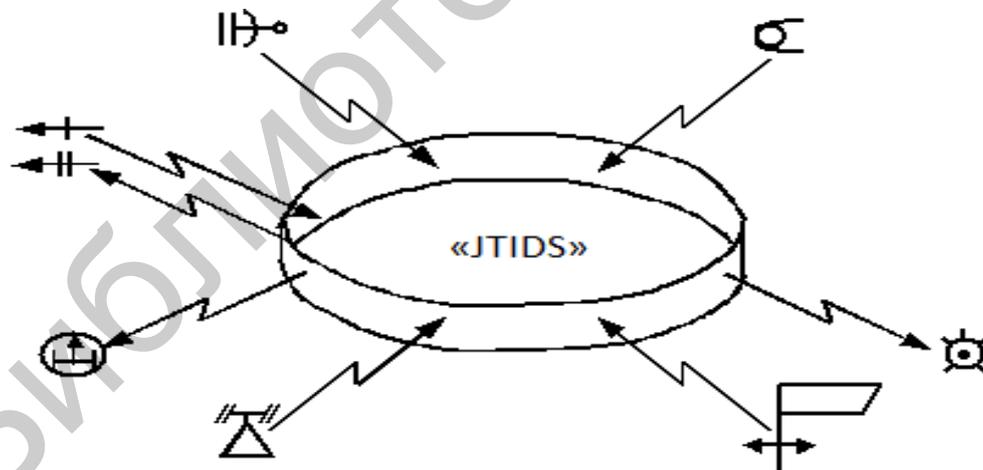


Рис. 1.5. Пример использования АПД «JTIDS»

В-шестых, реализация боевых единиц малозаметных для РЛС противника (F-117, B-2) на основе технологии «Stealth».

В-седьмых, интенсивное радиоэлектронное подавление каналов радиосвязи и РЛС.

Все эти факторы и достижения, относящиеся к области информационного обеспечения, позволили передовым вооруженным силам перейти к новому способу ведения боевых действий: бесконтактному поражению выявленных и выбранных объектов на всю оперативную глубину при обеспечении низкой уязвимости своих сил и средств (потери авиации многонациональных сил (МНС) в ходе операции «Буря в пустыне» составили около 0,03 %).

1.3. Содержание информационного обеспечения вооруженной борьбы

Действующие в настоящее время руководящие документы ВС иностранных государств (например, устав сухопутных войск (СВ) США FM 100-6 «Информационные операции») трактуют информационное обеспечение вооруженной борьбы как совокупность следующих мероприятий:

1. Информационное воздействие на государственное и военное руководство, военнослужащих, системы управления, население противника.

2. Защита от информационного воздействия противника.

3. Информационно-аналитическое обеспечение воздействия и защиты.

Взаимосвязь частей информационного обеспечения и их взаимодействие с информационными объектами противника приведены на рис. 1.6.



Рис. 1.6. Содержание информационного обеспечения

Разработанная в 1998 г. комитетом начальников штабов ВС США Доктрина проведения информационных операций (Joint Doctrine of Information

Operation) определила необходимость проведения не только оборонительных, но и наступательных информационных операций, в том числе и в мирное время.

Активной составляющей информационного обеспечения является информационное воздействие, под которым понимают комплекс мероприятий по радиоэлектронному подавлению систем управления войсками и оружием противника, программному воздействию на информационные объекты противника, проведению технической дезинформации и информационно-психологического воздействия на руководство, военнослужащих и население противника.

В защитную составляющую информационного обеспечения входят следующие мероприятия:

- радиоэлектронная защита информационных объектов;
- защита от программного воздействия;
- техническая маскировка;
- противодействие техническим разведкам противника;
- морально-психологическое обеспечение.

Данные мероприятия направлены на снижение эффективности радиоэлектронного, программного и информационно-психологического воздействия противника.

Обобщая изложенное, в качестве основных составных частей информационного обеспечения вооруженной борьбы можно выделить:

- радиоэлектронную борьбу;
- введение противника в заблуждение (дезинформация);
- психологические операции.

1.4. Радиоэлектронная борьба как основная составная часть информационного обеспечения вооруженной борьбы

Радиоэлектронная борьба (РЭБ) представляет собой совокупность согласованных по целям, задачам, месту и времени мероприятий и действий войск (сил) по радиоэлектронному поражению радиоэлектронных объектов систем управления войсками (силами) и оружием противника, радиоэлектронной защите своих радиоэлектронных объектов и систем управления войсками (силами) и оружием, а также радиоэлектронно-информационному обеспечению.

Составные части РЭБ и их взаимосвязь приведены на рис. 1.7.

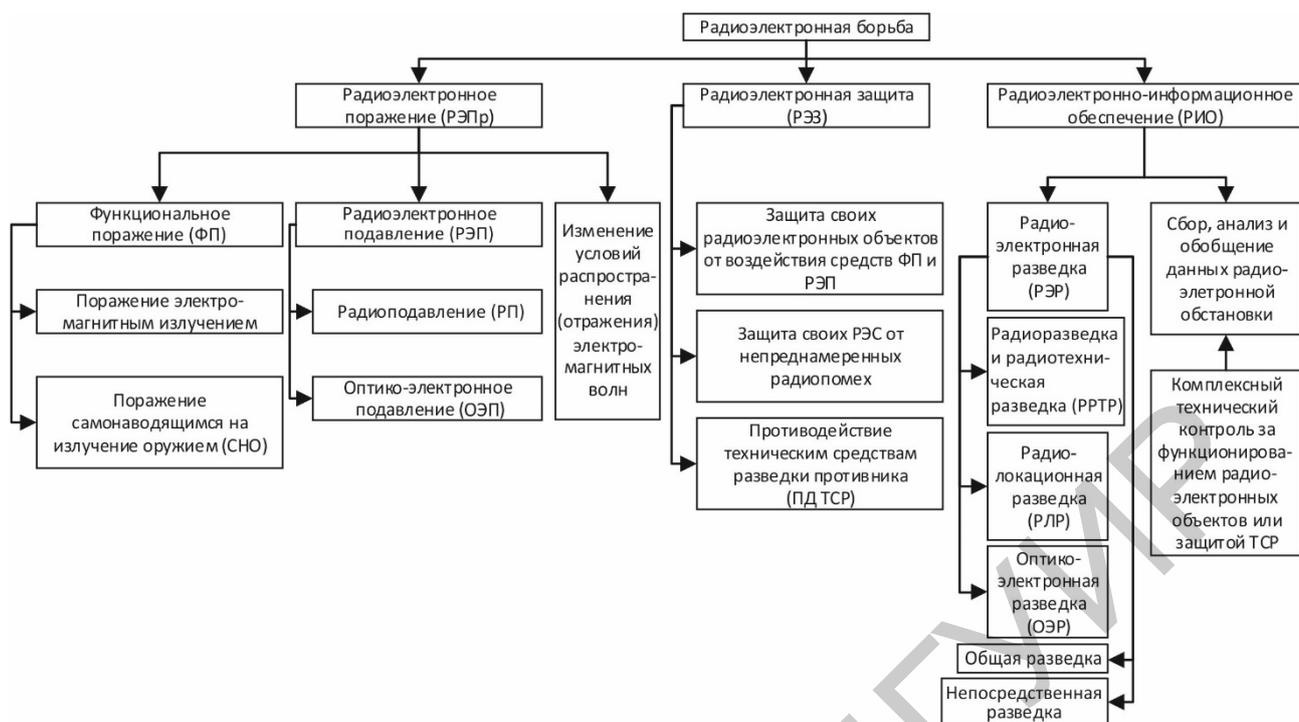


Рис. 1.7. Составные части РЭБ и их взаимосвязь

Радиоэлектронная борьба организуется и ведется в целях дезорганизации управления войсками (силами) противника, снижения эффективности применения его оружия, боевой техники и радиоэлектронных средств (РЭС), а также для обеспечения устойчивости работы систем и средств управления своими войсками (силами) и оружием. Радиоэлектронная борьба ведется в тесном сочетании с огневым поражением (захватом, выводом из строя) основных объектов систем и средств управления войсками (силами), оружием, разведки и систем РЭБ противника, а также других видов оперативного (боевого) обеспечения.

В операциях (боевых действиях) РЭБ является одним из основных видов оперативного (боевого) обеспечения и занимает важное место в системах комплексного поражения противника, защиты своих войск (сил) и объектов, информационного противоборства, выполнении оперативных (боевых) задач.

Радиоэлектронное поражение (РЭПр) – совокупность мероприятий и действий войск (сил) по воздействию на радиоэлектронные объекты систем управления войсками (силами) и оружием противника средствами функционального поражения, радиоэлектронного подавления, а также по изменению условий распространения (отражения) электромагнитных волн.

Функциональное поражение (ФП) – способ РЭПр, заключающийся в разрушении (повреждении) элементов и узлов радиоэлектронных объектов противника путем поражения электромагнитным излучением или самонаводящимся на излучение оружием.

Поражение электромагнитным излучением (ЭМИ) заключается в разрушении (повреждении) элементов и узлов радиоэлектронных объектов противника

специальными средствами с мощными излучениями различных диапазонов частот.

Поражение самонаводящимся на излучение оружием (СНО) заключается в уничтожении, выводе из строя, повреждении радиоизлучающих устройств радиоэлектронных объектов противника путем применения авиационных, ракетно-артиллерийских систем и средств.

Радиоэлектронное подавление (РЭП) – основной способ РЭПр, заключающийся в снижении качества функционирования радиоэлектронных объектов систем управления войсками (силами) и оружием противника путем воздействия на их приемные устройства радиоэлектронными помехами.

В зависимости от используемого диапазона радиоволн (длины волн) и среды их распространения РЭП включает в себя радиоподавление и оптико-электронное подавление.

Радиоподавление (РП) ведется в диапазоне радиоволн и заключается в нарушении работы радиосвязи, радиорелейных, тропосферных, спутниковых средств связи, средств радиолокации и радионавигации, радиовзрывателей авиационных бомб и артиллерийских снарядов противника путем воздействия на их приемные устройства ЭМИ, а также применением ложных радиолокационных целей и ловушек.

Оптико-электронное подавление (ОЭП) ведется в оптическом диапазоне волн (ультрафиолетовом (УФ), видимом (ВД) и инфракрасном (ИК)) и заключается в нарушении работы тепловизионных, телевизионных, лазерных и оптико-визуальных систем и средств разведки, наблюдения, связи и управления оружием УФ-, ВД- и ИК-диапазонов путем воздействия на них активными помехами, применением ложных целей и ловушек.

Для РЭП радиоэлектронных объектов противника применяются комплексы и средства активных и пассивных радиоэлектронных помех, состоящие на вооружении наземных и авиационных воинских частей (подразделений) РЭБ, а также устанавливаемые на технике, забрасываемые передатчики помех, ложные цели и ловушки.

Изменение условий распространения (отражения) электромагнитных волн – способ РЭПр, который заключается в изменении свойств среды их распространения, отражающих характеристик местности и объектов путем применения средств постановки пассивных помех, создания в атмосфере искусственных ионизированных образований, разрушения естественно существующих и изменения радиоэлектронной контрастности объектов (применение радиопоглощающих материалов). Для воздействия на среду распространения могут применяться специальные виды оружия, материалы с высокой радиолокационной контрастностью, радиопоглощающие материалы и аэрозоли.

Радиоэлектронная защита (РЭЗ) – составная часть РЭБ, представляющая собой совокупность мероприятий и действий войск (сил) по устранению (ослаблению) воздействия на свои радиоэлектронные объекты средств ФП и РЭП противника, защите своих РЭС от непреднамеренных радиопомех (обеспечению их

электромагнитной совместимости (ЭМС)) и противодействию техническим средствам разведки (ПД ТСР).

Успешное решение задач радиоэлектронного поражения радиоэлектронных объектов систем управления противника и РЭЗ радиоэлектронных объектов своих войск достигается проведением мероприятий по радиоэлектронно-информационному обеспечению.

Радиоэлектронно-информационное обеспечение (РИО) – совокупность мероприятий и действий войск (сил) по выявлению радиоэлектронных объектов противника, сбору, анализу и обобщению данных о радиоэлектронной обстановке (РЭО) для принятия решения на ведение РЭПр и РЭЗ.

РЭО – совокупность данных, характеризующих положение, состояние, возможности и характер действий радиоэлектронных объектов систем управления войсками (силами) и оружием, разведки и РЭБ, а также параметры различных излучений искусственного и естественного происхождения в заданном районе в определенный промежуток времени.

Основным способом выявления радиоэлектронных объектов противника является радиоэлектронная разведка.

Радиоэлектронная разведка (РЭР) включает в себя радиоразведку и радиотехническую (РРТР), радиолокационную (РЛР), оптико-электронную (ОЭР) разведки и подразделяется на общую и непосредственную (исполнительную) разведки.

Общая РЭР ведется силами и средствами разведки видов вооруженных сил, родов войск и специальных войск в целях обеспечения командующих (командиров) и штабов данными о РЭО, необходимыми для организации и ведения РЭБ в операциях (боевых действиях).

Непосредственная (исполнительная) РЭР ведется силами и средствами РЭР воинских частей РЭБ в целях добывания данных и уточнения сведений о технических характеристиках и режимах работы РЭС, линий (каналов) связи противника, являющихся объектами РЭПр. Данные непосредственной (исполнительной) разведки используются для целераспределения, наведения и выбора способов применения средств ФП, режимов работы средств и комплексов РЭП.

Сбор, анализ и обобщение данных РЭО являются важнейшей задачей всех органов военного управления, силы и средства которых привлекаются к ведению РЭБ, и осуществляются непрерывно в мирное время, угрожаемый период, при подготовке и в ходе ведения операции (боевых действий) для эффективного ведения РЭБ. В целях выполнения этой задачи используются все возможные источники получения информации.

В рамках сбора данных РЭО осуществляется комплексный технический контроль (КТК) за функционированием своих радиоэлектронных объектов и их защитой от технических средств разведки (ТСР). КТК представляет собой действия специально выделенных и технически оснащенных сил подразделений (групп, команд), проводимые в целях контроля за эффективностью мероприятий по ПД ТСР, а также проверки выполнения установленных норм и требований по ЭМС РЭС своих войск (сил).

Комплексный технический контроль включает в себя радиоконтроль, радиотехнический, фотографический, визуально-оптический, акустический контроль, контроль за эффективностью защиты информации от ее утечки по техническим каналам при эксплуатации вооружения и военной техники, имеющих охраняемые параметры, и объектов информатизации, а также проведение специальных проверок объектов информатизации на наличие в них несанкционированно установленных специальных технических средств негласного получения (уничтожения) информации.

КТК осуществляется силами и средствами подразделений технического контроля и обеспечения защиты информации, а также пунктов технического контроля. Для решения задач КТК могут привлекаться силы родов войск и специальных войск, имеющие средства для ведения РРТР, РЛР, ОЭР, визуально-оптической и фотографической разведок.

Объектами РЭБ являются: РЭПр – радиоэлектронные (автоматизированные) системы, комплексы и средства различного функционального назначения; каналы приема информации, используемые в системах управления войсками (силами), оружием, разведки и РЭБ противника; среда распространения (отражения) электромагнитных волн; РЭЗ – аналогичные системы, комплексы и средства своих войск и объектов.

Мероприятия и действия по РЭБ проводятся во взаимосвязи с действиями соединений, частей (подразделений) родов войск и специальных войск по огневому поражению, захвату (выводу из строя) радиоэлектронных объектов противника; разведке; оперативной маскировке; информационному обеспечению; инженерному обеспечению; радиационной, химической и биологической защите (РХБЗ); топогеодезическому и наземно-навигационному обеспечению и другим видам оперативного (боевого) обеспечения.

В целях РЭБ силы разведки видов вооруженных сил, родов войск и специальных войск добывают сведения о важнейших радиоэлектронных объектах систем управления войсками, оружием, силах и средствах разведки и РЭБ противника. При этом разведка ведется во всей полосе ответственности войск, на флангах и на всю глубину оперативных (боевых) задач.

В целях оперативной (тактической) маскировки силы и средства РЭБ могут использоваться при проведении дезинформирующих, демонстративных действий и имитации деятельности войск и функционирования объектов.

Успех в РЭБ достигается:

- соответствием целей и решаемых задач РЭБ замыслу операции (боевых действий), характеру действий, задачам войск;
- всесторонней подготовкой войск и средств РЭБ к выполнению задач РЭБ в операциях (боевых действиях);
- своевременным и полным обеспечением органов управления и частей РЭБ данными радиоэлектронной обстановки;
- рациональным распределением сил и средств РЭБ по направлениям и задачам;
- применением разнообразных способов выполнения задач РЭБ;

- согласованием действий и мероприятий по РЭБ с действиями соединений и частей родов войск и специальных войск по дезорганизации управления противника, радиоэлектронной защите своих войск и объектов;

- своевременным и быстрым маневром (перенацеливанием) сил и средств РЭБ с учетом реально складывающейся и прогнозируемой оперативной и радиоэлектронной обстановки;

- организацией обмена информацией с частями РРТР и другими частями;

- осуществлением мероприятий по надежной защите, охране и обороне частей РЭБ, их всесторонним обеспечением и своевременным восстановлением боеспособности.

Основными принципами РЭБ являются целеустремленность, активность, внезапность, массированное и комплексное применение сил и средств, непрерывность и оперативность.

Целеустремленность заключается в достижении целей, задач и мероприятий по РЭБ в соответствии с замыслом операции (боевых действий), сосредоточении основных усилий по РЭБ на важнейших направлениях при решении главных задач. Она достигается:

- постоянным знанием оперативной (тактической) обстановки и РЭО;

- правильным определением задач, объектов, районов и времени проведения действий и мероприятий по РЭБ;

- умелым распределением сил и средств по направлениям и задачам действий войск;

- устойчивым управлением РЭБ при подготовке и в ходе операции (боевых действий).

Активность заключается в настойчивом и постоянном стремлении в любых условиях обстановки действиями и мероприятиями по РЭБ навязать противнику свою волю, оказывать постоянное влияние на состояние и изменение РЭО в свою пользу. Она достигается:

- своевременным добыванием данных о радиоэлектронных объектах противника;

- своевременной постановкой конкретных задач, подготовкой к боевому применению подразделений, привлекаемых для ведения РЭБ;

- организацией и поддержанием четкого и непрерывного взаимодействия воинских частей РЭБ с соединениями и воинскими частями разведки родов войск и специальных войск;

- высоким морально-психологическим состоянием и обученностью личного состава органов управления, воинских частей и подразделений РЭБ;

- организацией всестороннего обеспечения.

Внезапность заключается в проведении упреждающих и неожиданных для противника действий и мероприятий по РЭБ. Она достигается:

- сохранением в тайне планируемых мероприятий по РЭБ и введением противника в заблуждение относительно замысла и плана ее ведения;

- заблаговременной и скрытной подготовкой сил и средств РЭБ к их боевому применению, развертыванию и перегруппировке;

- применением новых, неизвестных противнику, способов и приемов ведения РЭБ.

Массированное и комплексное применение сил и средств РЭБ заключается в использовании на важнейших направлениях (в районах) и в решающие моменты операции (боевых действий) большей их части в сочетании с огневым поражением (захватом, выводом из строя) наиболее важных пунктов управления и радиоэлектронных объектов противника. Оно достигается:

- умелым и решительным маневром силами и средствами РЭБ;
- организацией и поддержанием четкого взаимодействия;
- своевременным использованием резерва сил и средств РЭБ.

Непрерывность заключается в постоянном и эффективном воздействии на заданные (избранные) радиоэлектронные объекты в период выполнения войсками оперативных (боевых) задач. Она достигается:

- постоянным ведением радиоэлектронной разведки;
- многовариантным распределением сил и средств РЭБ;
- дублированием применяемых средств радиоэлектронного поражения по приоритетным целям;
- наличием резерва сил и средств РЭБ и их маневром;
- устойчивостью управления силами и средствами РЭБ.

Оперативность заключается в способности осуществить все запланированные действия и мероприятия по РЭБ в заданные (назначенные) сроки и в строгом соответствии с замыслом ее ведения, задачами войск. Она достигается:

- прогнозированием характера развития РЭО и своевременной оценкой применения противником тех или иных радиоэлектронных систем и средств;
- точным расчетом и установлением сроков проведения действий и мероприятий по РЭБ;
- своевременной постановкой задач исполнителям;
- поддержанием воинских частей РЭБ в высокой степени готовности к выполнению поставленных задач;
- непрерывным наблюдением за вскрытыми целями и объектами противника;
- устойчивым и непрерывным управлением силами и средствами РЭБ.

Эффективность РЭБ определяется ее вкладом в дезорганизацию функционирования систем управления войсками (силами) и оружием противника, обеспечением устойчивого функционирования своих РЭС аналогичных систем и оценивается совокупностью общих и частных показателей. Показатели эффективности РЭБ характеризуют в количественном и (или) качественном отношении степень ее влияния на состояние радиоэлектронных систем и средств, уровень функционирования систем управления войсками (силами) и оружием, а также степень реализации боевых возможностей (потенциалов) войск (сил) сторон.

Расчеты по оценке эффективности РЭБ проводятся в органах военного управления, воинских частях и подразделениях РЭБ при организации и в ходе ее ведения с использованием специальных методик, в том числе с применением средств вычислительной техники.

При организации РЭБ проводится оценка потенциальной (ожидаемой) эффективности, а в ходе и после завершения ее ведения – достигнутой.

Эффективность РЭБ оценивается следующими степенями дезорганизации управления противника: срыв, нарушение и затруднение управления.

Срыв управления – это степень дезорганизации, при которой противник теряет управление войсками (силами) и не может эффективно применять управляемое оружие. Задача сорвать управление противника ставится, как правило, при решении войсками наиболее важных задач в операции (боевых действиях).

Нарушение управления – это степень дезорганизации, при которой противник периодически теряет управление войсками (силами) и оружием в отдельных звеньях управления и на отдельных направлениях действий своих войск.

Затруднение управления – это степень дезорганизации, при которой сокращается обмен информацией в различных звеньях управления и нарушается централизованная работа системы управления войсками и оружием противника.

Объективный контроль за эффективностью РЭБ организуется в штабах и осуществляется силами и средствами разведки, технического контроля видов вооруженных сил, родов войск и специальных войск.

1.5. Классификация радиоэлектронных помех

Радиоэлектронные помехи классифицируют по различным признакам.

По происхождению различают естественные и искусственные помехи.

Естественными являются помехи природного происхождения:

- атмосферные – помехи, образуемые электрическими процессами в атмосфере, главным образом грозowymi разрядами;
- космические – помехи, вызываемые электромагнитным излучением Солнца и звезд;
- спорадические – электромагнитные излучения околоземного пространства, вызываемые потоками заряженных частиц в ионосфере и магнитосфере;
- радиоизлучения полярных сияний и радиационных поясов Земли;
- отражения от метеорологических образований (дождь, снег, град, облака), земной и водной поверхности и др.

Искусственные помехи создаются специальными устройствами (передатчиками, станциями), излучающими электромагнитные колебания, или отражателями различного типа, рассеивающими энергию электромагнитных волн. В зависимости от источника образования эти помехи бывают непреднамеренными, вызываемыми источниками искусственного происхождения (посторонними передатчиками, установками электрооборудования и т. д.), и преднамеренными, создаваемыми специально для подавления РЭС.

По способу создания помехи подразделяются на активные и пассивные.

Активные радиопомехи – это преднамеренные помехи, создаваемые энергией источника помех, в виде электромагнитного излучения. Воздействуя на радиоприемное устройство, помехи искажают наблюдаемые и регистрируемые

оконечной аппаратурой сигналы или изображения, затрудняют или исключают ведение радиопереговоров и обнаружение целей с помощью РЭС. Активные помехи создаются с помощью передатчиков станций помех, настроенных на частоты подавляемых РЭС, специальным образом модулируемых применительно к объектам подавления.

Пассивные помехи образуются вследствие воздействия на РЭС энергии электромагнитных волн, рассеянных (отраженных) искусственными и естественными отражателями (объектами) или отражающими средами. Энергия, рассеянная множеством отражателей, может вызвать частичную засветку экрана РЛС и маскировать отметки реальных целей. Пассивные помехи создаются с помощью ленточных, уголковых и линзовых радиоотражателей.

По эффекту (характеру) воздействия на РЭС различают маскирующие и имитирующие помехи.

Маскирующие помехи ухудшают характеристики приемного устройства РЛС, создают фон, на котором затрудняется или полностью исключается выделение, обнаружение, распознавание полезных сигналов или отметок целей. С увеличением мощности помех их маскирующее действие возрастает.

Имитирующие (дезинформирующие) помехи – это сигналы, излучаемые станциями помех и содержащие ложную информацию о местоположении цели, параметрах ее движения и т. д. По структуре они близки к полезным сигналам и поэтому создают в оконечных устройствах (на экранах индикаторов) РЛС сигналы или отметки ложных целей, вводят в заблуждение операторов, снижают пропускную способность радиолокационных систем, приводят к перегрузке устройств обработки и съема информации (к потере части полезной информации) и т. д. При этом характеристики приемного устройства РЛС не ухудшаются. Эффект воздействия помех такого вида заключается в ухудшении качества обрабатываемой информации в результате ее разрушения или старения, что увеличивает степень неопределенности при принятии решений.

В зависимости от способа наведения помех, соотношения ширины спектров помех и полезных сигналов маскирующие помехи подразделяют на прицельные, заградительные и прицельно-заградительные (скользящие по частоте).

Прицельные помехи имеют ширину спектра $\Delta f_{\text{пн}}$, соизмеримую с шириной спектра полезного сигнала РЛС $\Delta f_{\text{с}}$:

$$\Delta f_{\text{пн}} \approx (1 \dots 10) \Delta f_{\text{пр}},$$

где $\Delta f_{\text{пр}}$ – полоса пропускания приемного устройства РЛС.

Эффективность воздействия таких помех зависит от точности совмещения их по частоте с сигналом, спектральной плотности мощности (сотни тысяч Вт/МГц) и способов обработки сигналов в приемном устройстве РЛС. При этом, поскольку они излучаются в узкой полосе частот, то могут быть реализованы маломощными передатчиками помех (мощностью сотни ватт). Так как отдельные РЛС имеют возможность быстро перестраиваться по частоте, то в составе станций прицельных помех применяется сложная аппаратура разведки и управления по частоте.

Заградительные помехи имеют ширину спектра $\Delta f_{зп}$, перекрывающую диапазон рабочих частот, подавляемых РЭС:

$$\Delta f_{зп} \geq \Delta f_{РЭС} = f_{\max} - f_{\min}.$$

Одним из способов повышения эффективности подавления РЭС в широком диапазоне частот является применение скользящих помех, образуемых при быстрой перестройке передатчика узкополосных помех в широкой полосе частот. Благодаря этому в полосе частот каждого канала многоканальной РЭС или нескольких станций последовательно сосредотачивается достаточно высокая плотность мощности помехи.

По структуре излучения помехи делятся на непрерывные и импульсные.

Непрерывные помехи представляют собой колебания, модулированные по амплитуде, частоте (фазе) или одновременно по амплитуде и частоте (фазе). В соответствии с видом модуляции различают амплитудно-модулированные (АМ), частотно-модулированные (ЧМ) (или амплитудно-частотно-модулированные) помехи. В качестве модулирующего напряжения может использоваться и напряжение шума.

Амплитудно-модулированные помехи формируются в простейшем случае модуляцией амплитуды несущего колебания передатчика помех гармоническими колебаниями или полосовым шумом. В результате модуляции огибающая высокочастотных (ВЧ) колебаний изменяется в соответствии с видом модулирующего напряжения.

На экране индикатора кругового обзора такие помехи имеют вид радиальных и искривленных засвеченных секторов. Несколько засвеченных полос создаются от воздействия помех по основному и боковым лепесткам диаграммы направленности антенны подавляемой РЛС. Таким образом, в результате воздействия АМ-помех сигнал маскируется или искажается.

Частотно-модулированные помехи формируются изменением во времени несущей частоты передатчика помех в соответствии с законом изменения частоты модулирующего колебания. Основная ее энергия сосредотачивается в полосе частот, равной примерно удвоенному значению девиации несущей частоты. При модуляции несколькими низкочастотными колебаниями ЧМ-помехи на выходе приемника прослушиваются как звуковые сигналы различных тонов.

Шумовые помехи представляют собой непрерывные электромагнитные колебания с хаотическим изменением по случайному закону амплитуды, частоты, фазы.

Поскольку по своей структуре шумовые помехи близки к внутренним флуктуационным шумам приемных устройств, их часто трудно обнаружить и принять меры к ослаблению влияния на работу РЭС. На экране индикатора РЛС шумовые помехи образуют шумовую дорожку, в радиотелефонных приемниках прослушиваются звуки, напоминающие собственные внутренние шумы. Они могут обеспечить маскировку полезных сигналов от различных объектов и защиту информации, передаваемой в каналах радиосвязи.

Импульсные помехи представляют собой серию немодулированных или модулированных высокочастотных импульсов. Модуляцией по амплитуде, частоте следования, длительности высокочастотных импульсов помех или по нескольким из этих параметров повышается эффективность их воздействия на РЭС. Можно так подобрать амплитуду и длительность излучаемых импульсов помех, что отличить их от истинных сигналов практически невозможно.

Различают синхронные импульсные помехи, у которых частота следования импульсов равна или кратна частоте следования сигналов подавляемого средства, и несинхронные, когда частоты следования помех и сигналов не совпадают. Синхронные импульсные помехи на экране индикатора наблюдаются в виде неподвижных или движущихся ложных отметок, аналогичных отметкам реальных целей. Несинхронные, хаотические импульсные помехи (ХИП) представляют собой последовательности радиоимпульсов, параметры которых (длительность, амплитуда, временные интервалы между импульсами) изменяются случайным образом. ХИП могут эффективно воздействовать на командные системы радиотелеуправления, средства радиосвязи и некоторые типы РЛС. В РЛС они образуют хаотически разбросанные по экрану отметки ложных целей. Чтобы отметки помех и целей меньше отличались друг от друга, помеховые импульсы модулируются по амплитуде. В результате отметки помех флуктуируют так же, как отметки целей.

Импульсные помехи могут генерироваться передатчиками помех или ретрансляторами сигналов, принятых от подавляемой станции (отметки помех). Применяют однократные ответные помехи, когда в ответ на каждый принятый сигнал подавляемого РЭС излучается с некоторой задержкой один помеховый импульс, и многократные – на каждый сигнал излучается серия импульсов помех, идентичных с ним по форме, длительности и мощности. В однократных ответных помехах время задержки обычно изменяется так, чтобы имитировать движение целей. При мощности помех, достаточной для воздействия через боковые лепестки диаграммы направленности антенны, на экране РЛС возникает несколько движущихся ложных отметок, затрудняющих выделение истинных целей.

По интенсивности помехи делятся:

- на слабые – снижение дальности обнаружения до 25 %;
- средние – снижение дальности обнаружения до 50 %;
- сильные – снижение дальности обнаружения более 50 %.

Контрольные вопросы

1. Что такое РЭБ? Приведите определение и назовите составляющие РЭБ.
2. Каково определение понятия «информационное обеспечение»? Приведите цели и объекты, а также способы достижения информационного обеспечения.
3. Перечислите информационные воздействия, их виды.
4. Чем достигается успех при ведении РЭБ?
5. Приведите классификацию радиоэлектронных помех.

2. ТЕХНИЧЕСКАЯ РАЗВЕДКА И ПРОТИВОДЕЙСТВИЕ ТЕХНИЧЕСКИМ РАЗВЕДКАМ ПРОТИВНИКА

2.1. Классификация видов технических разведок. Выявляемые демаскирующие признаки

Система разведки армий США и НАТО использует радиосредства, радиотехнические, радиолокационные, телевизионные, инфракрасные, магнитометрические, лазерные, акустические, оптико-визуальные, фотографические и другие средства разведки. При работе этих средств используются фактически все существующие физические поля.

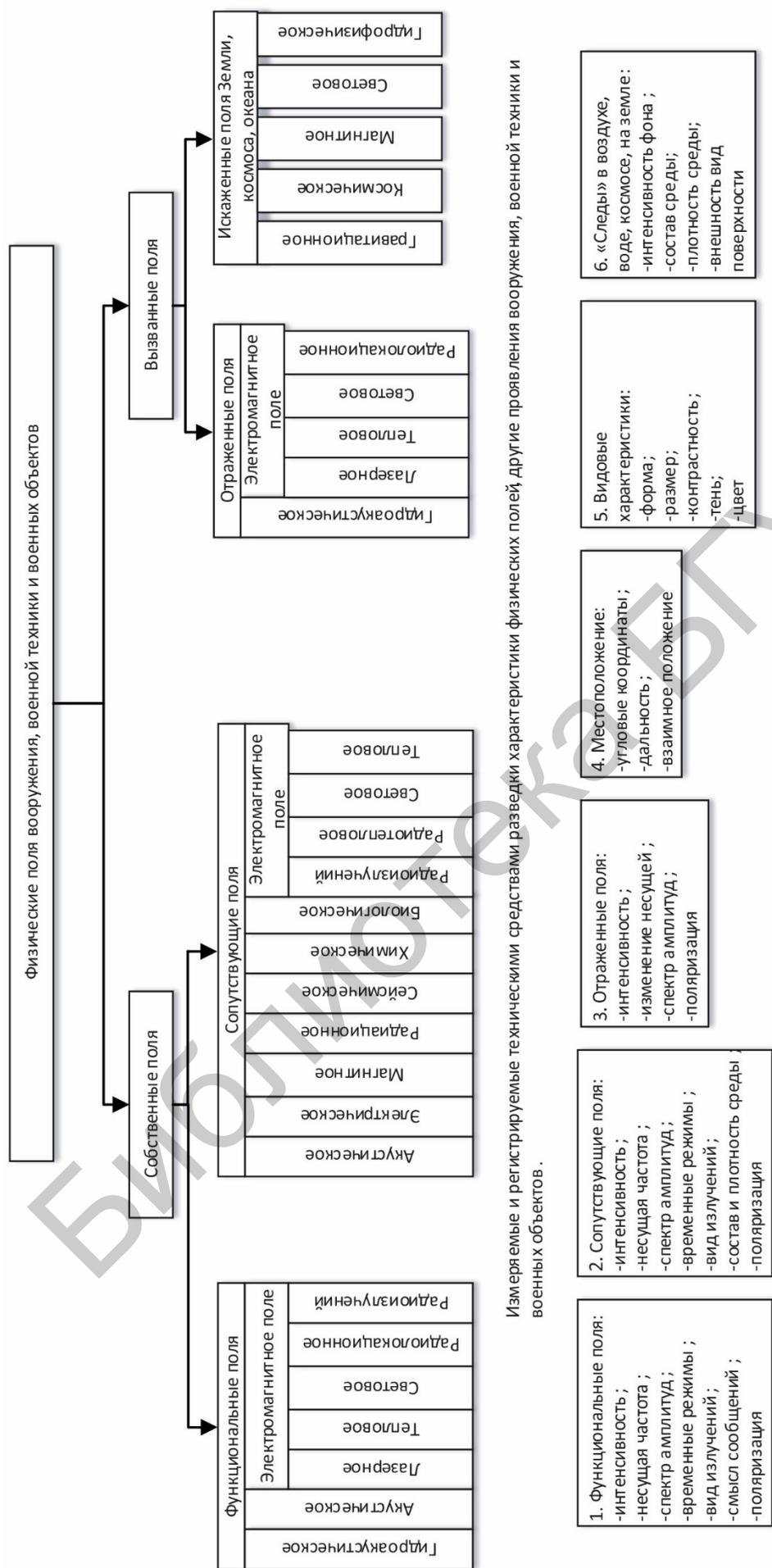
Регистрируемые средствами разведки характеристики вооружения, военной техники и военных объектов, параметры создаваемых военной техникой физических полей (рис. 2.1), особенности деятельности войск, работы средств управления и связи, которые могут быть использованы разведкой для получения охраняемых сведений о войсках и вооружении, называются демаскирующими признаками.

Боевое применение вооружения, военной техники, деятельность войск и военных объектов могут проявляться различными свойствами (характеристиками, признаками):

- формой и геометрическими размерами объекта (под объектом здесь понимается вооружение, военная техника, военный объект, подразделение, воинская часть) и его элементов, формой и размерами тени и другими видовыми характеристиками;
- составом объекта, особенностями взаимного расположения его элементов и размещением объекта относительно других объектов;
- следами на земной поверхности и в окружающей среде, оставленными объектом при перемещении и функционировании;
- физическими полями (видами и параметрами), образываемыми при функционировании объекта;
- реакцией объекта на искусственные физические поля, создаваемые средствами разведки;
- вносимыми объектом изменениями (искажениями) в постоянно существующие в окружающей среде естественные (природные) физические поля.

Перечисленные демаскирующие признаки подразделяются на оперативно-тактические и технические.

К *оперативно-тактическим демаскирующим признакам* относятся особенности в деятельности войск, объектов, средств управления и связи, отдельных образцов вооружения и военной техники, которые позволяют определить состав, дислокацию, принадлежность войск и объектов, возможный характер предстоящих действий, состояние боевой готовности группировок войск, районы их развертывания, а также оперативного предназначения, маршруты выдвижения и т. д.



Измеряемые и регистрируемые техническими средствами разведки физические поля, другие проявления вооружения, военной техники и военных объектов.

Рис. 2.1. Физические поля вооружения, военной техники и военных объектов

Оперативно-тактические демаскирующие признаки проявляются:

- изменением характера деятельности войск и штабов, выводом техники из хранилищ, выходом штабов и войск из мест постоянной дислокации, развертыванием полевых (подвижных) пунктов управления, оборудованием дорог (колонных путей), переправ и позиций, доставкой вооружения, боеприпасов, запасов материальных средств;

- изменением фона местности, координат, а также взаимного расположения объектов;

- характером инженерного оборудования районов расположения объектов (позиционных районов);

- изменением режимов и интенсивности работы РЭС при переводе войск в установленные степени боевой готовности, подготовке и проведении оперативных мероприятий;

- особенностями работы РЭС различных видов вооруженных сил и родов войск;

- количеством, типами, распределением по типам и сочетанием типов РЭС в частях, группировках войск и на объектах;

- размещением РЭС в боевых порядках и оперативном построении войск;

- характерной последовательностью включения РЭС различных типов при решении войсками боевых задач и задач оперативной подготовки;

- способами организации радиосвязи, принципами формирования и специальным предназначением радиосетей и радионаправлений;

- характером использования (сменой) радиоданных, видами применяемых шифров, кодов, типов документов скрытого управления войсками и переговорных таблиц;

- характерными (индивидуальными) особенностями работы операторов (должностных лиц), нарушением правил ведения радиообмена.

К *техническим демаскирующим признакам* вооружения, военной техники и военных объектов относятся характеристики, позволяющие техническим средствам разведки противника определить их принадлежность, назначение, тип, основные параметры.

Технические демаскирующие признаки могут быть групповыми и индивидуальными.

Групповые демаскирующие признаки – признаки, которые позволяют выделить объекты, вооружение и военную технику одной группы из множества объектов, вооружения и военной техники других групп.

Групповые технические демаскирующие признаки выявляются путем определения:

- формы и геометрических размеров объектов, вооружения, техники, их характерных деталей;

- яркостного и цветового контраста объектов, вооружения, техники с фоном прилегающей местности;

- формы и размеров теней от объектов, вооружения и военной техники;

- взаимного расположения объектов, вооружения и военной техники в общей системе ориентиров или элементов боевого порядка;
- следов деятельности войск, образцов вооружения и военной техники;
- времени и характера обзора пространства (круговой, секторный, спиральный, зигзагообразный).

Индивидуальные демаскирующие признаки – признаки, которые могут быть использованы для опознавания скрываемого объекта разведки или получения скрываемой информации от объекта разведки. Такие признаки выявляются путем определения:

- стабильности частоты и мощности излучения средств радиосвязи;
- переходных процессов при включении и выключении излучения;
- особенностей параметров модуляции;
- характера вершины огибающей импульсов излучения радиолокационных средств (гладкая, изрезанная);
- временного положения впадин и выбросов на вершине импульса, длительности переднего и заднего фронтов импульса;
- глубины паразитной амплитудной модуляции;
- частоты и девиации паразитной частотной и фазовой модуляции.

2.2. Сущность противодействия ТСР

Современные технические средства разведки обладают большими возможностями по вскрытию состава и группировок войск, объектов и радиоэлектронных средств, поэтому борьба с разведкой представляет собой предмет особой заботы командиров, начальников и штабов всех степеней. На это направлен сложный комплекс мероприятий ПД ТСР противника, оперативной и тактической маскировки, проводимых в сочетании с огневым и радиоэлектронным поражением ТСР противника и систем управления ими.

Для более эффективного противодействия выявлению демаскирующих признаков техническими средствами разведки противника необходимо:

- определять демаскирующие признаки, их информативность;
- проводить мероприятия по их устранению или преднамеренному воспроизведению.

ПД ТСР противника заключается в проведении организационных мероприятий и технических мер, направленных на исключение или существенное затруднение добывания противником с помощью технических средств разведки сведений о радиоэлектронных объектах своих войск (сил) и военных объектов.

Основными способами ПД ТСР являются:

- РЭП технических средств разведки и каналов передачи разведывательной информации противника;
- защита охраняемых параметров вооружения и военной техники (ВВТ);
- специальная защита технических средств передачи и обработки информации (ТСПИ);
- выявление технических каналов утечки информации и их устранение.

РЭП ТСР и каналов передачи разведывательной информации противника заключается в снижении качества функционирования радиоэлектронных объектов систем управления войсками (силами) и оружием противника путем воздействия на их приемные устройства радиоэлектронными помехами.

Защита охраняемых параметров ВВТ осуществляется на основе оценки возможностей технических средств разведки противника и обеспечивается:

- категорированием ВВТ и определением охраняемых сведений об объектах защиты исходя из замысла тактической маскировки;
- устранением (ослаблением) демаскирующих признаков РЭС;
- доведением до командиров подразделений информации о появлении носителей технических средств разведки;
- введением территориальных, пространственных, временных и частотных ограничений на применение РЭС, а также ограничений на определенные режимы их работы.

Специальная защита технических средств передачи и обработки информации включает в себя организационные мероприятия и технические меры по закрытию возможных технических каналов утечки информации за счет побочных электромагнитных излучений, наводок, высокочастотного навязывания и электроакустических преобразований и осуществляется в сочетании с аппаратными, программными и криптографическими способами защиты.

Основные организационные мероприятия заключаются в следующих действиях:

- разработке и выполнении специальных правил использования ТСПИ;
- регламентировании режимов работы ТСПИ;
- установлении охраняемых (контролируемых) зон вокруг объекта с находящимися на них средствами, исключающими утечку секретных сведений;
- обеспечении технического контроля за уровнем электромагнитных и других излучений в пределах охраняемых (контролируемых) зон;
- сокращении объема обрабатываемой и передаваемой информации при ее кодировании;
- ограничении допуска лиц к эксплуатации ТСПИ;
- обеспечении охраны объектов и помещений с находящимися ТСПИ.

К главным техническим мероприятиям специальной защиты относятся:

- применение схем защиты;
- экранирование токонесущих проводов и блоков аппаратуры;
- заземление аппаратуры и защитных экранов;
- применение звукопоглощающих материалов;
- пространственное и линейное зашумление линий передачи данных;
- маскировка сигналов с помощью электромагнитных генераторов шума;
- применение аппаратуры обнаружения несанкционированных ответвлений от линий связи.

Выявление технических каналов утечки информации и проведение мероприятий по их устранению включает:

- определение информативных характеристик физических полей ВВТ в зависимости от способов их использования;
- оценку возможностей определения охраняемых параметров техническими средствами разведки;
- определение наиболее опасных видов и средств разведки, зон возможной разведки;
- разработку и осуществление организационных и технических мер по закрытию (ослаблению) технических каналов утечки информации;
- контроль за выполнением мероприятий по ПД ТСР;
- оперативное пресечение нарушений установленных норм и требований по ПД ТСР.

2.3. Основные организационно-тактические (технические) мероприятия по ПД ТСР

При организации ПД ТСР в повседневной деятельности в воинских частях необходимо:

- определить охраняемые сведения об объекте защиты;
- выявить и провести анализ демаскирующих признаков, которые могут быть использованы техническими средствами разведки для выявления этих сведений;
- оценить возможности технических средств разведки;
- разработать практические мероприятия по ПД ТСР, определить силы и средства, используемые для проведения этих мероприятий;
- обеспечить контроль за выполнением мероприятий по ПД ТСР.

В число охраняемых сведений необходимо включать только те сведения, которые подвержены перехвату, съему или обнаружению техническими средствами разведки либо непосредственно, либо через их демаскирующие признаки, вскрытие которых может нанести ущерб обороноспособности страны, снизить боевые возможности войск, боевую эффективность вооружения и военной техники, раскрыть истинное предназначение проектируемых, строящихся (реконструируемых) и эксплуатируемых военных объектов и которые могут быть защищены от ТСР с требуемой эффективностью проведением организационных и технических мероприятий. Такими сведениями могут быть:

- данные о системе оповещения и перевода войск в высшие степени боевой готовности;
- состояние разработки, степень боевой готовности вооружения и военной техники;
- порядок, место, сроки проведения испытаний и их результаты;
- назначение, тактико-технические характеристики, способы применения и боевые возможности разрабатываемого и применяемого войсками вооружения и военной техники;
- порядок и сроки оснащения и перевооружения войск на новые образцы ВВТ;

- сведения о создании новых военных объектов, их истинное предназначение, местоположение основных элементов.

Оценка возможностей ТСР осуществляется применительно к местам дислокации объекта защиты и условиям его деятельности на основе моделей технических разведок и существующих методик.

Основные требования к организации защиты информации от ТСР определяются задачами, решаемыми войсками, необходимостью и целесообразностью сохранения в тайне сведений о ВВТ, предназначении и деятельности органов военного управления, направленности проводимых в войсках мероприятий, наличия демаскирующих признаков ВВТ и военных объектов, выявлением возможных технических каналов утечки защищаемой информации.

Работа командиров и штабов воинских частей при организации защиты информации в повседневной деятельности осуществляется на основе правовых актов, путем выполнения комплекса мероприятий по предотвращению утечки защищаемой информации по техническим каналам, несанкционированного доступа к ней, предупреждению преднамеренных программно-технических воздействий с целью разрушения (уничтожения) или искажения информации в процессе ее обработки, передачи и хранения, а также путем проведения специальных работ.

Мероприятия по защите информации являются составной частью ПД ТСР и осуществляются во взаимосвязи с другими мерами по обеспечению установленного режима проводимых работ.

Техническая защита информации осуществляется путем выполнения комплекса организационных и технических мероприятий.

Направлениями работ по технической защите информации являются:

- анализ и оценка реальной опасности перехвата информации техническими средствами разведки, выявление возможных технических каналов утечки защищаемой информации, подлежащих технической защите;

- разработка организационных и технических мероприятий по защите информации и их реализация;

- организация и проведение контроля за состоянием технических средств защиты информации.

Организационными и техническими мероприятиями по технической защите информации являются:

- определение контролируемых зон объектов информатизации;

- категорирование объектов информатизации по степени важности информации, обрабатываемой или обсуждаемой на них;

- назначение должностных лиц, ответственных за эксплуатацию объектов информатизации, определение их обязанностей;

- применение технических средств объекта информатизации, информационных и автоматизированных систем управления в защищенном исполнении;

- применение на объектах информатизации необходимых технических средств защиты информации.

Для обработки защищаемой информации, а также для размещения на объектах информатизации необходимо использовать только технические средства и системы, применение которых обосновано служебной необходимостью. Размещение других технических средств и систем запрещается. Неиспользуемые на объекте информатизации кабельные и проводные коммуникации демонтируются.

Для обработки защищаемой информации необходимо применять технические средства отечественного производства. Применение технических средств иностранного или совместного производства допускается только в случаях отсутствия отечественных аналогов для обработки защищаемой информации и после выполнения следующих мероприятий:

- проведения специальных исследований указанных средств и выполнения работ в соответствии с нормативными правовыми актами по технической защите информации для аналогичных технических средств отечественного производства, исключающих перехват информации техническими средствами разведки за пределами контролируемой зоны объекта;

- проведения необходимых доработок (закрытие каналов утечки информации) по результатам специальных исследований.

В воинских частях ответственность за организацию и осуществление необходимых мероприятий по технической защите объектов информатизации возлагается на командира воинской части, который организует выполнение установленных требований и правил по технической защите информации, своевременно принимает меры по исключению возможности несанкционированного доступа по техническим каналам к защищаемой информации посторонних лиц.

Контрольные вопросы

1. Приведите классификацию видов технических разведок.
2. Перечислите основные демаскирующие признаки.
3. В чем заключается сущность противодействия ТСР?
4. Перечислите основные мероприятия по ПД ТСР в воинских частях.

3. ПРОТИВОДЕЙСТВИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКЕ В РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЕ

3.1. Технические основы противодействия радиоэлектронной разведке

Противодействие техническим разведкам в радиоэлектронной борьбе – совокупность согласованных организационных и технических мероприятий каждой из сторон в ходе радиоэлектронного конфликта по затруднению и срыву добывания противником охраняемых сведений о радиоэлектронных средствах и системах управления. Тем самым затрудняется или срывается поражение и радиоэлектронное подавление этих РЭС и СУ. Противодействие техническим разведкам – составляющая контура РЭБ и составная часть РЭБ. Оно направлено на ослабление или искажение непреднамеренных информационных обратных связей от РЭС и СУ к противнику. Мероприятия по противодействию так же, как и мероприятия по разведке, проводятся целенаправленно, комплексно и непрерывно. Их проводят обе противоборствующие стороны, каждая против своего противника до начала и в течение всего времени радиоэлектронного конфликта.

Умелое владение методами и управление средствами противодействия значительно снижает вероятность постановки эффективных помех радиоэлектронным средствам.

Противодействие радиоэлектронной разведке достигается мероприятиями по скрытию демаскирующих признаков своих РЭС, по технической дезинформации системы разведки противника и спецзащите информации в технических средствах ее передачи, обработки и хранения. Скрытие излучений (РЭС) – составляющая радиоэлектронной маскировки (РЭМ). **Радиоэлектронная маскировка** – это комплекс согласованных организационных и технических мероприятий, затрудняющих добывание разведкой противника данных о РЭС и СУ путем перехвата и анализа излучений РЭС. Она включает в себя радиомаскировку средств радиосвязи, радиорелейной и других видов связи, а также радиотехническую маскировку РЭС различного назначения.

РЭМ достигается введением энергетических, территориальных, частотных, временных, структурных ограничений, запрещением работы РЭС, применением засекречивающих средств связи, передачей ложных сигналов, излучением помех, маскирующих защищаемые излучения, и т. д. Привлекаемые средства и способы маскировки зависят от результатов прогноза и оценки разведывательной, радиоэлектронной и электромагнитной обстановок и определяются в первую очередь возможностями и слабыми сторонами средств разведки и поражения противника.

Дезинформация разведки повышает вероятности ошибочных решений при распознавании РЭС, в том числе засылает в анализатор разведки ложную информацию о РЭС. К слабым сторонам радиоэлектронной разведки, используемыми при выборе средств и способов противодействия, следует отнести:

1. Исключительно высокую значимость предварительной разведки. Содержание «обучения» систем и средств исполнительной разведки определяется данными комплексной технической предварительной разведки, проводящейся продолжительное время с участием человека – оператора. В ходе такого «обучения» закладываются перечни параметров РЭС и диапазоны возможных их изменений.

2. Предварительную и первичную исполнительную техническую разведку, как правило, вынуждены производить за пределами эффективно охраняемой зоны РЭС и СУ. Поэтому основное внимание в начале радиоэлектронного конфликта уделяется техническим разведкам с больших дальностей. Это вынуждает добывать разведсведения при отношениях сигнал/фон, близких к пороговым, и сильно ограничивает пропускную способность, точность местоопределения и достоверность распознавания РЭС.

3. По мере углубления носителя технической разведки в охраняемую зону повышается вероятность применения опасных технических разведок малой дальности (инфракрасной, телевизионной, лазерной, фотографической и т. п.). Слабой стороной их является необходимость допоиска разведобъекта, иногда с использованием командной радиолинии.

4. Наиболее быстродействующая и точная вторичная исполнительная техническая разведка выполняется часто с борта подвижного носителя, как правило, внутри охраняемой зоны. В это время носитель средств разведки может наблюдаться защищаемой стороной. Поэтому мероприятия по противодействию строго целенаправленны, согласованы (между собой и с мероприятиями по другим составляющим РЭБ) и ориентированы на конкретное средство разведки.

5. Малое время наблюдения каждого элемента разрешения, неоптимальный прием сигналов, сложности в преодолении априорной неопределенности, аномальные ошибки измерения обусловили использование в разведке высоких порогов обнаружения и повышенную чувствительность к ложным тревогам и ложным решениям. Поэтому в РРТР завышают пороговые уровни решающих блоков, тем самым занижая вероятности ложных тревог. Например, в РРТР вероятности ложных тревог на несколько порядков ниже, чем в радиосвязи и в радиолокации. Следовательно, повышение интенсивности фона на входе разведприемника и применение в РЭС шумоподобных сигналов являются эффективными способами срыва разведки.

6. Сложности в преодолении априорной неопределенности приводят к повышению чувствительности системы распознавания в радиоэлектронной разведке к плотности потока распознаваемых объектов и сигналов. Следовательно, маскировка, использование ложных объектов и сигналов эффективно затрудняют разведку.

7. На всех этапах функционирования средства технической разведки чувствительны к динамике изменений пространства признаков и классов разведобъектов. Внезапное скачкообразное по случайному закону изменение структуры и параметров различаемых разведобъектов вынуждает противника переходить в режим поиска, иногда с участием оператора.

8. Исполнительную разведку по условиям ее применения часто стремятся производить в автоматическом режиме. Это снижает качество разведки непрогнозируемых состояний РЭС и СУ.

9. Преимущества скрытой РРТР снижаются необходимостью использования средств радиосвязи, демаскирующих ведение разведки.

10. Достоинства радиоэлектронной разведки значительно снижаются активными и пассивными помехами.

В целом количественное обоснование технических и организационных мероприятий по противодействию радиоэлектронной разведке с помощью аналитических методов и математического моделирования позволяет выбрать наиболее эффективные и рациональные мероприятия по затруднению и срыву технической разведки.

3.2. Основы противодействия обнаружению излучений РЭС в радиоразведке и радиотехнической разведке

Различают энергетическую, частотную, временную, пространственную и структурную скрытность демаскирующих признаков излучений РЭС в зависимости от того, какими характеристиками полей сигнала и мешающего фона на входе разведприемника управляют в целях противодействия разведке. Скрытие устраняет или ослабляет демаскирующие признаки и закрывает возможные каналы утечки информации.

Энергетическая скрытность обеспечивает срыв или затрудняет разведку снижением отношения сигнал/фон q_1 ниже порогового $q_1(D, F)$.

Эту цель можно достичь рядом способов.

Первый способ – это способ пассивной маскировки. Все излучающие объекты РЭС функционируют на минимальных уровнях мощности излучений, достаточных для нормального функционирования объектов. Если требуемое направление основных излучений РЭС – объекта отличается от направления разведки, то, естественно, необходимо использовать различные способы снижения энергии поля только в секторе разведки. Эта цель достигается для управляемых адаптивных ФАР с помощью диаграммообразующих процессоров, в иных случаях – применением антенн с низким уровнем боковых лепестков и использованием искусственных либо естественных экранов на трассе распространения радиоволн в сторону РРТР. Можно выразить количественную меру снижения мощности $\sigma_p^2 = E_p^2 / 2$ до порогового уровня $\sigma_p^2(D, F)$ через требуемый коэффициент экранирования:

$$K_{\text{этр}} = 10 \lg \frac{\sigma_p^2}{\sigma_p^2(D, F)} = K_P + K_G + K_F \text{ (дБ)}, \quad (3.1)$$

где K_P, K_G, K_F – коэффициенты снижения мощности излучений, бокового усиления антенны и увеличения затухания в экране, соответственно ($K_P = 10 \lg \frac{P_0}{P_0}$,

$$K_G = 10 \lg \frac{G_{РПУ}^\delta}{G_{СЭ}}, \quad K_F = 10 \lg \frac{F^2(d, f_0)}{F_3^2(d, f_0)}.$$

Разность реально достигаемого коэффициента экранирования $K_{эp}$ и требуемого $K_{этр}$ для данного РЭС

$$\Delta K_э = K_{этр} - K_{эp} \text{ (дБ)} \quad (3.2)$$

является исходной для поиска других способов скрытия. Снижение σ_p^2 приводит к сокращению дальности разведки и скрывает действительный энергопотенциал РЭС. Задание уровня $\sigma_p^2(D, F)$, соответствующего дальности до границы охраняемой зоны, при $\Delta K_э = 0$ решает проблему энергетической скрытности.

Второй способ – это способ активной маскировки. В сторону РРТР преднамеренно во время функционирования скрываемого РЭС излучается активная маскирующая помеха от станции активных помех. Структура помехи выбирается по критерию обеспечения неравенства $q_w < q_{wпор}$ на выходе линейной части разведприемника. Здесь $q_w = \sigma_{wc}^2 / \sigma_\phi^2$ – отношение сигнал/фон. Если помеха прямомумовая, то требуется обеспечить $q_1 < q_1(D, F)$. Пример помеховой обстановки для РРТР условно изображен на рис. 3.1.

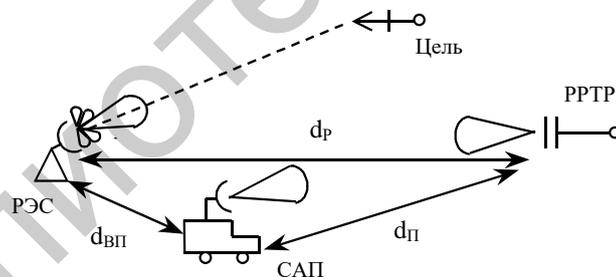


Рис. 3.1. Активная маскировка излучений РЭС

Без учета влияния поверхности земли и атмосферы в точке разведки можно определить:

- 1) $\sigma_p^2 = \frac{P_0 G_c G_{РПУ} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_p^2}$ – мощность разведываемого сигнала;
- 2) $\sigma_\phi^2 = \Delta f_{пр} N_{оп}$ – мощность мешающего фона;
- 3) $N_{оп} = \frac{\rho_\pi G_{РПУ} F(\epsilon_\pi, \beta_\pi) \lambda^2}{(4\pi)^2 d_\pi^2}$ – спектральную плотность мощности мешающего фона на входе разведприемника.

Здесь d_{Π} – расстояние между САП и РРТР; $\rho_{\Pi} = N_{\Pi} G_{\Pi}$ – энергетический потенциал САП; $F(\varepsilon_{\Pi}, \beta_{\Pi})$ – нормированное относительно максимального усиление приемной антенны РРТР в сторону САП.

Энергетический потенциал станции активных помех ρ_{Π} должен соответствовать неравенству

$$\rho_{\Pi} > \frac{P_0 G_c}{\Delta f_{\text{пр}} F(\varepsilon_{\Pi}, \beta_{\Pi}) q_{\text{пор}}} \cdot \frac{d_{\Pi}^2}{d_p^2}. \quad (3.4)$$

Так как в САП формируются помехи на частоте маскируемого РЭС, то боковые излучения антенны САП попадают на вход приемника РЭС, возникает проблема электромагнитной совместимости. Поэтому одновременно с (3.4) должно выполняться неравенство

$$\rho_{\Pi} < \frac{N_{\text{вп.доп}} 16\pi^2 d_{\text{вп}}^2}{F_p(\varepsilon_{\text{и}}, \beta_{\text{и}}) F_{\text{и}}(\varepsilon_{\text{р}}, \beta_{\text{р}}) \lambda^2}, \quad (3.5)$$

где $N_{\text{вп.доп}}$ – допустимое для РЭС значение спектральной плотности взаимной помехи;

$d_{\text{вп}}$ – расстояние между РЭС и САП;

$F_p(\varepsilon_{\text{и}}, \beta_{\text{и}})$ – нормированное усиление приемной антенны РЭС (рецептора) в сторону источника взаимной помехи;

$F_{\text{и}}(\varepsilon_{\text{р}}, \beta_{\text{р}})$ – нормированное усиление излучающей антенны САП (источника) в сторону рецептора взаимной помехи.

Совместное решение неравенств (3.4) и (3.5) предъявляет требования к входящим в них техническим параметрам. При наличии хорошей развязки между РЭС и САП, а также при согласованном управлении излучениями РЭС и высокопотенциальной САП помеха может обеспечить прикрытие не только боковых, но и основных излучений РЭС по главному лучу антенны РРТР. Пространственная развязка достигается уменьшением уровня боковых лепестков антенн $F_p(\varepsilon_{\text{и}}, \beta_{\text{и}})$ и $F_{\text{и}}(\varepsilon_{\text{р}}, \beta_{\text{р}})$, временная развязка – за счет кратковременного выключения излучения САП в момент прихода полезного сигнала на вход приемника РЭС, структурная развязка – за счет формирования в САП шумоподобной для РРТР, но известной для РЭС помехи со сложным законом модуляции $U_{\text{ЛП}}(t)$, не совпадающим с законом модуляции сигнала РЭС $U_{\text{К}}(t)$.

Частотная скрытность создает неопределенность в точке разведки относительно частоты разведываемого РЭС. Эта цель обычно достигается рядом способов.

Первый способ – смена поддиапазонов рабочих частот каждый раз перед началом последующего этапа разведки. Это техническое мероприятие разрывает очень важную для РРТР цепочку «обучения» анализаторов (и классификаторов системы распознавания) станции РРТР, снижает доверие к накопленным на предыдущих этапах разведанным, т. к. частота – первый по информативности и по скорости измерения демаскирующий признак. Способ вынуждает заново

начинать поиск по частоте в максимальном диапазоне. В лучшем для РРТР случае способ значительно увеличивает время разведки и сокращает ее пропускную способность.

Второй способ – использование в РЭС таких излучений, которые вызывают значительные погрешности измерения частоты. Таким свойством обладает сложный многочастотный излучаемый РЭС сигнал с переменной структурой и временем формирования своего частотного «образа», сравнимым с временем разведки. Такой сигнал воспринимается в станции РРТР как шумоподобный с широким спектром.

Третий способ – задание в группировке РЭС определенных частотных ограничений, зависящих от прогноза частотной разведосведомленности и замысла РЭБ противника. План-график управления частотами, включая достоинства первого способа, должен быть направлен на обеспечение в конечном итоге частотного превосходства в РЭБ перед противником.

Временная скрытность направлена на уменьшение информации о разведобъекте путем применения таких сигналов и режимов, при которых работа РЭС на излучение занимает минимальное время. Временная скрытность реализуется введением временных ограничений по данным оценки разведобстановки, применением прерывистого режима излучений, многофункциональным характером работы РЭС. По оценкам, приведенным в [5], минимальная продолжительность исполнительной разведки непрерывно излучающих РЭС для их огневого поражения высокоточным оружием в среднем составляет $T_{\text{ри}} = 15$ с. В прерывистом режиме это время увеличивается, вероятность разведки можно оценить по эмпирической формуле

$$P_p \approx 1 - e^{-\left(\frac{T_p}{C_i T_{\text{ри}}}\right)}, \quad (3.6)$$

где C_i – коэффициент увеличения времени разведки в прерывистом режиме.

По результатам моделирования этапа подготовки запуска СНО средней дальности $C_1 \approx 2,3$; $C_2 \approx 3,3$; $C_3 \approx 6$ соответственно при скважности прерываний 2, 3 и 6.

Увеличение времени разведки при прерывистом поступлении информации приводит в конечном итоге к уменьшению дальности достоверной разведки. Если сокращение дальности существенно, возрастает вероятность пресечения самого процесса разведки активными методами противодействия.

Достижения техники формирования, излучения, приема и обработки сложных широкополосных сигналов позволяют решать информационные и управленческие задачи за малый интервал времени. Например, использование пакетного принципа связи, когда накопленная за продолжительное время информация внезапно для противника передается по каналу радиосвязи с помощью широкополосного со сложными законами модуляции сигнала, сокращает время излучения в сеансе связи в сотни – тысячи раз.

Интенсивно развиваемые в радиолокации принципы многофункциональности направлены на использование каждого зондирующего сигнала одновременно

для совместных процедур обнаружения, распознавания и измерения координат целей. Такие процедуры многократно сокращают продолжительность радиолокационного контакта с объектом-носителем средств РТР.

Традиционная цепь управления высокоточным оружием: «средства разведки и целеуказания → стрельбовые РЭС подготовки запуска и вывода на траекторию полета ракеты → наведение ракеты на большей части траектории инерциальными методами → кратковременное включение режима точного наведения на цель → включение радиовзрывателя только вблизи цели». Применение излучений высокоинформативных РЭС только для коррекции траектории движения управляемого объекта широко используются для временной скрытности.

Пространственная скрытность обеспечивает пространственную направленность основных излучений объекта разведки, а также создает неопределенность относительно его местоположения.

Первое достигается соответствующей конструкцией излучающих антенн: повышением коэффициента направленного действия $G_{РПУ}$ и снижением уровня боковых лепестков $G_{РПУ}^{\delta}$. Второе достигается подсветом основного излучения РЭС сильноотражающих местных предметов (рис. 3.2), применением множества дублирующих излучателей (рис. 3.3), размещением прерывисто излучающего объекта на подвижную платформу.

Варианты скрытия на рис. 3.2 и 3.3 достигают цели, если на входе разведприемника обеспечивается спектральное и энергетическое подобие сигналов от РЭС и дублирующих отражателей или объектов излучателей.

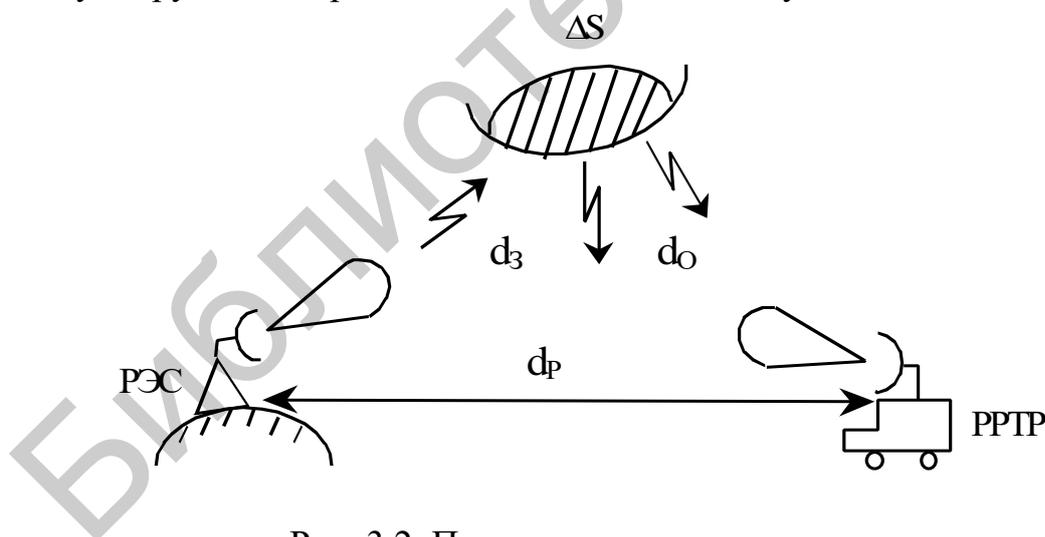


Рис. 3.2. Подсвет местного предмета

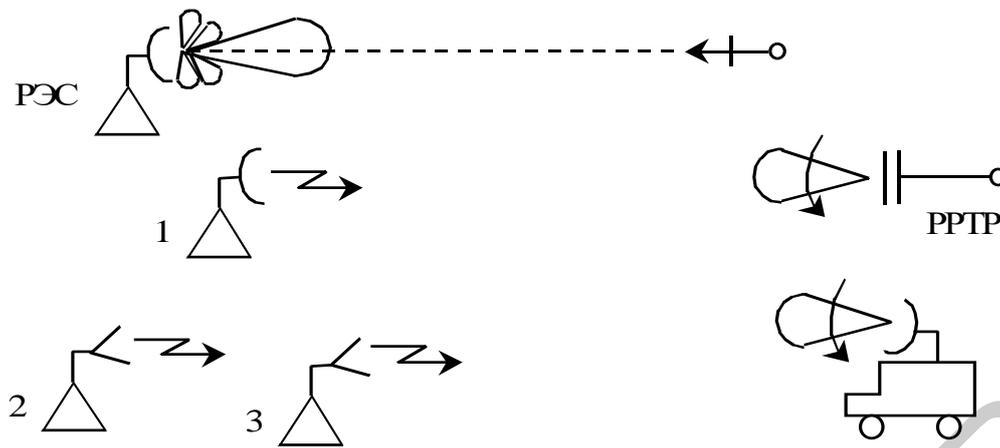


Рис. 3.3. Система дублирующих излучателей

Мощность сигнала σ_{ps}^2 от протяженного или сосредоточенного местного отражателя ΔS или излучателя должна быть примерно равна или превышать мощность боковых излучений РЭС σ_{p6}^2 :

$$\sigma_{p6}^2 = \frac{P_0 G_c^6 G_{pppy} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_p^2}, \quad \sigma_{ps}^2 = \frac{\Pi_\delta \sigma_\delta G_{pppy} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_0^2}, \quad \Pi_\delta = \frac{P_0 G_{pppy}}{4\pi d_3^2}, \quad (3.7)$$

где Π_δ – плотность потока мощности основных излучений, подсвечивающих местные предметы;

σ_δ – ЭОП подсвеченного участка земли ($\sigma_\delta = \alpha_s \Delta S$);

ΔS – площадь подсвеченного участка с удельной ЭОП α_s .

Эффективность обстановки на рис. 3.2 резко возрастает, если число перелотражающих участков $n \gg 1$. Обстановка на рис. 3.3 реализуется и эффективно достигает цели в плотных боевых порядках однотипных РЭС со случайным для противника прерыванием и включением излучения каждый раз на новой частоте.

Функции скрытия демаскирующих признаков дублирующими источниками легко реализуются, если различия их параметров-признаков меньше размера элемента разрешения $\Delta\alpha_p$ первых наиболее информативных признаков и меньше разброса их значений.

Структурная скрытность затрудняет разведку законов модуляции излучений и скрывает использование в РРТР высокоэффективных, близких к оптимальным, методов обработки сигналов. Эти цели достигаются развитым управлением излучениями, применением сложных шумоподобных сигналов, использованием таких излучений, для которых отсутствует однозначная связь между структурой разведываемого сигнала и структурой канала обработки полезного сигнала в РЭС. Подробности такой скрытности рассмотрим на примерах.

Управление частотой и параметрами закона модуляции $U_K(t)$ следует производить по случайному закону так, чтобы реализация процесса $Z(t)$ на входе решающей схемы обнаружителя в разведприемнике была медленным случайным процессом. Это приводит к существенному увеличению пороговых отношений сигнал/фон в станции разведки, значительным энергетическим потерям и снижению дальности разведки.

Применение в РЭС шумоподобных, сложных, с большой базой радиосигналов ведет к значительному усложнению разведприемника и анализатора, вносит энергетические потери (пропорционально базе сигнала) на этапе обнаружения, сокращает дальность разведки, значительно ухудшает качество распознавания типа и состояния РЭС, увеличивает время разведки, снижает пропускную способность станции РРТР. Этот метод скрытия широко используется для РЭС различного назначения. Структурные методы являются основными для засекреченных каналов радиосвязи. Это главный способ снижения дальности разведки до радиуса охраняемой зоны, в пределах которой уверенно наблюдается и достоверно распознается спомощью защищаемой РЭС средство разведки. Структурное скрытие излучений срывает достоверное распознавание наиболее важных РЭС в группировке войск, многократно снижает перечень опасных состояний помеховой обстановки, является одной из основных составляющих обеспечения живучести РЭС в условиях применения противником высокоточного самонаводящегося по излучению оружия.

Структурное совмещение основных функций РЭС многократно сокращает продолжительность излучения и маскирует отдельные состояния РЭС. Структурная скрытность может обеспечить значительный эффект в групповой защите РЭС от высокоточного оружия на основе частотно-временной координации излучений однотипных РЭС. Пример этого способа показан на рис. 3.4.

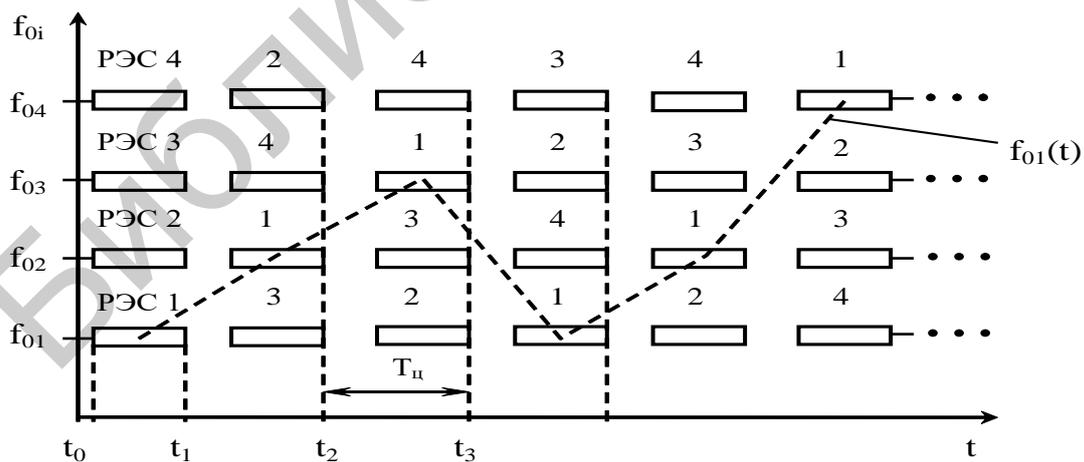


Рис. 3.4. Частотно-временная координация излучений группы РЭС

На рис. 3.4 воспроизведен фрагмент плана-графика управления частотами в группе РЭС. Если время работы РЭС $T_{ц}$ на фиксированной частоте меньше времени разведки, то станция либо отслеживает траекторию изменения частоты, либо воспринимает весь фрагмент как единый сложный сигнал. В обоих случаях срывается точная пеленгация отдельных РЭС и анализ их состояний.

Формируется пространственная, частотная и структурная неопределенность о координатах, типах, состояниях РЭС. В РРТР вынуждены резко ускорять измерение демаскирующих признаков и усложнять логику анализа сигналов. Сокращение величины скачка частоты $\Delta f_{0i} = |f_{0i} - f_{0j}|$, увеличение числа этих скачков совместно с другими способами скрытия делают разведку проблематичной.

Эффективность рассмотренных методов скрытия демаскирующих признаков излучений РЭС значительно повышается проведением организационных мероприятий: своевременным пресечением технической разведки в охраняемой зоне; маневром РЭС, их дублированием; соблюдением энергетических, частотных, пространственных, временных и структурных ограничений в группе РЭС и управлением всеми мероприятиями в соответствии со складывающейся разведывательной обстановкой. Отработка конечного содержания организационно-технических мероприятий по скрытности РЭС должна идти по пути наиболее рациональной реализации их возможностей в соответствии с концепцией радиоэлектронного конфликта и составляет больше предмет искусства, чем науки. Заключительная редакция комплекса мероприятий защиты от технической разведки отрабатывается на математической модели.

3.3. Основы противодействия распознаванию объектов и состояний радиоэлектронных средств и систем управления в радиоразведке и радиотехнической разведке

Целью противодействия распознаванию является снижение качества анализа излучений, точности измерения демаскирующих признаков, вероятности распознавания наиболее важных излучающих объектов РЭС; срыв режима автоматического распознавания, многократное увеличение времени распознавания и снижение пропускной способности, внесение в систему РРТР ложной информации о числе и координатах, о классе (виде, типе, состоянии) наиболее важных РЭС и создание ложной радиоэлектронной обстановки. Эти цели достигаются совокупностью технических и организационных мероприятий по скрытию, использованием средств, излучающих имитирующие и ложные сигналы, развертыванием излучающих ложных позиций объектов РЭС и СУ, заданием соответствующих режимов излучений РЭС, излучением плотных потоков сигналов, превышающих пропускную способность РРТР [6].

Ложные позиции должны имитировать позиции наиболее важных РЭС по совокупности признаков, регистрируемых эффективными техническими разведками. Если различия наиболее важных признаков истинных и ложных РЭС превышают размер элемента разрешения $\Delta\alpha_p$, то техническая дезинформация с по-

мощью ложных излучений достигается при их измерении. Для маскировки различий между одними и теми же признаками истинных и ложных РЭС привлекаются методы скрытия. Интенсивность маскирующего фона значительно меньше интенсивности сигнала. Этим фоном размывается относительная контрастность объектов разных классов в пространстве признаков, повышаются вероятности ошибочного распознавания P_{ε} . Проблема обеспечения подобия истинных и ложных позиций на практике традиционно является первоочередной. Поэтому совокупность мероприятий по скрытию их различий проводится согласованно, целенаправленно и комплексно.

Подсвеченный участок поверхности на рис. 3.2 и дублирующие излучатели на рис. 3.3. выполняют дезинформирующую функцию, если их координаты отличаются от координат РЭС на величину, превышающую разрешающие способности местоопределения $\Delta\alpha_p$. Различия между остальными информативными признаками истинных и ложных РЭС должны быть соизмеримы с ошибками их измерения, но меньше $\Delta\alpha_p$.

Стратегия требований к ложным излучающим и дублирующим РЭС усложняется, если информативные признаки защищаемого от средств разведки РЭС являются охраняемыми. При этом желательно обеспечить перенацеливание средств разведки на ложные объекты, а наиболее информативные признаки истинных РЭС исказить либо скрыть.

Проблема обеспечения подобия ложных позиций истинным для других видов технической разведки должна решаться аналогичными путями.

В этих же целях эффективны групповые методы противодействия распознаванию. В состав группы РЭС входят излучающие объекты, имитирующие или искажающие функциональное назначение РЭС. На их фоне важное РЭС излучает только в наиболее ответственный период радиоэлектронной борьбы. При том же качестве признаков увеличение числа распознаваемых РЭС существенно увеличивает вероятности ошибочных решений P_{ε} и продолжительность поиска и анализа.

Увеличению P_{ε} способствуют также групповые вариации признаков во времени. Преднамеренно размываются распределения признаков РЭС – объекта разведки и РЭС – имитаторов вплоть до перекрытия распределений их признаков. Это ведет к падению устойчивости информативности признаков, резкому снижению их значимости для «обучения» последующего этапа разведки.

Помеховая обстановка для противодействия разведке включает в себя один-два источника активных помех, имитирующих основные и побочные излучения защищаемого от разведки РЭС. При этом достигается срыв распознавания и сопровождения РЭС, перенацеливание либо срыв наведения ВТ СНО, усложнение в целом сигнальной обстановки на входе станции РРТР. Помеховые колебания подобны защищаемым по первым 3...4 информативным признакам. Мощность разведываемого сигнала равна

$$\sigma_p^2 = \frac{P_0 G_c G_{\text{РПР}} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_p^2} . \quad (3.8)$$

Мощность помехи определяется формулой

$$\sigma_n^2 = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} G_{\text{РПР}} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_{\text{п}}^2} . \quad (3.9)$$

Для достижения цели противодействия необходимо, чтобы $\sigma_n^2 \geq \sigma_p^2$.

Электромагнитная совместимость РЭС и САП в этом случае не является сложной. Совместная синхронизация излучений и кодовое разделение сигналов в приемнике РЭС снимают остроту этой проблемы. Расстояние между РЭС и САП должно превышать радиус действия средств огневого поражения РЭС. Применение в РЭС сигналов с малым уровнем боковых выбросов тела неопределенности, антенн с малыми уровнями боковых лепестков, узкополосной режекции в приемнике позволяют формировать группы РЭС имитаторов также для РЭС с непрерывным и квазинепрерывным излучением. Энергетическая сторона проблемы вынуждает строить либо один мощный источник имитирующих излучений сразу на группу однотипных РЭС для прикрытия от разведки их главных излучений, либо группу маломощных для прикрытия боковых излучений РЭС.

3.4. Основы противодействия радиолокационной разведке

Противодействие радиолокационной разведке – это развитая система технических и организационных мероприятий по скрытию или имитации радиолокационного изображения разведобъекта. Эти мероприятия целенаправленно проводят в РЭБ обе противоборствующие стороны. Наиболее эффективными из них являются следующие:

1. Снижение эффективной отражающей поверхности (ЭОП) разведобъекта. В США широко разрекламирована технология «Стелс» для решения этой проблемы. Опубликовано несколько вариантов применения этой технологии для снижения ЭОП самолетов. Для маскировки подвижных объектов РЭБ применимы следующие основные принципы снижения ЭОП:

а) придание объекту малоотражающей с направления наиболее вероятной разведки формы, отсутствие скачкообразных переходов на поверхности объекта, металлизированное остекление кабины, отсутствие протяженных плоских поверхностей в конфигурации объекта, применение противорадиолокационных экранов для исключения зеркального переотражения в сторону прихода волны (трансформации зеркального отражения в диффузное);

б) широкое применение конструкционных слабоотражающих материалов вместо металла для внешней обшивки и оперения;

в) применение радиопоглощающих материалов (РПМ) для маскировки сильноотражающих элементов разведобъекта. Например, для уменьшения ЭОП

самолета оперение, внешняя кромка воздухозаборника двигателя, внутренний канал воздухозаборника покрываются пленочным радиопоглощающим материалом.

2. По формулам дальности обнаружения (см. разд. 4) можно определить требуемую степень снижения ЭОП объектов РЭБ для гарантированного срыва радиолокационной разведки современными РЛС.

Для уменьшения дальности обнаружения современных боевых летательных аппаратов в 10 раз требуется снизить ЭОП до величины порядка $0,001 \text{ м}^2$ (для самолетов – на 40 дБ).

Для срыва обнаружения малоподвижных наземных объектов когерентными РЛС с синтезированной апертурой путем их скрытия на фоне подстилающей поверхности требуется обеспечить это снижение до уровня $0,1 \text{ м}^2$ (для наземных объектов типа танк или автомобиль – на 30 дБ, для надводных кораблей – на 40...50 дБ).

Технология «Стелс» в полной мере эти требования не выполняет, поэтому необходимо совместно применять меры снижения ЭОП и средства создания помех.

3. Автономное и совместное с предыдущими способами применение многократных активных имитирующих помех приводит к значительному возрастанию эффекта противодействия радиолокационной разведке. Количественный анализ эффективности можно выполнить методами, изложенными в разд. 4 и 5.

4. Автономное и совместно с предыдущими способами применение ложных целей и позиций. Количественный анализ изложен в разд. 4 и 5.

5. Радиоэлектронное подавление РЛС пассивными маскирующими помехами, которое широко используется в авиации и на море. Совместное применение технологии «Стелс», активных шумовых и пассивных маскирующих помех дает эффект, значительно превышающий простое суммирование эффектов.

Таким образом, совместное, в зависимости от складывающейся тактической, разведывательной и радиолокационной обстановки применение активных и пассивных способов противодействия радиолокационной разведке позволяет достичь желаемой цели срыва обнаружения и распознавания наземных и воздушных разведобъектов.

3.5. Организационные и технические мероприятия по спецзащите информации

Спецзащита информации проводится с целью предотвращения утечки охраняемых сведений при использовании технических средств. К ним относятся:

- основные технические средства, предназначенные для передачи и обработки секретной информации; технические средства АСУ и ЭВТ; средства изготовления и размножения документов; аппаратура звукоусиления, звукозаписи и звуковоспроизведения; системы внутреннего телевидения, оперативно-командной и громкоговорящей связи, включая соединительные кабели перечисленного оборудования;

- вспомогательные технические средства и системы, не предназначенные для обработки секретной информации, устанавливаемые совместно с ними или в служебных помещениях (залах, классах, рабочих кабинетах), где ведутся переговоры по секретным вопросам; системы открытой телефонной и громкоговорящей связи, средства радиотрансляции, часофикации, сигнализации, электропитания, кондиционирования и др.

Спецзащита достигается защитой от несанкционированного доступа и защитой от средств разведки побочных электромагнитных излучений. Для этого широко используются программные, криптографические, аппаратурные способы, технические методы экранирования и заземления экранов, фильтрации излучений, линейное и пространственное зашумление зоны разведки.

3.6. Математическое моделирование комплексного противодействия техническим средствам разведки

Математическое моделирование комплексного противодействия техническим средствам разведки проводится для определения информативности демаскирующих признаков, прогноза разведосведомленности противника, уточнения наиболее опасного вида разведки, оценки эффективности мероприятий по срыву и технической дезинформации разведки. С помощью модели уточняют также задачи, методы и эффективность комплексного технического контроля качества организационных и технических мероприятий противодействия. В состав модели входят все блоки модели радиоэлектронной разведки и упрощенные блоки модели расчета эффективности других опасных видов разведки, а также модели мероприятий противодействия.

Каждое мероприятие противодействия должно учитываться одновременно в нескольких показателях качества РЭР. Расчеты повторяются для каждого вида опасной технической разведки по признакам охраняемых сведений. Аналогичные задачи решаются по всем мероприятиям технической дезинформации.

Конкретное содержание моделей противодействия РЭР определяется заданными видами разведобъектов и средств РЭР.

Контрольные вопросы

1. Приведите примеры эффективного использования в интересах противодействия радиоэлектронной разведке функциональных связей предварительной и исполнительной РЭР.
2. Чем отличаются реакции на помеховый фон следящего и несledящего измерителей?
3. Приведите примеры мероприятий по противодействию РЭР позиций и объектов ЗРК.
4. Приведите примеры мероприятий по противодействию РЭР позиции радиолокационного поста и узла связи.
5. Приведите примеры защиты ЭВМ от технической разведки.

4. ТЕОРИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ И СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

4.1. Методы создания, характеристики и математические модели активных маскирующих помех

Активные маскирующие помехи преднамеренно создаются в целях маскировки полезных сигналов. На вход приемника РЭС поступает аддитивная смесь полезного сигнала $m_c(t)$ и помехового фона $n(t)$:

$$f(t) = m_c(t) + n(t). \quad (4.1)$$

При условии ограниченной мощности фона помеха типа гауссовского шума обладает наилучшими маскирующими свойствами. Это значит, что помеха не только снижает отношение сигнал/фон в каналах обработки сигналов, информации, управления, но с увеличением интенсивности флуктуационных составляющих вносит наибольшую неопределенность в закон комплексной огибающей радиосигнала, в значения закодированных в нем параметров и команд управления. Поэтому в отличие от всех других помех, активная маскирующая шумовая помеха подавляет одновременно все этапы обработки сигналов, информации и управления в радиоэлектронных средствах и системах, нарушает все основные функции, выполняемые РЭС. Вероятность постановки таких помех в ходе радиоэлектронной борьбы практически близка к единице.

Активные маскирующие помехи подразделяются на прицельные, заградительные и скользящие по частоте, направлению, поляризации и временной протяженности (дальности). Основными параметрами помехи являются спектральная плотность мощности N_{Π} , полоса маскируемых частот Δf_{Π} , угловой сектор подавления $\Delta \Theta_{\Pi}$ и поляризационный базис, обеспечивающий маскировку сигналов с любой поляризацией.

Маскирующее качество активной шумовой помехи характеризуется коэффициентом $\eta_{\Pi} = N_{\Pi\Pi} / N_{\Pi}$ – отношением спектральной плотности мощности $N_{\Pi\Pi}$ идеальной (гауссовской) к спектральной плотности мощности реальной помехи при условии достижения одного и того же эффекта подавления РЭС.

К идеальной по своей структуре ближе всех собственные шумы приемника, наблюдаемые на выходе первых линейных фильтрующих каскадов приемника.

Среднюю частоту помехи по данным РРТР всегда стремятся настраивать на рабочую частоту РЭС. Прицельные радиопомехи на несущей частоте имеют ширину спектра, соизмеримую с шириной спектра полезного сигнала (полосы /сканирования приемника) подавляемого РЭС, а прицельные по доплеровскому /сцению частоты (для средств радиосвязи – по спектру тональных частот) наблюдаемого сигнала – с шириной полосы пропускания оконечных узкополосных каскадов приемника. Прицельные по направлению помехи излучаются остро направленными антеннами точно в сторону подавляемого РЭС. Прицельные

по поляризации помехи формируются на поляризации приемной антенны подавляемого РЭС, а при отсутствии разведанных о последней – как независимые на двух взаимортогональных поляризациях. Прицельные по временной протяженности (дальности) помехи являются прерывистыми во времени, длительность шумового радиоимпульса должна перекрывать временной интервал местоположения подавляемого сигнала. При отсутствии разведанных о последнем формируется непрерывная шумовая помеха.

Заградительные радиопомехи имеют ширину спектра, существенно превышающую полосу пропускания подавляемого канала РЭС и сравнимую с диапазоном перестройки его рабочих частот. Заградительные помехи применяются для подавления РЭС при отсутствии точных данных о частоте несущих колебаний принимаемых им сигналов и для одновременного подавления однотипных РЭС в пределах основного луча излучающей антенны передатчика помех. При заданной мощности передатчика радиопомех $P_{\text{п}}$ спектральная плотность активной маскирующей помехи обратно пропорциональна ширине ее спектра, т. е. $N_{\text{п}} = P_{\text{п}} / \Delta f_{\text{п}}$.

Эффективность воздействия активной маскирующей помехи на РЭС определяется не только энергией и маскирующим качеством помеховых колебаний, но и мерой соответствия структуры и способа постановки помехи функциональному назначению подавляемого РЭС и в целом радиоэлектронной обстановке. Поэтому станции активных маскирующих помех (САП) должны быть управляемыми по мощности, частоте, поляризации, временным параметрам, направлению, временной структуре (закону модуляции) излучаемых колебаний, способу и тактике постановки.

Передатчик помех – главная составная часть САП. Эффективность САП определяется качеством ее функционирования как сложной динамической системы. Передатчики помех, как правило, делают двухрежимными: для формирования активных маскирующих помех с той или иной управляемой структурой и для формирования активных имитирующих помех. При подавлении средств радиосвязи и радиуправления в САП дополнительно выделяется режим формирования дезинформирующей помехи, создающий поток ложных команд и сообщений. В целом САП характеризуется значительным перечнем частных и общих (обобщенных) показателей качества управления.

Первый (ограничительный) показатель качества характеризует электромагнитную совместимость (ЭМС) подсистемы разведки и подсистемы излучения. Широко применяется временное разделение разведки и излучения, оно упрощает и гарантирует решение проблемы ЭМС, но сильно сужает диапазон возможностей САП в динамике радиоэлектронного подавления. Совмещение по времени «разведка – излучение» радикально меняет содержание подавления РЭС с быстроменяющимися параметрами. Современная электродинамика способна обеспечить в 120 дБ и более развязку по высокой частоте разведприемника и передатчика в пределах одной САП. Такая развязка облегчает формирование любых активных помех по главному и ближним боковым лепесткам приемных ан-

тенн подавляемых РЭС с помощью высокопотенциальной САП с ФАР. Это обстоятельство стимулирует своеобразные подходы к решению задач защиты от помех (см. разд. 5).

Станция активных помех переходит в режим излучения (запускается) разведанным сигналом или от внешней системы РРТР. Разведприемник САП функционирует по двухэтапному принципу: режим первичной исполнительной разведки и доразведка (уже в ходе радиоэлектронного подавления). Вариант типового графа состояний САП на этапах первичной разведки и первого цикла подавления приведен на рис. 4.1.

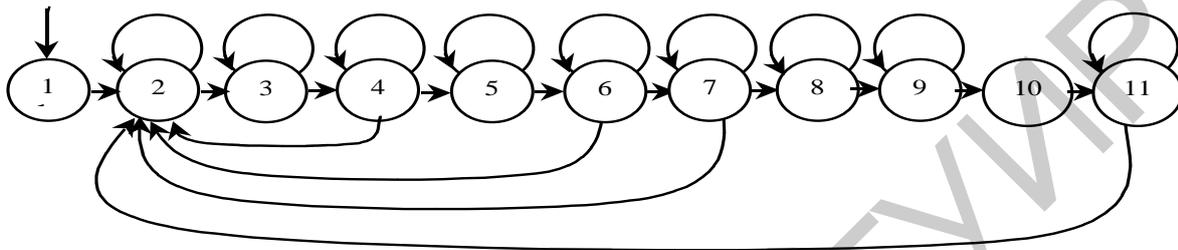


Рис. 4.1. Граф состояний САП

Обозначения состояний и переходов на рис. 4.1: 1 – начало РРТР; 2 – обзор и поиск сигналов в РРТР; 3 – обнаружение в РРТР; 4 – измерение пеленгов источников излучений; 5 – анализ и измерение признаков; 6 – распознавание; 7 – решение на подавление разведанного РЭС; 8 – целеуказание излучающему каналу САП; 9 – наведение канала по частоте и угловым координатам; 10 – первый цикл радиоподавления; 11 – первый цикл доразведки подавляемого РЭС и т. д.

Время реакции САП – время от начала РРТР и до момента начала излучения помехи. Оцениваемые в анализаторе разведприемника признаки отличаются от аналогичных в РРТР своей конкретностью для настройки данного передатчика помехи. При доразведке контролируются только два – три признака, например, частота, длительность одиночного сигнала, период следования.

Частные вероятностные показатели качества динамики состояний САП: вероятность переходов P_i^{i+1} из состояния i в состояние $i + 1$, вероятность задержки P_i^i в i -м состоянии на следующий цикл, вероятность P_i^{i-j} возврата в одно из предыдущих состояний. Сумма этих вероятностей равна единице. Частный временной показатель – средняя продолжительность времени пребывания в i -м состоянии T_i .

Траектория смен состояний $V(t)$ отображает управление состояниями. Такое управление с помощью моделирования РЭБ отрабатывается до начала боевых действий и закладывается в виде алгоритмов с коррекцией по данным исполнительной разведки в САП. Характер управления определяется в первую очередь замыслом радиоэлектронного подавления в динамике РЭБ. Например, в противоборстве средств воздушного нападения и ПВО можно прогнозировать четыре варианта радиоэлектронного подавления [3, 5, 6] (состояний помеховой обстановки).

Вариант 4.1. На позицию РЭС и СУ ПВО воздушным противником с помощью неуправляемых ракет и простых беспилотных летательных аппаратов забрасываются 3...5 шт. ЗПП (портативные, с автономным питанием, с приемником доразведки и маломощным передатчиком). Структура ЗПП продемонстрирована на рис. 4.2.

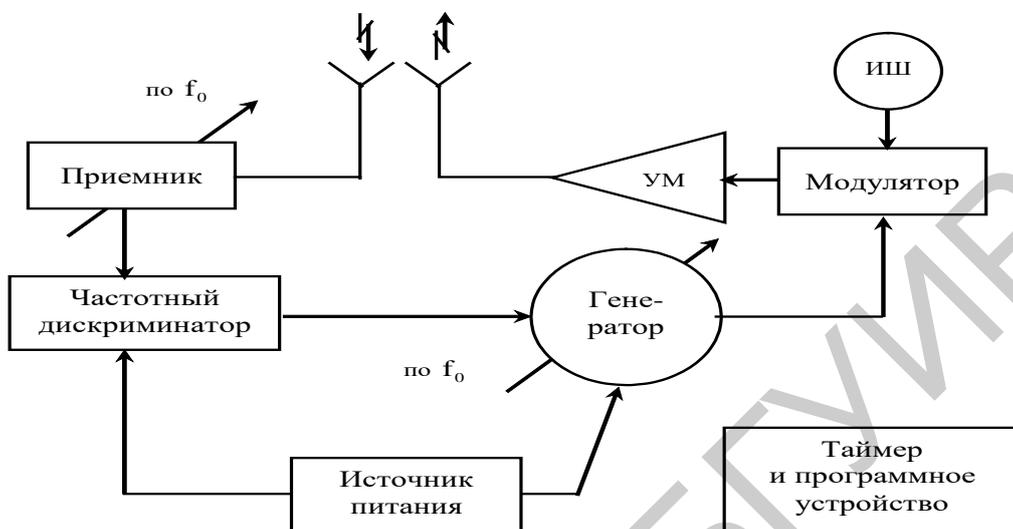


Рис. 4.2. ЗПП с настройкой частоты

Вариант 4.2. Из зоны барражирования (за пределами охраняемой зоны поражения) с борта самолета РЭБ ставятся помехи группового прикрытия «нешумящих» целей.

Вариант 4.3. Из боевых порядков группы «нешумящих» СВН ставятся помехи коллективного прикрытия с помощью самолета РЭБ или беспилотного летательного аппарата (БЛА).

Вариант 4.4. Из боевых порядков каждым СВН ставятся помехи для индивидуальной и взаимозащиты.

Варианты показаны на рис. 4.3.

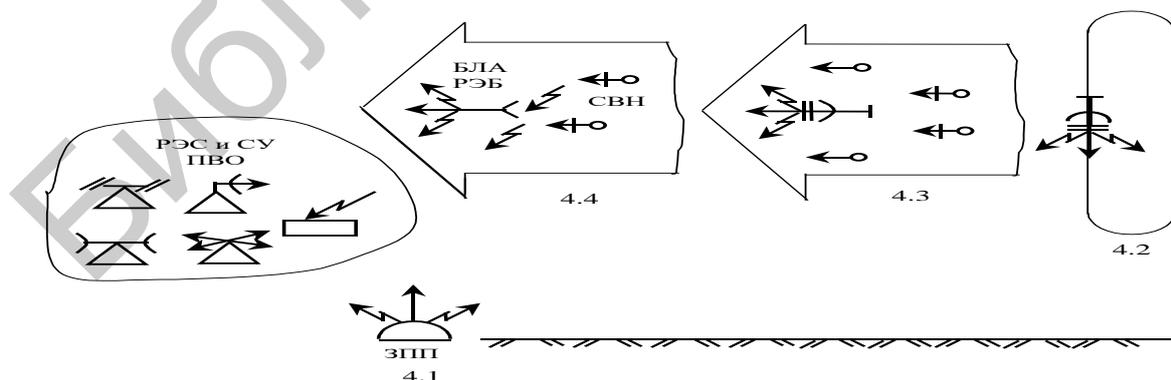


Рис. 4.3. Варианты РЭП РЭС и СУ ПВО

Если подавляемые РЭС расположены вблизи линии фронта, то возможен вариант 4.5: активная помеха ставится с помощью наземной САП. Аналогичные варианты организуются также при подавлении наземных РЭС связи и радионавигации. Возможности по радиоэлектронному подавлению бортовых РЭС воздушного противника наземными САП дополняют перечень указанных вариантов помеховой обстановки.

Целевыми функциями управления помехами в САП являются:

1) обеспечение превышения коэффициента подавления $K_{\Pi} = \sigma_{\Pi}^2 / \sigma_c^2$ выше порогового ($K_{\Pi} > K_{\text{пор}}$), где σ_{Π}^2 – мощность помехи на входе подавляемого приемника; σ_c^2 – мощность полезного сигнала; $K_{\text{пор}}$ – пороговый коэффициент;

2) возможность одновременного подавления большого числа наиболее важных РЭС $N_{\text{РЭС}}^{\Pi}$ одним каналом передатчика САП в условиях, когда $N_{\text{РЭС}}^{\Pi} \ll N_{\text{РЭС}}$;

3) наиболее эффективное согласование управления помехами с тактическими вариантами радиоэлектронного подавления;

4) реализация предельных возможностей САП в режимах раздельного и совместного процессов разведки и подавления.

В целом предпочтительным является тот вариант, который при заданных ограниченных ресурсах обеспечивает нанесение радиоэлектронным средствам и системам управления наибольшего информационного ущерба и тем самым обеспечивает достижение наибольшего снижения их эффективности.

Математические модели активных маскирующих помех раскрывают структуру формирования и особенности помеховых колебаний.

Прямошумовая помеха. Математическая модель прямошумовой помехи – это модель стационарного гауссовского узкополосного случайного процесса. Узкополосным называется случайный процесс, энергетический спектр которого сосредоточен в относительно узкой полосе частот около некоторой фиксированной частоты ω_0 (рис. 4.4). Условие узкополосности может быть выражено неравенством $2\pi\Delta f_{\Pi} \ll \omega_0$.

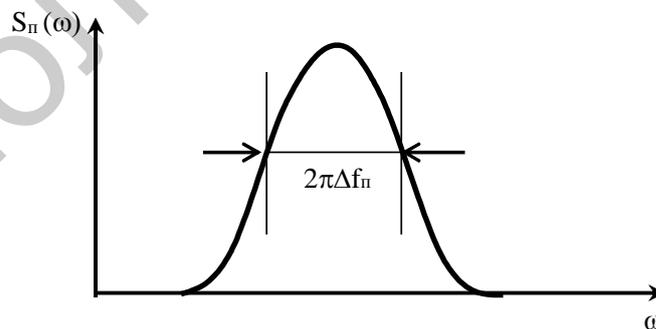


Рис. 4.4. Энергетический спектр узкополосного процесса

Реализация прямошумовой помехи $h(t)$ имеет вид модулированного квазигармонического колебания. Поэтому часто используют представление помехи как узкополосного процесса в следующем виде:

$$h(t) = E_{\text{ш}}(t) \cos[\omega_0(t) - \varphi(t)]; E_{\text{ш}}(t) \geq 0; -\pi \leq \varphi(t) \leq \pi, \quad (4.2)$$

где $E_{\text{ш}}(t)$ и $\varphi(t)$ – медленно меняющиеся по сравнению с $\cos \omega_0 t$ функции времени, называемые соответственно огибающей и фазой узкополосного процесса $h(t)$.

Можно также ввести понятие мгновенной частоты, определив ее равенством

$$\omega(t) = \omega_0 - \dot{\varphi}(t), \quad (4.3)$$

где точкой сверху обозначена производная по времени.

Представление узкополосного процесса (4.2) можно записать иначе:

$$h(t) = h_c(t) \cos \omega_0 t + h_s(t) \sin \omega_0 t, \quad (4.4)$$

где $h_c(t) = E_{\text{ш}}(t) \cos \varphi(t)$, $h_s(t) = E_{\text{ш}}(t) \sin \varphi(t)$.

Отсюда следует, что

$$E_{\text{ш}}(t) = \sqrt{h_c^2(t) + h_s^2(t)}, \quad \varphi(t) = \arctg h_s(t) / h_c(t), \quad (4.5)$$

$$\omega(t) = \omega_0 + \left[\dot{h}_s(t) h_c(t) - \dot{h}_c(t) h_s(t) \right] / \left[h_s^2(t) + h_c^2(t) \right].$$

Формулы (4.2) и (4.4) позволяют интерпретировать огибающую $E_{\text{ш}}(t)$ как длину вектора, проекции которого на оси прямоугольной системы координат равны $h_s(t)$ и $h_c(t)$. Фазовый угол между осью абсцисс и направлением вектора равен $\varphi(t)$ (рис. 4.5), причем возможные значения $\varphi(t)$ ограничены интервалом $(-\pi, \pi)$. Длина вектора $E_{\text{ш}}(t)$ и его фазовый угол $\varphi(t)$ изменяются во времени случайным образом так, что конец вектора совершает случайные блуждания на плоскости.

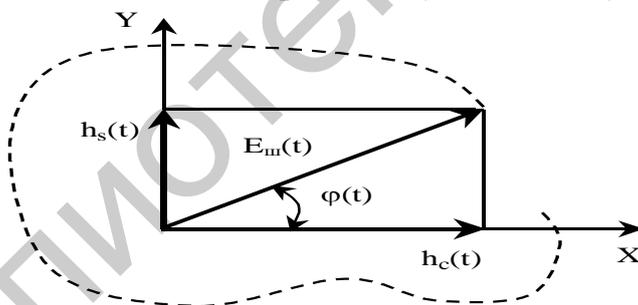


Рис. 4.5. Геометрическое представление узкополосного процесса

При такой интерпретации проекции $h_s(t)$ и $h_c(t)$ естественно назвать квадратурными составляющими процесса $h(t)$.

Иногда удобно бывает записать выражение (4.2) как действительную часть некоторой комплексной величины:

$$h(t) = R_0 N(t) \exp(i\omega_0 t), \quad (4.6)$$

где $N(t)$ – комплексная огибающая помехи Гаусса ($N(t) = E_{\text{ш}}(t) \exp[i\varphi(t)]$).

Одномерная плотность распределения вероятностей текущей амплитуды помехи равна $W(E_{\text{ш}}) = (E_{\text{ш}} / \sigma_h^2) \exp[-E_{\text{ш}}^2 / 2\sigma_h^2]$ и называется рэлеевским распределением, $\sigma_h^2 = \overline{E_{\text{ш}}^2} / 2$ – мощность шума. Исходя из математических свойств огибающей $E_{\text{ш}}(t)$ и фазы $\varphi(t)$, можно показать, что если исходный процесс $h(t)$

гауссовский, то квадратурные составляющие $h_c(t)$ и $h_s(t)$ являются также гауссовскими. Если в дополнение к этому процесс $h(t)$ стационарен, имеет нулевое математическое ожидание и корреляционную функцию

$$R_h(\tau) = \sigma_h^2 [r_c(\tau) \cos \omega_0 \tau + r_s(\tau) \sin \omega_0 \tau] = \sigma_h^2 r(\tau) \cos[\omega_0 \tau + \gamma(\tau)], \quad (4.7)$$

то процессы $h_c(t)$ и $h_s(t)$ являются стационарными и стационарно связанными. Их математические ожидания равны нулю:

$$\overline{h_c(t)} = \overline{h_s(t)} = 0, \quad (4.8)$$

а корреляционные и взаимные корреляционные функции определяются следующими формулами:

$$R_c(\tau) = \overline{h_c(t) h_c(t + \tau)} = R_s(\tau) = \overline{h_s(t) h_s(t + \tau)} = \sigma_h^2 r_c(\tau),$$

$$R_{cs}(\tau) = \overline{h_c(t) h_s(t + \tau)} = -R_{sc}(\tau) = \overline{-h_s(t) h_c(t + \tau)} = \sigma_h^2 r_s(\tau). \quad (4.9)$$

Так как корреляционную функцию процесса можно представить в форме (4.7), где $\text{tg } \gamma(\tau) = -r_s(\tau) / r_c(\tau)$, и имея в виду, что если спектральная плотность $S_{\Pi}(f)$ симметрична относительно центральной частоты f_0 , то $r_s(\tau) = 0$, $\gamma(\tau) = 0$ и $R_{cs}(\tau) = 0$. Следовательно, в этом случае совместно нормальные процессы $h_c(t)$ и $h_s(t)$ независимы.

Рассмотренные свойства узкополосного гауссовского квазигармонического случайного процесса $h(t)$ облегчают решение задач создания прямошумовой помехи с помощью ЭВМ.

Дискретный аналог процесса $h(t)$ можно записать в виде

$$h(n) = \xi_{\text{шс}}(n) \cos \omega_n \Delta t_n + \xi_{\text{шс}}(n) \sin \omega_n \Delta t_n, \quad (4.10)$$

где $\xi_{\text{шс}}(n)$ и $\xi_{\text{шс}}(n)$ – дискретные реализации независимых случайных процессов с корреляционной функцией помехи $R(\Delta n) = R(n_1 - n_2)$, создаваемых, например, с помощью моделирующих алгоритмов. Цифроаналоговое преобразование $h(n)$ позволяет сразу получить непрерывную реализацию $h(t)$ на несущей ω_n .

Последующее гетеродинирование и усиление по мощности этих колебаний дают прямошумовую помеху (рис. 4.6), где ДСЧ – датчик случайных чисел. Схема цифрового формирования прямошумовой помехи обеспечивает гибкость в управлении и стабильность характеристик помехи.

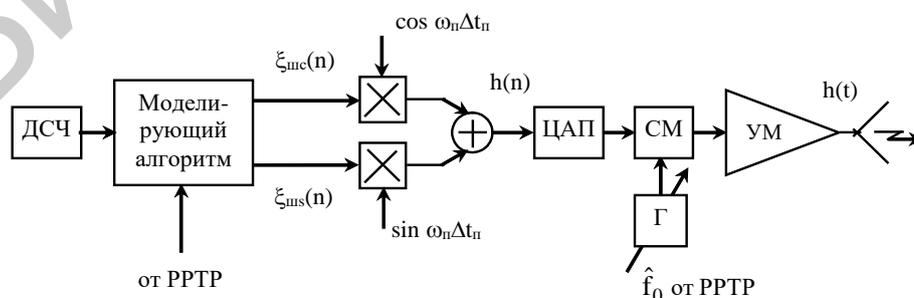


Рис. 4.6. Цифровое формирование прямошумовой помехи

Другим способом создания таких же гибких в управлении колебаний $h(t)$ с высокостабильными характеристиками является генератор гауссовской помехи на синтезаторах частоты. В основе способа лежит допущение о том, что сумма гармонических радиоколечаний с постоянной амплитудой $E_{ш}$, но со случайной равномерно распределенной фазой при числе слагаемых более 6-7 дает на частотах в пределах Δf_n узкополосный квазигармонический случайный процесс:

$$h(t) = \sum_{i=1}^{N_f} h_i(t, \omega_i) = E_{ш} \sum_{i=1}^{N_f} \cos[\omega_i t - f_i(t)] \approx E_{ш}(t) \cos[\omega_{пр} t - f(t)], \quad (4.11)$$

где $\Delta\omega_n$ – полоса маскируемых частот ($\Delta\omega_n = 2\pi\Delta f_n = \omega_{Nf} - \omega_1$);

$\delta\omega$ – расстояние между гармониками ($\delta\omega = \omega_i - \omega_{i-1} \ll 2\pi\Delta F_{Ф}$, где $\Delta F_{Ф}$ – полоса пропускания приемника, подавляемого РЭС).

Управление аналоговым или цифровым синтезатором частот по мощности P_n , полосе $\Delta\omega_n$, расстоянию $\delta\omega$ и частоте гетеродина позволяет использовать его для создания прямошумовых помех.

В аналоговых САП возможны два способа создания прямошумовой помехи: на высоких частотах с помощью первичного источника шума (рис. 4.7) и на низкой частоте с переносом спектра на высокую (рис. 4.8).

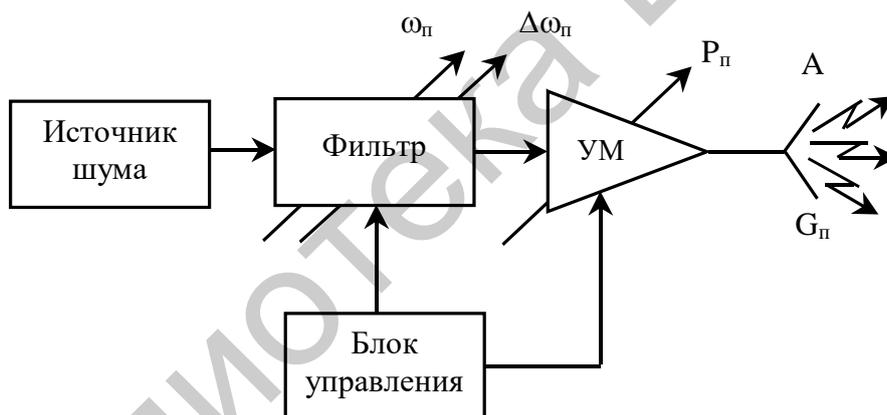


Рис. 4.7. Передатчик прямого усиления

Первичные источники шума – это полупроводниковые либо вакуумные приборы. Высокие уровни мощности P_n достигаются при использовании тиратронов в магнитном поле.

Достоинство всех рассмотренных принципов – высокое качество прямошумовой помехи η_n , достигающее значений 0,8...0,9, а недостаток – необходимость применения усилителей мощности с высоким коэффициентом усиления. Коэффициент качества прямошумовой помехи был бы равен единице, если бы не ограничение колебаний по амплитуде, имеющее место в любом физически реализуемом усилительном тракте. Амплитудное ограничение приводит к изменению спектра помехи (появляются составляющие вблизи $3f_0$, $5f_0$ и т. д.) и закона

распределения ее мгновенных значений, в результате чего качество помехи снижается. Поэтому такие передатчики применяются там, где не требуются высокие мощности прицельных помех.

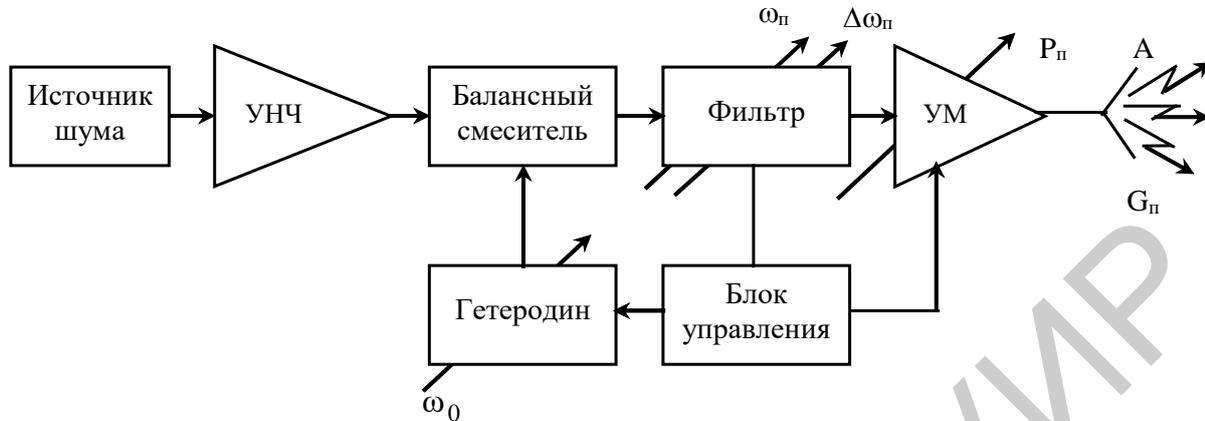


Рис. 4.8. Передатчик с переносом спектра

На практике нашли широкое применение передатчики модулированных шумовых помех.

Амплитудно-модулированная шумовая помеха. Математическая модель помехи имеет вид

$$h_a(t) = E_{\Pi} [1 + K_{\text{ам}} \xi_{\text{ш}}(t)] \cos \omega_0 t, \quad (4.12)$$

где $K_{\text{ам}}$ – крутизна модуляционной характеристики передатчика;

$\xi_{\text{ш}}(t)$ – модулирующее напряжение, которое поступает от генератора шума.

Если модулирующий шум имеет постоянную спектральную плотность в пределах от нулевой частоты до F_{max} (рис 4.9, а), то спектральная плотность модулированного колебания также будет постоянной (рис. 4.9, б), а ширина спектра равна $\Delta f_{\Pi} = 2F_{\text{max}}$.

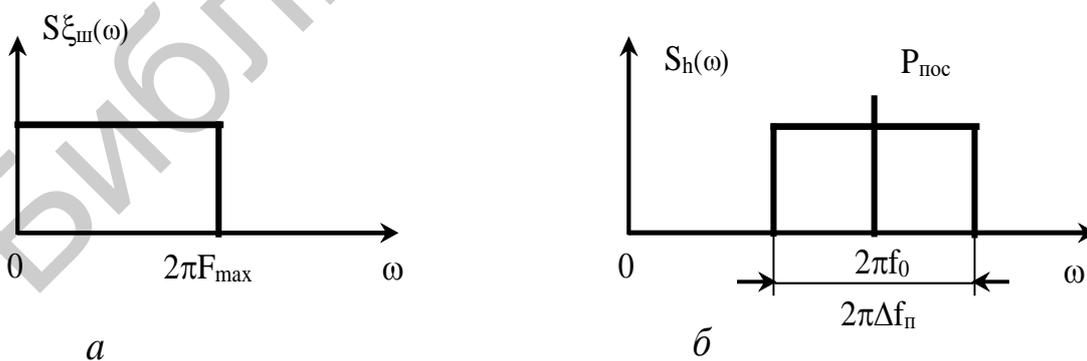


Рис. 4.9. Спектры модулирующих (а) и помеховых (б) колебаний

Корреляционная функция помехи:

$$R_h(\tau) = \frac{E_{\Pi}^2}{2} \left[1 + K_{\text{ам}}^2 \sigma_{\xi}^2 r_{\xi}(\tau) \right] \cos \omega_0 \tau. \quad (4.13)$$

Спектр помехи включает колебание на несущей частоте и боковые составляющие:

$$S_h(\omega) = \frac{E_{\Pi}^2}{2} \left[\delta(\omega - \omega_0) + K_{\text{ам}}^2 \sigma_{\xi}^2 S_{\text{пр}}(\omega) \right]. \quad (4.14)$$

Нетрудно показать, что при 100%-й модуляции гармонического колебания прямоугольными биполярными импульсами со средней скважностью 2 отношение мощности боковых составляющих $P_{\text{бок}}$ к мощности на несущей частоте $P_{\text{нес}}$ равно единице. Поэтому справедливо соотношение

$$P_{\text{бок}} \approx P_{\text{нес}} \approx 0,5 P_{\Pi},$$

где P_{Π} – мощность передатчика помех.

Так как маскирующий эффект создают только боковые составляющие спектра, то при амплитудной модуляции по прямому назначению используется не более 50 % мощности помехи. Следовательно, коэффициент качества помехи не может быть равен значению более 0,5.

На качество помехи оказывает влияние ограничение амплитуды колебаний на уровне U_0 , имеющее место в любом передатчике. На рис. 4.10 показана структурная схема передатчика амплитудно-модулированной шумовой помехи. В качестве генератора применяют магнетроны. В современных ЛБВ-О удается достигнуть усиления в 30 дБ, поэтому они также используются в качестве генератора. Для наибольшей эффективности амплитудно-модулированной шумовой помехи целесообразно выбрать $m_{\xi} = \sigma_{\xi}/U_0 \approx 1$ и $\Delta f_{\Pi} \approx \Delta f_{\text{пр}}$. Рассмотренный метод рекомендуется преимущественно для создания мощных узкополосных шумовых помех, например, на частоте сканирования основного луча РЛС.

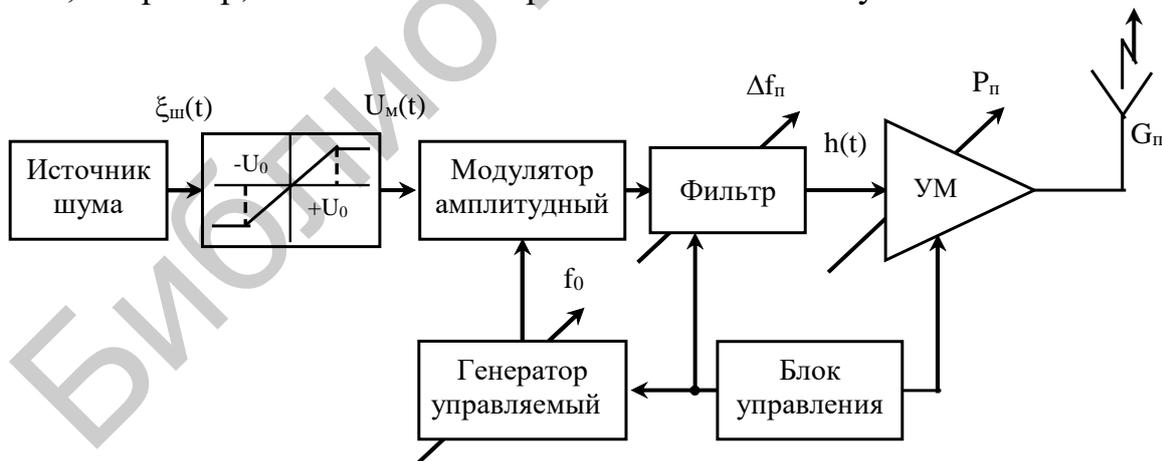


Рис. 4.10. Генератор амплитудно-модулированной помехи

На основе принципа амплитудной модуляции создается хаотическая импульсная помеха (ХИП). Генерация высокочастотных колебаний заданной частоты происходит только в те моменты времени, когда напряжение $\xi_{\text{ш}}(t)$ (см. рис. 4.10)

превышает порог U_0 , т. е. связь между модулирующим шумом $U_M(t)$ и шумом $\xi_{ш}(t)$ от его источника выражается зависимостью

$$U_M(t) = \begin{cases} U_M, & \xi_{ш}(t) > U_0, \\ 0, & \xi_{ш}(t) < U_0. \end{cases} \quad (4.15)$$

Принцип модуляции такого рода показан на рис. 4.11.

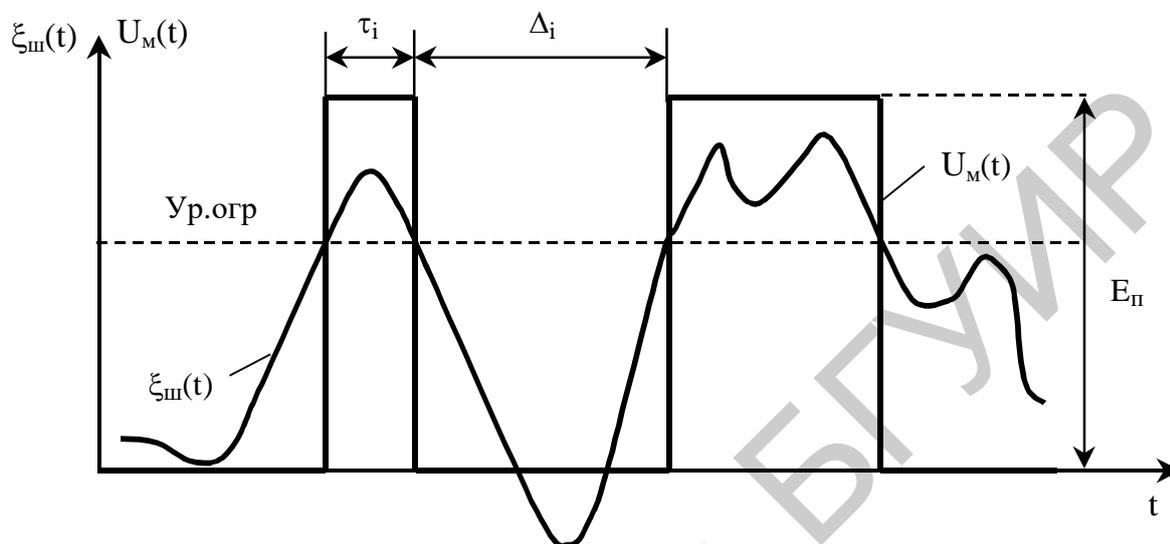


Рис. 4.11. Принцип создания ХИП

Математическая модель ХИП имеет следующий вид:

$$h(t) = E_{п} \sum_{i=-\infty}^t U(t-t_i) \cos(\omega_0 t + \varphi_i), \quad U(t-t_i) = \begin{cases} 1, & t_i \leq t \leq t_i + \tau_i, \\ 0, & t_i + \tau_i \leq t \leq t_i + \tau_i + \Delta_i. \end{cases}$$

Средняя частота следования помеховых импульсов определяется шириной спектра модулирующего шума. ХИП представляет собой некогерентную последовательность радиоимпульсов, имеющих постоянную амплитуду $E_{п}$, но случайные период следования $T_{пш}$, длительность импульсов τ_i и начальную фазу φ_i . При высоком пороге плотность вероятности для τ_i и Δ_i определяются экспоненциальным законом [2]:

$$\begin{aligned} W(\tau_i) &= N_{cp} \exp(-N_{cp} \tau_i), & \tau > 0, \\ W(\Delta_i) &= N_{cp} \exp(-N_{cp} \Delta_i), & \Delta_i > 0, \end{aligned} \quad (4.16)$$

где (N_{cp}) – среднее число пересечений процессом $\xi(t)$ порога U_0 с положитель-

ным наклоном в единицу времени $(N_{cp} = \frac{1}{\pi} \sqrt{-r_0^2} \exp\left[-\frac{U_0^2}{2\sigma_\xi^2}\right])$, где $r_0^2 = d^2 r_\xi(\tau)/d\tau^2$ при $\tau = 0$).

Корреляционная функция и спектральная плотность стационарной последовательности независимых радиоимпульсов прямоугольной формы с постоянной амплитудой E_{Π} и $\bar{\tau}_i = \bar{\Delta}_i$ равны:

$$R(\tau) = \frac{1}{4} E_{\Pi}^2 \exp(-2N_{cp}|\tau|) \cos \omega_0 \tau, S(\omega) = E_{\Pi}^2 N_{cp} / [(\omega - \omega_0)^2 + 4N_{cp}^2]. \quad (4.17)$$

Время корреляции $\tau_k = 1/2N_{cp}$. В отличие от обычной амплитудно-модулированной шумовой помехи ХИП в первом приближении подобна прямошумовой помехе, а при $N_{cp} > \Delta f_{пр}$ становится ей эквивалентной по реакции приемника.

Следует заметить, что реальные возможности создания когерентных последовательностей помеховых импульсов имеются при использовании схем длительного запоминания частоты разведанного сигнала, например, в виде свободных колебаний в контуре с высоким качеством, возбужденных разведываемым сигналом, либо на цифровых элементах.

Фазочастотно-модулированная шумовая помеха. Математическая модель фазомодулированной шумовой помехи имеет вид

$$h_{\Phi}(t) = E_{\Pi} \cos [\omega_0 t - \Delta\psi(t)], \quad (4.18)$$

где $\Delta\psi(t)$ – приращение фазы помехового колебания, изменяющееся во времени по случайному закону ($\Delta\psi(t) = K_{фм} \xi_{ш}(t)$, где $K_{фм}$ – крутизна фазовой характеристики модулятора передатчика).

Таким образом, для получения такой помехи необходимо иметь модулятор с линейной фазовой характеристикой. Наиболее часто для этой цели используется ЛБВ-О. Принцип фазовой модуляции основан на управлении скоростью потока электронов на входе замедляющей системы по закону модулирующих шумов.

Важнейшими преимуществами фазомодулированной шумовой помехи по сравнению с амплитудно-модулированной являются:

- отсутствие (при достаточно глубокой модуляции) в ее спектре несущего колебания;
- возможность изменения ширины спектра Δf_{Π} помеховых колебаний простым изменением коэффициента усиления модулятора, т. е. амплитудой $\xi_{ш}(t)$, в весьма широких пределах.

Характерной особенностью модуляции по фазе является зависимость глубины модуляции от частоты модулирующего сигнала. Повышается роль высокочастотных составляющих спектра модулирующих шумов $\xi_{ш}(t)$, ширина которого равна Δf_{ξ} . Можно показать, что ширина спектра помеховых колебаний равна

$$\Delta f_{\Pi} \approx \sqrt{2} \Delta f_{\xi} \psi_{\text{эф}}, \quad (4.19)$$

где $\psi_{\text{эф}}$ – среднеквадратичное значение случайных изменений фазы.

Приняв, например, $\psi_{\text{эф}} = \pi$, убедимся, что $\Delta f_{\Pi} = 4,5 \Delta f_{\xi}$, т. е. ширина спектра помеховых колебаний здесь больше, чем при амплитудной модуляции.

Фазовую модуляцию применяют в станциях помех для подавления РЭС с непрерывным и квазинепрерывным излучением узкополосными шумовыми помехами.

Важно подчеркнуть, что ограничение модулирующих шумов $\xi_{ш}(t)$ при фазовой модуляции недопустимо. Это связано с тем, что при ограничении в спектре помехи появится регулярная составляющая, резко снижающая эффективность помехи.

Математическая модель частотно-модулированной шумовой помехи имеет следующий вид:

$$h_{ч}(t) = E_{п} \cos \left[2\pi f_0 t + 2\pi \int_0^t \Delta f(\tau) dt + f_0 \right], \quad (4.20)$$

где $\Delta f(\tau) = K_{чм} \xi(\tau)$, $K_{чм}$ – крутизна модуляционной характеристики.

Отсюда следует, что для получения колебаний указанного вида необходимо иметь генератор, у которого частота генерируемых колебаний прямо пропорциональна напряжению модулирующих шумов. Наиболее часто в такой роли используют лампы обратной волны ЛОВ-М с ортогональными (скрещенными) электрическим и магнитным полями.

Одним из основных параметров частотно-модулированных колебаний является эффективное значение индекса частотной модуляции m_f , равное отношению эффективного значения девиации частоты $\Delta f_{дэ}$ к эффективному значению ширины спектра модулирующего напряжения Δf_{ξ} , т. е.

$$m_f = \Delta f_{дэ} / \Delta f_{\xi}. \quad (4.21)$$

При $m_f \gg 1$ ширина спектра помехи $\Delta f_{п} \approx \Delta f_{дэ} m_f$.

У частотно-модулированной шумовой помехи, получаемой с помощью ЛОВ-М, имеются несомненные преимущества перед амплитудно-модулированной.

Изменением величины напряжения модулирующих шумов (t) можно в широких пределах изменять ширину спектра помеховых колебаний, ставя передатчик в режим создания прицельных или заградительных по частоте помех.

При достаточно глубокой модуляции, когда ширина спектра помеховых колебаний хотя бы в 2-3 раза превосходит ширину спектра модулирующих шумов, в получаемой помехе отсутствует несущее колебание и, следовательно, вся мощность передатчика расходуется рационально – участвует в создании маскирующего эффекта. Если, например, модулирующие шумы гауссовские, то спектральная плотность помехи $S_{п}(f)$ будет описываться функцией

$$S_{п}(f) = \frac{k}{\sqrt{2\pi} \sigma_f} \exp \left[-\frac{(f - f_0)^2}{2\sigma_f^2} \right], \quad (4.22)$$

где k – нормирующий множитель.

Частотно-модулированная шумовая помеха применяется преимущественно для создания заградительных помех, для которых $\Delta f_{п} \gg \Delta f_{пр}$.

Для $2 \leq \Delta f_{п} / \Delta f_{пр} \leq 10$ коэффициент качества $\eta_{п}$ такой помехи принимается равным 0,5...0,7 по отношению к прямошумовой помехе. Сопоставление разных методов создания и характеристик активных маскирующих помех не дает

основания принимать однозначные решения по их выбору и управлению. Этот вопрос прояснится после анализа воздействия каждого вида помехи на те или иные классы РЭС.

Степень подавления РЭС зависит от следующих параметров активных маскирующих помех. Энергетическим параметром является спектральная плотность мощности помехи $N_{\Pi}G_{\Pi} = P_{\Pi}\eta_{\Pi}G_{\Pi} / \Delta f_{\Pi}$, где G_{Π} – коэффициент усиления излучающей антенны САП.

Спектральная плотность мощности активной маскирующей помехи на входе приемника подавляемого РЭС для одиночного постановщика определяется по формуле

$$N_{\text{оп}} = \frac{N_{\Pi}G_{\Pi}G_{\text{РПРУ}}F(\varepsilon_{\Pi}, \beta_{\Pi})\lambda^2}{(4\pi)^2 d_{\Pi}^2}, \quad (4.23)$$

а для $N_{\text{и}}$ источников

$$N_{\text{опс}} = \frac{G_{\text{РПРУ}} \lambda^2}{(4\pi)^2} \left[\sum_{i=1}^{N_{\text{и}}} \frac{N_{\text{и}i}G_{\text{и}i}F(\varepsilon_{\text{и}i}, \beta_{\text{и}i})}{d_{\text{и}i}^2} \right]. \quad (4.24)$$

Здесь $F(\varepsilon_{\Pi}, \beta_{\Pi})$, $F(\varepsilon_{\text{и}i}, \beta_{\text{и}i})$ – нормированные относительно максимального усиления приемной антенны РЭС в направлении на САП коэффициенты; d_{Π} и $d_{\text{и}i}$ – расстояния между РЭС и САП. Для $3 \text{ см} > \lambda > 20 \text{ см}$ в этих формулах следует учесть множитель ослабления $F^2(f_0, d_{\text{и}i})$ радиоволны помехи на трассах подавления d_{Π} и $d_{\text{и}i}$.

Пространственные параметры для однолучевого распространения радиоволн определяются шириной диаграммы направленности излучающей антенны САП ($\Delta\Theta_{\text{пх}}$, $\Delta\Theta_{\text{пу}}$), дальностью до подавляемого РЭС (d_{Π}) и пространственным интервалом корреляции по фронту помехи ($\delta x = \Delta\Theta_{\text{пх}}d_{\Pi}$, $\delta y = \Delta\Theta_{\text{пу}}d_{\Pi}$).

Поляризационные параметры помехового поля определяются, как правило, детерминированными поляризационными параметрами излучающей антенны САП и в расчетах принимаются равными параметрам сигнала. В редких случаях невыполнения этого условия допускается учет ослабления волны помехи по мощности не более чем вдвое (если не учитывать деполяризующие свойства среды на трассе радиоподавления).

Спектрально-временные параметры помехи соответствуют рассмотренным моделям непрерывных и прерывистых, прицельных и заградительных помех.

Частотные параметры помехи в расчетах будем полагать соответствующими варианту точной разведки частоты подавляемого РЭС.

4.2. Методы создания, характеристики и математические модели пассивных маскирующих помех

Преднамеренные пассивные маскирующие помехи обусловлены мешающими отражениями от создаваемых противником облаков дипольных отражате-

лей. Так же как и естественный интенсивный фон от поверхности земли, мешающие отражения от облаков дипольных отражателей маскируют полезный сигнал от радиолокационной цели. Пассивные маскирующие помехи опасны для РЛС тем, что их пространственно распределенные источники используют энергию зондирующего сигнала, непрерывно действуют в течение времени, часто превышающего продолжительность современного боя, одновременно перекрывают весь частотный радиолокационный диапазон, не требуют детальной РТР, в силу своей статистической природы снижают качество поиска и обнаружения цели и всех этапов радиолокационного наблюдения. Их помеховые остатки на выходе приемника существенно, так же как и активные маскирующие помехи, затрудняют выделение сигнала, обработку радиолокационной информации и управление. Пассивные маскирующие помехи эффективны еще и потому, что они совместно, в комплексе с активными маскирующими и имитирующими помехами придают последним новые качества и резко повышают эффективность радиоэлектронного подавления радиолокационных средств и систем.

Основными параметрами облака ДО являются: эффективная отражающая поверхность одного импульсного (разрешающего) объема ΔV в районе цели; диапазонность, характер и время развертывания облака диполей; параметры спектра мешающих отражений; ширина полосы, маскирующей цель.

ЭОП одного диполя равна $\sigma_1 \approx 0,86\lambda^2 \cos^4 \Theta$, где Θ – угол между осью диполя и вектором E облучающей волны. Для случайно ориентированного в пространстве диполя среднее ЭОП составляет $\sigma_1 \approx 0,17\lambda^2$. Число диполей в пачке колеблется от нескольких десятков тысяч до нескольких миллионов единиц. После разлета пачки рассеянные поля от различных диполей взаимонекоррелированы, поэтому ЭОП облака из N_d диполей одной пачки равно

$$\sigma_{\Delta V} = N_d \eta_0 \sigma_1, \quad (4.25)$$

где η_0 – коэффициент качества диполей, характеризующий слипание, изгибание, поломку отдельных диполей.

Пачки диполей, выброшенные в заднюю полусферу помехопостановщика, прикрывают только цели, находящиеся в облаке. Сам помехопостановщик в этом случае не прикрыт помехами. Выстреливанием в переднюю полусферу снарядов, начиненных пачками диполей, можно прикрыть и сам помехопостановщик. Управляя темпом сброса пачек, можно создать непрерывное протяженное либо дискретное облако пассивных помех.

Диапазонность одного диполя $\Delta f_{до}$ как резонансного отражателя ограничена и составляет $\Delta f_{до} / f_0 = 0,1$. Для расширения рабочей полосы частот пачки ДО комплектуют из диполей разной длины. Благодаря этому различают пачки узкополосные ($\Delta f_{уд} / f_0 \approx 0,1 \dots 0,2$) и широкополосные ($\Delta f_{шд} / f_0 \approx 0,3 \dots 0,7$), причем ЭОП узкополосной пачки в 4-5 раз выше.

Наиболее эффективное использование ДО достигается при нарезании диполей нужной длины на борту помехопостановщика по данным станции РТР.

На этапе развертывания пачки ДО перемещаются в сильновозмущенной атмосфере, поэтому здесь приемлема модель равновероятной ориентации диполей. Диполи в одной пачке не строго идентичны по распределению массы вдоль диполя. Поэтому после развертывания пачки в спокойной атмосфере число вертикально ориентированных диполей оказывается в 1,5...8 раз больше горизонтально ориентированных.

Пример зависимости ЭОП облака от времени с момента сброса пачки диполей (соотношение ширины и толщины диполя 2×1) приведен на рис. 4.12 (для горизонтальной поляризации – штриховая линия, для вертикальной – сплошная линия) [1].

В случае принудительного раскрытия пачки ДО максимум ЭОП достигается в первые же секунды после подрыва заряда.

Рассеяние в горизонтальной плоскости выше, чем в вертикальной. Облако разделяется по скорости снижения, средняя скорость снижения облака составляет 1...2 м/с.

Для расчетов берется вариант движения помехопостановщика в сторону РЛС.

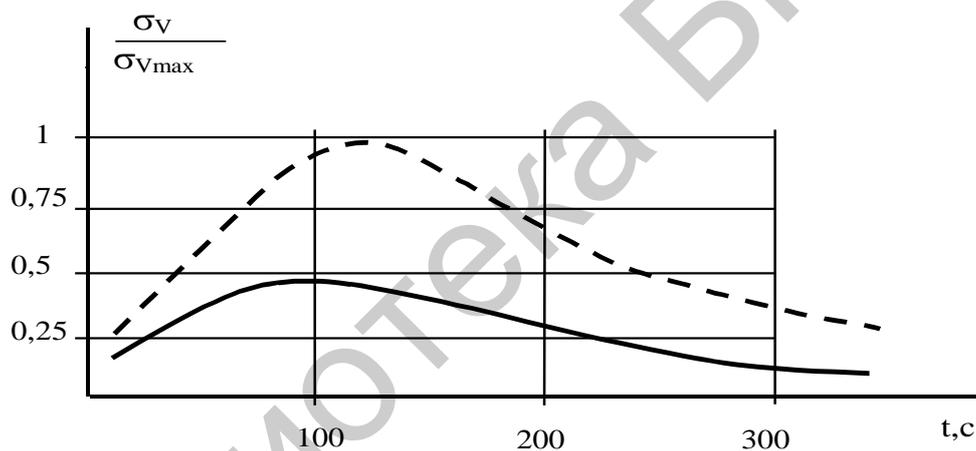


Рис. 4.12. Зависимость ЭОП облака ДО от времени

В динамике меняющейся помеховой обстановки в первую минуту после сброса ДО эффективная ширина полосы облака помех $l_{п \epsilon}$ на дальности d от РЛС меньше размера разрешающего объема РЛС в картинной плоскости:

$$l_{п \epsilon} < d\Delta\epsilon, \quad l_{п \beta} < d\Delta\beta, \quad (4.26)$$

где $\Delta\epsilon_{п}, \Delta\beta_{п}$ – угловые размеры облака помех, причем $\Delta\epsilon_{п} < \Delta\epsilon, \Delta\beta_{п} < \Delta\beta$, поэтому $l_{п \epsilon} = d\Delta\epsilon_{п}, l_{п \beta} = d\Delta\beta_{п}$.

Величина $l_{п}$ растет примерно пропорционально числу пачек на единицу пути и числу диполей. При скорости полета постановщика помех $V_{п}$, количестве одновременно сбрасываемых пачек ДО $n_{п}$, темпе сброса $t_{п}$ получаем среднюю удельную плотность ДО на единицу пути:

$$N = n_{п} N_{д} \eta_0 / V_{п} t_{п}. \quad (4.27)$$

Количество диполей в одном импульсном объеме ΔV определяется выражением

$$N_{и0} = N \sigma T_0 / 2 . \quad (4.28)$$

Отсюда величина ЭОП импульсного объема облака ДО равна

$$\sigma_v = 0,17 \lambda^2 n_{п} \frac{N_{д} \eta_0 \sigma T_0}{2 V_{п} t_{п}} . \quad (4.29)$$

РЛС будет подавлена, если выполняется условие

$$K_{п} = 1/q_{вх}^{MO} = (\sigma_{п}^2 / \sigma_c^2)^3 K_{пор} , \quad (4.30)$$

где $\sigma_{п}^2$ – мощность мешающих отражений на входе приемника РЛС;

$K_{пор}$ – пороговый коэффициент подавления РЛС пассивными радиопомехами.

Для импульсной РЛС $K_{п} = \sigma_v / \sigma_{п}$. Это условие соблюдается, если облака являются дискретными и в разрешающий объем попадает только одно облако.

Мешающие отражения от облака ДО воспринимаются подавляемыми РЛС как узкополосный гауссовский квазигармонический случайный процесс. На параметрах спектра мешающих отражений сказывается динамика перемещений ДО и луча РЛС.

В результате нормированная корреляционная функция мешающих отражений $r_{п}(\tau)$ и корреляционная функция огибающей пачки $r_{л}(\tau)$ характеризуют междупериодную корреляционную функцию мешающих отражений:

$$r_{лп}(\tau) = r_{п}(\tau) r_{л}(\tau) . \quad (4.31)$$

Первый сомножитель определяет корреляционные свойства мешающих отражений при облучении облака неподвижным лучом РЛС и монохроматическим зондирующим сигналом. Второй сомножитель учитывает ограничение времени радиолокационного анализа одного элемента разрешения.

Спектральная плотность первой составляющей часто аппроксимируется функцией

$$S_{п}(f) = S_0 \exp(-f^2 / 2\sigma_f^2) \approx S_0 \exp(-f^2 / 1,6 \Delta F_{0,5}^2) . \quad (4.32)$$

Здесь $\Delta F_{0,5}$ – половина ширины энергетического спектра на уровне $0,5S_0$. Пример зависимости $\Delta F_{0,5}$ от времени с момента начала раскрытия пачки показан на рис. 4.13.

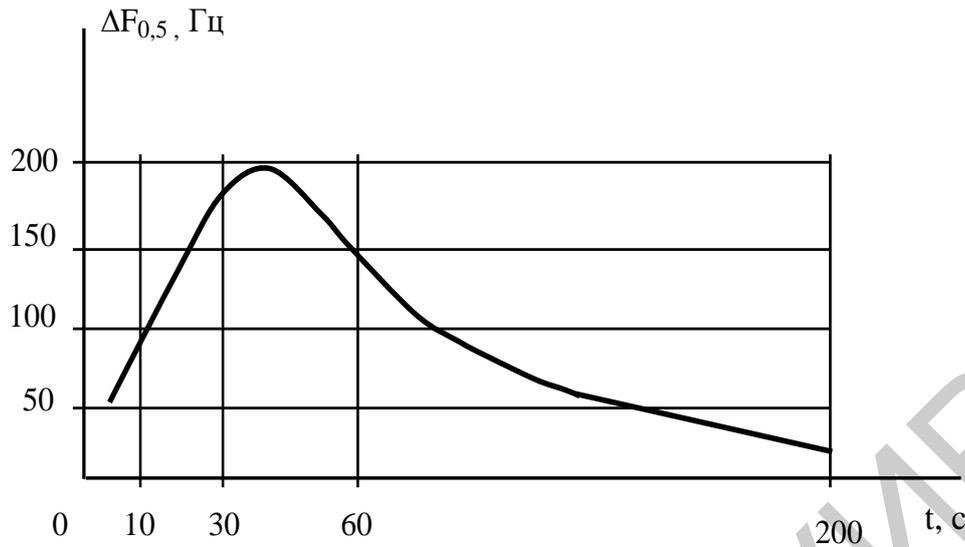


Рис. 4.13. Изменение ширины спектра мешающих отражений от времени существования облака ДО

В установившемся состоянии облака ДО ширина спектра $\Delta F_{0,5}$ существенно зависит от относительной скорости перемещения диполей. Особенно сильно сказывается горизонтальная составляющая скорости ветра. Приблизительно можно считать, что ширина спектра флуктуаций пропорциональна средней скорости ветра и рабочей частоте РЛС.

В случае принудительного раскрытия пачки ДО максимум кривой поднимается в 2-3 раза и сдвигается в область малых t .

При форме спектра (4.32) нормированная корреляционная функция имеет вид

$$r_{\Pi}(\tau) = \exp(-2\pi^2 \sigma_f^2 \tau^2). \quad (4.33)$$

При гауссовской аппроксимации диаграммы направленности и формы огибающей пачки импульсных сигналов величина междупериодного коэффициента корреляции может быть определена по формуле

$$r_L(T_{\Pi}) \approx \exp[-1/L^2], \quad (4.34)$$

где L – число импульсов в пачке на уровне 0,61 по мощности. Это число зависит как от ширины диаграммы направленности и скорости вращения антенны (скорости перемещения луча), так и от частоты следования импульсов.

В общем случае периодической последовательности сигналов РЛС спектр мешающих отражений на входе приемника является гребенчатым. Ширина зубцов энергетического спектра мешающих отражений в первом приближении определяется составляющими самого облака и пачки сигналов:

$$\Delta F_{L\Pi} = \Delta F_{0,5} + F_{\Pi}/L, \quad (4.35)$$

где L – число сигналов за время облучения облака;

F_{Π} – частота следования сигналов.

Таким образом, ограничение времени анализа (облучения) элемента разрешения и принудительное раскрытие пачки приводят к весьма значительному расширению зубцов энергетического спектра мешающих отражений.

Математическая модель мешающих отражений должна учитывать протяженность области дипольных отражателей по всем координатам и скорости перемещения ее частей. Шум дальности, угловой шум, доплеровский шум дают диапазоны блужданий энергетического центра отражения, соизмеримые (для дискретного облака) или превышающие (для непрерывного и длительно существующего облака) разрешающую способность по измеряемому параметру.

Эти шумы координат будем полагать гауссовскими с математическими ожиданиями, совпадающими с координатами указанной области, и дисперсиями, зависящими от характера тактической и помеховой обстановки. Если необходим отдельный анализ устройств помехозащиты и соответствующих измерителей, то модель мешающих отражений представляет собой узкополосные квазигармонические радиокосебания и соответствующие шумы.

Метод расчета мощности мешающих отражений определяется соотношением размера облака, маскирующего цель, размера разрешающего объема РЛС и структуры зондирующего сигнала. Рассмотрим примеры.

Пример 1. РЛС наблюдает цель, которая находится внутри кратковременно существующего дискретного облака ДО. Тогда мощность σ_{Π}^2 определяется обычной формулой радиолокации сосредоточенного отражающего объекта с ЭОП, равной σ_v :

$$\sigma_{\Pi}^2 = \frac{P_0 G_{\text{РПУ}} G_{\text{РПРУ}} \lambda^2 \sigma_v}{(4\pi)^3 d_{\Pi}^4}. \quad (4.36)$$

Пример 2. Редкоимпульсная РЛС наблюдает цель внутри протяженного по дальности непрерывного облака ДО при условии (4.26). Тогда

$$\sigma_v = \alpha_v \frac{CT_0}{2} I_{\text{пв}} I_{\text{пэ}}, \quad (4.37)$$

где α_v – удельная ЭОП облака ($\alpha_v = m_{\Delta d} \sigma_v / \Delta V$, где $\Delta V = d_{\Pi}^2 \Delta \beta \Delta \varepsilon C / 2 \Delta f_0$, $m_{\Delta d}$ – число пачек, сбрасываемых на каждый участок Δd пути, $\Delta d = C / 2 \Delta f_0$).

Пример 3. Квазинепрерывная РЛС наблюдает цель внутри протяженного по дальности непрерывного облака ДО. Тогда

$$\sigma_{\Pi}^2 = \frac{T_0}{T_{\Pi}} \int_{t_d \text{ min}}^{t_d \text{ max}} \rho_v(t_d) dt_d = \frac{T_0}{T_{\Pi}} A_v \left(\frac{1}{d_{\text{min}}} - \frac{1}{d_{\text{max}}} \right), \quad (4.38)$$

где $A_v = P_0 G_{\text{РПУ}} G_{\text{РПРУ}} \lambda^2 \alpha_v \Delta \beta \Delta \varepsilon / (4\pi)^3$;

$d_{\text{min}}, d_{\text{max}}$ – границы облака по дальности;

$\rho_v(t_d)$ – радиальная плотность мешающих отражений.

В РЛС с непрерывным зондирующим сигналом достаточно задать $T_0 = T_{\Pi}$.

где σ_s – диффузно рассеивающая поверхность земли с удельной ЭОП α_s и площадью $\Delta S = d_{\text{ц}} \Delta \beta \text{CT}_0 / 2 \cos \varphi$ ($\sigma_s = \alpha_s \Delta S$ – ЭОП).

Если РЛС с непрерывными (или квазинепрерывными) излучениями размещена на борту летательного аппарата, то

$$\Delta S = \lambda d_{\text{ц}}^2 \Delta \beta \Delta F_{\text{ф}} T_0 / 2 T_{\text{п}} V_d \sin^2 \varphi, \quad (4.44)$$

где $\Delta F_{\text{ф}}$ – полоса фильтра точной доплеровской селекции (разрешающая способность по частоте);

V_d – путевая скорость.

При комбинированном применении активных и пассивных маскирующих помех проявляется системный эффект влияния помех на РЭС. Главное достоинство такого комбинирования заключается в том, что дополнительно срабатывает эффект взаимного подавления устройств помехозащиты: активная шумовая помеха затрудняет защиту от мешающих отражений, а мешающие отражения – выделение сигнала на фоне активных шумовых помех. Приведем два характерных примера такого комбинирования.

Пример первый иллюстрируется помеховой обстановкой на рис. 4.15.

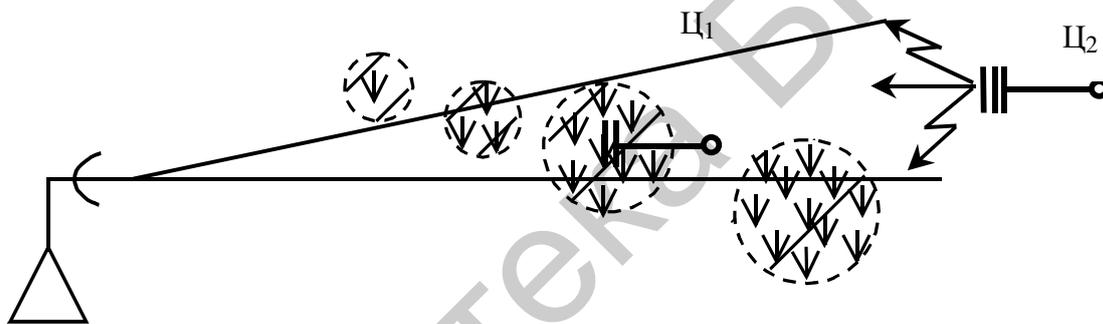


Рис. 4.15. Комбинированные маскирующие помехи

Цель Ц_1 выстреливает вперед снаряды РЭБ, начиненные пачками ДО. Облака ДО дискретные. Решается задача самоприкрытия цели Ц_1 и общего усложнения помеховой обстановки, т. к. облако с малым временем существования дает повышенные помеховые остатки на выходе устройства подавления мешающих отражений, а дискретность облака вызывает переходные процессы в устройствах вторичной обработки. Непрерывное, без сбросов траекторий наблюдение целей Ц_1 и Ц_2 и эффективная защита от мешающих отражений существенно затрудняются шумовыми помехами группового прикрытия с борта Ц_2 . Спектральные плотности мешающих отражений $N_{\text{оп}}^{\text{мо}}$ и мешающих излучений $N_{\text{оп}}^{\text{ми}}$ могут оказаться между собой соизмеримы, и каждая из них может значительно превышать энергию отраженных от целей сигналов:

$$N_{\text{оп}}^{\text{ми}} = \frac{N_{\text{п}} G_{\text{п}} G_{\text{рп}} F(\varepsilon_{\text{п}}, \beta_{\text{п}}) \lambda^2}{(4\pi)^2 d_{\text{п}}^2}, \quad N_{\text{оп}}^{\text{мо}} = \frac{\sigma_{\text{п}}^2}{\Delta f_0}. \quad (4.45)$$

Пример второго комбинирования приведен на рис. 4.16.

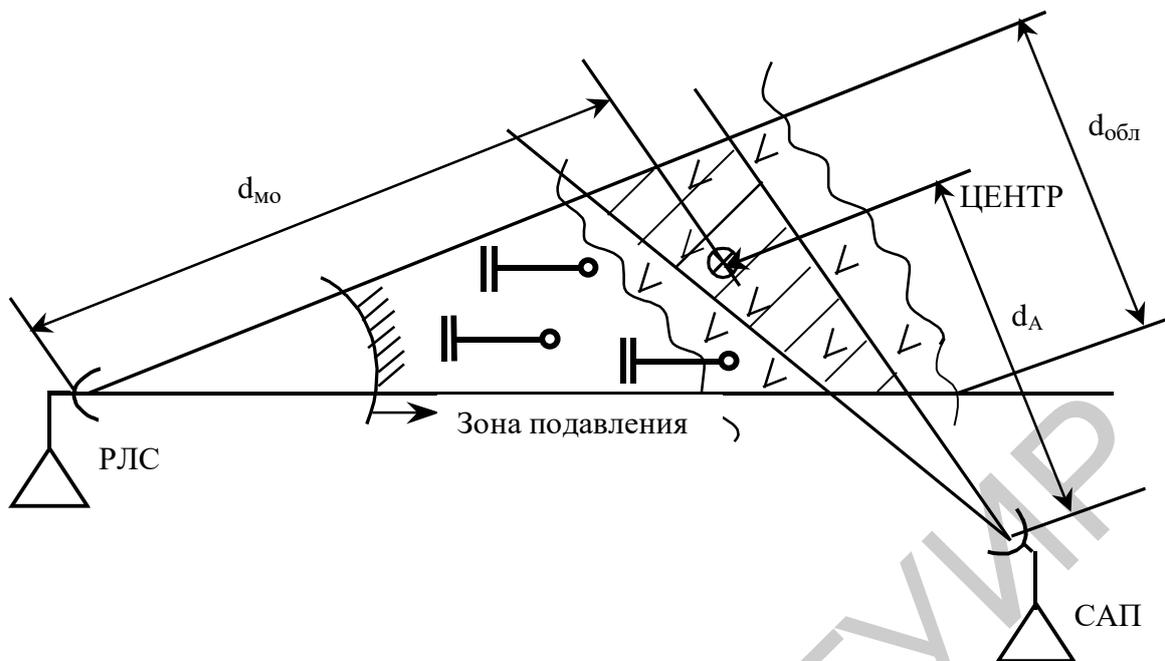


Рис. 4.16. Групповое прикрытие подсвеченным облаком ДО

Для создания обширного по дальности сектора подавления когерентных РЛС в пределах всей полосы доплеровских частот с помощью высокопотенциальной САП подсветили плотное облако мешающих отражений. Отраженные сигналы от целей вне облака на всех дальностях будут наблюдаться на фоне переизлучений облака ДО, созданных подсветом от САП. Минимальная дальность, начиная с которой цели не наблюдаются, будет зависеть от плотности облака и потенциала САП. В данном варианте используются достоинства облаков как пространственно распределенных отражателей и активной шумовой помехи, затрудняющей селекцию сигналов на всех дальностях и доплеровских частотах.

Принимаем, что размер облака в плоскости ортогональной линии «РЛС – цель» много меньше расстояния между центром облака и САП. Если средняя плотность потока мощности помехи, облучающей облако ДО, равна $\Pi_{\Pi} = P_{\Pi} G_{\Pi} / 4\pi d_A^2$ ЭОП облученной части облака, то $\sigma_{\text{МО}} = \alpha_v \Delta \beta \Delta \epsilon d_A^2 d_{\text{обл}}$ и мощность переотраженной помехи равна

$$\sigma_{\Pi}^2 = P_{\Pi} G_{\Pi} G_{\text{РПРУ}} \sigma_{\text{МО}} \lambda^2 / (4\pi)^3 d_A^2 d_{\text{МО}}^2. \quad (4.46)$$

Очевидно, что эффект использования дипольных отражателей будет высоким, если объем облака ΔV и подсвеченный объем пространства совпадают.

4.3. Методы создания, характеристики и математические модели активных имитирующих помех

Имитирующие помехи – обширный класс преднамеренных помех, организуемых против радиоэлектронных средств и систем управления на основе детальной технической разведки не только основных демаскирующих признаков класса и вида РЭС, но и типа РЭС, его целевого назначения, состояний, режимов

функционирования, принципов обработки информации и сигналов, управления и способов защиты от помех. Структура, параметры и способы постановки имитирующих помех должны быть согласованы с законами модуляции излучений, принципами обработки информации и полезных сигналов, а также состояниями РЭС на всех этапах. В этом заключаются одновременно их сильные и слабые стороны. Слабые потому, что мера их качества существенно зависит от качества обратной связи в контуре РЭБ «Подавляемое РЭС – техническая разведка», а сильные потому, что имитирующие помехи сами являются часто скрытными и энергетически значительно более экономными, чем маскирующие.

По характеру подавления РЭС активные имитирующие помехи делятся на ряд самостоятельных видов.

Первый вид имитирующих помех вносит ложную информацию в каналы поиска, обнаружения, захвата на сопровождение полезных сигналов, синхронизации и вхождения в связь. При этом вносится ложная информация о количестве и координатах источников этих сигналов, их частотах, времени появления, информативных параметрах. Этой цели служат **многократные** сигналopodobные ответные имитирующие помехи, излучаемые из одной либо из нескольких точек пространства поиска, обнаружения и захвата. Помехи заведомо облегчают процесс поиска, обнаружения и захвата, но не истинных полезных сигналов, а созданных противником сигналopodobных помех.

Захват на сопровождение не полезного, а помехового сигнала сразу передает инициативу в радиоэлектронной борьбе противнику. Он с помощью таких помех либо затягивает процедуру первоначального этапа функционирования РЭС, либо с помощью помехи вводит дезинформацию в каналы управления РЭС и СУ.

Полезный сигнал $m_c(t)$ совместно с собственными шумами приемника (или некоррелированным фоном) $n(t)$ на входе приемника имеет вид

$$f(t) = m_c(t) + n(t),$$

где $m_c(t) = E_c(t)U_c(t - t_c) e^{i[\omega_0 t + \Omega_c t + f_c(t)]}$.

При наличии M -кратных имитирующих помех

$$f(t) = m_c(t) + \sum_{k=1}^M m_{ик}(t) + n(t), \quad (4.47)$$

где $m_{ик}(t) = E_{ик}(t)U_{ик}(t - t_k) e^{i[\omega_0 t + \Omega_k t + f_k(t)]}$.

Конечная цель постановки многократной помехи – сформировать на выходе оптимального приемника РЭС в начальном режиме поиска по частоте и задержке неоднозначную выборку M сигналopodobных откликов, «рассыпанных» в координатах (τ, F) (рис. 4.17).

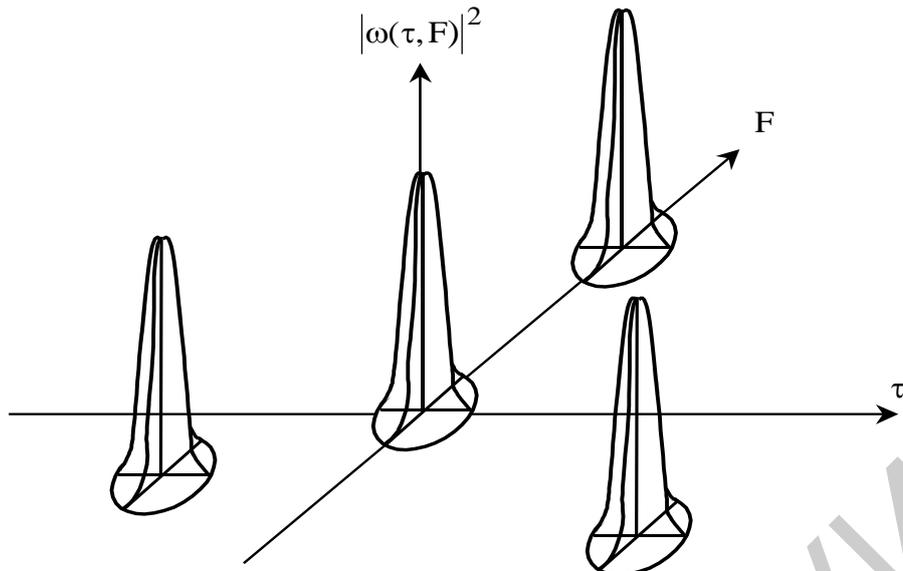


Рис. 4.17. Отклики приемника на многократную помеху

Из них только один принадлежит полезному сигналу. Различия сигнальных и помеховых откликов будут минимальны, если их мощности σ_c^2 и $\sigma_{ик}^2$, комплексные огибающие $U_c(t)$ и $U_{ик}(t)$ подобны. Мерой различия можно считать параметр

$$d_{си}(m_c, m_{ик}) = \frac{1}{N_\phi} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} [E_c(t)U_c(t) - E_{ик}(t)U_{ик}(t)]^2 dt. \quad (4.48)$$

Чем меньше спектральная плотность мешающего фона N_ϕ , тем более подобны должны быть комплексные огибающие помех и сигналов. Этот параметр эквивалентен мере подобия:

$$d(m_c, m_{ик}) = \frac{\Delta F}{[w_{ш}(t)]_{\max}^2} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} [w_c(\tau, F) - w_{ик}(\tau, F)]^2 d\tau,$$

где T_c и ΔF – временная и частотная протяженность откликов;

$[w_{ш}(t)]_{\max}^2 / \Delta F$ – спектральная плотность мощности шумовой (фоновой) составляющей на выходе линейной части приемника.

При равных мощностях сигнала и k -й помехи используют параметр подобия

$$d_{си}(m_c, m_{ик}) = \frac{\sigma_c^2 T_c}{N_\phi} (1 - r_{сик}(\tau)), \quad (4.49)$$

где $r_{сик}(\tau)$ – коэффициент взаимной корреляции между законами модуляции сигнала и помехи ($r_{сик}(\tau) = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} U_c(t + \tau) U_{ик}^*(t) dt$). В станции помех стремятся

обеспечить $r_{сик}(\tau) \approx 1$.

В итоге укажем условия, при которых многократная помеха каналам поиска, обнаружения и захвата эффективна: на входе приемника подавляемого РЭС $U_c(t) \approx U_{ик}(t)$, $\sigma_{и}^2 \approx \sigma_c^2$, $M > 1$.

Обратим внимание, что эти условия должны выполняться, если сигнал и помеха пришли с разных направлений, в том числе если помеха действует по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны или побочным (дополнительным) каналам приема. Очевидное при этом ослабление помехи компенсируется запасом энергии передатчика помех.

Многовариантность способов применения многократной помехи можно рассмотреть на следующих примерах. Эффективность применения пассивных разностно-дальномерных систем снижается в тех случаях, когда возникает неоднозначность измерений разности времен распространения излучений от источника к приемным точкам. Эта неоднозначность возникает, если источник излучает периодические сигналы с малым периодом повторения ($T_{п} < R_0 / C$), т. е. сигналы, имеющие многопиковые автокорреляционные функции. Для подавления пассивной корреляционно-базовой системы, определяющей местоположение постановщика непрерывных шумовых помех, САП переводится в режим излучения повторяющихся шумов. Такой режим легко реализуется при формировании активной маскирующей помехи с помощью цифровой техники.

Разностно-дальномерный принцип местоопределения источника непрерывных излучений разрушается, если САП имеет многолучевую антенну, излучающую некоординированные по направлению помехи. Это характерно для высокопотенциальных САП с антеннами типа ФАР.

Эффект многократной помехи можно воспроизвести при подавлении угломеров РЭС, работающих в режиме поиска и при периодическом сканировании луча антенны. В САП определяется момент облучения постановщика помехи главным лепестком диаграммы направленности подавляемого РЭС, и передатчик помех бланкируется на время этого облучения. Далее каждый излучаемый РЭС сигнал по боковым лепесткам диаграммы направленности принимается САП и ретранслируется с усилением, которое обратно пропорционально его амплитуде. Если последовательность моментов излучения помехи синхронизируется моментом облучения постановщика, то от цикла к циклу сканирования луча РЭС помеховые пачки будут имитировать M направлений на источники помех. Итак, при регулярном законе сканирования антенны с помощью одной САП можно имитировать множество ложных отметок с разных направлений, дальностей и с разными скоростями. Такая помеха называется инверсной.

Второй вид имитирующих помех предназначен для срыва режима нормального функционирования РЭС и СУ на этапах распознавания наиболее важных сигналов и сообщений, сопровождения, непрерывного контроля источника полезных сигналов, обработки информации и управления. Этому служат **уводящие** помеховые сигналы, перенацеливающие основной канал измерения и синхронизации РЭС с наблюдаемого полезного сигнала на помеховый. На первом этапе помеха совпадает с полезным сигналом по ряду информативных признаков

(практически его дублирует), но, превосходя полезный сигнал по мощности, переводит измеритель и систему управления на отслеживание помехи (ложного сигнала). Далее противник, добившись перенацеливания, внезапно выключает помеху, переводя РЭС в режим допоиска и повторного обнаружения – захвата, либо начинает формировать ложную информацию. Наиболее уязвимыми для таких помех в радиолокации являются системы сопровождения и селекции по дальности и скорости, а в радиосвязи и радиоперехватах – устройства синхронизации сообщений, приема и выделения непрерывных и дискретных сообщений. На рис. 4.18 представлен вариант создания уводящей по дальности (по временному положению) импульсной помехи, КЗЧ – контур запоминания частоты, М – амплитудный модулятор.

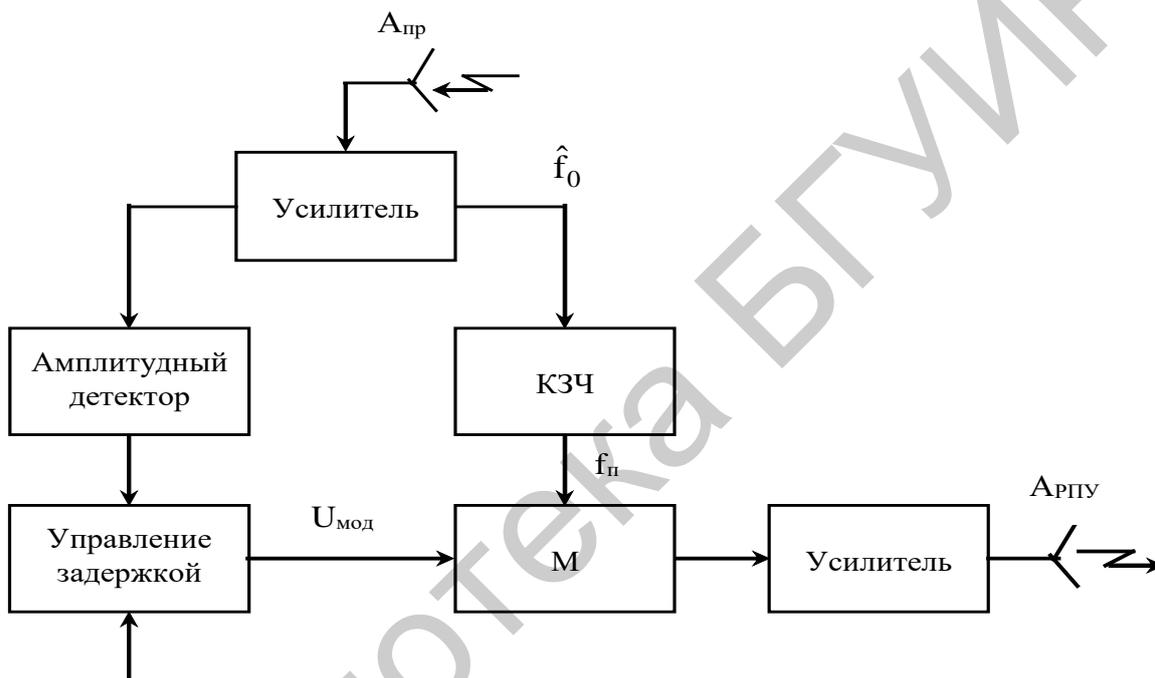


Рис. 4.18. Схема создания уводящих по дальности помех

Третий (специальный) вид имитирующих помех предназначен для срыва функционирования наименее уязвимых подсистем РЭС-следающих угломеров. Известны варианты уводящих и перенацеливающих помех угломерам, помех для резкого увеличения ошибок и срыва сопровождения по угловым координатам, в том числе в пассивных радиосистемах.

Помехи следающим угломерам воздействуют на системы управления высокоточным оружием, непосредственно влияют на эффективность его применения и способствуют срыву наведения на конечных участках траектории.

Исключая достаточно точное местоопределение своих излучающих объектов РЭБ, помехи угломерам срывают управление в системах противника, снижают ценность всех других признаков излучающих объектов РЭС и СУ в радио- и радиотехнической разведке. Следающие угломеры являются важнейшими объектами радиоэлектронного подавления.

Помехи угломерам создаются в интересах индивидуальной и групповой защиты излучающих объектов от активных и пассивных систем местоопределения. Идея таких помех сводится к деформации амплитудных и фазовых характеристик фронта радиоволны, направление нормали к которому определяет угломер. Известно более 30 методов реализации такой идеи [7]. Угломеры с периодическим сканированием диаграммы направленности антенны (ДНА) широко используют для поисковых режимов всех типов РЭС и следящих режимов пассивных РЭС. Амплитудная периодическая модуляция помеховых сигналов эффективно подавляет подобные угломеры (на примере инверсной помехи), если частота модуляции отличается от частоты сканирования не более, чем на полосу пропускания следящей системы угломера. Упрощенная структурная схема создания активных помех угломеру с периодическим сканированием ДНА представлена на рис. 4.19. Построение станции помех возможно с использованием принципа ретрансляции сигнала, подавляемого РЭС, или путем запоминания его частоты. В обоих случаях колебания с выхода усилителя или контура запоминания частоты (КЗЧ) модулируются по амплитуде в модуляторе (М) сигналом генератора (ГМС).

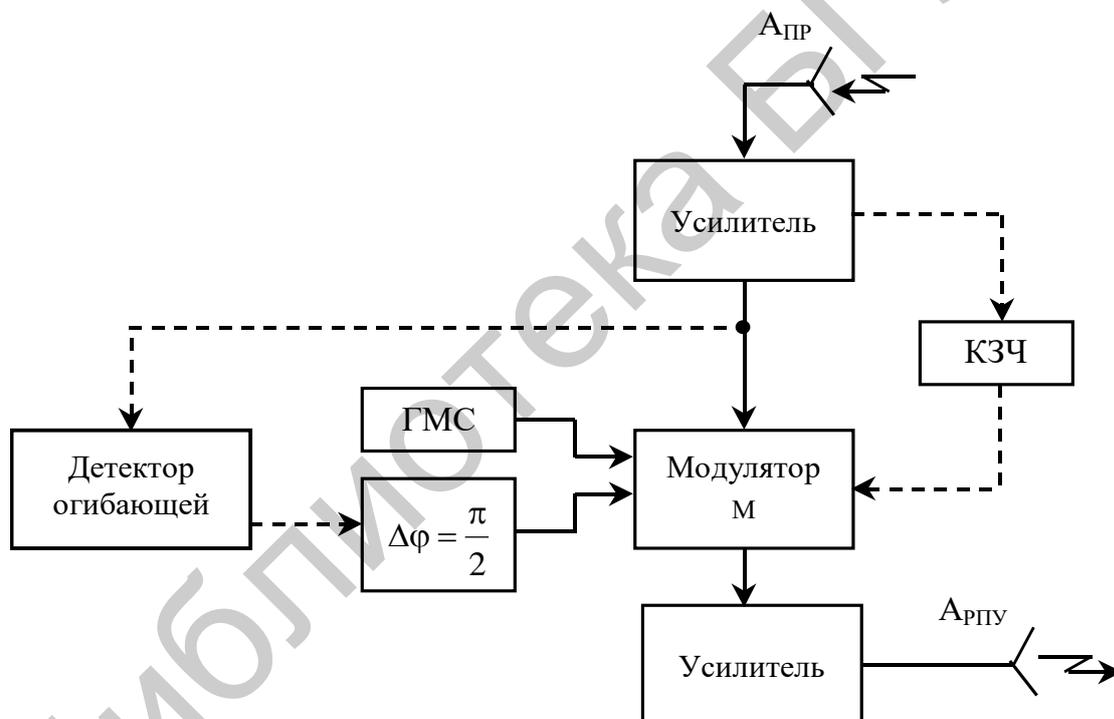


Рис. 4.19. Схема создания помех на частоте сканирования

После усиления с помощью передающей антенны $A_{рпу}$ помеха излучается в направлении подавляемого РЭС. Если сканирование открытое, в качестве модулирующего сигнала может использоваться огибающая принятого сигнала, сдвинутая по фазе на $\pi/2$. Если сканирование скрытое (сканирует только луч приемной антенны РЭС с неизвестными для постановщика помехи параметрами), то создается заградительная по частоте сканирования помеха. В качестве модулирующего сигнала может быть использован узкополосный шум, спектр которого

перекрывает весь априорный диапазон частот сканирования. В этом варианте такая имитирующая помеха по приведенной классификация относится к **четвертому виду**.

К этому же виду относится ответная имитирующая помеха угломеру на кроссполяризации, подавляющая угломер любого типа. Такой помехой называют радиосигнал, повторяющий полезный по структуре комплексной огибающей и спектрально-временным характеристикам, но имеющий поляризацию, ортогональную к поляризации полезного сигнала, подавляемого РЭС. В простейшем случае этот вид помех создается методом ретрансляции сигнала, подавляемого РЭС с поворотом плоскости поляризации на 90° .

Создание таких помех возможно потому, что все реальные антенны наряду с сигналами на рабочей поляризации принимают, хотя и с большим ослаблением (на уровне боковых лепестков), сигналы с ортогональной поляризацией (на кроссполяризации). Это связано с особенностями распределения токов, наводимых облучающим полем на раскрытые антенны, появлением у этих токов составляющих, ортогональных электрическому вектору возбуждающего поля. Все реальные антенны в соответствии с типом своей конструкции имеют характерные, отличные от рабочих, на кроссполяризации диаграммы направленности и пеленгационные характеристики. Учет этой особенности и составляет основной принцип создания помехи. Таким образом, основными условиями высокой эффективности помехи угломеру на кросс-поляризации являются:

- поляризация помехи для приемной антенны, которая ортогональна рабочей;
- превышение мощности помеховых колебаний на входе приемника как минимум вдвое мощности полезного сигнала;
- совпадение комплексных законов модуляции помехи и сигнала.

Для ослабления второго (энергетического) условия помеха на кроссполяризации создается как комбинированная: на первом этапе – уводящая на рабочей поляризации системе дальности (скорости), затем – на кросс-поляризации. В конечном итоге помеха на кроссполяризации приводит к срыву сопровождения по угловым координатам, т. к. ближайший устойчивый нуль пеленгационной характеристики отстоит от направления на источник помехи на величину, превышающую $\Delta\Theta_{0,5} \text{ ДНА}$.

Менее притязательной в смысле требуемого объема разведсведений о конструкции подавляемого РЭС является ответная имитирующая когерентная из двух точек пространства помеха угломеру. Помеха создается одновременным излучением через несколько антенн, разнесенных в пространстве, взаимокгерентных почти противофазных радиокосебаний. Принцип формирования помехи показан на рис. 4.20.

Расстояние $A_1A_2 = d_{\text{и}}$ – база источников помехи. Приемные и излучающие антенны попарно размещены так, чтобы разность путей OA_3A_2O и OA_4A_1O между собой при движениях единой платформы была много меньше разности прямых путей A_1O и A_2O . При этом условии открывается перспектива того, что

по меньшей мере на интервале времени, равном постоянной времени подавляемого угломера, помехи $h_1(t)$ и $h_2(t)$ в точке О будут в противофазе, тем самым создается условие образования значительных ошибок угломера.

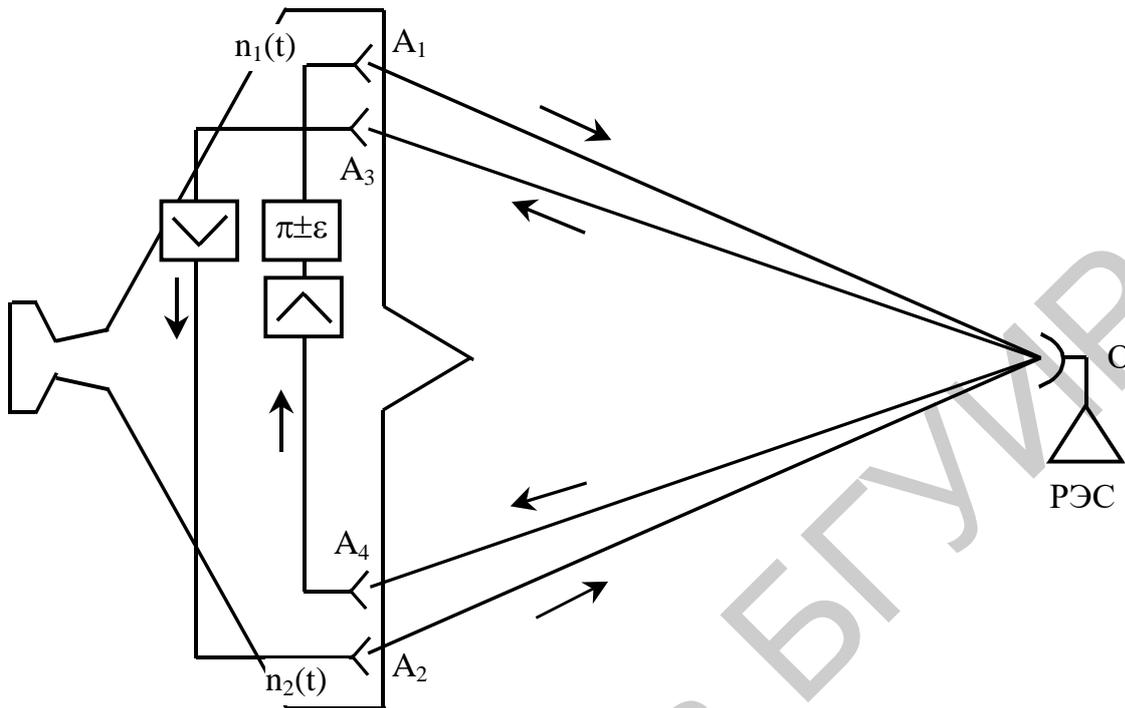


Рис. 4.20. Формирование когерентной из двух точек помехи

В самом деле: пусть расстояния A_1O и A_2O много больше базы $d_{и} = A_1A_2$. В точке приема О электрическая составляющая поля помехи будет определяться суммой двух полей:

$$e_0 = e_1 + e_2 = E_{по} [\cos(\omega_0 t - \psi_1) + \cos(\omega_0 t - \psi_2)], \quad (4.50)$$

где $\psi_1 = \omega_0 \tau_1$, $\psi_2 = \omega_0 \tau_2$, $\Delta\psi = \psi_1 - \psi_2$, $\tau_1 \frac{L_{32}}{C}$, $\tau_2 \frac{L_{41}}{C}$, где L_{32} – длина пути OA_3A_2O ; L_{41} – длина пути OA_4A_1O . Это есть уравнение интерференции двух взаимокгерентных полей. Очевидно, что амплитуда результирующего поля интерференции колеблется в пределах от $E_{пmax} = 2E_{по}$ до $E_{пmin} = 0$. Повторяется известный в теории антенн эффект скачка фазы поля при переходе из одного лепестка диаграммы направленности системы двух источников в соседний. Следовательно, имеют место скачки направления нормали к фазовому фронту поля помехи. Образование этих скачков является основным требованием, предъявляемым к помехе.

В справочнике [7] указывается на возможности создания такой помехи для защиты самолета или для защиты наземного РЭС от противорадиолокационных ракет. Противофазность составляющих полей значительно осложняет энергетическую проблему. В [7] предлагается ее решать с помощью комбинации такой

помехи с уводящей. Уводящая помеха по времени задержки сигнала или по частоте ставится как синфазная, но после срыва стробов с полезного сигнала происходит подмена сигнала на противофазные составляющие помехи угломеру.

Более простой вариант помехи угломеру из двух точек известен как мерцающая помеха. Каждый передатчик на рис. 4.21 излучает в прерывистом режиме сигналоподобную либо узкополосную мощную прицельную по частоте помеху. Реализация прерываний во времени представлена на рис. 4.22.

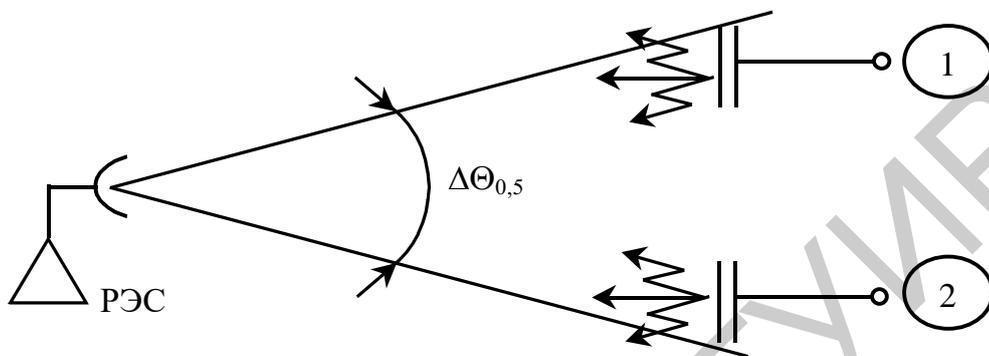


Рис. 4.21. Некогерентная помеха угломеру из двух точек

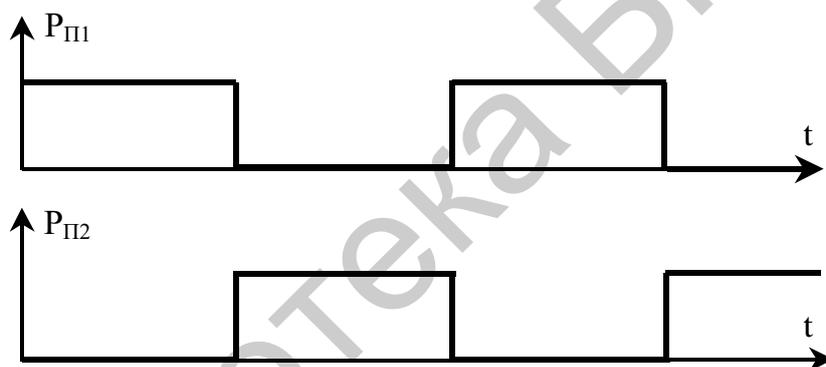


Рис. 4.22. Прерывистые помехи из двух точек

Максимальный эффект достигается при синхронном в противофазе прерывании помех. Тем самым в угломер вносится максимальная неопределенность о направлении на источники помехи, т. к. энергетический центр излучения скачком меняет свое положение. Дальнейшим развитием помех угломеру являются перенацеливающие на пространственно разнесенный отражатель излучений. На рис. 4.23 представлен вариант перенацеливания на подсвеченный когерентно-импульсной РЛС отражатель. Отражатель подсвечивается прицельной сосредоточенной по частоте (в полосе доплеровских частот) шумовой помехой. Если боковые излучения антенны передатчика помех в несколько раз меньше, чем переотраженная от подсвеченного отражателя помеха, то происходит захват угломером более мощного источника и перенацеливание РЛС.

В качестве диффузного отражателя может использоваться облако дипольных отражателей либо участок земной поверхности.

Другим вариантом, энергетически более экономным, является подсвет ре-транслируемым зондирующим сигналом со сдвигом по времени так, чтобы переизлученный сигнал имитировал цель на меньшей дальности и с большей скоростью, чем цель.

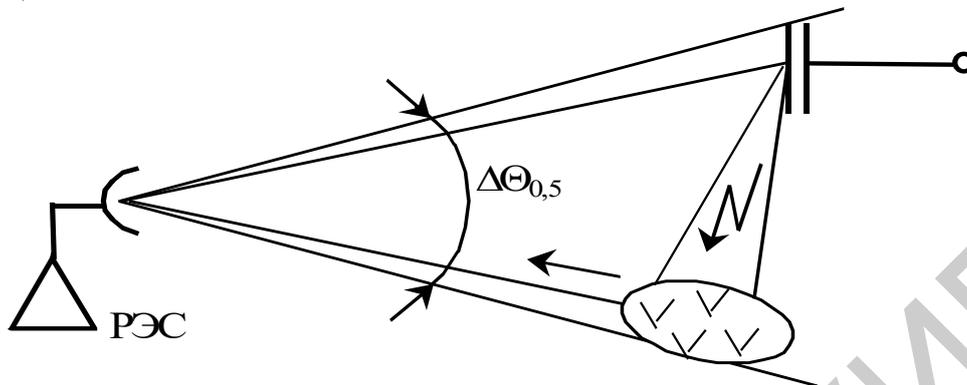


Рис. 4.23. Прицеливание РЛС на отражатель

Четвертый вид ответной имитирующей помехи. Помеха, повторяя полезный сигнал по форме комплексной огибающей на высокой частоте, содержит в себе сравнительно медленно меняющиеся флуктуирующие параметры, которые на выходе устройств декодирования и измерения являются подобием отклика маскирующей или квазирегулярной помехи. Такая помеха имитирует сигнал, но не полезную информацию или воздействие. Для создания таких имитирующих помех требуется значительно меньше разведанных, чем, например, для уводящих помех.

Примером таких помех линиям передачи дискретных сообщений, в том числе с псевдослучайным кодированием, могут быть:

- ретрансляционные помехи с тактовой частотой кода, но случайными вариациями элементов кода;
- имитация кодовых посылок, если код известен, но со случайными сигналоподобными вариациями кодированных сообщений;
- имитация кодированной последовательности импульсов при известных параметрах модуляции;
- многократное повторение передачи;
- ретрансляция сообщения с дополнительной шумоподобной модуляцией;
- повторяющиеся шумы и выборки сигнала в случайной последовательности.

Пятый вид активных имитирующих помех предназначен для подавления нелинейных блоков декодирования и дискриминаторов. Это помехи разрушающего типа, они срывают нормальное функционирование этих блоков на основе эффектов нелинейных преобразований аддитивной суммы полезных сигналов и посторонних радиоколесаний. Организация этих помех требует столько же разведанных, сколько требуют маскирующие помехи. По своей структуре это квазирегулярные помехи в большом ассортименте. Примером таких помех каналам речевой радиосвязи являются:

- чтение математических таблиц на иностранном языке (иногда женским голосом);

- передача музыки: рок-н-ролл, сигналы на горне;
- использование испуганного женского голоса или звука завывающей сирены;
- передача искаженных малоразличимых высказываний;
- передача записей разговорной речи, повторяемых многократно;
- передача голосовых звуков, сигналов со спектральными характеристиками шума.

Шестой вид имитирующих помех основан на комплексировании положительных свойств имитирующих и маскирующих помех – вид так называемых **имитационно-шумовых помех**. Соотношение по энергии между маскирующими и имитирующими компонентами специально выбирается таким, чтобы уверенно выполнялись только начальные функции РЭС: сигналы обнаруживаются, но не распознаются, сигналы обнаруживаются и захватываются на сопровождение, но по ним нельзя получить необходимую информацию и т. д.

Структура станции помех в режиме активных имитирующих помех отличается от структуры станции в режиме активных маскирующих помех существенным усилением разведки законов модуляции излучений объектов РЭС и СУ. Сигналоподобные помехи создаются двумя способами. Первый (способ ретрансляции) строится согласно цепочке: «прием → разведка РЭС → модуляция принятых сигналов для внесения в него ложной информации → усиление и ретрансляция» (рис. 4.24). Второй (генераторный способ) строится согласно цепочке: «разведка РЭС и закона модуляции его излучений → воспроизведение (реконструкция) закона модуляции по разведанным, внесение в него ложной информации, модуляция колебаний на частоте РЭС → усиление → излучение». В принципе первый способ не требует детальной разведки закона модуляции излучений РЭС, он эффективен при любом усложнении $U_c(t)$. Зато вторым способом легче обеспечить большую кратность M и высокую мощность помехи, а также проще решается проблема длительного запоминания частоты, в том числе с использованием цифровой техники.

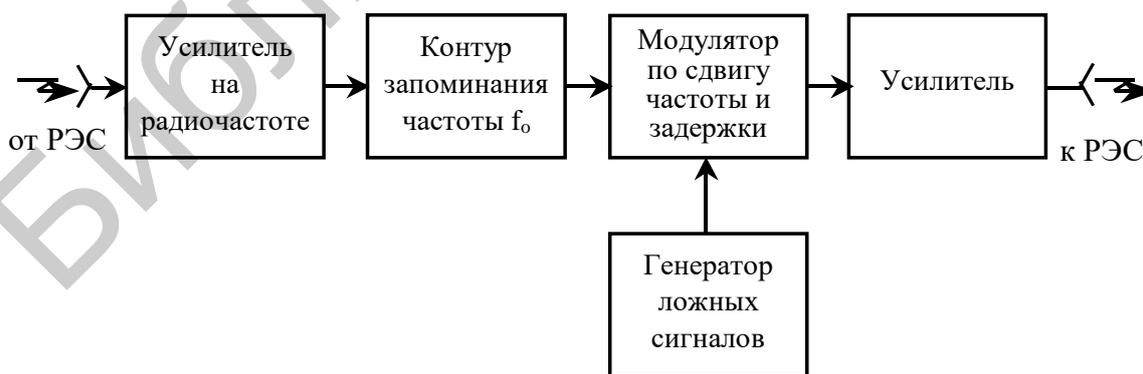


Рис. 4.24. Передатчик-ретранслятор ответных имитирующих помех

Показатели качества активных имитирующих помех зависят не только от соотношения мощностей, но и σ_n^2/σ_c^2 , от многих других параметров помеховой обстановки и состояний РЭС.

Динамика воздействия помех на РЭС в полном объеме может быть исследована на математической модели, в основе которой лежит граф состояний контура «САП – РЭС» (рис. 4.25). Связи между состояниями противоборствующих сторон показаны пунктиром и учитываются в основных графах как смена исходных данных и новое состояние.

Состояниям и переходам даны обозначения: 1' – включение РЭС на излучение и начало поиска; 1 – начало РРТР; 2 – первый цикл радиоподавления – постановка многократных помех режиму поиска, обнаружения и захвата; 3' – распознавание, селекция и захват полезного сигнала в режим непрерывного его отслеживания; 3 – разведка состояния 3'; 4 – второй цикл радиоподавления – постановка уводящих помех следящим измерителям; 4' – срыв отслеживания полезного сигнала после выключения уводящих помех и переход в режим повторного допоиска, обнаружения, захвата; 5' – захват и отслеживание полезного сигнала; 5 – разведка состояния 5'; 6 – третий цикл радиоподавления – постановка помех угломеру; 6' – срыв угломера в РЭС; 7' – снова допоиск, обнаружение, распознавание и захват полезного сигнала и т. д.

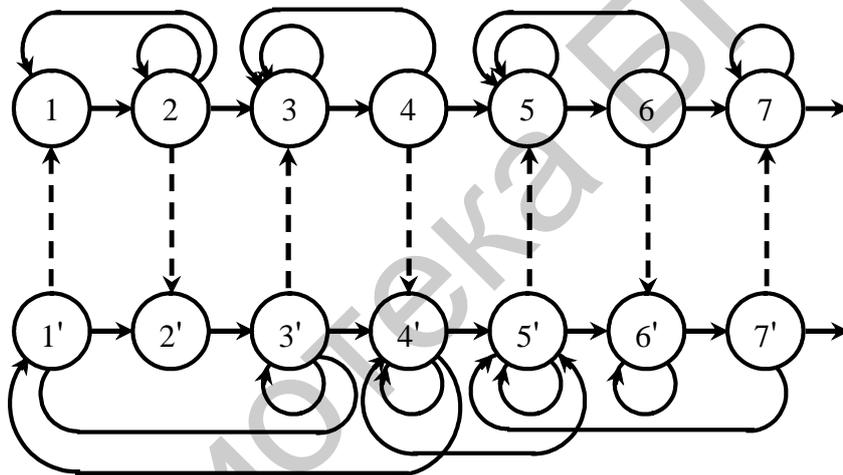


Рис. 4.25. Граф состояний контура «САП – РЭС» в условиях активных имитирующих помех (вариант)

Граф состояний отображает управление в САП и в РЭС в динамике РЭБ и является структурной основой математической модели радиоэлектронного конфликта. Если верхний и нижний графы марковские, то применение теории взаимодействующих марковских процессов [1] позволяет аналитическими методами найти обобщенные показатели качества взаимодействия САП и РЭС.

4.4. Характеристики и математические модели пассивных имитирующих помех

Пассивные имитирующие помехи – это необязательно излучающие объекты, вносящие ложную информацию в радиоэлектронные системы управления

войсками и оружием противника. Эти объекты играют роль ложных целей, отвлекающих на себя информационные средства и системы управления противника. Ложные цели имитируют реальные цели в различных диапазонах электромагнитных волн важнейших средств технической разведки. В соответствии с этим они могут быть радиолокационными, видовыми, тепловыми (инфракрасными). Ложные цели применяются в основном для радиоэлектронного подавления РЛС разведки и целеуказания (СРЦ), средств телевизионной, инфракрасной и других видов разведки. Информационные сигналы от ложных целей усложняют радиоэлектронную обстановку, перегружают работу операторов и ЭВМ систем целераспределения, увеличивают время на распознавание истинных целей. Ложные цели отвлекают на себя активные средства и высокоточное оружие.

Те из ложных целей, которые имеют малое время жизни и применяются непосредственно для срыва наведения высокоточного оружия на защищаемый объект, называют ловушками (радиолокационными, тепловыми и т. п.), отвлекающими и перенацеливающими это оружие на себя.

Применение ложной радиолокационной цели эффективно, если по совокупности используемых в радиолокации признаков они подобны истинным целям. Если рассматривать цели – аэродинамические летательные аппараты, признаки которых закодированы в статистических характеристиках отраженных сигналов, то эти признаки уверенно объединяются в четыре между собой независимые группы. Условно это группирование раскрыто на рис. 4.26. Ложные цели и радиолокационные ловушки обычно подобны истинным по траекторным признакам и ЭОП.

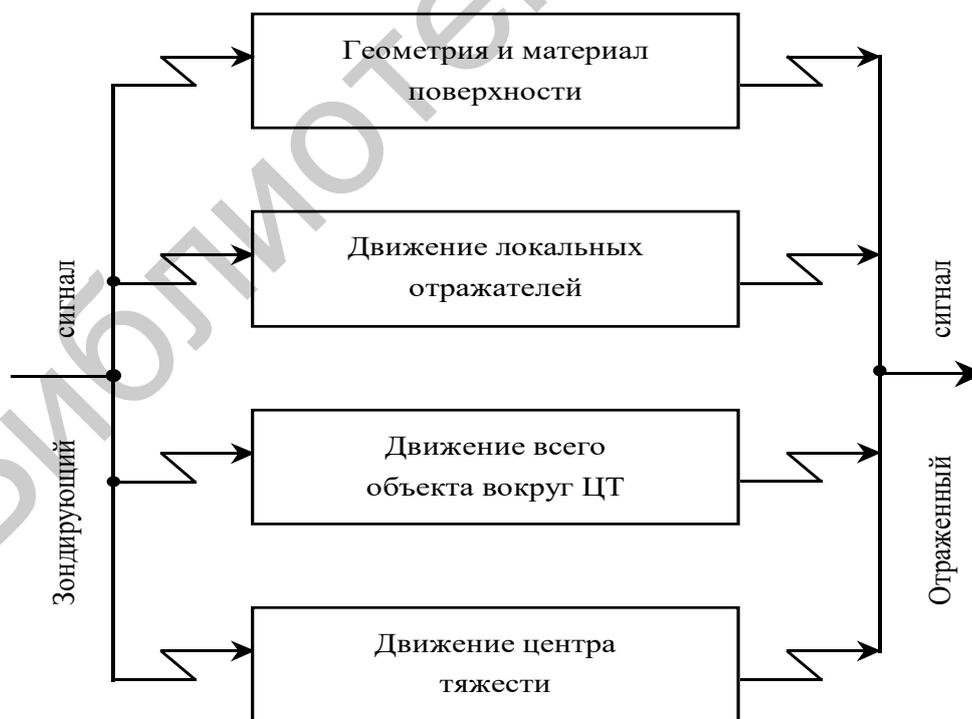


Рис. 4.26. Группы физических признаков аэродинамической цели

Геометрические размеры беспилотных объектов (ложных целей) в десятки раз меньше размеров защищаемого летательного аппарата. Эти объекты снаряжены средствами многократного увеличения ЭОП и двигательными установками. Для увеличения ЭОП в передней и задней части корпуса устанавливаются пассивные переизлучатели электромагнитной энергии и широкополосные активные усилители-ретрансляторы. Эти переизлучатели используются также в качестве ложных наземных целей. Пассивные наземные ложные цели могут имитировать наземные ложные объекты по траекторным признакам, ЭОП и частично по доплеровскому портрету движения локальных отражателей. На некоторых объектах (ложных целях) могут быть установлены станции активных помех и автоматы сброса дипольных отражателей, снаряженных приемниками доразведки демаскирующих признаков, подавляемых РЭС.

Ложные радиолокационные цели могут быть также созданы в результате ионизации локальных областей сжиганием в атмосфере легких металлов (натрия, цезия).

В качестве тепловых, телевизионных ложных целей и ловушек находят применение источники теплового излучения, надувные макеты и специальные отражатели света. Ложными тепловыми целями могут быть осветительные бомбы и ракеты, пиропатроны, специальные передатчики, излучающие сигналы, совпадающие по спектру и мощности с сигналами от реальных целей.

Радиолокационные ловушки по способу создания подразделяются на управляемые, буксируемые и сбрасываемые. Управляемые радиолокационные ловушки подобны управляемым ложным радиолокационным целям и представляют собой ракеты со средствами усиления ЭОП. В качестве ловушек могут использоваться металлические сети, пассивные или активные переизлучатели, буксируемые защищаемыми самолетами на длинных тросах.

Авиационные сбрасываемые ловушки не имеют двигателей и представляют собой пассивные или активные переизлучатели электромагнитной энергии. В частном случае ловушкой может быть пачка диполей, ракета или снаряд, начиненные дипольными отражателями.

Применение радиолокационных ловушек будет эффективным, если в начальный момент времени после их пуска (сброса) прикрываемый самолет и ловушка не разрешены по угловым координатам, дальности и скорости (на время длительности переходных процессов измерителей этих координат).

Скорость удаления ловушки от самолета должна быть такой, чтобы обеспечивался увод и перенацеливание стробов следящих систем по дальности (скорости), а затем и угломера на себя. Многократные запуски ловушек способствуют высокой эффективности их применения.

В качестве пассивных переизлучателей как средств увеличения ЭОП ложных радиолокационных целей применяются уголковые отражатели, линзы Люнеберга и антенные решетки Ван-Атта.

Уголковый отражатель представляет собой жесткую конструкцию из двух или трех взаимно перпендикулярных металлических граней (различной формы).

В зависимости от формы они могут быть треугольными, прямоугольными и секторными.

По сравнению с изотропными телами уголкивые отражатели обладают направленной диаграммой переизлучения. В связи с этим ЭОП уголковых отражателей может быть достаточно большой. Но она существенно зависит от точности выдержки прямых углов между гранями. Для треугольных, прямоугольных и секторных уголковых отражателей максимальные ЭОП соответственно равны:

$$\sigma_{\text{тр}} = 4a^4 / 3\pi\lambda^2, \quad \sigma_{\text{пр}} = 12\pi a^4 / \lambda^2, \quad \sigma_{\text{сек}} = 2\pi a^4 / \lambda^2, \quad (4.51)$$

где a – длина ребра отражателя.

При отклонении углов между гранями всего на 1° ЭОП падает более чем на порядок.

Ширина основного лепестка диаграммы переизлучения уголковых отражателей на уровне половинной мощности составляет около 20° . В целях увеличения сектора переизлучения применяют группы уголковых отражателей, по-разному ориентированных в пространстве.

Более широкой диаграммой переизлучения обладают линзы Люнеберга. Линза Люнеберга представляет собой шар из неоднородного диэлектрика. Тылная часть шара металлизирована (рефлектор). Наружный слой диэлектрика согласован по своим электродинамическим параметрам с воздушной средой. По мере приближения к центру шара диэлектрическая проницаемость плавно возрастает. Благодаря этому электромагнитная энергия фокусируется в точку на внутренней поверхности рефлектора (рис. 4.27). Затем происходит отражение в обратном направлении. Коэффициент преломления диэлектрика изменяется в соответствии с законом

$$n = \sqrt{2 - (r/R)^2}, \quad (4.52)$$

где r – текущий радиус линзы (радиальная координата);

R – радиус шара.

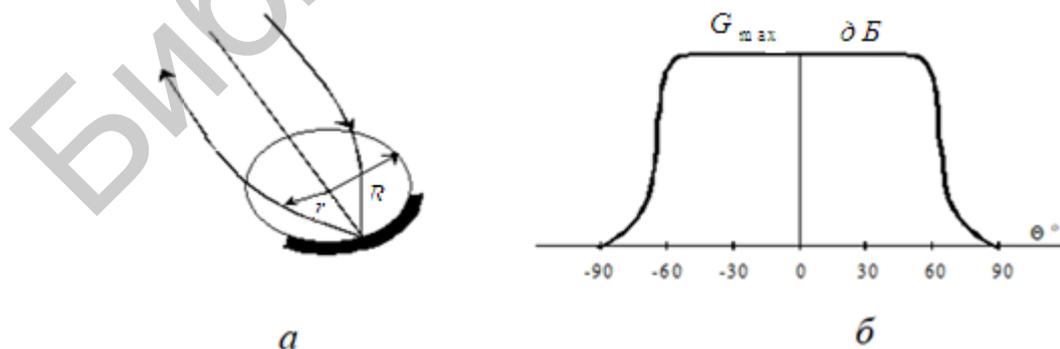


Рис. 4.27. Переизлучение электромагнитной энергии линзой Люнеберга (а) и ее диаграмма переизлучения (б)

Ширина диаграммы переизлучения линзы зависит от размеров рефлектора. Если рефлектор занимает половину поверхности шара, то $\Delta\Theta_{0,5} \approx 140^\circ$. Максимальная ЭОП линзы вычисляется по формуле

$$\sigma_{л} = 4\pi^3 R^4 / \lambda^2 . \quad (4.53)$$

Всенаправленный по азимуту отражатель можно получить, окружив часть шара металлическим кольцом. Максимальная ЭОП такого отражателя определяется выражением

$$\sigma_{лк} \leq 4\pi^3 R^2 l^2 / \lambda^2 , \quad (4.54)$$

где l – ширина кольца.

На базе линзы Люнеберга разработано несколько линзовых отражателей, позволяющих сформировать те или иные диаграммы переизлучения.

Антенная решетка Ван-Атта представляет собой металлическую пластину с размещенными на ней дипольными вибраторами. Они размещены по горизонтальным и вертикальным рядам на расстоянии $\lambda/4$ от металлической пластины. Пары диполей расположены симметрично относительно центра пластины. Электрические длины кабелей, соединяющих симметричные диполи, одинаковы. Благодаря этому электромагнитные волны отражаются в обратном направлении (рис. 4.28).

Для того чтобы такая решетка могла отражать волны с любой поляризацией, каждая пара диполей располагается под углом 90° к соседней.

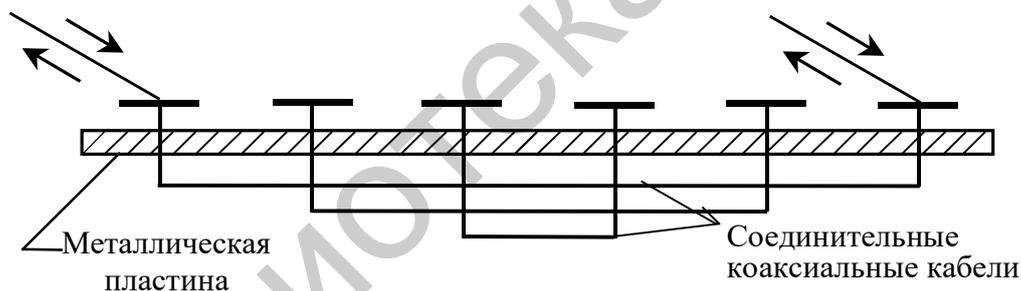


Рис. 4.28. Ответчик Ван-Атта

Если решетка образована из k полуволновых диполей, расположенных на $\lambda/2$ друг от друга и на $\lambda/4$ от металлической пластины, то ее ЭОП определяется формулой

$$\sigma_{ва} = 4\pi S^2 \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} \cos \Theta\right) \right]^4 / \lambda^2 , \quad (4.55)$$

где Θ – угол падения;

S – площадь раскрытия решетки ($S = k\lambda^2 / 4$).

При $\Theta = 0$ ЭОП решетки максимальная и равна $\sigma_{ва} = \pi k^2 \lambda^2 / 4$.

Решетка Ван-Атта обладает следующими преимуществами перед уголковыми и линзовыми отражателями:

1. Диаграмма переизлучения шире, чем у уголкового отражателя. При угле падения 55° ЭОП ответчика снижается на 10 дБ, в то время как у уголкового отражателя она снижается на столько же при 20° .

2. Отраженный (переизлученный) сигнал может быть промодулирован.
3. В решетке имеется возможность изменять направление переизлучения.
4. Решетка может стать активной. Значительное увеличение ЭОП может быть достигнуто за счет использования встроенных усилителей.
5. Можно изменять поляризацию переизлученного сигнала.
6. Также может быть обеспечено угловое сканирование диаграммы переизлучения.

Очень часто вместо диполей применяют плоские спирали, нанесенные печатным способом на диэлектрическую подложку. В этом случае расширяется диапазонность решетки, обеспечивается переизлучение сигналов с любой поляризацией, уменьшаются масса и габариты, упрощается технология изготовления.

Усилители-ретрансляторы могут быть выполнены в соответствии со структурной схемой, представленной на рис. 4.29.

Принятые антенной A_1 сигналы усиливаются в ЛБВ и модулируются низкочастотным шумом, иммитирующим флуктуации отраженного сигнала от цели, и излучаются антенной A_2 .

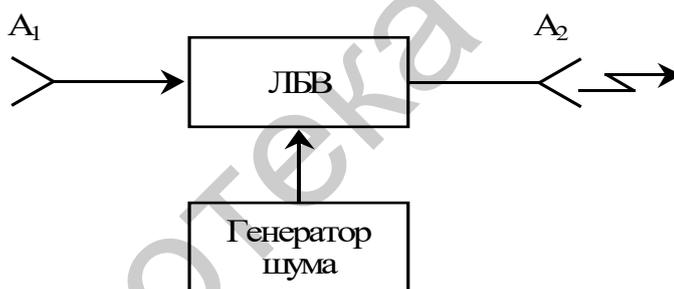


Рис. 4.29. Усилитель-ретранслятор

Необходимое значение коэффициента усиления ретранслятора можно определить из уравнения радиоэлектронного подавления. В частном случае, если расстояние между ловушкой и прикрываемым объектом – целью является малым по сравнению с дальностью «РЛС – объект», коэффициент усиления определяется по формуле

$$K_y = K_{\Pi} \sigma_{\text{ц}} / G_{\text{РПРУ}} G_{\Pi} \lambda^2, \quad (4.56)$$

где K_{Π} – пороговый коэффициент подавления РЛС;

$\sigma_{\text{ц}}$ – ЭОП реального объекта – цели;

$G_{\text{РПРУ}}$ и G_{Π} – коэффициенты усиления антенн ретранслятора.

Радиолокационные ложные цели и ловушки как объекты радиолокационного наблюдения имеют по сравнению с истинными целями упрощенные характеристики. Поляризационная матрица рассеяния по главной (согласованной)

диагонали симметрична, а недиагональные элементы, характеризующие деполаризующие свойства, сильно ослаблены. Флуктуационный портрет на одной частоте либо обеднен и примитивен, либо подобен портрету цели, но на разных частотах в диапазоне усилителя-ретранслятора взаимокоррелирован. Дальномерный портрет включает только одну флуктуирующую блестящую точку. Доплеровский портрет аэродинамических ложных целей соответствует только единственной спектральной составляющей от планера. Доплеровский портрет наземных ложных целей обогащен движением элементов пассивных средств увеличения ЭОП или модуляцией в усилителе-ретрансляторе.

Эффективность применения ложных целей может быть оценена величиной снижения вероятности поражения истинных целей со значения P_1 до значения $P_m(n)$. Если по каждой цели производится пуск только одной ракеты, выбор целей для обстрела равновероятный, число пусков m по цели меньше общего количества истинных и $n - 1$ ложных целей, то вероятность поражения истинной цели можно определить по формуле

$$P_m(n) = 1 - (1 - P_1/n)^m. \quad (4.57)$$

Недостатком ложных целей и радиолокационных ловушек является ограниченный перечень признаков, по которым достигается их подобие истинным целям. Опытным путем установлена значительно более высокая их эффективность в комбинированной помеховой обстановке. Запуск и следование по траектории полета ложных целей может сопровождаться постановкой активных помех прикрытия. У подавляемой стороны преднамеренно создается дефицит информационных возможностей, ложные цели эффективно вносят дезинформацию в каналы управления оружием, провоцируют преднамеренный выход на излучение наиболее важных РЭС в группировке войск [4, 6] и тем самым сокращают живучесть группировки.

4.5. Общие положения теории воздействия помех на типовую радиотехническую систему

Как уже отмечалось в первом разделе, оценка воздействия преднамеренных помех на РЭС и СУ – многокритериальная задача. Ряд критериев связан со степенями снижения эффективности РЭС и СУ в целом: слабые, средние, сильные помехи. В случае применения высокопотенциальных станций помех, прицельных по направлению и частоте, можно добавить четвертую степень – подавляющие помехи, когда во входных и в усилительно-преобразовательных устройствах приемника под воздействием мощной помехи срабатывают явления перегрузки и блокировки всего тракта приема. Этому явлению соответствует критерий $\Pi_{\text{п}} > \Pi_{\text{доп}}$ ($\sigma_{\text{п}}^2 > \sigma_{\text{доп}}^2$), где $\Pi_{\text{п}}$ – пороговая плотность потока мощности электромагнитной волны помехи в точке соприкосновения с приемной антенной ($\sigma_{\text{п}}^2$ – соответствующая ему пороговая мощность помеховых радиоколечаний на

входе приемника), $\Pi_{\text{доп}}$ – допустимая пороговая плотность ($\sigma_{\text{доп}}^2$ – соответствующая допустимая мощность). Между плотностями потока и мощностями простая связь:

$$\sigma_{\Pi}^2 = \Pi_{\Pi} A_{\text{эф}} = \Pi_{\Pi} G_{\text{РПРУ}} F(\varepsilon_{\Pi}, \beta_{\Pi}) / 4\pi, \quad (4.58)$$

где $F(\varepsilon_{\Pi}, \beta_{\Pi})$ – нормированное относительно максимального усиление приемной антенны РЭС в направлении на источник помехи;

$\varepsilon_{\Pi}, \beta_{\Pi}$ – отклонение этого направления относительно электрической оси антенны.

Дальнейшее увеличение σ_{Π}^2 может вызвать пятую, физически разрушительную степень радиоэлектронного подавления РЭС: при $\sigma_{\Pi}^2 > \sigma_{\text{разр}}^2$ во входных цепях радиоэлектронной аппаратуры развиваются нежелательные электрофизические явления, вызывающие возникновение электромагнитного импульса и разрушающие в первую очередь элементы слаботочной электроники.

Очевидно четвертая и пятая степени, в отличие от трех первых, определяют дальности до ближней границы зоны нормального функционирования подавляемого РЭС.

Наиболее распространенным и практически пригодным критерием эффективности помех является энергетический критерий отношения помеха/сигнал (или сигнал/помеха) $K_{\Pi} = \sigma_{\Pi}^2 / \sigma_{\text{с}}^2$, количественно связанный с указанными степенями подавления. Значение σ_{Π}^2 равно мощности помехи в полосе пропускания линейной части приемника, которая обеспечивает согласованную фильтрацию одиночного сигнала – $\Delta f_{\text{пр}} = \Delta f_0$.

Сложность в том, что для одного и того же класса РЭС значения пороговых коэффициентов подавления меняются в большом диапазоне в зависимости от типа РЭС, применяемых сигналов, режимов функционирования, устройств помехозащиты, конструкции приемного тракта, способов обработки информации и управления. Даже для одного типа РЭС значения K_{Π} могут меняться в сотни – тысячи раз. Это означает, что подавляющая сторона при планировании РЭП должна располагать развитыми моделями подавляемых РЭС и методикой пересчета отношений помеха/сигнал (сигнал/помеха) от входа решающих блоков обнаружения, распознавания, измерения, управления ко входу приемного тракта.

Структура разомкнутого канала преобразования сигналов и помех в упрощенном виде может быть представлена последовательностью линейных и нелинейных блоков (рис. 4.30). В следящих измерителях параметра, закодированного в полезном сигнале, эта структура входит в состав дискриминатора. Подробная схема выделения и обнаружения полезного сигнала в радиосистемах представлена на рис. 4.31.

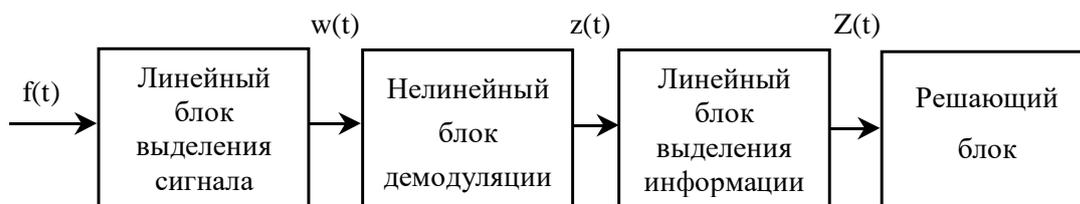


Рис. 4.30. Упрощенная структура типовой радиотехнической системы

Проблема заключается в нахождении однозначной связи между показателями качества того или иного решающего блока и отношением сигнал/помеха на входе всей системы. Порядок расчета этих отношений в каждой точке системы образует содержание методики прогноза пороговых коэффициентов подавления.

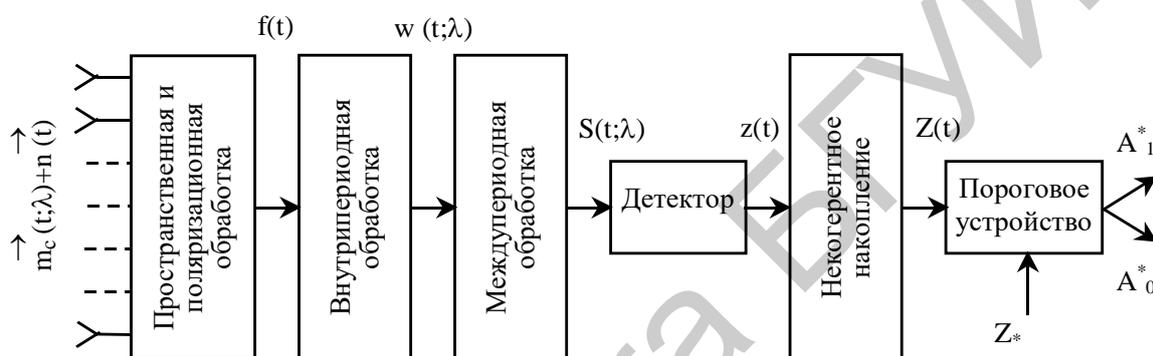


Рис. 4.31. Типовой канал выделения и обнаружения сигнала

На рис. 4.31 $m_c(t; \lambda)$ – реализация радиоволн полезного сигнала с известным комплексным законом модуляции $U(t)$ и неизвестными постоянными или меняющимися параметрами (в радиосвязи – сообщениями) $\lambda(t)$. Помеха $n(t)$ в радиоэлектронной борьбе – реализация, как правило, случайного процесса, но также с неизвестными параметрами (спектральной плотностью, мощностью, корреляционной функцией и т. п.).

Пусть, например, на входе типовой системы действуют аддитивная смесь сигнала, являющегося детерминированной (или квазигармонической) функцией времени, и помехи, представляющие либо стационарный случайный процесс, либо также детерминированную функцию времени. Так как сигнал и помеха при этом проходят через линейную систему независимо, то на входе нелинейного блока опять имеем сумму сигнала и помехи, спектры которых деформируются в соответствии с частотной характеристикой линейных блоков. Отношение сигнал/помеха на выходе линейного блока в общем случае равно

$$q = \frac{|(S_c(t))|^2}{|(S_n(t))|^2} = \frac{\left| \int_0^{T_H} m_c(t)h'(t)dt \right|^2}{\left| \int_0^{T_H} n(t)h'(t)dt \right|^2}, \quad (4.59)$$

где $h(t)$ – импульсная характеристика линейного блока.

Если $h(t) = U(t)$, где $U(t)$ – комплексная огибающая полезного сигнала, то линейный блок согласован с ожидаемым сигналом и обеспечивает максимальное q , если $n(t)$ – белый шум. Для действительного $m_c(t)$ $h(t) = m_c(T_H - t)$.

За помеху везде берется шум с постоянной спектральной плотностью $N_{оп}$ в пределах ширины спектра сигнала Δf_0 (белый шум), его мощность $\sigma_{п}^2 = N_{оп}\Delta f_0$. В радиолокации мешающие отражения от поверхности земли и облаков диполей также представляются приведенным ко входу приемника эквивалентным белым шумом со спектральной плотностью $N_{оп}^{мо} = \sigma_{п}^2 / v_{мо}\Delta f_0$, где $v_{мо}$ – параметр эффективности их когерентной компенсации. Энергетический спектр процесса на выходе нелинейного блока имеет сложную структуру. Спектральные составляющие, появляющиеся после нелинейного преобразования, образуются вследствие взаимных биений составляющих входного процесса, причем их число и интенсивность определяются, конечно, видом преобразования и вероятностными характеристиками самого процесса на входе. В энергетическом спектре на выходе нелинейного неинерционного блока различают в этом случае три главные части в зависимости от того, какие частотные составляющие на входе создают их. Дискретная часть спектра $S_{сxc}(\omega)$ соответствует биениям между компонентами сигнала. Одна часть непрерывного спектра $S_{пxp}(\omega)$ образуется биениями составляющих помехи, а другая часть $S_{сxp}(\omega)$ – взаимными биениями компонентов сигнала и помехи. Дискретная часть спектра дополняется спектральной линией при $\omega = 0$, представляющей постоянную составляющую на выходе, которая также определяется биениями компонентов сигнала и помехи. На рис. 4.32 показаны типичные энергетические спектры, получающиеся при нелинейном преобразовании суммы немодулированной несущей и помехи.

Пусть $K_2(j\omega)$ – частотная характеристика фильтра, следующего за нелинейным блоком. Тогда энергетический спектр процесса на выходе типовой радиотехнической системы равен [5]

$$S(\omega) = |K_2(j\omega)|^2 [S_{сxc}(\omega) + S_{пxp}(\omega) + S_{сxp}(\omega)]. \quad (4.60)$$

Для того чтобы определить отношение сигнал/помеха на выходе типовой системы, необходимо решить, куда (к сигналу или к помехе) отнести часть выходного спектра. В связи с этим получают две разновидности энергетического критерия оценки эффективности помех (и помехоустойчивости): 1) биения между компонентами сигнала и помехи отнесены к помехе; 2) биения между компонентами сигнала и помехи отнесены к сигналу.

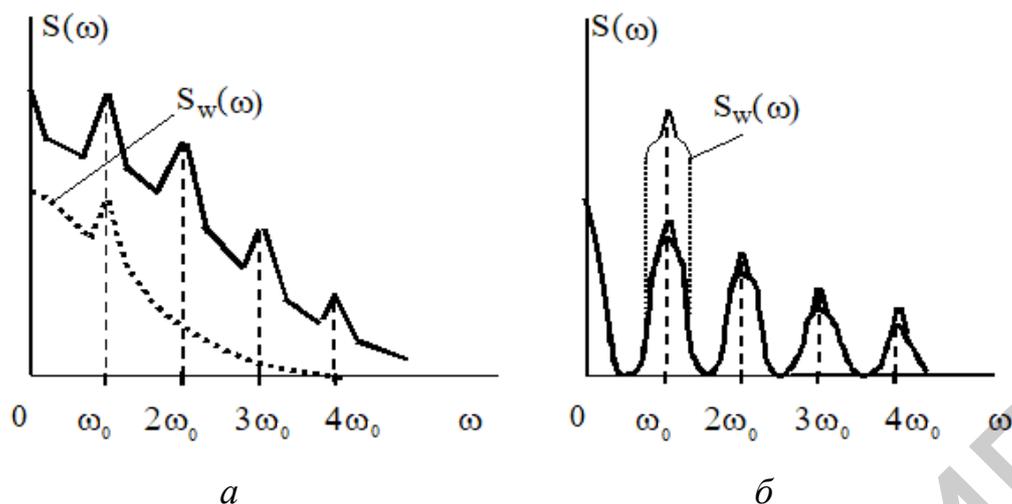


Рис. 4.32. Энергетические спектры на выходе при нелинейном преобразовании суммы гармонического колебания и помехи широкополосной (*а*), узкополосной (*б*)

На рис. 4.32 пунктирная линия обозначает спектр процесса на входе.

По сравнению с критериями, основанными на более полных данных, энергетическая оценка имеет ряд преимуществ: проста в физической трактовке, в возможности несложными математическими операциями фактически вычислять отношения сигнал/помеха, в наглядности эксперимента, в легкости сопряжения теоретических оценок с практическим применением реальных систем. Однако при этом всегда следует помнить, что энергетическая оценка не учитывает действительный процесс принятия решения независимо от того, принимает ли его автомат или человек, и сама по себе не выводит на искомые пороговые коэффициенты подавления $K_{\text{п}}$.

Поэтому приходится обращаться к вероятностным критериям (вероятности срабатывания решающего блока, оценке моментов одномерных или двумерных распределений решающей статистики $Z(t)$). Но для вычисления вероятностного критерия качества всей системы необходимо иметь многомерные функции распределения процесса $Z(t)$. Аналитически это часто неразрешимая задача. Следовательно, надо искать либо приближенные частные решения, либо основанные на гауссовской аппроксимации распределения $P(Z)$, либо привлекать на помощь статистическое моделирование.

Например, если полоса выходного линейного блока $\Delta f_{\text{ф}}$ много уже полосы входного $\Delta f_{\text{пр}}$, тогда составляющие биений (помеха \times помеха) и (помеха \times сигнал) могут быть представлены как белые шумы в пределах $\Delta f_{\text{пр}}$.

Указанное условие является также условием нормализации широкополосной шумовой помехи на входе решающего блока. Это обстоятельство значительно облегчает поиск пороговых характеристик всей системы.

Для анализа систем декодирования и обработки информации применяются информационные пороговые критерии качества, основанные на соотношении

интенсивности потока входных сигналов (заявок) и пропускной способности самой системы. Характерно, что с повышением интенсивности потока заявок плавно нарастают суммарные вероятности ошибочных решений по каждой заявке. Наконец наступает перегрузка и возникают явления блокировки информационной системы – подобие четвертой степени подавления. Они могут возникнуть как в условиях маскирующих, особенно нестационарных помех в пространстве наблюдения, за счет роста, например, интенсивности потока ложных тревог канала обнаружения и захвата, так и в условиях имитирующих помех. Помеха относится к слабой по энергетическому критерию (по значению K_{Π}), а по информационному – к эффективной.

В режиме приема непрерывного сообщения $\lambda_c(t)$

$$f(t) = m_c [t, \lambda_c(t)] + n(t).$$

Если сигнал $m_c[t, \lambda_c(t)]$ и помеха $n(t)$ – статистически независимые гауссовские стационарные случайные процессы, то потенциальная пропускная способность непрерывного канала передачи сообщений определяется формулой

$$C_t = \int_{F_1}^{F_2} \log \left[1 + \frac{S(f)}{N(f)} \right] df, \quad (4.61)$$

где $S(f)$ и $N(f)$ – спектральные плотности сообщения и помехи соответственно.

Если $S(f) = \sigma_c^2 / F_c$ и $N(f) = N_{\text{оп}}$ в полосе частот $F_1 \leq f \leq F_2$ и $F_c = F_2 - F_1$, то

$$C_t = F_c \log \left(1 + \frac{\sigma_c^2}{N_{\text{оп}} F_c} \right), \quad (4.62)$$

где σ_c^2 – мощность сигнала на входе приемника.

Формулу (4.62) называют формулой Шеннона. Заданному (пороговому) значению пропускной способности C_t пор соответствует пороговое отношение сигнал/помеха $q_{\text{пор}} = \left(\sigma_c^2 / N_{\text{оп}} F_c \right)_{\text{пор}}$. Это характерно для телефонного режима связи. Другим характерным примером радиосистемы, чувствительной не только к энергетическим параметрам помехи, является канал передачи речевых сообщений. Распределение спектральной плотности речи по тональным частотам является ее важнейшей характеристикой как объекта подавления. Большая часть энергии речевого сигнала сосредоточена в полосе частот 300...3400 Гц. Наибольшую информативность для разборчивости речи имеют составляющие в полосе 400...800 Гц. Различают звуковую, слоговую и словесную разборчивость. Количественно разборчивость речи определяется экспериментально как отношение правильно принятых элементов речи $N_{\text{пр}}$ к общему числу переданных элементов $N_{\text{прд}}$ в процентах:

$$D_p = (N_{\text{пр}} / N_{\text{прд}}) 100 \% . \quad (4.63)$$

Традиционно за порог полного подавления таких систем связи берут артикуляционную разборчивость D_p , равную 60 % (соответствует третьей степени

подавления). При увеличении интенсивности шумового фона или плотности потока мешающих сигналов разборчивость речи быстро падает до нуля. Здесь следует обратить внимание на высокую эффективность энергетически выгодных для САП имитирующих помех четвертого и пятого видов: помеха по высокой частоте в первом линейном блоке системы на рис. 4.30 обрабатывается и воспринимается как сигналподобная помеха, а решающим блоком (например, системой телефон – оператор) – как шумовая.

Полезным энергетическим показателем эффективности помех является мера изменения отношения сигнал/помеха:

$$\chi_q = q_{\text{ВЫХ}} / q_{\text{ВХ}}, \quad (4.64)$$

где $q_{\text{ВЫХ}}$ – отношение сигнал/помеха на входе решающего блока (по решающей статистике $Z(t)$ $q_{\text{ВЫХ}} = (\sigma_c^2 / \sigma_{\Pi}^2)_{\text{ВЫХ}}$);

$q_{\text{ВХ}}$ – отношение мощности сигнала на входе приемника к мощности помехи (при условии $\Delta f_{\Pi} \leq \Delta f_{\text{пр}}$) в полосе приемника ($q_{\text{ВХ}} = (\sigma_c^2 / \sigma_{\Pi}^2)_{\text{ВХ}}$).

Этот показатель принят основным в системах передачи непрерывных сообщений в радиосвязи. Очевидно, что чем меньше χ_q , тем выше энергетическая эффективность помехи и тем выше восприимчивость РЭС к помехе.

В рамках указанных предположений можно привести упрощенные выражения для χ_q в канале приема и демодуляции непрерывного сообщения (для пик-фактора [3] $K_{\Pi} = 1$):

$$\chi_q = \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{\Delta F_{\phi}} K_M, \quad (4.65)$$

где K_M – коэффициент преобразования отношения сигнал/помеха, зависящий от закона модуляции непрерывного сообщения. Например, $K_M = 1$ для амплитудной однополосной модуляции (АМ-ОМ), $K_M = m_{\text{ам}}^2$ – для обычной амплитудной модуляции (АМ), $K_M = 3m_f^2$ – для частотной модуляции (ЧМ), $K_M = m_{\phi}^2$ – для фазовой модуляции (ФМ), $\chi_q = B$ – для сложного шумоподобного закона модуляции радиосигнала. Здесь $m_{\text{ам}}$, m_f , m_{ϕ} – индексы амплитудной, частотной и фазовой модуляции соответственно, $B = \Delta f_0 T_0$ – база сигнала.

Вероятностные показатели качества обнаружения, разрешения, захвата, приема одного символа дискретной информации, измерения параметров сигнала и распознавания на этапе его первичной обработки в радиолокации и радиосистемах передачи дискретной информации, как правило, выражаются через значение ρ (сигнал/помеха по выходу $S(t, \lambda)$). Поэтому практически важно иметь представления о значении коэффициента

$$\chi_{\rho} = \rho / q_{\text{ВХ}}. \quad (4.66)$$

По существу, коэффициенты χ_q и χ_{ρ} характеризуют разную степень обработки полезного сигнала и помехи радиотехнической системой, оптимальной по

отношению к структуре сигнала. Если структура помеховых колебаний повторяет структуру сигнала, то $\chi_p \ll 1$. Напротив, если структура помехи аналогична белому шуму, то $\chi_p \gg 1$. Следовательно, по этому критерию имитирующая помеха энергетически более экономична, чем маскирующая (при условии равных $q_{\text{вх}}$ или ρ).

4.6. Примеры расчета отношений сигнал/помеха

Рассмотрим ряд примеров расчета значений χ_p и χ_q в радиолокации и в системах передачи информации при наличии шумовых помех.

Пример 1. Пусть полезный сигнал на интервале наблюдения T_n представляет собой непрерывное монохроматическое колебание. Полоса пропускания корреляционного (либо фильтрового) приемника согласована с сигналом, т. е. $\Delta f_{\text{пр}} = \Delta f_0 = 1/T_c$, $T_c = T_n$.

Если помеха на входе прямошумовая и $\Delta f_{\text{п}} = \Delta f_0$, то

$$\rho = \frac{\sigma_c^2 T_c}{N_{\text{оп}}} = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{\text{п}}^2} \Delta f_0 T_c = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{\text{п}}^2} = q_{\text{вх}}, \quad \chi_p = \chi = 1. \quad (4.67)$$

Если $\Delta f_{\text{п}} < \Delta f_0$, то дополнительно используется декорреляция узкополосной помехи и $\rho_y = v_y q_{\text{вх}}$, где v_y – эффективность декорреляции, $v_y > 1$.

Пример 2. Пусть полезный сигнал на интервале T_n представляет собой пачку L дружно флуктуирующих когерентных радиоимпульсов, следующих с частотой $F_{\text{п}}$. Помехи те же, что и в примере 1, но $\Delta f_{\text{п}} > F_{\text{п}}$. Оптимальная обработка в первом линейном блоке на рис. 4.30 становится двухэтапной: оптимально фильтруется каждый одиночный радиоимпульс, а затем когерентно накапливается пачка радиоимпульсов. Отношение сигнал/помеха по каждому импульсу, имеющему длительность T_0 , равно

$$\gamma = \frac{\sigma_c^2 T_0}{N_{\text{оп}}} = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{\text{п}}^2} (\Delta f_0 T_0) = q_{\text{вх}} B \quad \text{и} \quad \gamma_y = \frac{\sigma_c^2 v_y}{\sigma_{\text{п}}^2} \Delta f_0 T_0 = v_y q_{\text{вх}} B, \quad (4.68)$$

В случае квазинепрерывной последовательности простых радиосигналов $B = 1$, т. е. $\gamma = q_{\text{вх}}$ и $\gamma_y = v_y q_{\text{вх}}$. После когерентного накопления пачки L радиоимпульсов

$$\rho_y = \gamma_y L. \quad (4.69)$$

Пример 3. В РЭС применен непрерывный фазокодомодулированный сигнал. Протяженность кода – L_d дискрет, число кодовых взаимокгерентных посылок (одиночных сигналов) на интервале T_n равно L , база кода одиночного сигнала $B = L_d$. В результате получаем формулы (4.68) и (4.69).

Пример 4. В РЭС применен сложный составной шумоподобный сигнал [6] протяженностью T_n . Маскирующий фон в радиосвязи – прицельная прямошумовая помеха, а в радиолокации – он же либо мешающие отражения.

Если в примере 2 заменить T_0 на T_n , а γ на ρ , то получаем формулы (4.68) и (4.69).

Пример 5. На входе приемника РЭС, применяющей шумоподобный сигнал, действует 1 мешающих шумоподобных сигналов с одинаковыми мощностями, но независимыми законами модуляции. В этом случае имеет место кодовая селекция сигналов. Отклик приемника на «чужой» сигнал равен отклику на шумовую помеху той же мощности. Поэтому

$$\gamma = \frac{q_{вх} B}{1}. \quad (4.70)$$

Пример 6. В РЛС с квазинепрерывным излучением и матричным приемником параллельного обзора в координатах «дальность × скорость» реализуется способ оптимальной когерентной обработки пачки сигналов, отраженных от цели на фоне активных шумовых помех и мешающих отражений от облаков диполей и поверхности земли.

Рассматриваемый способ (см. рис. 4.31) предполагает сочетание широкополосной внутрипериодной фильтрации одиночных сигналов и узкополосной междупериодной фильтрации огибающих их последовательностей, соответствующих одним и тем же элементам разрешения дальности (по времени запаздывания) и скорости (частоте).

На выходе фильтра одиночных сигналов имеем

$$w(t) = \int_{-\infty}^t V(t - \tau) f(\tau) d\tau, \quad (4.71)$$

где $V(t)$ – импульсная характеристика фильтра, сопряженная с комплексной огибающей одиночного сигнала $U_0(t)$ ($V(t) = kU_0(T_0 - t) \exp[-i \Omega_{дс} (T_0 - t)]$);

$f(t)$ – аддитивная смесь сигнала и помехи ($f(t) = m_c(t) + n(t)$).

На выходе междупериодной фильтрации (фильтра точной доплеровской селекции)

$$S(t) = \int_{-\infty}^t V^1(t - \tau) w(\tau) d\tau, \quad (4.72)$$

где $V^1(t)$ – импульсная характеристика фильтра когерентной междупериодной обработки, определяет взвешенное суммирование последовательности реализаций $w(t)$ для строго определенного элемента разрешения по дальности (времени запаздывания) и запоминание промежуточных результатов на период повторения

($V^1(t) = V(t) \sum_{l=1}^L \sigma[L - l) T_{п} - t]$).

Далее полагаем пачку прямоугольной и суммирование равновесным. Если $n(t)$ – белый шум в пределах полосы Δf_0 , то дисперсия помехового отклика $|S_{п}(t)|^2 = 2N_{он} T_0 L k^2$.

Отношение сигнал/помеха на выходе приемника

$$\rho_{\text{ош}} = \frac{\frac{1}{2} \overline{|S_{\text{сmax}}|^2}}{\frac{1}{2} \overline{|S_{\text{п}}(t)|^2}} = \frac{k^2 E_c^2 T_0^2 L^2}{2N_{\text{оп}} T_0 L k^2} = \frac{E_c^2 T_0 L}{2N_{\text{оп}}} = \gamma_{\text{ш}} L = q_{\text{вх}} B L. \quad (4.73)$$

Пусть на входе приемника на частоте сигнала действует узкополосная шумовая помеха в полосе $\Delta f_{\text{п}} \ll \Delta f_0$, но $\Delta f_{\text{п}} > F_{\text{п}}$. Тогда после внутривыборочной обработки без декорреляции помехи имеем

$$\gamma_y = \frac{\frac{1}{2} \overline{|w_c(t)|^2}}{\frac{1}{2} \overline{|w_y(t)|^2}} = \frac{k^2 \overline{E_c^2 T_0^2}}{2\sigma_y^2 T_0^2 k^2} = q_{\text{вху}}.$$

На вход фильтра-накопителя подается последовательность сильно коррелированных сигналов с мощностью $\frac{1}{2} \overline{|w_c(t)|^2}$ и последовательность независимых шумовых (со случайной начальной фазой) импульсов, каждый с дисперсией $\frac{1}{2} \overline{|w_y(t)|^2}$. Тогда

$$\rho_y = \frac{\frac{1}{2} \overline{|S_c(t)|^2}}{\frac{1}{2} \overline{|S_y(t)|^2}} = \frac{\overline{E_c^2 T_0^2 L^2}}{2\sigma_y^2 T_0^2 L} = \frac{E_c^2 T_0 L}{2N_{\text{оп}}} = q_{\text{вху}} L. \quad (4.74)$$

Если положить

$$\rho_y = \rho_{\text{ш}}, \quad \text{то} \quad \sigma_y^2 = \sigma_{\text{ш}}^2, \quad (4.75)$$

т. е. при равном эффекте имеем равенство в мощностях узкополосной и прицельной шумовой помехи, т. к. $F_{\text{п}}/\Delta f_0 \ll 1$.

Пусть теперь $\Delta f_{\text{п}} = \Delta F_{\text{дmax}} = N_{\Omega} \Delta F_{\text{ф}}$, где $\Delta F_{\text{ф}}$ – полоса фильтра когерентного накопителя, $\Delta F_{\text{дmax}}$ – максимальный диапазон доплеровских частот, N_{Ω} – число фильтров на один элемент разрешения по дальности. В этом случае дисперсия шумовой компоненты $\overline{|S_y(t)|^2}$ будет больше, чем это следует по знаменателю формулы (4.74), т. к. $F_{\text{п}} > \Delta F_{\text{дmax}}$ и шумовые импульсы на входе фильтра-накопителя будут коррелированы. Однако для условия $\Delta F_{\text{дmax}} = 2F_{\text{п}}$ оценки по формуле (4.75) примерно сохраняются.

При организации подавления непрерывной РЛС с КФМ зондирующим сигналом энергетический выигрыш от постановки помехи в полосе сигнала Δf_0 и в полосе доплеровских частот $\Delta F_{\text{дmax}}$ определяется формулами (4.73) и (4.75). Если помеха – гармоническое колебание или узкополосный квазигармонический случайный процесс, полоса которого не выходит за пределы полосы фильтра доплеровской селекции, то $\rho_y \approx q_{\text{вх}}$ и помеха подавляет канал дальности, но имитирует цель по каналу скорости.

Пример 7. Пусть узкополосная помеха на входе РЭС, использующего сложный сигнал, является гармоническим колебанием с длительностью T_0 , равной длительности сигнала. Отношение сигнал/помеха на входе $q_{\text{вх}} = \sigma_c^2 / \sigma_{\text{п}}^2$.

Если предположить, что $\frac{1}{T_0} \ll \Delta f_0$, то к моменту оптимального съема по окончании сигнала переходный процесс обработки помехи будет установившимся, т. е. $\frac{1}{2} \overline{|w_{\text{п}}(t)|^2} = k^2 \sigma_{\text{пвх}}^2$, где k – коэффициент пропорциональности. Мощность сигнала равна $\frac{1}{2} \overline{|w_c(t)|^2} = k^2 \sigma_c^2 T_0^2 = k^2 \sigma_c^2 B$, где $B = \Delta f_0 T_0$ – база сигнала. Поэтому

$$\rho = q_{\text{вх}} B. \quad (4.76)$$

Следовательно, при одинаковом $q_{\text{вх}}$ прицельная шумовая помеха и гармоническое колебание по мощности эквивалентны. Однако, как будет показано далее, по эффективности воздействия на РЭС гармоническая помеха уступает шумовой.

Пример 8. На входе согласованного фильтра приемника РЭС действует аддитивная смесь непрерывного полезного сигнала и импульсной помехи. Импульсы – простые (без внутриимпульсной модуляции по частоте или фазе) длительностью $\tau_{\text{и}}$ и с периодом их следования $T_{\text{п}}$. Отношение мощностей сигнала σ_c^2 к помехе $\sigma_{\text{п}}^2$ на входе равно $q_{\text{вх}} = \sigma_c^2 / \sigma_{\text{п}}^2$. Необходимо определить отношение сигнал/помеха на выходе согласованного фильтра.

Средняя за период мощность помехи равна $\overline{\sigma_{\text{п}}^2} = \sigma_{\text{п}}^2 \tau_{\text{и}} / T_{\text{п}}$, спектральная плотность энергетически эквивалентного белого шума $N_{\text{оп}} = \overline{\sigma_{\text{п}}^2} / \Delta f_0$, где Δf_0 – ширина спектра сигнала, значение $N_{\text{оп}}$ еще называют спектральной плотностью внутрипериодной структуры помехи. Тогда значение мощности помехового отклика согласованного фильтра будет равно

$$\frac{1}{2} \overline{|w_{\text{п}}(t)|^2} = k^2 N_{\text{оп}} T_0 = k^2 \frac{\sigma_{\text{п}}^2 \tau_{\text{и}}}{\Delta f_0 T_{\text{п}}} T_0. \quad (4.77)$$

Таким образом,

$$\rho = \frac{\sigma_c^2 T_{\text{п}} \Delta f_0 T_0 \tau_{\text{и}}}{\sigma_{\text{п}}^2 \tau_{\text{и}} T_0} T_0 = q_{\text{вх}} B \frac{T_{\text{п}}}{\tau_{\text{и}}} = q_{\text{вх}} \chi_{\text{р}}. \quad (4.78)$$

Обратим внимание, что при $\Delta f_{\text{п}} \leq \Delta f_0$ и $\tau_{\text{и}} \leq T_0$ внутриимпульсная структура помехи не сказывается на содержании формулы преобразования согласованным фильтром отношения мощностей сигнал/помеха (4.77). Эта формула показывает слабую восприимчивость оптимального приемника к импульсной помехе по сравнению с протяженной при той же мощности на входе. Однако достаточно

принять $T_{\Pi} = T_0$, $\frac{1}{\tau_{\Pi}} = \Delta f_0$ и заменить σ_{Π}^2 на $\overline{\sigma_{\Pi}^2}$, как станет очевидно, что формулы преобразования отношений энергий сигнал/помеха совпадают, т. е. и гармоническая, и шумовая, и импульсная помехи энергетически эквивалентны в смысле прохождения через согласованный приемник.

4.7. Пороговые характеристики срыва поиска и обнаружения сигналов на фоне маскирующих помех

Под срывом поиска сигнала понимается событие превышения времени его поиска заданного порога $\overline{T}_{\text{пс}} > \overline{T}_{\text{пс пор}}$. Время поиска затягивается на время, пропорциональное среднему числу ложных тревог в условиях маскирующих помех и кратности имитирующей (сигналоподобной) помехи. Время задержки в ячейке, в которой оказался помеховый выброс, тем больше, чем выше подобие помехи и полезного сигнала. Кроме этого, в условиях интенсивных помех резко снижается качество целеуказания и тем самым увеличивается число просматриваемых ячеек – элементов разрешения.

Падение вероятностей правильного обнаружения-распознавания сигнала вынуждает повторять циклы поиска. Попытки обнаружить и распознать сигнал на каждом проходе можно считать независимыми случайными событиями.

Таким образом, знание порогового времени поиска полезного сигнала позволяет по представленным математическим моделям выйти на характер помеховых воздействий и выбор их параметров на этапе организации радиоэлектронного подавления. И наоборот, эти же модели позволяют предъявить требования к показателям качества поиска, обнаружения, распознавания и захвата при организации защиты от помех.

Как уже указывалось, характеристики обнаружения сигналов на фоне помех определяются статистикой тех и других и содержанием обработки. С несущественными вариациями схема на рис. 4.31 приемлема для описания обнаружения в любых РЭС.

Классическая формулировка задачи выделения и обнаружения выглядит как проверка сложной гипотезы против простой альтернативы, выдвигаемой относительно наблюдаемых реализаций радиоволн на входе антенны:

$$\begin{aligned} A_c: \vec{f}(t) &= \overline{m_c}(t, \lambda) + \vec{n}(t), \\ A_0: \vec{f}(t) &= \vec{n}(t). \end{aligned} \quad (4.79)$$

Поэтому задача выделения и обнаружения сигнала $\overline{m_c}(t, \lambda)$ на фоне помехи всегда решается совместно с приближенным («грубым») измерением. Ошибка измерения – равновероятная в пределах одного элемента разрешения по этому параметру.

Проблема вычисления вероятностей правильного обнаружения и ложных тревог состоит в определении плотности вероятности величины $Z(T_H)$. Поэтому часто применяют приближенные решения. Рассмотрим некоторые из них.

Обнаружение известного сигнала. На вход приемника подана сумма сигнала и шума:

$$f(t) = m_c(t, \lambda) + n(t).$$

Преобразование поля $\overline{f(t)}$ в реализацию $f(t)$ на выходе антенны считается заданным. Сигнал представляется в следующем виде:

$$\overline{m_c(t, \lambda)} = E_c U(t, \lambda) \exp(i, \omega_0 t), \quad (4.80)$$

где $U(t, \lambda)$ – комплексная огибающая, известная функция времени, в которой закодирован параметр, незначительно меняющийся за время T_H .

В отличие от других вариантов здесь (см. рис. 4.31) решающей статистикой является $S(T_H)$ – значение отклика линейной части приемника в момент принятия решения. Предполагается, что она всегда распределена по гауссовскому закону.

Значение $S(T_H)$ является результатом определения логарифма отношения правдоподобия при наличии сигнала и сводится к вычислению интеграла

$$S(T_H) = \frac{1}{N_{оп}} \int_0^{T_H} f(t) U(t, \lambda) dt. \quad (4.81)$$

Интеграл (4.81) является мерой взаимной корреляции входного напряжения $f(t)$ и комплексной огибающей сигнала $U(t, \lambda)$ и называется корреляционным интегралом.

Решающее правило имеет вид

$$S(T_H) = \underset{A_c^*}{>} Z' \text{ или } S(T_H) = \underset{A_c^*}{<} Z', \quad (4.82)$$

где Z' – пороговый уровень.

Пороговые отношения сигнал/помеха $\rho_{\Pi} = \overline{|S_c(t)|^2} / \overline{|S_{\Pi}(t)|^2}$ определяются пороговыми значениями вероятностей правильного обнаружения D_{Π} и ложных тревог F_{Π} . Эти значения в свою очередь задаются пороговым уровнем эффективности подавляемого РЭС. Значения вероятностей D_{Π} и F_{Π} рассчитываются по следующим формулам:

$$D_{\Pi} = \int_{Z'}^{\infty} P[S(T_H), \rho_{\Pi}/A_c] dS, \quad F_{\Pi} = \int_{Z'}^{\infty} P[S(T_H) / A_c] dS, \quad (4.83)$$

где $P[S]$ – плотность вероятности случайных $S(T_H)$ при гипотезе A_c (или альтернативе A_0).

Порог Z' определяется по заданной вероятности ложных тревог Z' :

$$F_{\Pi} = 1 - \Phi(Z' / \sqrt{\rho_{\Pi}}) \quad (4.84)$$

и дает вероятность правильного обнаружения:

$$D_{\Pi} = 1 - \Phi \left\{ (-Z'/\sqrt{\rho_{\Pi}}) - \sqrt{\rho_{\Pi}} \right\}. \quad (4.85)$$

Если $D_{\Pi} \geq 0,9$ и $F_{\Pi} \leq 0,1$, то допустимо приближенное представление:

$$\Phi(x) \approx 1 / \sqrt{2\pi} e^{-\frac{x^2}{2}}. \quad (4.86)$$

Тогда, объединяя (4.84), (4.85) и (4.86) в систему и решая ее, получаем

$$\rho_{\Pi} \approx \left(\sqrt{\ln(1/F_{\Pi})} - 1,4 + \sqrt{\ln[(1/D_{\Pi})] - 1,4} \right)^2. \quad (4.87)$$

Рассмотренная модель обнаружения известного сигнала для прогноза пороговых значений ρ_{Π} приемлема как наихудший для радиоподавляющей стороны вариант условий полного отсутствия разведанных типов, подавляемых РЭС. Отметим, что общий характер этой модели отображают также решающие блоки, работающие на видео- и низких частотах, например, после выходного фильтра. Особенности последних лишь в том, что эталонный сигнал $S(t)$ – действительная функция. Такие модели подходят для описания решающих блоков по разовым зашифрованным сообщениям в радиосвязи и управлении.

В реальных условиях радиоприема детерминированные сигналы, как правило, не встречаются. Поэтому приведенные результаты следует рассматривать как теоретический верхний предел (потенциальные возможности) для характеристик обнаружения. На практике используются радиосигналы, содержащие помимо информационного параметра λ другие неизвестные параметры. При этом обнаружение сигнала, как и в разведке, часто осуществляется многоканальным приемником, совокупность каналов которого охватывает допустимый интервал изменения неизвестных параметров. В подобных случаях при задании вероятности ложной тревоги необходимо учитывать число каналов и вид сигнала.

Обнаружение радиосигнала со случайной начальной фазой. Пусть $m_c(t, \lambda)$ представляет собой радиосигнал следующего вида с неизвестной амплитудой E_c и случайной фазой φ , распределенной равномерно в интервале $[-\pi, \pi]$:

$$m_c(t, \lambda) = E_c f(t - \tau) \cos[w_0 t + \varphi(t - \tau) - \varphi], \quad t_0 < t \leq t_0 + T_H. \quad (4.88)$$

Здесь $f(t - \tau)$ и $\varphi(t - \tau)$ – модулирующие по амплитуде, фазе и частоте функции. В частности, для непрерывного сигнала РЛС на интервале обнаружения можно принять $f(t - \tau) = \text{const}$. Тогда

$$\psi(t - \tau) = \int_{t_0}^t \Omega_{\text{дс}} dt + \psi_M(t - t_0) \quad (4.89)$$

где $\psi_M(t - t_0)$ – закон кодофазовой модуляции;

$\Omega_{\text{дс}}$ – доплеровский сдвиг частоты.

Структурная схема оптимального приема включает в себя согласованную фильтровую либо корреляционную, либо корреляционно-фильтровую обработку

на всем интервале T_n , детектор, пороговое устройство и синхронизатор, управляющий началом и окончанием интервала T_n . По значению $Z(T_n)$ принимается решение о наличии сигнала.

В соответствии с критерием Неймана – Пирсона по заданной вероятности ложной тревоги F определяется пороговый уровень Z'_0 , а затем вычисляется вероятность правильного обнаружения D . Плотность вероятности огибающей суммы нормального квазигармонического шума и квазирегулярного колебания распределена по закону Рэлея – Райса.

При многократном повышении временного интервала когерентной обработки плотность вероятности отклика $Z(t)$ приближается к гауссовской, и представление $W(Z/A_0)$ и $W(Z/A_c)$ в виде быстросходящегося ряда становится состоятельным и при $D > 0,9$ и $F < 0,1$:

$$q_{L\Pi}(D, F) \approx \sqrt{L_n} \left[\sqrt{2 \ln m + 2 \ln \frac{1}{F} - 1,8} + \sqrt{2 \ln \frac{1}{1-D} - 2,8} \right]. \quad (4.90)$$

Здесь F – вероятность ложных тревог при обнаружении в одном элементе разрешения; m – число обозреваемых элементов разрешения (элементарных ячеек поиска сигнала) РЭС, $L_n \gg 1$, $F_\Sigma = m F$.

Обнаружение флуктуирующего сигнала. Если принимаемый сигнал по множеству интервалов T_n характеризуется случайными изменениями не только фазы, но и амплитуды, то имеет место значительное повышение порогового отношения сигнал/помеха, т. е. повышается восприимчивость РЭС к помехе. Это типичная ситуация в радиолокации, ионосферной радиосвязи, в сетях сотовой радиосвязи, в условиях энергичного противодействия радиолокационной разведке наземных объектов.

Если сигнал полагать медленно флуктуирующим, то плотность вероятности $P[S(T_n)/A_c]$ остается гауссовской.

Пороговое отношение сигнал/помеха равно

$$\rho_{\Pi}(D, F) = \frac{\ln m / F_\Sigma}{\ln 1/D} - 1, \quad (4.91)$$

где $\rho_{\Pi}(D, F) = \frac{\sigma_c^2 T_n}{N_{оп}}$.

Если обнаруживается пачка L когерентно накапливаемых сигналов, то применяется эта же формула, но

$$\rho_{L\Pi}(D, F) = \frac{\sigma_c^2 T_0}{N_{оп}} L. \quad (4.92)$$

Если вместо когерентного вынуждены использовать некогерентный накопитель сигналов, то справедлива формула

$$q_{L\Pi}(D, F) = L_n \frac{\sigma_c^2 T_0}{N_{оп}} \approx \frac{1}{(1-D)} \sqrt{L_n} \sqrt{2 \ln \frac{m}{F_\Sigma} - 2,8}. \quad (4.93)$$

В целом некогерентное накопление последовательности L_H медленно (дружно) флуктуирующих сигналов дает с ростом L_H все большее значение отношения $k_{q\rho} = q_{LH}(D, F) / \rho_{LH}(D, F)$, примерно пропорциональное $\sqrt[8]{L_H}$.

Для некогерентного накопления пачки сигналов часто используют двоичное по уровню квантование сигналов после амплитудного детектора и цифровое накопление отсчетов:

$$S_z(L, T_H) = \sum_{i=1}^{L_H} x_i \eta_i, \quad (4.94)$$

$$\text{где } x_i = \begin{cases} 1, & \text{при } z(T_0) \geq Z' \\ 0, & \text{при } z(T_0) < Z' \end{cases}, \quad (4.95)$$

η_i – весовой коэффициент, который зависит от вероятностей срабатывания квантователя при наличии D_i и при отсутствии F_i сигнала и определяется по формуле

$$\eta_i = \ln \frac{D_i(1 - F_i)}{F_i(1 - D_i)}. \quad (4.96)$$

Расчет качественных характеристик обнаружения пачки двоично-квантованных сигналов производится при следующих допущениях:

1. Пачка имеет прямоугольную форму (вероятность появления x_i единиц на всех позициях пачки одинакова).

2. Вся пачка находится в пределах строба фиксированных размеров. Размер строба по дальности (по времени прихода каждого сигнала) соответствует интервалу временной дискретизации, а размеры строба по азимуту и углу места равны размерам сечений диаграммы направленности приемной антенны РЭС.

При принятых допущениях поставленная задача решается на основе теоремы о повторении опытов [2].

Вероятность ложного обнаружения, т. е. вероятность получить не менее K_0 единиц при отсутствии сигнала (в области помехи), может быть определена по формуле вероятности перепутывания.

Установлено, что оптимальный порог $K_0 = 1,5\sqrt{L_H}$.

Таким образом, для расчета порогового q_{LH} при цифровом накоплении необходимо решить обратную задачу: в соответствии с пороговой эффективностью РЭС задать значения F и D , затем подобрать соответствующие им значения D_i и F_i и только затем выйти на определение порогового $q_{LH} = q_i L_H$ при заданном L_H . Расчет упрощается, если знать потери при дискретном накоплении [1] относительно когерентного накопления (рис. 4.33).

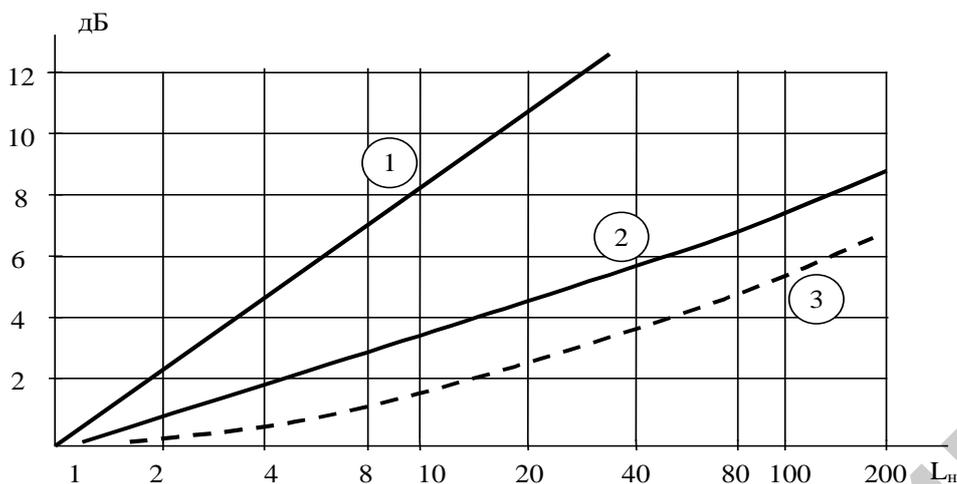


Рис. 4.33. Потери в пороговом отношении сигнал/помеха относительно когерентного накопления при $D = 0,5$, $F = 10^{-6}$

На рис. 4.33 введены следующие обозначения:

- 1) дискретное накопление $K_0 = 1$;
 - 2) дискретное накопление $K_0 = K_{opt}$;
 - 3) аналоговое накопление;
- дБ – потери; L_n – число импульсов.

При использовании критерия « K_0 из L_n » и заданном K_0 имеют место дополнительные потери (1,5...2 дБ).

Приблизительно дополнительные потери при квазиоптимальном дискретном накоплении можно оценить следующим путем. Вводится отношение $\rho_c = L_n / K_0$ и затем по графику на рис. 4.33 для $K_0 = 1$ учитываются потери, имеющие место при алгоритме обработки «1 из ρ_c ».

Иные результаты имеют место при обнаружении пачки независимо флуктуирующих сигналов на фоне широкополосной помехи. При этом каждый одиночный сигнал фильтровым либо корреляционным способом обрабатывается оптимально, далее последовательность независимых между собой отсчетов $w_i(T_0)$ детектируется и последовательность независимых $z(t_i)$ суммируется согласно алгоритму (4.94). Дискретное накопление уступает некогерентному на 1,5...2 дБ, зато дает значительно меньшее значение $q_{LH}(D, F)$, чем при накоплении дружно флуктуирующих пачек.

При организации радиоподавления канала поиска и обнаружения характер оптимальной обработки сигналов в подавляемом РЭС можно прогнозировать на основе разведки обобщенных ГТХ и самих излучений РЭС. Отсюда следуют пороговые отношения сигнал/помеха (или помеха/сигнал). Однако даже при известных интервале накопления и мощности сигнала пороговые $K_n(q(D, F))$ имеют большой разброс в зависимости от наблюдаемой статистики сигнала и характера накопления. Неточный прогноз и нехватка разведанных должны компенсиро-

ваться тем большим превышением помехи над сигналом, чем больше объем дефицита. Разброс значений K_D может достигнуть нескольких порядков для современных многофункциональных и многорежимных РЭС.

Все приведенные оценки пороговых отношений сигнал/помеха (помеха/сигнал) касаются любых маскирующих помех, представляемых эквивалентным белым шумом на входе приемника. По имитирующим помехам такие оценки в основном также состоятельны, но с некоторыми добавками, вытекающими из пороговых характеристик распознавания сигналов.

4.8. Пороговые характеристики срыва распознавания сигналов

Задача распознавания сигналов в радиолокации, радиоуправлении и радиосвязи математически формулируется как проверка M -альтернативных гипотез, выдвигаемых относительно наблюдаемой на интервале T_c пространственно-временной реализации электромагнитного поля $f(t)$:

$$\begin{aligned}
 A_1 : \overrightarrow{f(t)} &= \overrightarrow{m_1(t, \alpha)} + \overrightarrow{n(t)}, \\
 &\dots\dots\dots \\
 A_k : \overrightarrow{f(t)} &= \overrightarrow{m_k(t, \alpha)} + \overrightarrow{n(t)}, \\
 &\dots\dots\dots \\
 A_M : \overrightarrow{f(t)} &= \overrightarrow{m_M(t, \alpha)} + \overrightarrow{n(t)}.
 \end{aligned} \tag{4.97}$$

В радиолокации под $m_k(t, \alpha)$ понимается реализация поля отраженных от цели k -го класса сигналов или сигналоподобных помех. В радиоуправлении и радиосвязи под $m_k(t, \alpha)$ понимается в первую очередь реализация поля сигналов, в которых закодирована информация об одиночных символах передаваемого сообщения. В отличие от распознавания сигналов в РРТР, здесь рассматриваются сигналы (в том числе и имитирующие помехи) с известными комплексными законами модуляции. Число неизвестных параметров и размеры областей их априорных распределений значительно меньше, чем в РРТР. Поэтому оптимальное распознавание сводится к M -канальному обнаружителю. Пространственная, поляризация и временная обработка в каждом канале системы согласована со своим типом сигнала и классом цели. Решение о принятии k -й альтернативы принимается по критерию максимума отношения правдоподобия согласно правилу:

$$Z_k(T_c) \underset{A_1^*}{\overset{A_k^*}{>}} Z_1(T_c), \quad k, 1=1 \dots M, \quad k \neq 1, \tag{4.98}$$

где $Z_k(T_c)$ – решающие статистики – выходные величины каналов обработки.

Аргумент T_c в дальнейшем опускается. Упростив записи заменой $Z_k(T_c) = Z_k$, можно рассматривать случай различения двухальтернативных гипотез, т. е. $M = 2$. Тогда качество функционирования системы распознавания характеризуется пороговой матрицей вероятностей правильных и ложных решений, которая имеет вид

$$P = \begin{vmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{vmatrix}. \quad (4.99)$$

Здесь обозначены следующие вероятности:

$$\begin{aligned} p_{11} &= P(Z_1 > Z_2 / A_1) = P(A_1^* / A_1), & p_{12} &= P(Z_1 > Z_2 / A_2) = P(A_1^* / A_2), \\ p_{21} &= P(Z_1 < Z_2 / A_1) = P(A_2^* / A_1), & p_{22} &= P(Z_1 < Z_2 / A_2) = P(A_2^* / A_2). \end{aligned} \quad (4.100)$$

Сумма вероятностей событий в каждом столбце равна единице. Полная вероятность ошибочных решений равна

$$P_\varepsilon = P(A_1)P(A_2^* / A_1) + P(A_2)P(A_1^* / A_2), \quad (4.101)$$

где $P(A_1), P(A_2)$ – априорные вероятности альтернатив.

Следуя логике решающего правила, имеем

$$P(A_2^* / A_1) = P(Z_2 > Z_1 / A_1) = \int_0^\infty dZ_2 \int_0^{Z_2} W(Z_1, Z_2 / A_1) dZ_1, \quad (4.102)$$

$$P(A_1^* / A_2) = P(Z_1 > Z_2 / A_2) = \int_0^\infty dZ_1 \int_0^{Z_1} W(Z_1, Z_2 / A_2) dZ_2, \quad (4.102a)$$

где $W(Z_1, Z_2)$ – двумерная плотность вероятности случайных Z_1 и Z_2 при условии наблюдения первого и второго сигналов.

Таким образом, задача аналитической оценки разрешена лишь для такой системы случайных (Z_1, Z_2) , для которой удастся определить условную двумерную плотность вероятности. В остальных случаях эту задачу лучше решать с помощью имитационной модели.

С целью выяснения основных свойств, носящих общий характер в теории распознавания, приведем результаты аналитического исследования двух обобщенных задач распознавания.

Задача 1. Коэффициент взаимной корреляции детерминированных комплексных огибающих распознаваемых сигналов задан равным

$$\rho_c = \frac{1}{\mathcal{E}_c} \int_0^{T_c} m_1(t, \alpha) m_2(t, \alpha) dt \neq 0,$$

где \mathcal{E}_c – энергия сигналов ($\mathcal{E}_c = \int_0^{T_c} |m_1(t, \alpha)|^2 dt = \int_0^{T_c} |m_2(t, \alpha)|^2 dt$).

Пусть первый сигнал несет полезную информацию, а второй – имитирующая (сигналоподобная) помеха. Пусть также решающие статистики при наличии

гауссовского фона $n(t)$ имеют нормальное распределение. Оптимальное выделение сигнала в каждом канале обработки системы распознавания декоррелирует мешающий фон в пространстве и во времени. В результате фон может быть представлен эквивалентным приведенным к входу приемника белым шумом со спектральной плотностью $N_{оп}$. Тогда получаем

$$P_\varepsilon = 1 - \Phi(\sqrt{q(1 - \rho_c)}). \quad (4.103)$$

где q – отношение сигнал/помеха с учетом оптимального выделения сигнала (и сигналподобной помехи) на фоне маскирующих помех ($q = \mathcal{E}_c/N_{оп}$).

Анализ формулы (4.103) позволяет сформулировать следующие выводы:

1. Распознавание сигналов будет сорвано и вероятность ошибок станет выше пороговой, если отношение сигнал/помеха падает до нуля, а коэффициент взаимной корреляции стремится к единице (сигналы ничем не отличаются). Коэффициент взаимной корреляции характеризует количественную меру подобия распознаваемых сигналов, а произведение $q(1 - \rho_c)$ – отношение меры их различий к спектральной плотности мощности помехового фона. В теории распознавания, это аналог расстояния между объектами разных классов в пространстве признаков, нормированного по отношению к мощности фона. Если $0 < \rho_c < 1$, то всегда при заданном P_ε пороговое q при распознавании больше, чем аналогичное q при обнаружении сигналов. Следовательно, срыв распознавания наступает при больших отношениях сигнал/помеха, чем срыв обнаружения. Это превышение тем значительнее, чем более подобны распознаваемые сигналы.

2. Пусть $-1 < \rho_c < 0$. При $\rho_c = -1$ сигналы противоположные, нормированная мера их различий максимальная, а пороговое значение q минимальное. Если этим свойством обладает имитирующая помеха, то она приносит противоположный эффект: вероятность правильного распознавания не падает, а возрастает. Такими свойствами в условиях радиоэлектронной борьбы стремится наделить сигналы защищающаяся (распознающая) сторона.

Задача 2. Рассмотрим задачу распознавания на фоне аддитивной нормальной помехи M квазидетерминированных узкополосных сигналов:

$$m_k(t) = E_k(t) \exp[i(\omega_k t - \psi_k(t) + \varphi_k)], \quad k = 1 \dots M \quad (4.104)$$

при условии, что $E_k(t)$ и $\psi_k(t)$ известны точно, а начальные фазы φ_k случайные, независимые и распределены равномерно на интервале $(-\pi, \pi)$.

Оптимальная система распознавания может быть представлена набором M оптимальных каналов приема, отклики которых детектируются и поступают далее на схему сравнения, выделяющую наибольшее из M значений огибающих (рис. 4.34).

Комплексные огибающие (или несущие частоты) сигналов $m_k(t)$ и $m_l(t)$ подобраны так, что выполняются условия ортогональности при $k \neq l$:

$$\int_0^{T_c} m_k(t) m_l(t) dt = 0, \quad (4.105)$$

$$\int_0^{T_c} m_k^*(t) m_l(t) dt = 0.$$

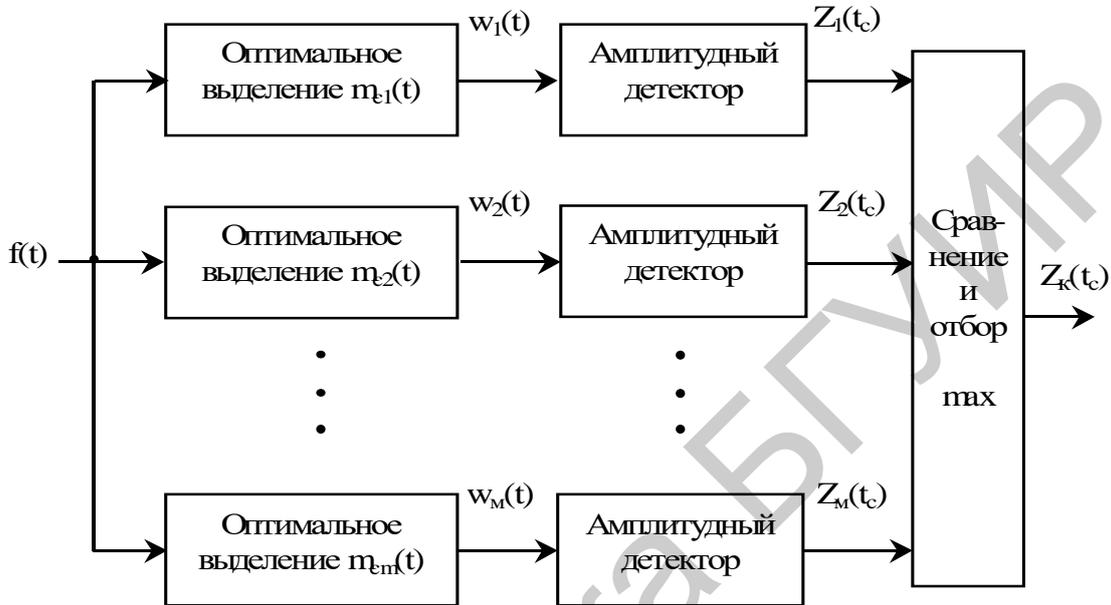


Рис. 4.34. Система распознавания некогерентных сигналов

Тогда значения $Z_k(T_c)$ и $Z_l(T_c)$ для всех $K \neq l$ оказываются статистически независимыми и многомерная плотность вероятностей $W(Z_1, \dots, Z_M)$ становится равной произведению одномерных $W(Z_1), W(Z_2), \dots, W(Z_M)$. Когда детектор линейный, то распределение случайной величины Z_k подчиняется рэлеевскому закону с параметром $q_T = \mathcal{E}/N_{оп}$, если гипотеза A_k (присутствует сигнал $m_k(t)$) не верна, и обобщенному рэлеевскому распределению, если гипотеза A_k верна. Вероятность $P(A_l^* / A_k)$ перепутывания K -го сигнала с единичным, т. е. принятия решения о присутствии $m_l(t)$, когда в действительности присутствует сигнал $m_k(t)$, для всех K и l ($K \neq l$) равна

$$P(A_l^* / A_k) = P(Z_l > Z_k / A_k) = 0,5 \exp(-q/4). \quad (4.106)$$

Полная вероятность ошибки, т. е. вероятность назвать любую l -ю помеху, когда в действительности присутствует K -й сигнал ($l \neq K$), находим, используя правило сложения для совместных событий:

$$P_\varepsilon = 1 - [1 - 0,5 \exp(-q/4)]^{M-1}. \quad (4.107)$$

Отсюда получаем

$$q = -4 \ln 2 \left(1 - \exp \frac{\ln(1 - P_\varepsilon)}{M - 1} \right). \quad (4.108)$$

Если единичный и K -й сигналы неортогональны [7], то

$$P_e = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{2q} \sin \pi / 2M\right), \quad (4.109)$$

где $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$, $\operatorname{erf}(x) = 2\Phi(\sqrt{2}x) - 1$.

Таким образом, зная число каналов приема (число классов сигналов и сигналоподобных помех) подавляемой системы распознавания и пороговый уровень вероятности ошибочных решений, можно рассчитать требуемый пороговый коэффициент подавления (пороговое отношение помеха/сигнал). Чем на большее число распознаваемых классов рассчитана система распознавания, тем энергетически проще ее подавить.

Рассмотрим примеры расчета пороговых характеристик различения (распознавания) сигналов в радиотелеграфии. На этих примерах хорошо иллюстрируются рассмотренные выше закономерности проверки двухальтернативных гипотез в условиях помех.

Пусть сигнал на входе приемника имеет вид

$$f(t) = \lambda S_1(t) + (1 - \lambda)S_2(t) + n(t), \quad (4.110)$$

где λ – случайная величина, принимающая значения 1 и 0 с вероятностями p_1 и p_2 соответственно, причем $p_1 + p_2 = 1$;

$S_1(t)$ и $S_2(t)$ – полезные сигналы – элементарные сообщения (символы принимаемой информации);

$n(t)$ – стационарный гауссовский шум – приведенная ко входу приемника маскирующая помеха.

Если $S_1(t)$ и $S_2(t)$ – детерминированные функции (ФМ и ОФМ), то применяется алгоритм когерентного приема символа информации, который имеет вид

$$Z_1(t) = \int_0^{T_c} f(t)S_1(t)dt, \quad Z_2(t) = \int_0^{T_c} f(t)S_2(t)dt. \quad (4.111)$$

Величины $Z_1(t)$ и $Z_2(t)$ распределены по нормальному закону, поэтому суммарная вероятность ошибочных решений выражается формулой (4.103). Коэффициент взаимной корреляции $\rho_c = -1$ соответствует приему противоположных (ортогональных) ФМ-сигналов:

$$S_1(t) = E_0 \cos \omega_0 t, \quad S_2(t) = E_0 \cos(\omega_0 t + \pi). \quad (4.112)$$

В системах с относительной фазовой модуляцией (ОФМ) при передаче сообщения 0 или 1 принимается:

$$S_1(t) = \begin{cases} E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_1), & 0 \leq t \leq T_c, \\ E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_2), & T_c \leq t \leq 2T_c, \end{cases} \quad \Delta\varphi_c = \varphi_1 - \varphi_2 = 0, \quad (4.113)$$

$$S_2(t) = \begin{cases} E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_1), & 2T_c \leq t \leq 3T_c, \\ E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_2), & 3T_c \leq t \leq 4T_c, \end{cases} \quad \Delta\varphi_c = \varphi_1 - \varphi_2 = \pi.$$

При когерентной обработке ОФМ-сигналов определяется разность начальных фаз пар принятых сигналов, а затем на основе сравнения этих разностей при-

нимаются решения о переданных информационных символах. Ошибочная регистрация будет происходить в одном из двух возможных случаев: а) ошибочно оценена разность начальных фаз первой пары сигналов; б) вторая оценка выполнена ошибочно, а первая – верно. Вероятность каждого из этих несовместимых событий равна $P_{\epsilon_{\text{фм}}}(1 - P_{\epsilon_{\text{фм}}})$, где $1 - P_{\epsilon_{\text{фм}}}$ – вероятность ошибочного приема ФМ-сигналов. Искомая вероятность ошибочного приема ОФМ-сигналов определяется по формуле

$$P_{\epsilon_{\text{фм}}} = 2P_{\epsilon_{\text{фм}}}(1 - P_{\epsilon_{\text{фм}}}) = 2[1 - \Phi(\sqrt{2q})]. \quad (4.114)$$

Если использовать аппроксимацию интеграла вероятности

$$\Phi(x) \approx \Phi_a(x) = 1 - a^{-b(c+x)^2}, \quad (4.115)$$

где $a = 0,65$; $b = 0,443$; $c = 0,75$, то пороговое отношение сигнал/помеха можно выразить через заданную $P_{\epsilon_{\text{офм}}}$:

$$q_{\text{п}} \approx \frac{1}{2b} \ln \frac{2a}{P_{\epsilon_{\text{офм}}}} - c. \quad (4.116)$$

В частотной телеграфии используются следующие сигналы:

$$\begin{aligned} S_1(t) &= E_0 \cos(\omega_{c1}t - \varphi_1), \\ S_2(t) &= E_0 \cos(\omega_{c2}t - \varphi_1), \quad 0 \leq t \leq T_c. \end{aligned} \quad (4.117)$$

При $\varphi_1 = \varphi_2$ коэффициент взаимной корреляции между этими сигналами равен

$$\rho_c = \frac{\sin[(\omega_{c2} - \omega_{c1})T_c]}{(\omega_{c2} - \omega_{c1})T_c}. \quad (4.118)$$

При выполнении условия $(\omega_{c2} - \omega_{c1})T_c = K\pi$ ($K = 1, 2, \dots$, $\rho_c = 0$) сигналы оказываются ортогональными.

Заметим, что минимальное значение коэффициента взаимной корреляции между частотно-манипулированными сигналами равно $-1/1,5\pi$. Оно достигается когда $(\omega_{c2} - \omega_{c1})T_c = 1,5\pi$. При этом вероятность ошибок равна

$$P_{\epsilon_{\text{чт}}} \approx 1 - \Phi(\sqrt{1,21q}). \quad (4.119)$$

Выражая пороговое отношение сигнал/помеха q через заданное $P_{\epsilon_{\text{чт}}}$, получаем

$$q \approx \frac{1}{1,21b} \ln \frac{a}{P_{\epsilon_{\text{чт}}}} - c. \quad (4.120)$$

В амплитудной телеграфии с пассивной паузой применяются следующие сигналы:

$$S_1(t) = E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad S_2(t) = 0, \quad 0 \leq t \leq T_c. \quad (4.121)$$

В рассматриваемом случае алгоритм различения сигналов принимает вид

$$Z(T_c) = \int_0^{T_c} f(t)S_1(t)dt \geq \frac{\Theta_c}{2} = Z'. \quad (4.122)$$

Плотности вероятности $W(Z/S_1)$ и $W(Z/S_2)$ описываются гауссовским законом со следующими параметрами (рис. 4.35):

$$\bar{Z} = \Theta_c, \quad \sigma_z^2 = \frac{\Theta_c N_{\text{оп}}}{2} \quad \text{и} \quad \bar{Z} = 0, \quad \sigma_z^2 = \frac{\Theta_c N_{\text{оп}}}{2}.$$

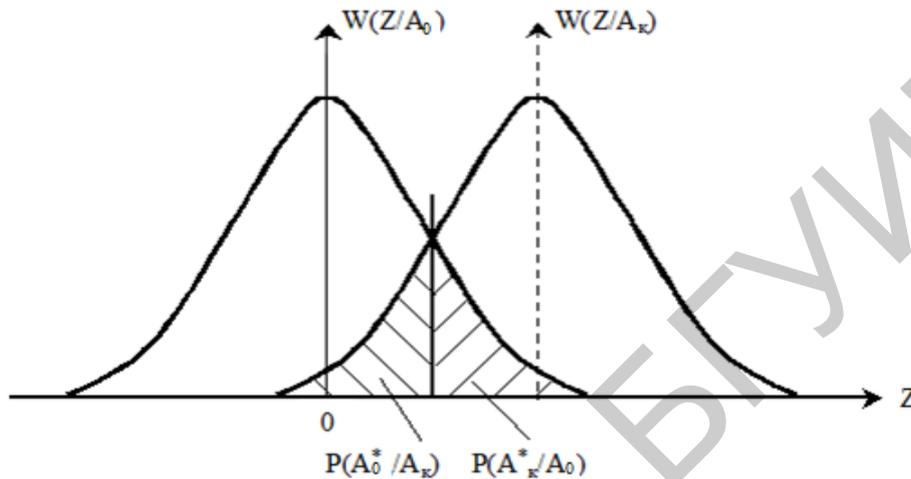


Рис. 4.35. Плотности вероятности отклика оптимального приемника в системах с пассивной паузой

При равных априорных вероятностях $P(A_1) = P(A_2) = 1/2$ средняя вероятность ошибки равна

$$P_{\epsilon_{\text{ам}}} = \frac{1}{2} \left[\int_{-\infty}^{Z'} W(Z/A_{c1}) dZ + \int_{Z'}^{\infty} W(Z/A_{c2}) dZ \right]. \quad (4.123)$$

Учитывая линейность функции (4.122), находим:

$$P_{\epsilon_{\text{ам}}} = 1 - \Phi(\sqrt{q}/2). \quad (4.124)$$

Отсюда

$$q = \frac{2}{b} \ln \frac{a}{P_{\epsilon_{\text{ам}}}} - c. \quad (4.125)$$

Если сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ некогерентные, то двухальтернативный вариант схемы на рис. 4.34 дает вероятности ошибок в распознавании:

- для ОФМ-телеграфии:

$$P_{\epsilon_{\text{офм}}} \approx 1/2 \exp(-q), \quad q \approx -\ln 2P_{\epsilon_{\text{офм}}}; \quad (4.126)$$

- для ЧМ-телеграфии:

$$P_{\epsilon_{\text{чм}}} \approx 1/2 \exp(-q/2), \quad q \approx -2 \ln 2P_{\epsilon_{\text{чм}}}; \quad (4.127)$$

- для АМ-телеграфии с пассивной паузой:

$$P_{\epsilon_{\text{ам}}} \approx 1/2 \exp(-q/4), \quad q \approx -4 \ln 2P_{\epsilon_{\text{ам}}}. \quad (4.128)$$

Таким образом, ФМ-телеграфия обеспечивает выигрыш в значении q по сравнению с другими видами модуляции. Для ее подавления необходим более высокий потенциал станции помех.

Заметим, что величина $2\mathcal{E}_c(1 - \rho_c)$ представляет собой энергетическую меру расстояния между сигналами:

$$d_{\text{эс}} = 2\mathcal{E}_c(1 - \rho_c) = \int_0^{T_c} [S_1(t) - S_2(t)]^2 dt. \quad (4.129)$$

При этом (4.103) можно записать в виде

$$P_{\text{э}} = 1 - \Phi(\sqrt{q(1 - \rho_c)}) = 1 - \Phi(\sqrt{d_{\text{эс}}^2 / 2N_{\text{оп}}}). \quad (4.130)$$

Отсюда следует, что при различении двухальтернативных гипотез вероятность ошибки зависит только от отношения энергетической меры расстояния между сигналами к спектральной плотности маскирующего фона.

Сравнив ошибки распознавания сигналов при когерентной и некогерентной обработках, обнаруживаем, что с ростом числа альтернатив различия между ними в пороговых $P_{\text{э}}$ и q исчезают. Таким образом, для расчета порогового коэффициента подавления многоальтернативных систем распознавания достаточно ограничиться формулой (4.108).

На пороговых характеристиках подавления систем распознавания в РЭС существенно сказываются замирания сигналов на трассе распространения радиоволн (на трассе ЗУР – РЛС, например, за счет факела двигателя). Одномерная плотность вероятности замираний множителя затухания по напряженности F_d равна [4]

$$W(F_d) = \frac{2F_d}{F_0^2} \exp(-F_d^2 / F_0^2), \quad F_d = F(d, f_0), \quad (4.131)$$

где $\overline{F_0^2} = F_d^2$ – среднее значение квадрата множителя затухания.

Обозначим через q_0 математическое ожидание случайной величины отношения сигнал/помеха q . Полная (средняя) вероятность ошибок в канале с медленными общими замираниями при некогерентном приеме ортогональных сигналов с активной паузой равна:

- для частотной телеграфии:

$$\overline{P_{\text{э}}} = 1/(2 + q_0); \quad (4.132)$$

- для ОФМ-телеграфии:

$$\overline{P_{\text{э}}} = 1/(2 + 2q_0).$$

Сравнивая формулы для вероятности ошибки в радиолинии с замираниями (4.132) и без замираний (4.125), видим, что для получения одинаковой вероятности ошибки, например $\overline{P_{\text{э}}} = 10^{-4}$, необходимо увеличить мощность сигнала в канале с замираниями в сотни раз, т. е. в статистическом смысле энергетически такую радиолинию подавить значительно проще.

В качестве следующего примера рассмотрим подавление приемника бинарных сигналов частотной телеграфии сигналоподобной помехой. Замирания сигнала и помехи будем считать рэлеевскими. Пусть мощность сигнала настолько велика, что шумами можно пренебречь. Отношение средней мощности сигнала к средней мощности сигналоподобной помехи обозначим $q_{сн}$.

Скорость частотной манипуляции помехи примем близкой к скорости манипуляции сигнала. Манипуляция помехи производится несинхронно с манипуляцией сигнала (рис. 4.36).

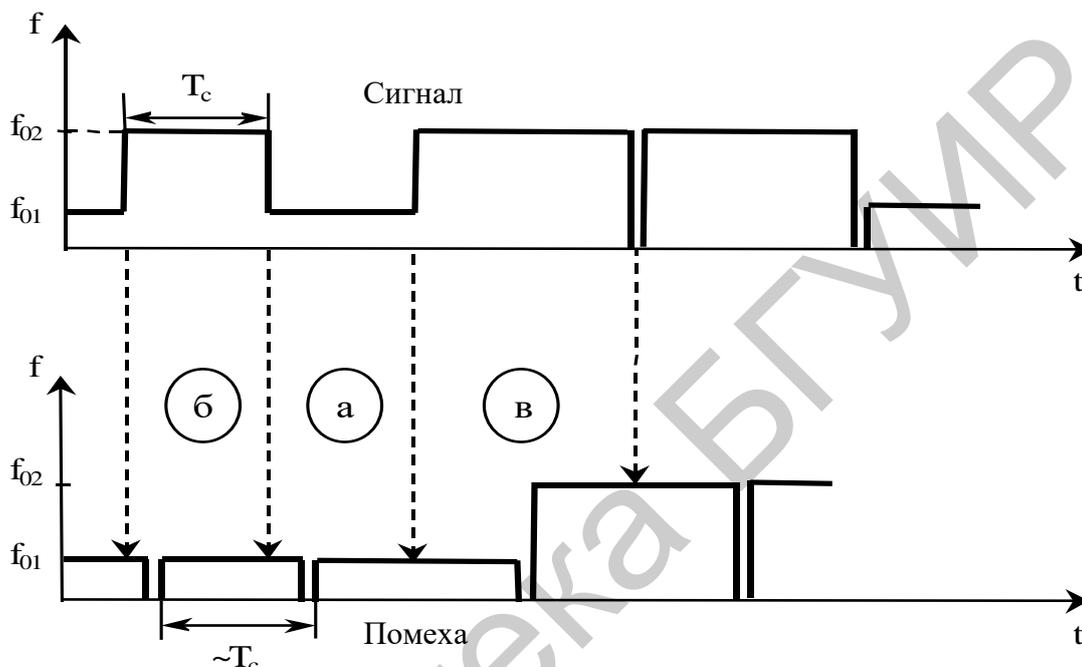


Рис. 4.36. Подавление частотной телеграфии сигналоподобной помехой (f_{01} , f_{02} – частоты сигнала и помехи; T_c – длительность одного символа сигнала)

Рассматривая совместно реализации сигнала и помехи, выделим три случая временного расположения элементов помехи в пределах протяженности одного символа передаваемой информации:

- а) оба элемента помехи соответствуют одному символу, причем тому же, который в данный момент передается полезным сигналом;
- б) оба элемента помехи соответствуют одному символу, но он не совпадает с символом, передаваемым сигналом;
- в) элементы помехи соответствуют двум разным символам.

Легко видеть, что вероятности случаев (а) и (б) одинаковы и равны $1/4$. Вероятность случая (в) равна $1/2$ (в предположении, что априорные вероятности обоих символов одинаковы).

В случае (а) помеха не создает ошибки. В случае (б) помеха создает ошибку при том условии, что ее амплитуда превысит амплитуду сигнала. Найдем вероятность такого превышения.

Обозначим амплитуды сигнала и помехи соответственно через E_c и E_n . Обе эти величины являются случайными независимыми и подчиняются закону Рэлея (см. формулу (4.131)). Тогда вероятность того, что E_n превысила E_c , равна

$$\begin{aligned} P(E_n > E_c) &= \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} W(E_c)W(E_n)dE_n dE_c = \\ &= 4 \int_0^{\infty} \frac{E_c}{E_c^2} \exp\left(-\frac{E_c^2}{E_c^2}\right) \int_0^{\infty} \frac{E_n}{E_n^2} \exp\left(-\frac{E_n^2}{E_n^2}\right) dE_n dE_c = \\ &= 2 \int_0^{\infty} \frac{E_c}{E_c^2} \exp\left(-\frac{E_c^2}{E_c^2} - \frac{E_c^2}{E_n^2}\right) dE_c = \frac{\overline{E_n^2}}{E_c^2 + E_n^2} = \frac{1}{1 + q_n}, \end{aligned} \quad (4.133)$$

где $q_n = \overline{E_c^2} / \overline{E_n^2}$.

В случае (в) ошибки могут также возникать, но их вероятность меньше, чем в случае (б). Можно избежать сложного вычисления вероятности ошибок в случае (в), если ограничиться приближенной оценкой общей вероятности ошибок. Нижнюю оценку для этой вероятности получим, предположив, что в случае (в) ошибки не возникают, а верхнюю оценку, предположив, что вероятности ошибок в случаях (б) и (в) одинаковы. Тогда для вероятности ошибки получим неравенство

$$\frac{1}{4} \frac{1}{q_n + 1} < P_\varepsilon < \frac{3}{4} \frac{1}{q_n + 1}. \quad (4.134)$$

Отсюда следует, что в условиях замирания сигналов имеет место очень высокая чувствительность качества телеграфной радиосвязи к сигналоразобной помехе. В целом слабая помеха может нарушить прием значительно более мощного (в среднем) сигнала, если в радиолинии не предусмотрена принудительная помехоустойчивая тактовая синхронизация приема каждого символа. Обратим внимание, что сам тракт синхронизации представляет собой уязвимый канал приема помех.

В линиях передачи непрерывной и дискретной информации пороговое отношение сигнал/фон на выходе оконечного фильтра и на входе решающего блока (или дешифратора) $q_{\text{вых}}$ обычно составляют величину 10...13 дБ и более для всех используемых видов модуляции. Поэтому для расчетов порогового коэффициента подавления эти оценки следует брать за основу. Удовлетворительный прием дискретного сообщения обеспечивается при $q_{\text{вых}} \geq 10$ дБ при отсутствии замирания и $q_{\text{вых}} \geq 20$ дБ при наличии замирания. Отметим, что указанным значениям $q_{\text{вых}}$ соответствует значение $q_{\text{вх}}$, меняющееся в сотни-тысячи раз в зависимости от используемых законов модуляции радиосигнала.

В импульсных и цифровых каналах передачи непрерывных и дискретных сообщений для кодирования каждого символа информации часто используются сложные канальные шумоподобные сигналы с базой $B = \Delta f_0 T_0$, где

T_0 – временная протяженность, Δf_0 – ширина спектра сигнала. Значения T_0 и Δf_0 выбираются так, чтобы отношение сигнал/помеха на выходе линейного блока всегда превышало пороговое значение $\gamma_{\text{пор}} = \frac{\Delta f_0 T_0 \sigma_c^2}{\sigma_n^2}$. Поэтому реальная максимальная пропускная способность становится равной

$$C_{\text{tm}} = \frac{1}{T_0} = \frac{\sigma_c^2 \Delta f_0}{\sigma_n^2 \gamma_{\text{пор}}}. \quad (4.135)$$

Аналогичный показатель в виде предельной пропускной способности радиолинии передачи двоичных дискретных сообщений имеет вид

$$C_{\text{пред}} = F [1 + (1 - P_\varepsilon) \log(1 - P_\varepsilon) + P_\varepsilon \log P_\varepsilon], \quad (4.136)$$

где F – средняя частота следования двоичных символов ($F = 1/\bar{\tau}$).

Из формул (4.135) и (4.136) следует, что если отношение сигнал/помеха на входе приемника РЭС превышает пороговое значение и $P_\varepsilon \rightarrow 0$, то предельная пропускная способность стремится к предельной ширине спектра канального сигнала.

4.9. Пороговые характеристики срыва слежения в условиях маскирующих и имитирующих помех

Как отмечалось, зависимость дисперсии суммарной ошибки неследящего измерения от отношения сигнал/фон носит пороговый характер. Здесь явление срыва измерения соответствует резкому увеличению вероятности аномальной ошибки.

Срыв наступает, если ошибка слежения $\delta\alpha$ вследствие воздействия помех выходит за апертуру дискриминационной характеристики или строга сопровождения $\Delta\alpha_p$, обратная связь размыкается и с этого момента изменения $\hat{\alpha}(t)$ на выходе становятся блуждающими, обусловленными воздействием флуктуационного возмущения $\xi(t, \delta\alpha)$, размах блужданий $\delta\alpha(t)$ неограниченно нарастает.

При наличии маскирующих помех возмущение $\xi(t, \delta\alpha)$ – случайный процесс, явление срыва носит вероятностный характер и наступает вследствие уменьшения отношения сигнал/помеха ниже порогового. За показатели влияния помех принимаются вероятность срыва $P_{\text{ср}}$ слежения за время присутствия помехи $T_{\text{ср}}$ и математическое ожидание времени слежения до момента срыва $\overline{T_{\text{ср}}}$. Вероятность срыва в общем виде равна

$$P_{\text{ср}}(T_{\text{ср}}) = 1 - \int_{-\Delta\alpha_p}^{\Delta\alpha_p} W(\delta\alpha, \overline{T_{\text{ср}}}) d\delta\alpha, \quad (4.137)$$

где $W(\delta\alpha, \overline{T_{\text{ср}}})$ – плотность вероятности текущей ошибки измерения $\delta\alpha$ в момент времени $T_{\text{ср}}$.

Срыв наступает, если выполняется неравенство, согласно которому в линейном эквиваленте следящего измерителя в установившемся режиме среднеквадратичное значение ошибки превышает величину $(0,1 \dots 0,2)\Delta\alpha_p$, где $\Delta\alpha_p$ – размер элемента разрешения дискриминатора.

При этом условии функция $W(\delta\alpha, \overline{T_{cp}})$ «расплывается» и резко увеличивается вероятность пересечения ошибкой $\delta\alpha$ края апертуры $\Delta\alpha_p$. Если при поступлении помехи отношение сигнал/помеха ρ ниже порогового $\rho_{пор}$, то сразу, спустя время установления переходных процессов в линейном эквиваленте, в реальном следящем измерителе наступает срыв и значение $P_{ср}(T_{сл} > T_{ср})$ приближается к единице (рис. 4.37).

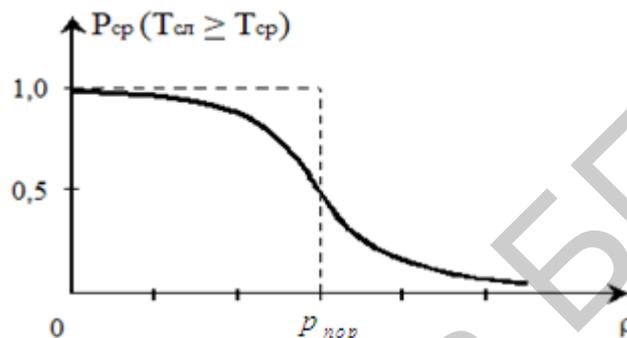


Рис. 4.37. Пороговый характер зависимости вероятности срыва от отношения сигнал/помеха

Таким образом, при $\rho < \rho_{пор}$ среднее время до срыва соответствует длительности переходных процессов в замкнутом следящем измерителе.

Для более точных расчетов следует воспользоваться выражением

$$P_{ср} = f_{ск} T \left[\exp\left(-\frac{X_{эКВ1}^2}{2\sigma_x^2}\right) + \exp\left(-\frac{X_{эКВ2}^2}{2\sigma_x^2}\right) \right], \quad (4.138)$$

где $X_{эКВ1}^2 = \frac{2}{S_d} \int_{X_0}^{X_1} [F(x) - \beta] dx$, $X_{эКВ2}^2 = \frac{2}{S_d} \int_{X_0}^{-\Delta\alpha_p} [F(x) - \beta] dx$, где X_0, X_1 – координаты

точек пересечений дискриминационной характеристики с линией динамической ошибки $F(x) = \beta$ (рис. 4.38); β – динамическая ошибка слежения; $\sigma_x^2, f_{ск}$ – дисперсия и среднеквадратичная частота ошибки слежения в линейном эквиваленте следящей системы, который образуется из исходного нелинейного при $F(x) = S_d\delta\alpha$.

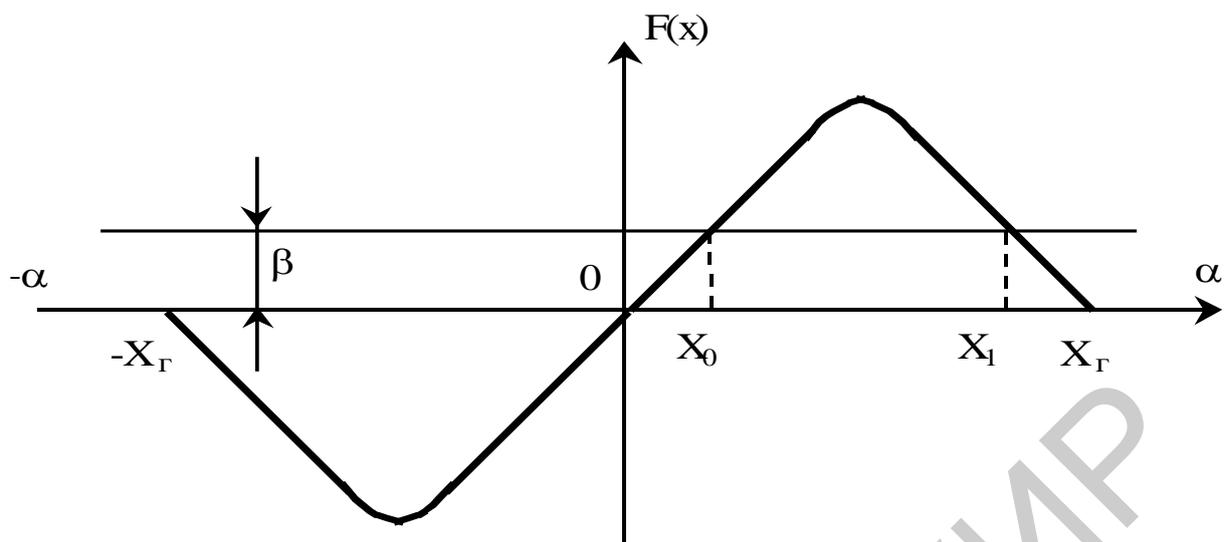


Рис. 4.38. Точки на дискриминационной характеристике

Выражение (4.138) состоит из двух слагаемых. Первое учитывает возможность выхода ошибки слежения $\delta\alpha$ за пределы апертюры дискриминатора в области положительных, а второе – в области отрицательных значений $\delta\alpha$. Величины $X_{\text{экв1}}$ и $X_{\text{экв2}}$ играют роль эквивалентных порогов в системе с линейной характеристикой $F(x) = S_{\text{дх}} (x = \delta\alpha)$, достижение которых ошибкой слежения может рассматриваться как срыв слежения. Величины $X_{\text{экв1}}$ и $X_{\text{экв2}}$ могут существенно превышать расстояния от точки равновесия X_0 до границ линейного участка характеристики дискриминатора. При увеличении значения динамической (и статической) ошибки β вероятность срыва повышается вследствие значительного уменьшения одного из эквивалентных порогов.

Формула (4.138) успешно применяется при анализе срыва слежения в условиях активных, пассивных маскирующих помех, а также в условиях эффективных помех индивидуальной защиты (на кросс-поляризации угломеру, двухточечной с малой базой угломеру).

Если требуется приближенная оценка среднего времени устойчивого слежения (до момента сбоя), то применение теории марковских процессов позволяет его получить в виде, представленном на рис. 4.39 на примере следящей системы с $K(P) = K_v/P$ и $\Delta f_{\text{эф}} = K_v/4$.

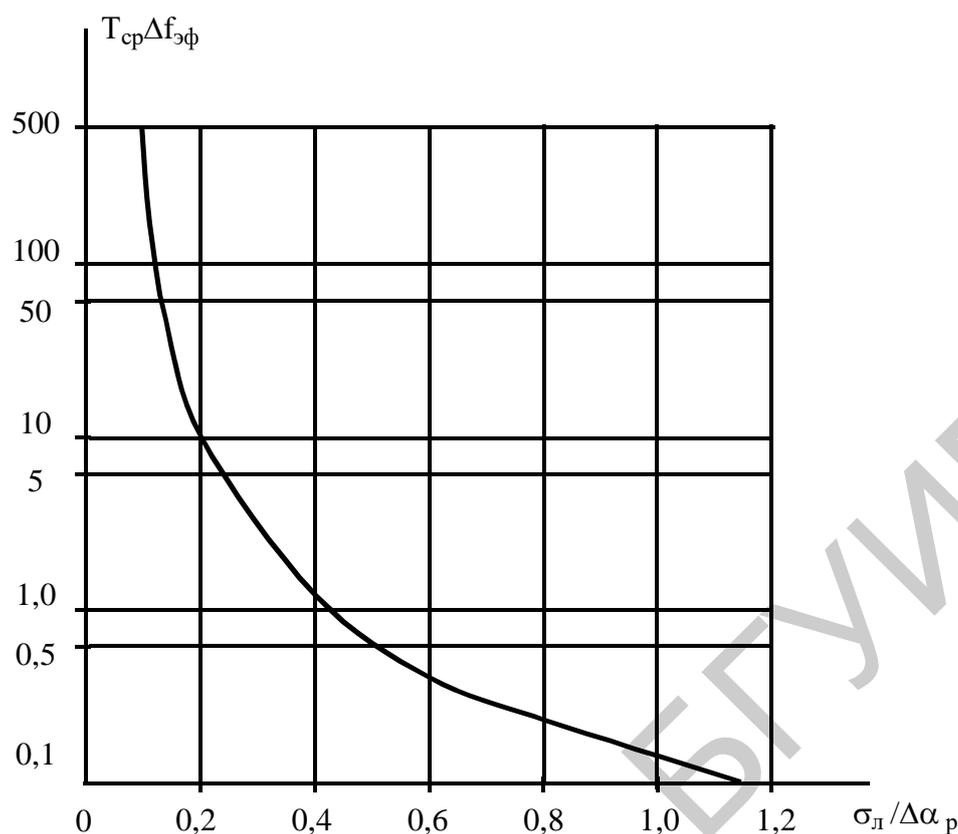


Рис. 4.39. Зависимость среднего времени до сбоя от ошибки следящего измерителя

На рис. 4.39 обозначено следующее: $\sigma_l / \Delta \alpha_p$ – отношение среднеквадратичной ошибки слежения к размеру апертуры дискриминатора для линейного измерителя; $T_{cp} \Delta f_{эф}$ – произведение среднего времени до срыва на эффективную полосу замкнутого измерителя.

Судя по этой зависимости, при $\sigma_l / \Delta \alpha_p \geq 0,1$ имеет место лавинообразное сокращение времени до срыва. Это характерно для любого вида передаточной функции линейной части системы и вида дискриминационной характеристики.

В случаях применения уводящих помех по времени и по частоте, радиолокационных ложных целей и ловушек, запускаемых с борта сопровождаемого объекта, перенацеливающих помех на подсвеченный участок поверхности и т. п., имитирующая помеха носит характер детерминированного перенацеливающего воздействия. При этом решающим для организации помех является интервал совместного воздействия на следящий измеритель полезного сигнала и сигналоподобной помехи: происходит перевод измерителя с сопровождения полезного сигнала на сопровождение помехи. При наличии фоновой добавки, маскирующей отличия сигналоподобной помехи от сигнала, а также с учетом естественных флуктуаций сигнала и помехи факт перевода измерителя в состояние сопровождения помехи становится случайным и малозаметным событием. Рассмотрим эти явления на примере уводящей по времени или частоте помехи.

На рис. 4.40 показаны типовые траектории изменения дальности и скорости цели и уводящих помех по дальности и скорости. Мощность помехи и скорость увода нарастают плавно. Это затрудняет распознавание помехи. Смещение помеховых сигналов в сторону уменьшения дальности возможно только в пределах $[0...cT_0/2]$, а в сторону увеличения дальности – в пределах $[0...cT_{\Pi}/2]$, где T_0 – длительность сигналов, T_{Π} – период следования одиночных сигналов. Срыв сопровождения цели и захват уводящих помех в измерителях дальности и скорости характеризуются одними и теми же явлениями.

Входной сигнал приемника при одновременном воздействии полезного сигнала и уводящей помехи определяется формулой

$$f(t) = m_c(t, \alpha) + k_{\Pi}^2 m_{\Pi}(t, \alpha_{\Pi}) + n(t), \quad (4.139)$$

где k_{Π}^2 – отношение мощности имитирующей помехи к мощности полезного сигнала $\left(k_{\Pi}^2 = \frac{E_{\Pi}^2(t)}{E_c^2(t)} \right)$;

$\alpha - \alpha_{\Pi} = \Delta\alpha_y = \Delta t_y$, или $\alpha - \alpha_{\Pi} = \Delta\alpha_y = \Delta\Omega_{д.у}$, – смещение уводящей помехи по времени или по частоте относительно полезного сигнала.

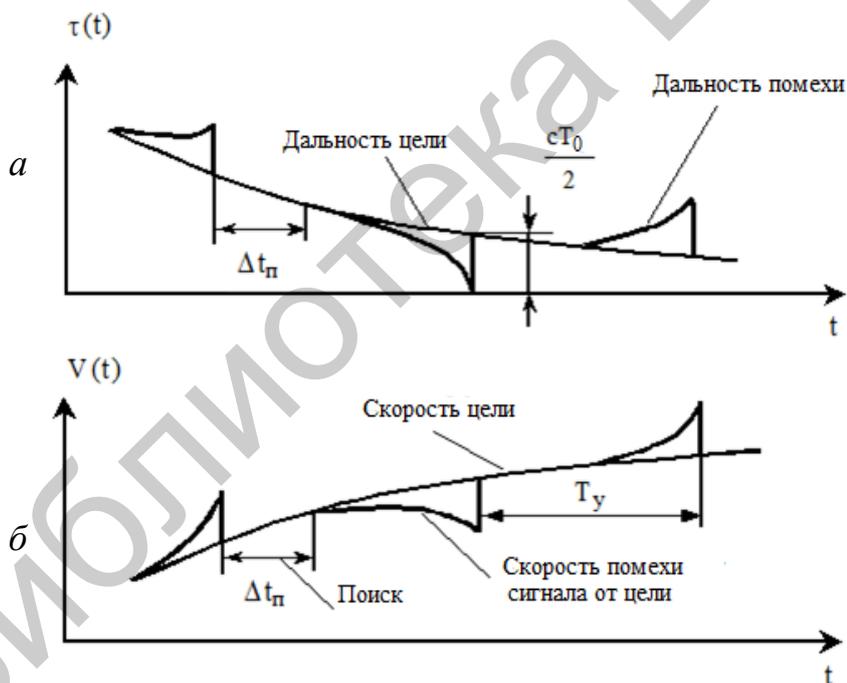


Рис. 4.40. Траектория цели и уводящих по дальности (а) и скорости помех (б)

Отклик оптимального приемника (обобщенный корреляционный интеграл) равен

$$S(t, \alpha, \alpha_{\Pi}) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{\Phi}(t - \tau) U_{\Gamma}^*(\tau, \alpha) f(\tau) d\tau, \quad (4.140)$$

где $U_T(t, \alpha)$ – комплексная огибающая сигнала гетеродина;

$V_\Phi(t)$ – импульсная характеристика оптимального фильтра.

Так как на интервале наблюдения T_H изменения α и α_H пренебрежимо малы и все слагаемые (4.139) статистически независимы, то на выходе оптимального дискриминатора получаем

$$D_y(t, \Delta) = \frac{d \overline{|S(t, \alpha, \alpha_H)|^2}}{d\alpha} = \overline{D(t, \Delta\alpha)} + k_H^2 \overline{D(t, \Delta\alpha_H)} + \xi(t, \Delta\alpha, \Delta\alpha_H), \quad (4.141)$$

где $\overline{D(t, \Delta\alpha)}$ и $\overline{D(t, \Delta\alpha_H)}$ – дискриминационные характеристики по полезному и помеховому сигналам соответственно.

Значение энергетического спектра случайного возмущения $\xi(t, \Delta\alpha, \Delta\alpha_H)$ на нулевой частоте определяется по формуле

$$S_\xi(0, \Delta\alpha, \Delta\alpha_H) = \frac{\overline{\xi^2(t, \Delta\alpha, \Delta\alpha_H)}}{\Delta f_\xi}, \quad (4.142)$$

где Δf_ξ – ширина спектра случайной составляющей сигнала ошибки.

В момент появления уводящей помехи $|\alpha - \alpha_H| \approx 0$, затем значение $|\alpha - \alpha_H|$ плавно растет и спустя некоторое время становится больше разрешающей способности РЭС по времени (или частоте). Если уводящая помеха существенно превышает по мощности полезный сигнал, то происходит захват помехи и срыв сопровождения полезного сигнала, ошибки $\Delta\alpha$ при этом превышают полосу удержания дискриминатора. Вероятность захвата уводящей помехи, а также ошибки сопровождения и вероятность срыва определяются динамикой нелинейного следящего измерителя с двухканальным дискриминатором.

Существенную роль на этапе захвата играют нормирующие схемы приемника, поэтому сказывается нелинейная зависимость коэффициента усиления приемника K_y по напряжению от ошибок измерителя. Нормирующая схема обеспечивает на выходе приемника постоянную мощность суммарного отклика:

$$K_y^2 \overline{|S(t, \alpha, \alpha_H)|^2} = C_H. \quad (4.143)$$

Поэтому сигнал ошибки определяется выражением

$$D_y(t, \Delta\alpha, \Delta\alpha_H) = \frac{C_H}{\overline{|S(t, \alpha, \alpha_H)|^2}} \left[\overline{D(t, \Delta\alpha)} + k_H^2 \overline{D(t, \Delta\alpha_H)} + \xi(t, \Delta\alpha, \Delta\alpha_H) \right]. \quad (4.144)$$

При значениях $\Delta\alpha$ и $\Delta\alpha_H$, превышающих разрешающие способности по времени (или по частоте), нормировка подчеркивает влияние боковых выбросов функций неопределенности сигналов. Это означает, что срыв слежения возможен и в том случае, когда мощная имитирующая помеха возникла при начальном значении $\Delta\alpha_H$, превышающем разрешающую способность РЭС по этому параметру. Эти же явления имеют место, если в реальном приемнике существуют побочные каналы приема помехи.

Срыв слежения и захват уводящей помехи в замкнутом следящем измерителе почти достоверен, если одновременно выполняются два условия:

- 1) при малых $\Delta\alpha_{и}$ обеспечивается $k_{и}^2 \geq 2$;
- 2) максимальная скорость увода не превышает максимальной скорости отслеживаемой координаты полезного сигнала: $\max \dot{\alpha}_{и}(t) \leq \max \dot{\alpha}(t)$.

При меньших $k_{и}^2$ или большой начальной скорости увода вероятности срыва слежения и захвата помехи быстро падают. Очевидно, что с ростом $\sigma_{\xi}(0, \Delta\alpha, \Delta\alpha_{и})$ ошибки и вероятность срыва сопровождения увеличиваются.

Предположим, что формы полезного сигнала и имитирующей помехи совпадают и условия записи (4.144) выполняются при любых $\Delta\alpha$ и $\Delta\alpha_{и}$. Тогда эквивалентная схема следящего измерителя при одновременном воздействии полезного сигнала и уводящей помехи приобретает вид, показанный на рис. 4.41. При малых ошибках ($\Delta\alpha, \Delta\alpha_{и}$) и смещениях $\Delta\alpha_{у}$ дискриминационные характеристики по полезному и помеховому сигналам можно линеаризовать, тогда

$$|\overline{S(t, \alpha, \alpha_{и})}|^2 = |S(t)|^2 (1 + k_{и}^2), \quad (4.145)$$

$$Dy(t, \Delta) = \frac{C_{и}}{|S(t)|^2 (1 + k_{и}^2)} \left[K_{д} \Delta\alpha + K_{д} k_{и}^2 \Delta\alpha_{и} + \xi(t) \right]. \quad (4.146)$$

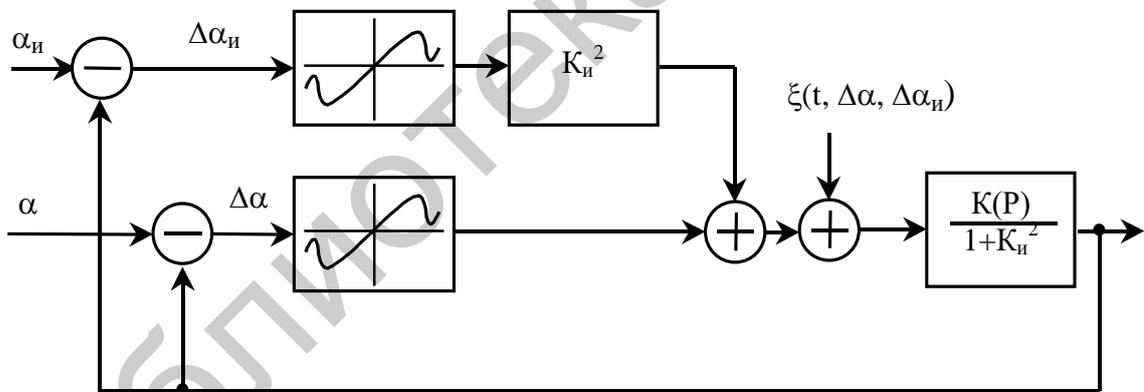


Рис. 4.41. Схема следящего измерителя при одновременном воздействии полезного сигнала и уводящей помехи

В установившемся режиме при малых $\xi(t)$ имеем

$$\Delta\alpha \frac{K_{д}}{1 + k_{и}^2} + \Delta\alpha_{и} K_{д} \frac{k_{и}^2}{1 + k_{и}^2} = 0, \quad \Delta\alpha_{и} = \Delta\alpha + \Delta\alpha_{у} .$$

Поэтому ошибка сопровождения параметра полезного сигнала равна

$$\Delta\alpha = -\Delta\alpha_{у} \frac{k_{и}^2}{1 + k_{и}^2}. \quad (4.147)$$

Вероятность увода будет тем ближе к единице, чем больше $k_{и}^2$. При $k_{и}^2 \gg 1$ всегда $\Delta\alpha \approx -\Delta\alpha_y$ и обеспечивается уверенное сопровождение уводящей помехи. Обратим внимание, что структура на рис. 4.41 и формула (4.147) также применимы для анализа воздействия уводящих помех на угломеры со сканированием ДНА, а также для анализа угломера в условиях некогерентных помех из двух точек и помехи на кроссполяризации.

Уводящие помехи по дальности и скорости обычно излучаются с борта цели. Тем самым на интервале присутствия помехи вводится ложная информация о дальности и скорости цели. В то же время угловые координаты цели – постановщика помех определяются точно. После выключения помехи угломер на время поиска и обнаружения цели $\Delta t_{п}$ размыкается (рис. 4.42), ошибки измерения угловых координат растут до тех пор, пока не произойдет снова захват цели по дальности и скорости.

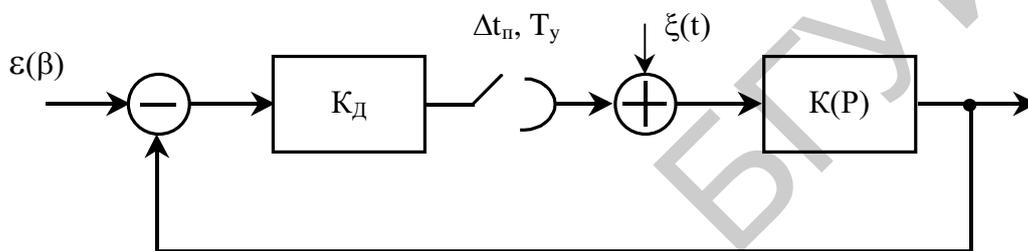


Рис. 4.42. Эквивалентная структурная схема угломера в условиях уводящих по дальности или по скорости помех

Ввиду того что помехи, опасные угломеру РЛС, должны быть высокопотенциальными, выгодно их применять в комбинации с уводящими по времени (и частоте). Для этого помеховое воздействие угломеру включают только после перевода РЛС на сопровождение уводящей по времени (и частоте) помехи.

4.10. Пороговые характеристики срыва управления ЗУР в условиях помех

Наведение ЗУР является чувствительным к помеховым воздействиям на входе системы управления. Все разнообразие помех на радиочастоте на языке команд на ракету группируется в два вида возмущений, при обработке которых контур управления ЗУР проявляет пороговые свойства. Первый вид возмущений, приведенных ко входу контура управления, – узкополосное флуктуационное возмущение, второй вид – почти гармоническое регулярное колебание. При обработке этих возмущений сказываются ограничения располагаемых перегрузок ЗУР, проявляющие пороговые внутренние свойства системы управления. К ним добавляется множество других факторов, также проявляющих пороговые свойства, внешние по отношению к системе управления ЗУР. К последним относятся срывы нормального функционирования информационных систем ЗРК, срывы процесса взведения и подрыва боевой части ЗУР вблизи цели, срывы канала

связи ЗУР – ЗРК. На рис. 4.43 показан характер «сжатия» зоны поражения воздушной цели зенитным ракетным комплексом за счет интенсивных помех.

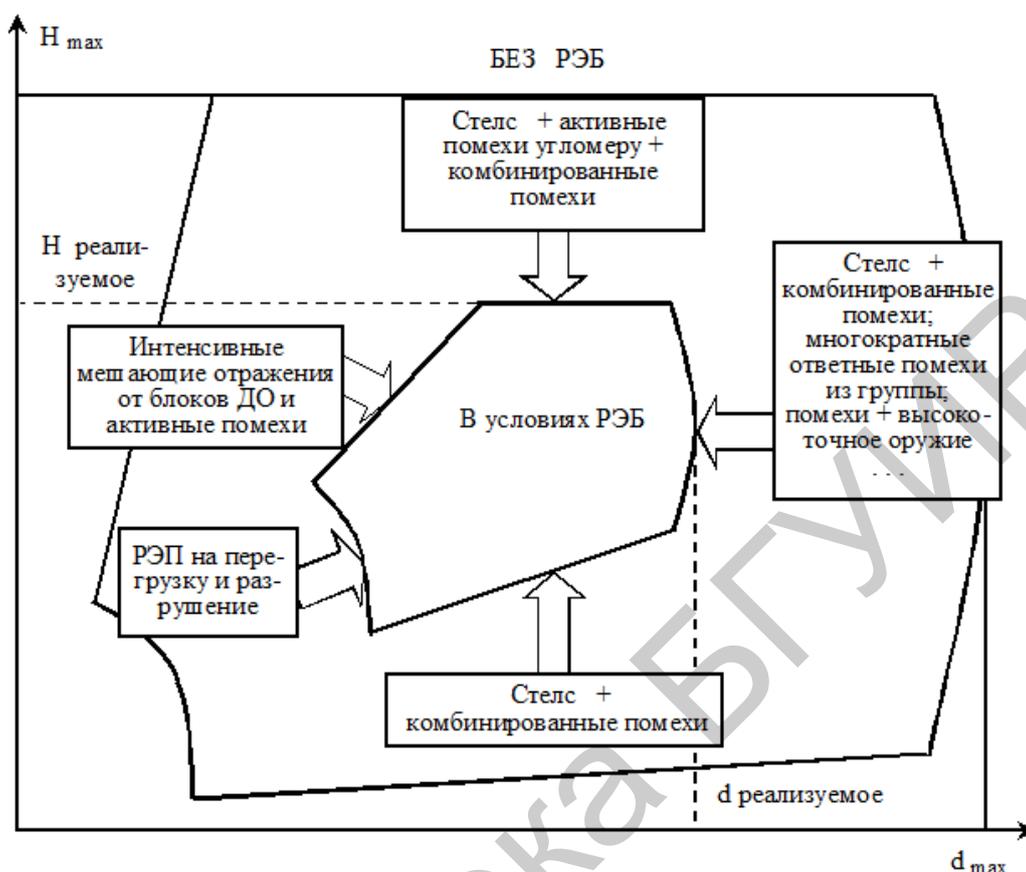


Рис. 4.43. Влияние помех на размеры зоны поражения цели

Знание слабых сторон системы радиоэлектронной разведки и наведения ЗУР на цель позволяют воздушному помехопостановщику деформировать и «сжимать» зону поражения, управляя видами и способами постановки помех.

Сокращение дальней границы зоны поражения достигается комбинированными помехами совместно с применением высокоточного оружия. Эта цель достигается воздействием активных маскирующих помех группового и взаимоприкрытия, маскирующих и многократных имитирующих помех, пассивных маскирующих помех группового и взаимоприкрытия, технологии «Стелс» по снижению заметности цели.

Подъем нижней границы зоны поражения достигается усилением влияния мешающих отражений от поверхности земли путем ее подсвета перенацеливающими помехами, применения технологии «Стелс» и дополнительного фона маскирующих помех.

Снижение верхней границы зоны поражения связано с проявлением в контуре управления ЗУР ограничений по располагаемым перегрузкам, характерных для больших высот. На рис. 4.44 приведен пример зависимости промаха ЗУР от уровня флуктуационных ошибок измерения угловых координат (или угловой скорости) цели. Таким образом, помехи, вызывающие существенное повышение

ошибок угломеров, увеличивают флуктуационный расход перегрузок и снижают максимальную высоту поражаемых целей.

При перехвате целей на больших углах локации резко снижаются разности доплеровских сдвигов сигнала и мешающих отражений. В условиях многократных из нескольких точек пространства помех указанное явление приводит к лавинообразному падению отношения сигнал/помеха, вызывая рост флуктуационных ошибок наведения ЗУР и сокращение зоны поражения.

Ограниченность динамического диапазона приемных каналов РЭС и опасность разрушения входных цепей РЭС потоком энергии с борта постановщика высокопотенциальных помех вынуждают отодвигать ближнюю границу зоны поражения.

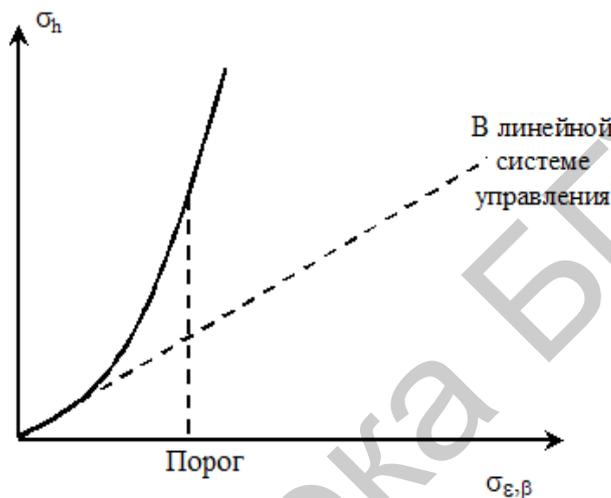


Рис. 4.44. Характер зависимости промаха ЗУР от ошибок измерения

В целом мера сокращения объема зоны поражения под воздействием помех также носит пороговый характер. Порогом является возможность проведения одной стрельбы по цели при условии загрузки целевого канала на всем интервале полета цели от максимальной до минимальной дальности.

Рассмотренные пороговые явления характерны для любого типа ВТСНО и радиоуправляемого оружия.

4.11. Зоны подавления радиоэлектронных средств и систем управления маскирующими помехами

Зоной радиоэлектронного подавления РЭС называется область пространства, в которой отношение помеха/сигнал на входе приемника РЭС превосходит пороговое значение.

На границе зоны подавления отношение помеха/сигнал K_{Π} равно его пороговому значению и обратно пропорционально пороговому отношению сигнал/помеха q ($q = q_{вх}$), т. е. $K_{\Pi} = 1/q$. В зоне РЭП $K_{\Pi} > K_{\Pi\text{пор}}$ ($q < q_{\text{пор}}$) и параметры качества функционирования РЭС ниже допустимых. Напомним, что значение $q_{вх}$

определяется известным для данного типа РЭС значением $q_{\text{вых}}$, зависящим от режима функционирования РЭС, характера полезного сигнала и его обработки.

Определение зоны подавления – типовая задача тактических расчетов при оценке радиоэлектронной обстановки. Для каждого вида помехи такая задача имеет свои особенности. Например, исходными данными для условий активных маскирующих помех являются:

- спектральная плотность мощности $N_{\Pi}G_{\Pi}$ или мощность $P_{\Pi}G_{\Pi}$ активной маскирующей помехи в точке нахождения станции активных помех;
- спектрально-временная структура маскирующей помехи;
- значение порогового отношения $q_{\text{пор}} = (\sigma_c^2 / \sigma_{\Pi}^2)_{\text{пор}}$ на входе приемника подавляемого РЭС;
- различия направлений на источник полезного сигнала и на источник помехи ($\epsilon_{\Pi}, \beta_{\Pi}$);
- дальность до источника помеховых колебаний d_{Π} ;
- ТТХ РЭС и эффективность способов защиты от помех в РЭС (способов уменьшения $q_{\text{пор}}$).

Предполагается, что для любой точки зоны подавления спектральная плотность внутриприемной структуры маскирующей помехи любого происхождения $N_{\text{оп}}$ на входе приемника много больше спектральной плотности собственных шумов N_0 .

Определение зоны подавления РЛС и РЭС связи рассмотрим отдельно.

Дальность до границы зоны подавления РЛС определяется основной формулой радиолокации (без учета дополнительного ослабления радиоволны на трассе распространения полезного сигнала за счет влияния земли и атмосферы):

$$d_{\text{цп}} = \sqrt[4]{\frac{P_0 G_{\text{РПУ}} G_{\text{РПР}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3 \sigma_c^2(D, F)}}, \quad (4.148)$$

где $\sigma_c^2(D, F)$ – пороговое значение мощности полезного сигнала на входе приемника РЛС;

$\sigma_{\text{ц}}$ – ЭОП цели.

В условиях любого помехового фона РЛС начинает нормально функционировать, если отношение сигнал/помеха на выходе устройства внутрипериодной обработки превышает пороговое значение:

$$\gamma(D, F) = \sigma_c^2(D, F) T_0 / N_{\text{оп}}. \quad (4.149)$$

В соответствии с этим формулу (4.148) преобразуем к виду

$$d_{\text{цп}} = \sqrt[4]{\frac{P_0 T_0 G_{\text{РПУ}} G_{\text{РПР}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3 N_{\text{оп}} \gamma(D, F)}}. \quad (4.150)$$

Рассмотрим ряд важных примеров.

Пример 1. Радиолокационная цель прикрывается активной маскирующей помехой. Пусть влияние земли и атмосферы на трассе распространения помеховой волны пренебрежимо мало. Спектральная плотность мощности помехи с учетом усиления антенны передатчика станции активных помех равна $\rho_{\Pi} = N_{\Pi}G_{\Pi}$, дальность до САП – d_{Π} , усиление приемной антенны РЛС в направлении САП составляет $G_{\text{РПРУ}}F(\varepsilon_{\Pi}, \beta_{\Pi})$. Учитывая выражения (4.23), (4.24), (4.150), получаем дальность до границы зоны подавления РЛС:

$$d_{\text{зп}} = \sqrt[4]{\frac{K^2 \sigma_{\Pi} d_{\Pi}^2}{\rho_{\Pi} F(\varepsilon_{\Pi}, \beta_{\Pi})}}, \quad (4.151)$$

где K^2 – нормированный энергетический потенциал РЛС ($K^2 = \frac{P_0 T_0 G_{\text{РПРУ}}}{4\pi\gamma(D, F)}$).

Уравнение вида $\rho_{\Pi} = \frac{K^2 \sigma_{\Pi} d_{\Pi}^2}{d_{\text{зп}}^4 F(\varepsilon_{\Pi}, \beta_{\Pi})}$ определяет требования к значению

спектральной плотности мощности помехи для достижения заданных размеров зоны подавления. Такое уравнение в теории РЭП называется **уравнением противорадиолокации**. Заметим, что эффективность любого технического мероприятия защиты РЛС сказывается на значениях K^2 , $\gamma(D, F)$ и $F(\varepsilon_{\Pi}, \beta_{\Pi})$. Например, когерентное накопление последовательности L сигналов в РЛС с квазинепрерывным излучением обеспечивает пороговое отношение сигнал/помеха на выходе накопителя, равное

$$\rho(D, F) = \gamma(D, F)L, \quad (4.152)$$

и соответствующее усиление энергетического потенциала РЛС

$$K^2 = \frac{P_0 T_0 G_{\text{РПРУ}} L}{4\pi\rho(D, F)}. \quad (4.153)$$

Из этих формул следует, что наибольший провал зоны наблюдения целей в РЛС имеет место с направления помехопостановщика. Угловой размер зоны прикрытия цели определяется шириной диаграммы направленности приемной антенны, уровнем ее ближних боковых лепестков и энергией помехи.

Пример 2. Радиолокационная цель маскируется фоном мешающих отражений. Степень влияния мешающих отражений на зону подавления РЛС зависит не только от их энергетических характеристик, но и от их пространственно-спектральной структуры. Так, если источник мешающих отражений сосредоточенный, умещающийся в один элемент пространства наблюдения $\Delta V = d_{\Pi}^2 \Delta\beta \Delta\varepsilon \Delta\sigma T_0 / 2$ (или $\Delta S = d_{\Pi} \Delta\beta \Delta\sigma T_0 / 2$), то качество радиолокационного наблюдения определяется только отношением $\sigma_{\Pi} / \sigma_{\text{мо}}$ независимо от дальности d_{Π} . Следовательно, имеем тривиальный результат: сосредоточенный источник мешающих отражений на любой дальности в одинаковой степени снижает отношение сигнал/помеха. Зато размер протяженной области мешающих отражений

существенно сказывается на дальности до цели. При $l_{\Pi} \varepsilon_{\varepsilon} > d_{\Pi} \Delta \varepsilon$ и $l_{\Pi} \beta_{\varepsilon} > d_{\Pi} \Delta \beta$ вместо (4.39) имеем

$$\sigma_{\text{mov}} = \alpha_v \frac{CT_0}{2} \Delta \beta \Delta \varepsilon d_{\Pi}^2, \quad \sigma_{\text{mos}} = \alpha_s \frac{CT_0}{2} \Delta \beta d_{\Pi}. \quad (4.154)$$

Дальность обнаружения цели в протяженном облаке для редкоимпульсной РЛС равна

$$d_{\text{инв}} = \sqrt{\sigma_{\Pi} / q(D, F) \Delta \beta \Delta \varepsilon \alpha_v CT_0 / 2}. \quad (4.155)$$

Аналогично низколетящая цель, наблюдаемая на фоне мешающих отражений от земли (предполагается подсвет поверхности земли основным лепестком ДНА РЛС) при диффузном рассеянии, обнаруживается на дальности

$$d_{\text{инс}} = \sigma_{\Pi} / q(D, F) \Delta \beta \alpha_s CT_0 / 2. \quad (4.156)$$

В формулах (4.155) и (4.156) $q(D, F) = \sigma_c^2(D, F) / \sigma_{\Pi}^2$ – отношение мощностей полезного сигнала и мешающих отражений. Таким образом, сильнопротяженная область мешающих отражений существенно сказывается на зоне подавления РЛС. Аналогичные оценки можно сделать и для РЛС с квазинепрерывным либо непрерывным излучением, т. к. в этом случае значение σ_{Π}^2 слабо зависит от дальности до цели и многократно превосходит значение σ_c^2 .

Пример 3. Радиолокационная цель маскируется фоном мешающих излучений при наблюдении цели, изготовленной по технологии «Стелс».

Дальнейшее увеличение зоны подавления, или соответственно снижение пороговой дальности достигается уменьшением ЭОП цели. Определим меру снижения – коэффициент снижения дальности обнаружения при совместном применении технологии «Стелс» (технологии уменьшения ЭОП) и активных маскирующих помех само- и взаимоприкрытия, когда дальности до обнаруживаемых объектов и постановщиков помех практически совпадают. Пользуясь формулой (4.151), получаем общий коэффициент снижения дальности обнаружения:

$$K_d = \frac{d_{\Pi \text{ max}}}{d_{\text{ин}}}} = K_{\text{дш}} K_{\text{д}\sigma}^2, \quad (4.157)$$

где $K_{\text{дш}}$, $K_{\text{д}\sigma}$ – коэффициенты снижения дальности обнаружения при автономном применении средств создания активных шумовых помех и мер снижения ЭОП соответственно.

Согласно (4.157), при совместном применении средств снижения радиолокационной заметности и средств создания активных шумовых помех эффекты их отдельного применения складываются с усилением (как и следовало ожидать на основе системного подхода). Например, если автономное применение активной шумовой помехи снижает дальность обнаружения в 3 раза, а автономное применение технологии «Стелс» при уменьшении ЭОП на 10 дБ снижает дальность обнаружения в $\sqrt[4]{10} = 1,78$ раза, то совместное их применение снижает дальность обнаружения не в 5,3 раза, как это было бы при простом объединении эффектов, а в 9,5 раза. Это свидетельствует о целесообразности совместного применения мер снижения ЭОП и средств создания помех.

Пример 4. Радиолокационная цель наблюдается на комбинированном фоне мешающих отражений (МО) и излучений (МИ).

Расчеты усложняются при совмещении активных и пассивных маскирующих помех. Для условий оптимального приема сигналов на фоне комбинированных помех спектральная плотность помех в знаменателе формулы (4.150) равна

$$N_{\text{оп}\Sigma} = \frac{\sigma_{\text{пмо}}^2}{\Delta f_0} + \frac{\sigma_{\text{пми}}^2}{\Delta f_{\text{п}}}, \quad (4.158)$$

где $\sigma_{\text{пмо}}^2 = \frac{P_0 G_{\text{РПУ}} G_{\text{РПРУ}} \lambda^2 \sigma_{\text{мо}}}{(4\pi)^3 d_{\text{ц}}^4}$, $\sigma_{\text{пми}}^2 = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{РПУ}} G_{\text{РПРУ}} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_{\text{п}}^2}$.

При этом предполагается, что облако мешающих отражений сосредоточено в пространстве и совмещено с целью ($d_{\text{ц}} = d_{\text{цп}}$), а $d_{\text{п}} \neq d_{\text{ц}}$.

После элементарных преобразований имеем

$$d_{\text{цп}} = \sqrt{K^2 \frac{d_{\text{п}}^2}{\rho_{\text{п}} F(\varepsilon_{\text{п}}, \beta_{\text{п}})} \left(\sigma_{\text{ц}} - \sigma_{\text{мо}} \frac{\gamma(D, F)}{B} \right)}, \quad (4.159)$$

где $\rho_{\text{п}}$ – спектральная плотность активной шумовой помехи (мешающих излучений) ($\rho_{\text{п}} = P_{\text{п}} G_{\text{п}} / \Delta f_0$).

Таким образом, дальность до ближней границы зоны подавления РЛС комбинированными маскирующими помехами определяется относительной контрастностью цели и источника мешающих отражений на фоне шумовой помехи

$$K\sigma = \frac{B \sigma_{\text{ц}} - \sigma_{\text{мо}} \gamma(D, F)}{B \rho_{\text{п}} F(\varepsilon_{\text{п}}, \beta_{\text{п}})}. \text{ База сигнала } B = \Delta f_0 T_0 \text{ здесь играет свою обычную}$$

роль: указывает степень повышения отношения сигнал/помеха за счет внутривычислительной обработки. Ту же роль в формуле (4.159) выполняет эффективность $\nu_{\text{к}}^{\text{мо}}$ когерентной компенсации мешающих отражений. Аналогичные явления имеют место при совместном воздействии на РЛС мешающих излучений и отражений от поверхности земли, и протяженного облака. Если помеховые воздействия совместимы, то их комбинированное применение значительно увеличивает меру радиоэлектронного подавления.

Пример 5. РЛС подавляется забрасываемым передатчиком помех (ЗПП).

В этом случае неизбежно влияние земли на значение спектральной плотности помехи $N_{\text{оп}}$ на входе приемника РЛС. Полное усредненное затухание радиоволны помехи в децибелах на трассе радиоэлектронного подавления $d_{\text{п}}$ определяется следующей формулой:

$$\overline{L_{\text{п}}} = -10 \lg \frac{N_{\text{оп}}}{N_{\text{п}} G_{\text{п}} G_{\text{РПРУ}} F(\varepsilon_{\text{п}}, \beta_{\text{п}})} = \overline{L_{\text{пл}}} + \overline{L_{\text{сф}}}. \quad (4.160)$$

Это уравнение вместе с формулой (4.151) определяет зону подавления РЛС.

Дальность до границы зоны подавления РЭС связи определяется формулой

$$d_{\text{сп}} = \sqrt{\frac{P_0 G_{\text{РПУ}} G_{\text{РПРУ}} \lambda^2}{(4\pi)^2 \sigma_{\text{спор}}^2}}. \quad (4.161)$$

При подавлении радиолинии связи и управления без учета влияния земли на распространение радиоволн получаем формулу для дальности до границы зоны подавления:

$$d_{\text{сп}} = \sqrt{\frac{K_c^2 d_{\text{п}}^2}{\rho_{\text{п}} F(\varepsilon_{\text{п}}, \beta_{\text{п}})}}, \quad (4.162)$$

где K_c^2 – нормированный энергетический потенциал радиолинии ($K_{\text{сп}}^2 = \frac{P_0 G_{\text{РПУ}}}{\Delta f_0 \gamma(P\varepsilon)}$, где Δf_0 – ширина спектра одиночного канального радиосигнала; $\gamma(P\varepsilon)$ – пороговое отношение сигнал/помеха, приведенное к выходу линейного устройства выделения одиночного радиосигнала).

Уравнение вида $\rho_{\text{п}} = \frac{K_c^2 d_{\text{п}}^2}{d_{\text{сп}}^2 F(\varepsilon_{\text{п}}, \beta_{\text{п}})}$ определяет требования к значению

спектральной плотности мощности помехи $\rho_{\text{п}}$ для достижения заданных размеров зоны подавления связи. Такое уравнение в теории РЭП называется **уравнением противорадиосвязи**.

Для быстрых экспертных оценок зоны подавления РЭС связи прибегают к упрощению: предполагают, что антенны РЭС всенаправленные, т. е. $F(\varepsilon_{\text{п}}, \beta_{\text{п}}) = 1$, а дополнительное затухание за счет влияния земли $F^2(d, f_0) = 1$. В этом случае уравнение (4.161) преобразуется к виду

$$\left(x_c - \frac{c^2 d_{\text{п}}}{c^2 - 1} \right)^2 + y_c^2 = \left(\frac{c^2 d_{\text{п}}}{c^2 - 1} \right)^2, \quad (4.163)$$

где x_c и y_c – абсцисса и ордината местоположения приемника радиолинии связи; $x_c = y_c = 0$ – координаты передатчика радиолинии; $y_c = 0$, $x_c = d_{\text{п}}$ – координаты станции активных помех, т. е.

$$d_{\text{сп}}^2 = x_c^2 + y_c^2, \quad d_{\text{по}}^2 = (d_{\text{п}} - x_c)^2 + y_c^2.$$

Коэффициент $c^2 = d_{\text{сп}}^2 / d_{\text{по}}^2$, где $d_{\text{сп}}$ и $d_{\text{по}}$ – значения граничных дальностей, при которых выполняется условие $(\sigma_{\text{п}}^2 / \sigma_{\text{с}}^2)_{\text{пор}} = K_{\text{п}}$, т. е. подавляемый приемник находится на границе зоны подавления.

Уравнение (4.163) – это уравнение окружности радиусом $R_{\text{п}} = \left| \frac{c d_{\text{п}}}{c^2 - 1} \right|$, с центром в точке с координатами $x_0 = \frac{c^2 d_{\text{п}}}{c^2 - 1}$, $y_0 = 0$.

С учетом влияния земли дальность радиоподавления определяется следующим образом:

1. По заданной дальности радиосвязи $d_{\text{св}}$ и вариантов расчета множителя затухания А, В и С (см. разд. 2) рассчитываются пороговые значения затухания

\bar{L}_{dcc} на трассе радиосвязи. Затем определяется значение мощности сигнала σ_c^2 на входе приемника.

2. При заданном режиме связи определяется пороговое значение помеха/сигнал $K_{п}$. Затем рассчитывается пороговое значение мощности помехи $\sigma_{ппор}^2 = K_{п} \sigma_c^2$.

3. Снова находят пороговое значение затухания $\bar{L}_{dпп}$ на трассе радиоподавления. Затем в вариантах А, В и С рассчитывается искомая дальность радиоподавления $d_{по}$.

Анализ рассмотренных формул для подавления РЛС и радиолиний связи позволяет сделать дополнительные выводы:

1. Зона подавления РЭС существенно расширяется с увеличением уровня боковых лепестков диаграммы направленности ее приемной антенны.

2. Если активная помеха ставится с помощью ЗПП, или с борта цели, или из их боевых порядков, то при малых $d_{п}$ имеет место явление «ослепления» приемника РЛС, тем самым увеличивается объем зоны подавления.

4.12. Математическое моделирование радиоэлектронного подавления РЭС и СУ

Главной задачей математического моделирования радиоэлектронного подавления является уточнение предварительных аналитических оценок, способов и средств подавления данного типа РЭС и на этой основе уточнение пороговых отношений сигнал/помеха при достижении необходимой степени подавления. Характерно, что для решения этих задач нередко приходится моделировать весь комплекс радиоэлектронных средств и систем управления. Например, при определении плана подавления зенитного ракетного комплекса создают имитационную модель РЭС на всех этапах функционирования вплоть до срабатывания радиовзрывателя последней ЗУР, выпущенной по цели. Система исходных данных основана на результатах разведки подавляемых РЭС, поэтому для преодоления дефицита разведанных поступают наименее выгодным образом – в модель закладывают оптимальную структуру и параметры РЭС, реализуемую в соответствии с прогнозом технических достижений мирового уровня. Модель РЭС получается громоздкой и многоэтапной. Наиболее подробно моделируют тот узел и блок, который определяет степень воздействия помехи.

Структуры математической модели РЭС, полезных сигналов и помех соответствуют принципу имитации комплексных огибающих через квадратурные составляющие (см. разд. 2). Технические рекомендации по их воспроизведению изложены в [5]. Модель включает в себя:

1. Блок имитации динамики взаимного перемещения станции помех и подавляемого РЭС. Блок воспроизводит кинематические уравнения взаимного перемещения. Выход блока управляет блоком формирования квадратурных составляющих полезного сигнала.

2. Блок имитации априорных (добытых на этапе предварительной разведки) и апостериорных разведданных, безошибочно воспроизводящий признаки охраняемых сведений о типе и состоянии подавляемого РЭС. Эти данные являются запускающими для модели станции помех.

3. Блок помех имитирует квадратурные составляющие помех, которые суммируются с квадратурными составляющими сигнала.

4. Блоки имитации процессов обработки сигналов на фоне помех в РЭС на этапах поиска, обнаружения, распознавания, измерения и управления. Полнота структуры оптимальной обработки меняется в зависимости от объема и точности разведданных о подавляемом РЭС. При высокой разведосведомленности приемлемо брать за основу подходящие примеры структур, в условиях низкой разведосведомленности следует полагаться на более высокий уровень помехозащищенности, рассмотренный в пятом разделе.

Моделирование пары «станция помех – подавляемое РЭС» следует понимать как предварительный этап, далее следует моделирование всего контура РЭБ как многоуровневой системы.

Контрольные вопросы

1. Как объяснить значительные отличия требуемой минимальной энергии маскирующих и имитирующих помех, достаточной для срыва нормального функционирования РЭС?

2. Каковы достоинства и недостатки формирования активных маскирующих помех на синтезаторах частоты?

3. Если имитационно-шумовая многократная помеха должна вносить ложную информацию в режим обнаружения и захвата цели в РЛС, то каким требованиям должна отвечать энергия шумовой составляющей?

4. Чем отличаются пороговые явления приема и выделения ФМ-сигнала от приема и оценивания ФМ-сообщения с помощью ФАП?

5. Насколько и почему отличаются пороговые отношения сигнал/помеха при подавлении режима обнаружения и захвата от режима сопровождения цели?

5. ТЕОРИЯ ЗАЩИТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ И СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ОТ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХ

5.1. Общая характеристика методов защиты радиоэлектронных средств и систем управления от преднамеренных помех

Защита радиоэлектронных средств и систем управления (в дальнейшем РЭС) от преднамеренных помех является составляющей радиоэлектронной защиты. Мероприятия по радиоэлектронной разведке, противодействию техническим разведкам и радиоэлектронному подавлению не могут достичь своей цели и быть эффективными, если одновременно не реализуются или не учитываются мероприятия по защите от помех как у своих РЭС, так и у противника. Защита от помех – комплекс взаимосвязанных мероприятий, учитывающий все компоненты динамики РЭБ как радиоэлектронного конфликта. Выбор тех или иных решений по защите от помех должен проводиться с учетом обобщенных и частных критериев качества блоков контуров РЭБ.

Цель защиты от помех – снижение восприимчивости РЭС к помехам, недопущение значительного ухудшения технических и тактических показателей качества РЭС, предотвращение срыва их функционирования на всех этапах выделения полезных сигналов, обработки информации и управления.

Способность РЭС противостоять радиоэлектронному подавлению со стороны противника и нормально функционировать с заданным качеством в условиях помех называется *помехоустойчивостью*. Скрытность от радиоразведки и радиотехнической разведки и помехоустойчивость РЭС в целом называется *помехозащищенностью* РЭС.

Способы помехозащищенности РЭС по целевому признаку можно разделить на пять групп, в каждой из которых они реализуются своими методами:

1. Срыв постановки эффективных помех мероприятиями по противодействию техническим средствам разведки, в том числе по повышению скрытности излучений РЭС.

2. Извлечение из помех полезной информации о координатах помехопостановщиков и состояниях помеховой обстановки в целях управления мероприятиями по защите от помех.

3. Распознавание типов помех, оценка их параметров и состояний своих РЭС в условиях помех и на этой основе отстройка РЭС от помех по частоте, поляризации и структуре полезных сигналов и излучений.

4. Селекция (выделение, отбор) полезных сигналов на фоне помех путем декорреляции помех и накопления сигналов на основе их энергетических, пространственных, поляризационных и спектрально-временных различий.

5. Оптимальная многоволновая радиосвязь и активно-пассивная многоволновая радиолокация целей и помехопостановщиков.

Первая группа мероприятий реализуется методами, рассмотренными в разд. 3, и специальным целенаправленным управлением излучениями защищаемых РЭС.

Вторая группа мероприятий основана на принципах детальной радиоразведки и радиотехнической разведки и пассивной радиолокации и рассмотрена в разд. 2.

При совместном распознавании-измерении помех оценивается также характер их воздействия на РЭС.

Селекцию полезных сигналов стремятся выполнить оптимальными процедурами обработки сигналов. Проблема априорной неопределенности о помехах преодолевается использованием принципов поэтапной адаптации этих процедур и решающих блоков. Структура обработки радиолокационных сигналов в общем виде представлена на рис. 4.32. В системах связи и радиоуправления применяется типовая последовательность этапов обработки: «пространственная и поляризационная → спектрально-временная когерентная (внутрипериодная и междупериодная) → демодуляция → спектрально-временная некогерентная (некогерентное накопление) → решающий блок». Под решающим блоком понимается либо пороговое устройство в системе обнаружения, либо блок сравнения и пороговое устройство в системах распознавания, либо измеритель или дискриминатор в системах измерения параметров. На каждом этапе производятся операции декорреляции (подавления) помех и накопления сигналов. Например, пространственная декорреляция фона обеспечивает пространственное дифференцирование по фронту волны помехи и режекцию приема в направлении на ее источник.

Пространственное накопление полезного сигнала означает синфазное суммирование принятых антенной радиоволн на ее нагрузке и обеспечивает ослабление сигналов и помех с других направлений. Согласование поляризации приемной антенны с поляризацией полезного сигнала обеспечивает его поляризационную селекцию. Эти методы вместе с увеличением энергии излучения сигналов повышают отношение сигнал/помеха на входе приемника.

Временная декорреляция помехового фона достигается временным дифференцированием его комплексной огибающей и тем самым режектирует его спектральные составляющие. В результате спектр помеховых остатков становится близким к спектру белого шума.

Импульсная характеристика фильтровой внутрипериодной обработки является зеркальным отображением полезного сигнала и обеспечивает максимум отношения сигнал/помеха по помехе типа белого шума.

Когерентное накопление последовательности сигналов на интервале их когерентности обеспечивает оптимальное выделение сигнала на фоне «отбеленного» помехового фона.

Детектор (демодулятор) обеспечивает выделение сообщения, закодированного в огибающей одиночного или последовательности сигналов (амплитудный детектор), в частотной либо фазовой структуре сигналов (частотный или фазовый детектор).

Некогерентная обработка продолжает оптимальное накопление сигналов до окончания интервала наблюдения при постоянном параметре сообщения либо фильтрацию последнего. Решающий блок выполняет функции конечной операции при обнаружении, распознавании, захвате на сопровождение сигналов либо измерении его параметров. Все названные устройства и этапы обработки до входа решающего блока приспособлены для повышения отношения сигнал/помеха.

Совместная активно-пассивная радиолокация для разведки воздушных и наземных целей реализуется как главный модуль многоканального многоволнового радиолокационного комплекса. С единых позиций в комплексе реализуются принципы когерентной и некогерентной пространственно-временной обработки полезных сигналов и помех одновременно по всем составляющим радиолокационного наблюдения (поиску, разрешению, обнаружению, распознаванию, сопровождению целей по всем координатам). Режим пассивной радиолокации считается приоритетным по зонам, прикрытым помехами, а режим активной локации – по свободным от помех зонам или по целям-помехопостановщикам для продолжения «игры» как с объектами РЭБ.

Частотное превосходство над противником и рациональное на основе разведки помеховой обстановки управление частотными и энергетическими ресурсами всегда обеспечивает успех в помехозащите.

Технической основой организации защиты от помех являются указанные выше пять групп мероприятий. Из организационно-тактических мероприятий наиболее эффективными являются:

- 1) пресечение постановки помех на выгодных противнику рубежах;
- 2) организационные мероприятия по противодействию техническим средствам разведки противника;
- 3) оптимальное рассредоточение РЭС на местности и в группах;
- 4) комплексное применение как единой сложной системы группы РЭС разных типов, принципов действия, частотных диапазонов для решения информационных, связных задач и управления;
- 5) информационное взаимодействие между разными системами управления войсками;
- 6) поиск, определение координат и уничтожение забрасываемых передатчиков помех, а также любых помехопостановщиков противника;
- 7) подготовка боевых расчетов к работе в условиях помех, применение оптимальных способов ведения боя в условиях РЭБ и т. д.

Совместное, согласованное по целям, задачам, месту и времени проведение организационных и технических мероприятий по всем составляющим РЭБ обеспечивает помехозащиту и устойчивость нормального функционирования радиоэлектронных средств и систем управления в условиях преднамеренных помех. Считается [2], что тактический успех от применения эффективных способов и средств помехозащиты имеет место, если противника вынудили ставить только заградительные по частоте и направлению помехи из-за пределов охраняемой зоны.

Количественно помехозащищенность РЭС характеризуется теми же тактическими и техническими показателями качества, которые использованы при оценке эффективности помех, но с противоположным смыслом. Примерами могут быть коэффициент помехозащищенности $K_{пз}$, равный отношению показателя качества системы в условиях помех $ПК_{п}$ к его значению $ПК_{бп}$ без помех (меняется от нуля до единицы), вероятность устойчивости управления, равная $P_{уу} = 1 - P_{ср}$, где $P_{ср}$ – вероятность срыва управления. За обобщенный показатель может быть принята вероятность $P_{пз}$ выполнения боевой задачи:

$$P_{пз} = P_{дп} P_{пу} + (1 - P_{дп}) P_{пун} . \quad (5.1)$$

Здесь $P_{дп}$ – вероятность воздействия преднамеренной помехи на рассматриваемое РЭС; $P_{пу}$ и $P_{пун}$ – вероятности успешного применения РЭС при условии, что на него наряду с полезными сигналами воздействуют преднамеренные и непреднамеренные или только непреднамеренные помехи соответственно. Конкретный смысл вероятностей $P_{пу}$ и $P_{пун}$ определяется предназначением радиоэлектронного средства и содержанием управления в РЭС.

Как указывалось ранее, в динамике РЭБ вероятностные и временные параметры переходов РЭС из одного состояния в другое характеризуют качество защиты РЭС от помех. За частные показатели помехозащищенности удобно принять отношение сигнал/помеха на входе нелинейного или решающего блоков РЭС (см. рис. 4.31), вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги, вероятности ошибочного распознавания сигналов и элементов дискретных сообщений, среднее время пребывания системы в данном состоянии, пропускную способность многоцелевой РЭС или радиолинии связи и т. п. Чем больше эти показатели отличаются от пороговых, тем выше помехозащищенность РЭС.

Наиболее распространенным принципом преодоления априорной неопределенности помех для достижения высокого качества устройств помехозащиты является адаптация всех основных блоков канала обработки полезных сигналов.

Адаптация – процесс целенаправленного изменения параметров, структуры и свойств системы на основании информации, получаемой в процессе выполнения основных операций, с целью достижения оптимального функционирования при изменяющихся условиях.

В общем случае адаптивная система представляет собой замкнутый контур, содержащий объект управления, устройство контроля (идентификации), решающее устройство и устройство управления (рис. 5.1).

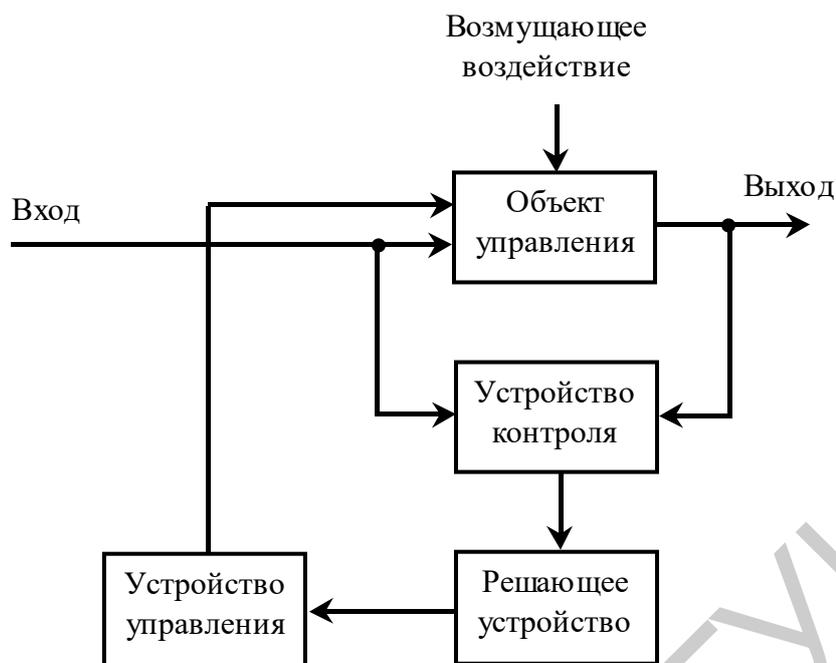


Рис. 5.1. Адаптивная система

Устройство контроля (идентификации) обеспечивает распознавание (контроль) состояния, характеристик объекта управления и приложенных к нему возмущающих воздействий. В процессе контроля определяются средние значения случайных функций, их дисперсии, корреляционные функции, параметры и классы помех и т. д. Решающее устройство вырабатывает оптимальную стратегию с целью достижения экстремума некоторого показателя качества. Устройство управления в соответствии с этой стратегией изменяет структуру или параметры объекта управления в сторону оптимальных.

Отметим многообразие применений адаптации в радиосистемах. Адаптироваться могут как одноканальные, так и многоканальные антенные и радиоприемные системы. Наряду с интенсивностями могут измеряться коэффициенты корреляции помех в каналах приема в целях их компенсации. Возможности радиосистем расширяются при адаптации излучений к помеховой обстановке. Перераспределение энергии по направлениям в радиолокации или по направлениям радиолиний связи может дополняться изменением формы зондирующих сигналов в соответствии со складывающейся обстановкой и решаемыми задачами. Режимы приема и излучения могут адаптироваться к условиям распространения радиоволн.

В системах передачи цифровой информации контролируются (идентифицируются) в реальном масштабе времени текущие ошибки передачи и приема. Результаты контроля сообщаются корреспонденту (на передающую сторону) с целью введения дополнительной избыточности за счет повторной передачи сообщения, принятого с ошибкой, а также для перестройки кодирующего и декодирующего устройства, мощности передатчика и рабочей частоты.

Отсутствие априорной информации о местоположении, количестве и спектральных характеристиках помех, а также изменчивость уровней и структуры поля этих помех вынуждают применять адаптивную пространственную селекцию полезных сигналов на фоне помех. Адаптивные устройства снижают влияние изменений помеховой обстановки на радиосистемы и обеспечивают их эффективность, близкой к максимальной.

5.2. Пространственная селекция сигналов на фоне помех

Пространственная селекция сигналов на фоне помех включает два этапа: пространственную декорреляцию (пространственное дифференцирование или когерентную компенсацию) помехи и пространственное накопление сигнала. Оба этапа применяются для интервалов пространственной когерентности сигнала Δl_c и помех Δl_n , превышающих раскрыв антенны l_a . Если сигнал узкополосный и $l_a > c/\Delta f_0$, то функцию когерентного пространственного накопления поля в пределах раскрыва антенны выполняет всякая непротяженная антенна.

При $\Delta l_c < l_a$ оптимальным является некогерентное накопление одних и тех же сигналов, принятых разнесенными на расстояние $\Delta d > \Delta l_c$ антеннами. Аналогично поступают при приеме широкополосных сигналов, когда выполняется условие $l_a \leq c/\Delta f_0$.

Весь объем пространственной обработки полно реализуется в адаптивных системах на основе фазированных антенных решеток (ФАР). Адаптивное управление диаграммой направленности осуществляется регулированием амплитуд и фаз напряжений сигнала и помехи в каждой точке ФАР (рис. 5.2).

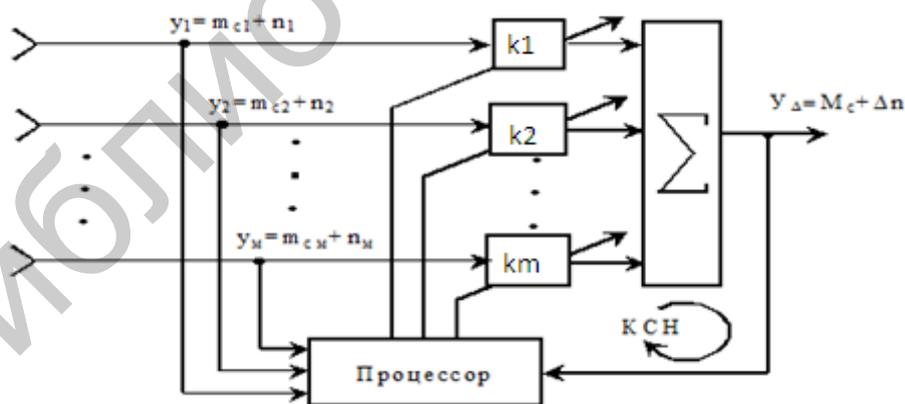


Рис. 5.2. Адаптивная ФАР

Оптимальная обработка состоит в образовании суммы

$$Y_{\Delta} = \sum_{i=1}^M \dot{k}_i y_i, \quad (5.2)$$

где y_i – аддитивная смесь комплексных отсчетов сигнала и помехи ($y_i = m_{ci} + n_i$); \dot{k}_i – комплексный весовой коэффициент.

Соответствующим выбором \dot{k} осуществляется когерентное межэлементное накопление полезного сигнала, приходящего с определенного направления, при условии, что число каналов приема превышает число источников, т. е. обеспечивается суммирование $\sum_{i=1}^M \dot{k}_i m_{ci} = M_{\text{сmax}}$ и компенсация помех, приходящих с

других направлений или с другими межэлементными (междуканальными) набегами фаз. Значения \dot{k} регулируются так, чтобы сумма $\sum_{i=1}^M \dot{k}_i n_i = \Delta n$ стремилась к

нулю, а мощность помехового остатка Δn оказалась много меньшей мощности помеховой радиоволны на входе антенны. В конечном итоге в установившемся режиме контура комплексной самонастройки (КСН) формируется диаграмма направленности, у которой основной лепесток установлен в направлении прихода полезного сигнала, а нули (провалы) диаграммы – в направлениях прихода помех.

Весовые коэффициенты, оптимизирующие систему по критерию максимального отношения сигнал/помеха, определяются решением матричного уравнения

$$K_{\text{opt}} = \hat{\Phi}^{-1} M_c; \quad K_{\text{opt}} = |\dot{k}_1, \dot{k}_2, \dots, \dot{k}_m|_{\text{opt}}, \quad (5.3)$$

где K_{opt} – вектор комплексных весовых коэффициентов;

$\hat{\Phi}^{-1}$ – оценка матрицы, обратной корреляционной матрице помех Φ ($\hat{\Phi} \times \hat{\Phi}^{-1} \approx 1$);

M_c – вектор полезного сигнала.

Таким образом, в процессе работы необходимо оценивать либо Φ^{-1} , либо Φ . Такая оценка может выполняться двумя способами. Первый способ реализует принцип разомкнутого (неследящего) измерителя. Недостатком такого способа является необходимость оценивания M^2 матричных элементов для получения одной оценки M -элементного вектора.

Второй способ предполагает квазиоптимальное оценивание и регулировку K с помощью указанного на рис. 5.2 контура самонастройки, использующего коррелятор в цепи обратной связи. Суть в том, что после завершения процесса самонастройки помеховые остатки являются результатом дифференцирования выборки (n_1, n_2, \dots, n_m) по пространству (по i). Из теории случайных процессов известно, что коэффициент взаимной корреляции самой случайной функции и ее производной в один и тот же момент времени равен нулю, т. е. $y_n^* \Delta n = 0$. Таким образом, приближенное равенство нулю среднего по времени и по множеству значения напряжения на выходе коррелятора (рис. 5.3) является признаком настройки адаптивной ФАР на помеху. Применение такого коррелятора как измерителя в замкнутом (следящем) контуре самонастройки является логическим завершением формирования автокогерентного компенсатора мешающих излучений.

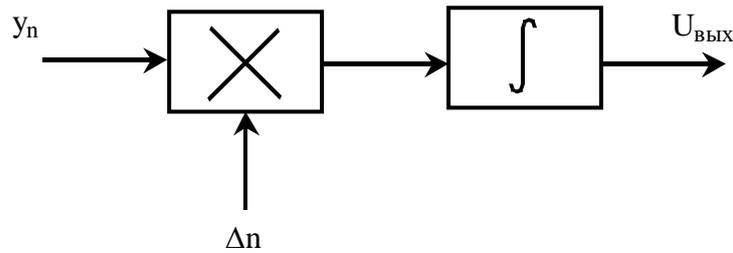


Рис. 5.3. Коррелятор

Элементы теории автокомпенсатора проще изложить на примере выделенного канала согласованной обработки (канала накопления), когда выходное напряжение этого канала суммируется с выходом $M - 1$ управляемых компенсационных каналов (рис. 5.4):

$$Y_{\Delta} = Y_0 + \sum_{i=1}^{M-1} \dot{K}_i Y_{ni} \quad (5.4)$$

Здесь число $M - 1$ должно быть не меньше числа независимых источников активной помехи. На рис. 5.4 $A_{осч}$ – согласованная с полем сигнала антенна основного канала, $A_{доп}$ – дополнительная антенна с усилением, примерно равным усилению по боковым лепесткам основной антенны.

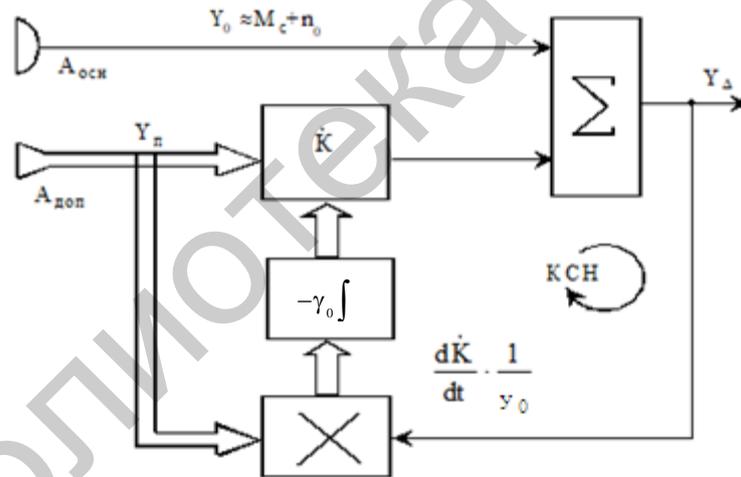


Рис. 5.4. Многомерный автокомпенсатор помех

Коэффициент γ_0 на рис. 5.4 определяет усиление в цепи обратной связи. Сильная обратная связь декоррелирует помеху Y_n , а значение коэффициента корреляции $\overline{Y_n^* Y_{\Delta}}$ характеризует ошибку автокомпенсации. При замыкании корреляционной обратной связи начинается переходный процесс настройки многомерного контура КСН. Выходное напряжение Y_{Δ} вначале оказывается коррелированным с составляющими вектора помех Y_n . При достаточно большом γ_0 происходит настройка компенсационных каналов. В установившемся режиме

$$\dot{K}_{уст} = -\gamma_0 (\overline{Y_n^* Y_{\Delta}} / 2). \quad (5.5)$$

Суммирующее устройство на рис. 5.4 играет роль блока вычисления приращения дифференцируемой функции Y_{Δ} .

Составляющими рассмотренных многоканальных устройств обработки являются одноканальные корреляционные автокомпенсаторы. Рассмотрим их детально и поясним принцип действия.

Для остронаправленной основной антенны $A_{осн}$ и дополнительной слабо-направленной $A_{доп}$ получаем схему компенсации, представленную на рис. 5.5.

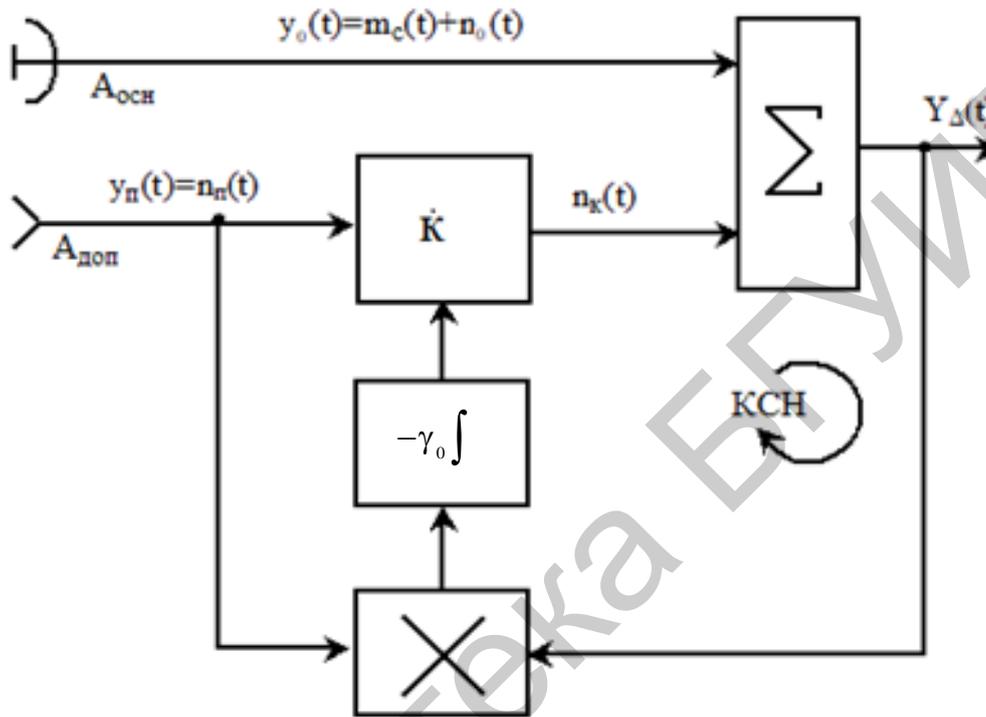


Рис. 5.5. Одноканальный автокомпенсатор

Блок комплексного весового коэффициента \dot{k} регулируется по модулю усиления и фазовому сдвигу так, что помеховое колебание на его выходе $n_k(t)$ становится почти повторяющим колебание по основному каналу. На рис. 5.6 представлен вариант квадратурного, а на рис. 5.7 гетеродинного автокомпенсатора. В последней схеме роль регулируемого комплексного коэффициента \dot{k} выполняет преобразователь частоты $СМ_{упр}$, а роль блока умножения коррелятора – смеситель СМД. Узкополосный радиополосный фильтр выполняет роль радиointегратора (РИ).

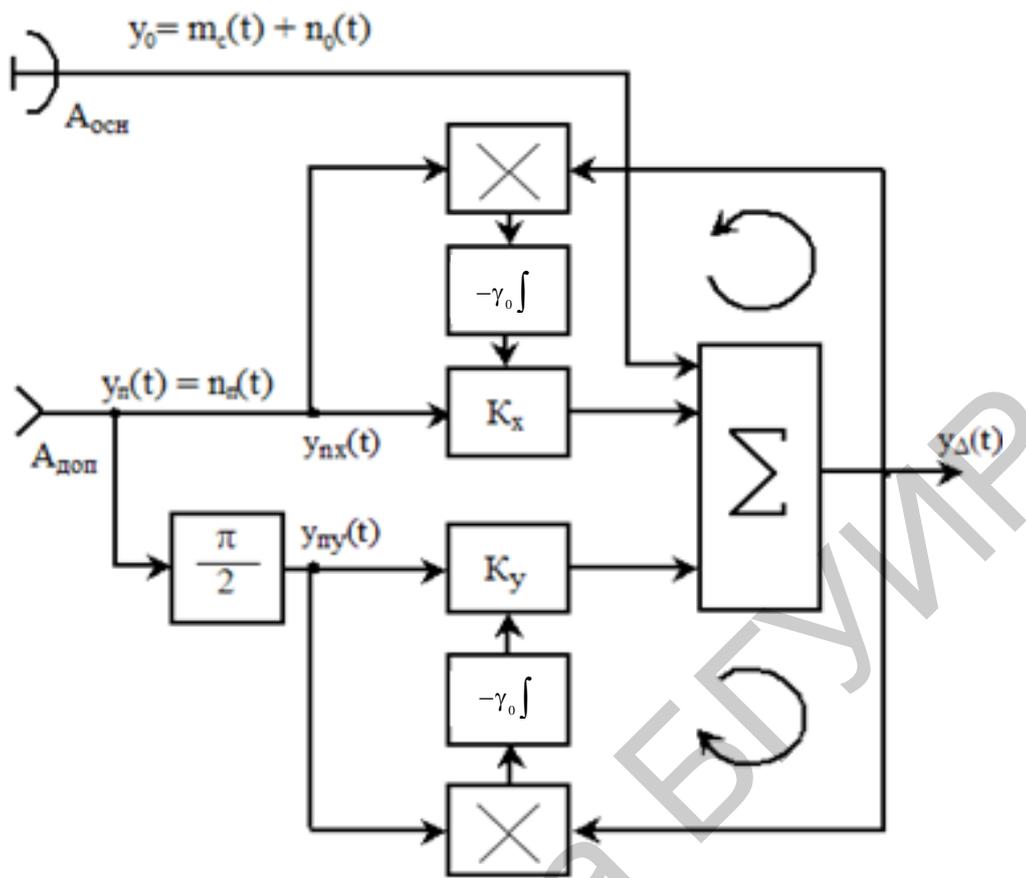


Рис. 5.6. Квадратурный автокомпенсатор

Процессы в гетеродинном автокомпенсаторе определяются следующими уравнениями (при отсутствии сигнала):

$$\begin{cases}
 y_{\Delta}(t) = n_0(t)U_{оп}^*(t) - y_{п}(t)U_y^*(t); \\
 U_y(t) = -\gamma_0 \int_0^t U_{co}(\tau) d\tau; \\
 U_{co}(t) = y_{\Delta}(t)y_{п}^*(t); \\
 U_{оп}(t) = E_{оп} \exp[-i(\Omega_0 t - \varphi_0)]; \\
 U(t) = E_y \exp[i(\Omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\psi)]; \\
 E_y = \beta E_{оп}.
 \end{cases} \quad (5.6)$$

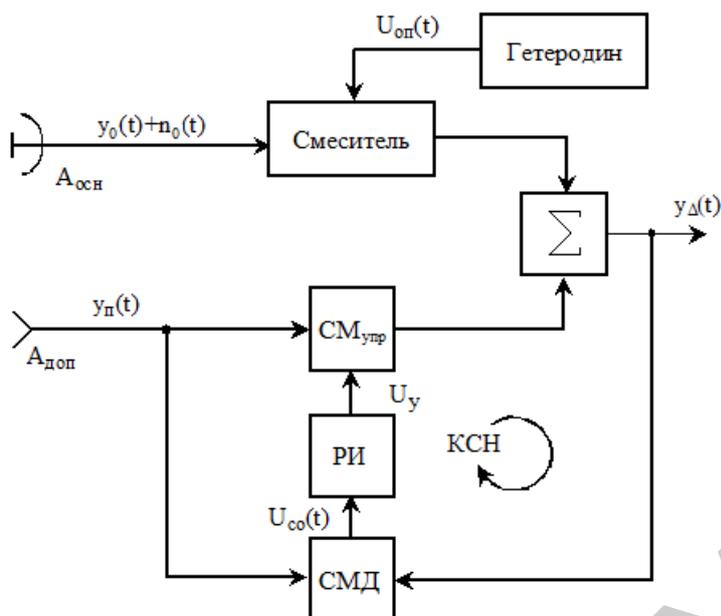


Рис. 5.7. Гетеродинный автокомпенсатор

На рис. 5.8 изображены сечения фазовых фронтов волн помехи и сигнала по раскрытию антенной системы «основная согласованная антенна – дополнительная слабонаправленная антенна».

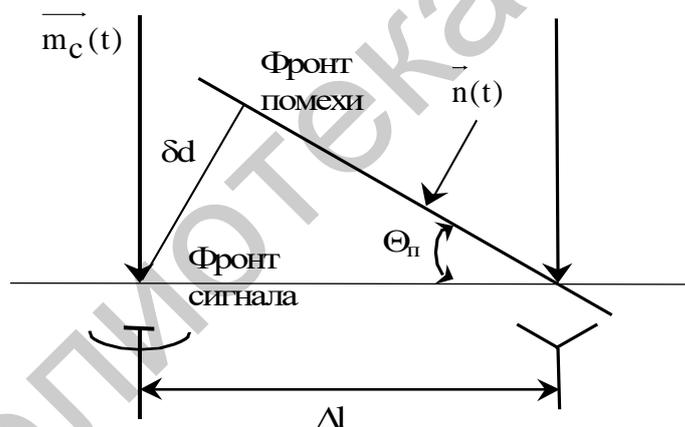


Рис. 5.8. Фазовые фронты волн помехи и сигнала

Напряжение $U_{co}(t)$ на рис. 5.7 играет роль сигнала ошибки контура самонастройки, в установившемся режиме $\overline{U_{co}(t)} \rightarrow 0$.

Предполагается, что эффективная площадь раскрытия основной антенны $A_{осн}$ много больше эффективного раскрытия дополнительной антенны $A_{доп}$, а в компенсационном канале мощность помехи много больше мощностей сигнала и собственных шумов. Контур самонастройки, как и всякий следящий измеритель, захватывает на отслеживание более мощные радиокосебания. В установившемся режиме произойдет почти полное выравнивание текущих амплитуд и фаз помеховых колебаний на входе сумматора (с противоположным знаком). Условия надежного функционирования автокомпенсатора имеют вид

$$A_{\text{доп}} \ll A_{\text{осн}}, \quad \Delta l_{\text{п}} \gg \Delta l > \lambda, \quad \overline{|y_{\text{п}}(t)|^2} \gg (\sigma_{\text{сд}}^2, \sigma_{\text{ш}}^2), \quad (5.7)$$

где $\Delta l_{\text{п}}$ – пространственный интервал корреляции помехи;

$\sigma_{\text{сд}}^2$ – мощность сигнала на входе приемника в компенсационном канале;

$\sigma_{\text{ш}}^2$ – мощность некоррелированного по пространству фона и собственных шумов в полосе приемника $\Delta f_{\text{пр}}$.

Предположим, что воздействие полезного сигнала на работу автокомпенсатора исключено. Есть несколько способов развязки сигнала и помехи в автокомпенсаторе. Первый – пространственная развязка: сигнал действует по главному, а помеха по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны. Второй – временная развязка: контур самонастройки замыкается только на интервалы времени, когда гарантировано отсутствие полезного сигнала. Третий – поляризационная развязка.

Напряжение помеховых колебаний на выходе сумматора квадратурного автокомпенсатора (см. рис. 5.6) определяется формулой

$$y_{\Delta}(t) = n_0(t) + \kappa_y u_{\text{пу}}(t) + \kappa_x u_{\text{пх}}(t). \quad (5.8)$$

Коэффициенты передачи управляемых усилителей пропорциональны напряжениям, формируемым на выходах корреляторов, т. е.

$$\begin{aligned} \kappa_y &= -\gamma_0 \overline{y_{\text{пу}}^*(t) y_{\Delta}(t)}, \\ \kappa_x &= -\gamma_0 \overline{y_{\text{пх}}^*(t) y_{\Delta}(t)}. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Подставив в (5.9) значения (5.8), получаем

$$\kappa_y = -\gamma_0 \overline{y_{\text{пу}}^*(t) n_0(t)} - \gamma_0 \kappa_y \overline{|y_{\text{пу}}(t)|^2} - \gamma_0 \kappa_x \overline{y_{\text{пу}}^*(t) y_{\text{пх}}(t)}. \quad (5.10)$$

Поскольку $u_{\text{пу}}(t)$ и $u_{\text{пх}}(t)$ некоррелированы в совпадающие моменты времени, последний член в (5.10) равен нулю. Тогда, учитывая, что

$$\overline{y_{\text{пу}}^*(t) n_0(t)} = \sigma_0 \sigma_x r_{\text{пу}}, \quad \overline{|y_{\text{пу}}(t)|^2} = \sigma_k^2, \quad (5.11)$$

получаем

$$\kappa_y = -\gamma_0 \sigma_0 \sigma_x r_{\text{пу}} / (1 + \gamma_0 \sigma_k^2),$$

где $r_{\text{пу}}$ – коэффициент корреляции мгновенных значений напряжений помехи в основном и компенсационном канале;

σ_k^2 – мощность квадратурной составляющей помехи;

σ_0^2 – мощность помехи на выходе основной антенны.

При сильной корреляционной обратной связи, когда можно полагать $\gamma_0 \sigma_k^2 \gg 1$, выражение (5.11) примет вид

$$\kappa_y = -r_{\text{пу}} \sigma_0 / \sigma_k. \quad (5.12)$$

Проводя аналогичные рассуждения, получаем, что весовой коэффициент κ_x равен

$$k_x = -r_{\text{пх}} \sigma_0 / \sigma_k, \quad (5.13)$$

где $r_{\text{пх}}$ – коэффициент корреляции мгновенных значений напряжений помеховых колебаний в основном и квадратурном компенсационном канале.

Исследованием на минимум выражения для $\overline{y_{\Delta}(t)^2}$ можно показать, что полученные значения k_y и k_x обеспечивают оптимальную компенсацию каждой из составляющей помехи. Мощность помехи на выходе автокомпенсатора для рассматриваемого случая равна

$$\sigma_{\Delta_{\text{min}}}^2 = \sigma_0^2(1 - r_{\text{п}}^2), \quad (5.14)$$

где $r_{\text{п}}$ – коэффициент корреляции комплексных амплитуд колебаний помехи на основном и компенсационном входах автокомпенсатора. Квадрат его модуля $|r_{\text{п}}|^2 = r_{\text{пх}}^2 + r_{\text{пу}}^2$. Чтобы получить необходимые для эффективной компенсации помех значения $r_{\text{п}}$, близкие к единице, должна быть обеспечена высокая идентичность амплитудно- и фазочастотных характеристик приемных трактов. Решение этой задачи облегчается при использовании в этих трактах цифровых фильтров.

В установившемся режиме контур самонастройки, как амплитудно-фазовая следящая система, сопровождает помеху. При небольших вариациях во времени мощности помехи и междуканальных фазовых сдвигов контур самонастройки (компенсации) можно представить эквивалентной замкнутой следящей линейной системой (рис. 5.9).

Управляющим воздействием является

$$x(t) = 2\sigma_{\text{п}}^2(t)r_{\text{п}}(t),$$

где $r_{\text{п}}(t)$ – междуканальный коэффициент корреляции помехи ($r_{\text{п}}(t) = n_0(t)y_{\text{п}}^*(t) / \sigma_{\text{по}}\sigma_{\text{уп}}$).

На рис. 5.9 $\xi(t)$ – эквивалентное случайное возмущение, вызванное случайным характером комплексной огибающей помехи. Спектральная плотность процесса $\xi(t)$ равна

$$N_{0\xi} = \frac{\overline{|\xi(t)|^2}}{\Delta f_0} = \frac{\overline{|U_{\text{co}}(t)|^2}}{K_{\text{д}}^2 \Delta f_0}, \quad (5.15)$$

где $U_{\text{co}}(t)$ – случайная составляющая выхода смесителя дискриминатора (СМД, см. рис. 5.7);

$K_{\text{д}}$ – крутизна дискриминатора.

Роль дискриминатора здесь играют все элементы на схеме, кроме радиointегратора (РИ). Передаточная функция радиointегратора по огибающей определяется по формуле

$$K(p) = \gamma_0 / (1 + pT). \quad (5.16)$$

Крутизна дискриминатора $K_{\text{д}} = k|Y_{\text{п}}|^2$, где k – коэффициент пропорциональности. Полоса пропускания замкнутого контура самонастройки

$$\Delta f_{ак} \approx \gamma_0 K_d / 2T. \quad (5.17)$$

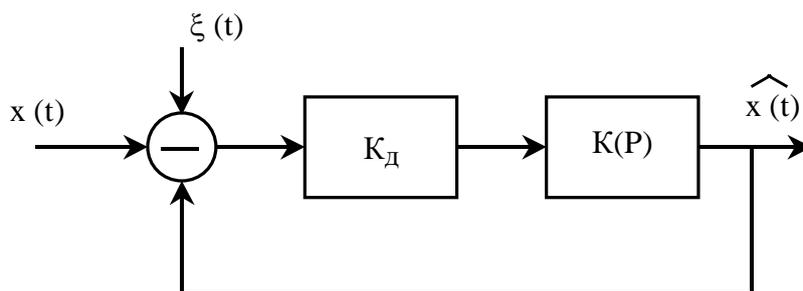


Рис. 5.9. Эквивалентная схема контура самонастройки

Интервал времени переходного режима $\Delta t_{п.р} \approx 2...3/\Delta f_{ак}$ после скачка интенсивности помехи или момента замыкания контура самонастройки.

Основной показатель качества автокомпенсатора – это коэффициент подавления помехи:

$$K_{п} = \overline{|n_0(t)|^2} / \overline{|y(t)|^2}. \quad (5.18)$$

Его максимум достигается в установившемся режиме, когда устанавливается равенство

$$\overline{y_{п}(t)y_{\Delta}^*(t)} = 0. \quad (5.19)$$

Пример зависимости коэффициента подавления от меры превышения мощности помехи σ^2 над мощностью собственных шумов приемника представлен на рис. 5.10.

Согласно рис. 5.10 уверенный захват помехи контуром самонастройки происходит при $\sigma_0^2/\sigma_{п}^2 > 2...3$. Если сглаживающее звено в цепи коррелятора автокомпенсатора заменить идеальным интегратором (см. рис. 5.6), то статическая ошибка пропадает (она обуславливает параболический участок нарастания $K_{п}$) и пороговый эффект проявляется значительно резче (пунктирная линия на рис. 5.10).

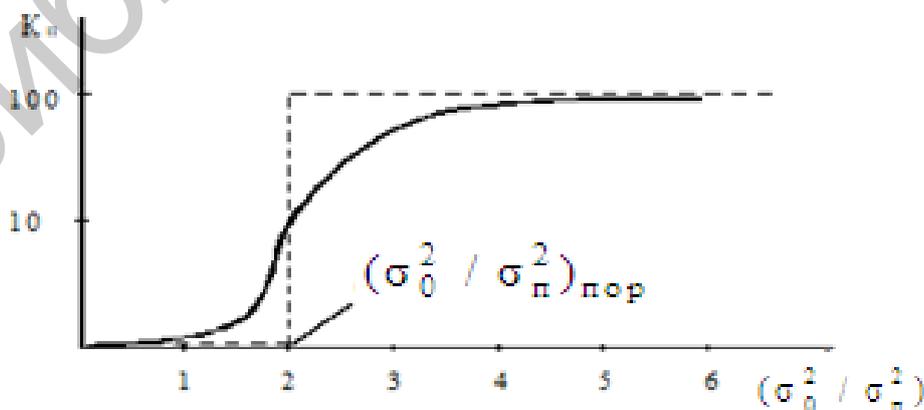


Рис. 5.10. Зависимость коэффициента подавления помехи

С учетом ошибок контура самонастройки и (5.14) коэффициент подавления равен

$$K_{\Pi} = \sigma_0^2 / \sigma_{\Delta}^2 = 1 / \left[(1 - r_{\Pi}^2) + \overline{|\varepsilon|^2} \right], \quad (5.20)$$

где $\overline{|\varepsilon|^2} = |\varepsilon|_{\text{дин}}^2 + |\varepsilon|_{\text{фл}}^2 + |\varepsilon|_{\text{пр}}^2$ – суммарная ошибка контура самонастройки (в радианах), где $|\varepsilon|_{\text{дин}}^2$ – статическая и динамическая ошибки отслеживания медленных изменений параметров помехи; $|\varepsilon|_{\text{фл}}^2 = (1 - r_{\Pi}^2) \Delta f_{\text{ак}} / \Delta f_0$ – дисперсия флюктуационной ошибки; $|\varepsilon|_{\text{пр}}^2$ – ошибка обработки скачка параметров помехи, является доминирующей в условиях прерывистой помехи.

Использование пространственных различий эффективно, если угол Θ_{Π} между направлениями на «нешумящую» цель и на источник помехи превышает величину $\Delta_{\text{min}} = \lambda / \Delta l$ (см. рис. 5.8). Угол Δ_{min} равен ширине основного лепестка совместной антенной системы ($A_{\text{осн}} + A_{\text{доп}}$) без автокомпенсатора. На рис. 5.11 представлена зависимость усиления G_{Σ} антенной системы с учетом и без учета автокомпенсатора от угла Θ_{Π} .

Здесь нанесена зависимость $G_{\text{РПРУ}}(\Theta_{\Pi})$ для основной антенны. По каждому i -му помехопостановщику с направлением $\Theta_{\Pi i}$ автокомпенсатор формирует провал в $G_{\Sigma}(\Theta_{\Pi})$ (зону режекции). Коэффициент усиления антенны в направлении $\Theta_{\Pi i}$ (в зоне режекции) понижается в $K_{\Pi i}$ раз. При условии неподавления сигнала $K_{\Pi i} = v_{\text{кк}}$.

Как уже указывалось, эта зависимость имеет место, если число каналов компенсации не меньше числа направлений на помехопостановщики и их угловое рассовмещение превышает величину Δ_{min} . Если эти условия выполняются, то каждый канал автокомпенсатора обрабатывает «свой» источник помех. Каждый из компенсационных каналов будет управляться напряжением, пропорциональным коэффициенту взаимной корреляции (выходом своего интегратора) помехи на входе и помеховых остатков на выходе всего устройства.

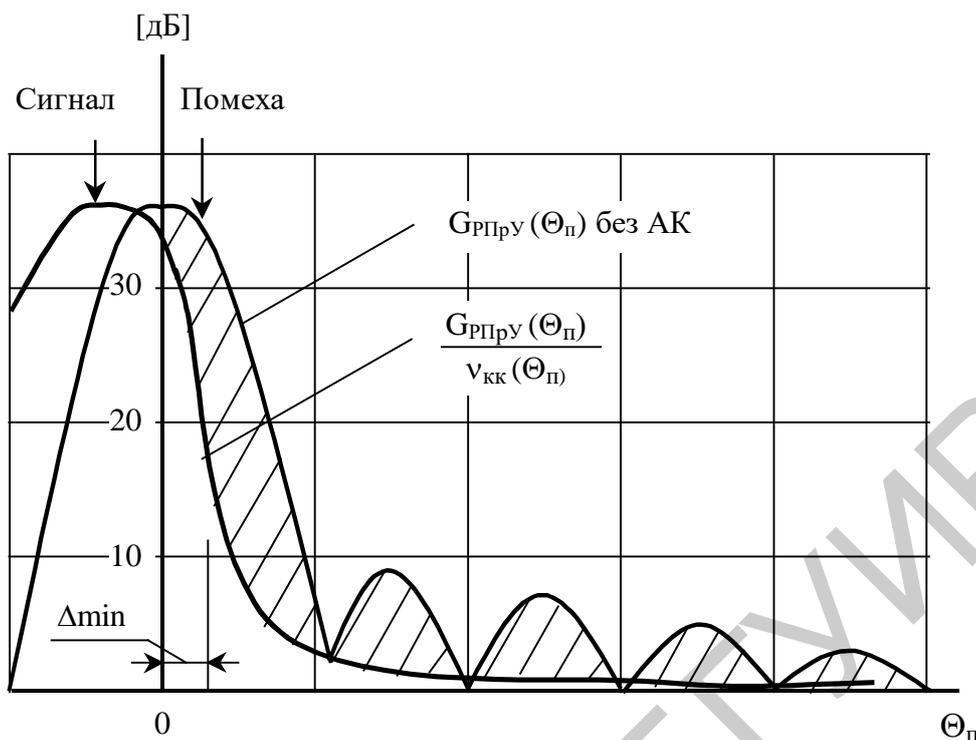


Рис. 5.11. Зависимость усиления адаптивной антенной системы от разности направлений

При малом различии направлений на источники сигнала и помехи, когда в компенсационном канале оказывается полезный сигнал, сравнимый по мощности с помехой, обычная схема автокомпенсатора давит сигнал. Но если эту схему дополнить каналом оценивания полезного сигнала $m_c(t)$ и формирования разности $[m_c(t) + n_0(t)] - m_c(t)$, то можно организовать корреляционную обратную связь только по помехе, тем самым исключить подавление приема полезного сигнала. При наличии в главном луче антенны двух интенсивных источников излучения появляется возможность их разрешения.

Недостатком многоканального автокомпенсатора с параллельно включенными компенсационными каналами является затягивание переходных процессов на интервале времени, когда еще имеет место наличие взаимной корреляции помех в каналах. Это связано с выбором структур из условий стационарного режима.

Кроме того, прибавка каждого источника помехи добавляет ошибки контура компенсации, помеховые остатки на общем выходе являются помеховым возмущением для всех остальных каналов. Таким образом, если аналоговый одноканальный автокомпенсатор способен обеспечить подавление помехи, например, на 20 дБ, то прибавка каждого источника и соответственно канала компенсации снижает коэффициент подавления помехи от каждого источника примерно на 2 дБ. Следовательно, в этих условиях нецелесообразно строить более чем пятиканальный автокомпенсатор. Несколько лучшие предельные показатели дают

многоканальные автокомпенсаторы на базе быстродействующих цифровых устройств.

При подавлении помех по боковым лепесткам диаграммы направленности приемной антенны РЭС с участием оператора используется некогерентная (амплитудная) компенсация помехи (рис. 5.12).

Основной канал приема содержит остронаправленную антенну $A_{осн}$, согласованную с сигналом, смеситель $СМ_0$, усилитель промежуточной частоты $УПЧ_0$ и амплитудный детектор $Дет_0$. Компенсационный канал содержит аналогичные элементы приемника и всенаправленную дополнительную антенну $A_{доп}$. Выходное устройство обеспечивает вычитание (компенсацию) огибающих помехи, принятой основным и настроенным по коэффициенту усиления компенсационным каналом.

Нормальное функционирование схемы обеспечивается, если выполняются следующие условия:

$$\begin{aligned} 1) G_{осн}(\Theta) \gg G_{доп}(\Theta), \quad \text{при } -0,5\Delta\Theta_0 \leq \Theta \leq 0,5\Delta\Theta_0, \\ \overline{G_{осн}(\Theta)} \approx \overline{G_{доп}(\Theta)}, \quad \text{при } -0,5\Delta\Theta_0 > \Theta > 0,5\Delta\Theta_0, \end{aligned} \quad (5.21)$$

где $\Delta\Theta_0$ – ширина главного лепестка основной антенны;

$\overline{G_{осн}(\Theta)}$, $\overline{G_{доп}(\Theta)}$ – средние значения уровней боковых лепестков основной и главного лепестка дополнительной антенны;

2) амплитудно-частотные характеристики обоих каналов приема идентичные;

3) полезный сигнал в компенсационном канале пренебрежимо мал.

Регулировкой усиления достигают выравнивания мгновенных амплитуд помеховых колебаний на входе вычитающего устройства.

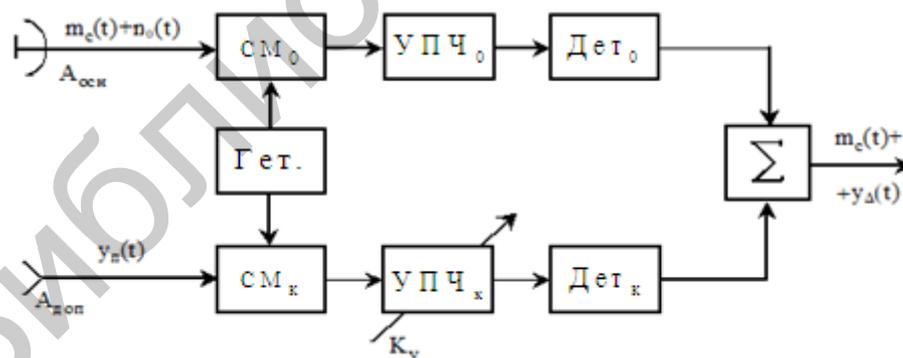


Рис. 5.12. Структурная схема некогерентной компенсации

Схема требует непрерывной регулировки в динамике изменения помеховой обстановки. На выходе детектора $Дет_0$ как нелинейного устройства присутствуют также продукты биений сигнала и помехи, чего нет на выходе детектора $Дет_k$. Форма огибающей смеси сигнала и помехи зависит от характера сигнала. Поэтому полная компенсация помехи невозможна, и коэффициент подавления ограничен.

5.3. Поляризациянная селекция сигналов на фоне помех

Поляризациянная селекция основана на различии поляризациянных свойств полезных сигналов и помех. Поляризациянные свойства радиоволны сигнала, как правило, характеризуются параметрами поляризациянного эллипса (рис. 5.13): размерами осей $2a$ и $2b$, коэффициентом эллиптичности $K_{э,с} = b/a$, углом наклона большой оси эллипса β , направлением вращения вектора \vec{E} .

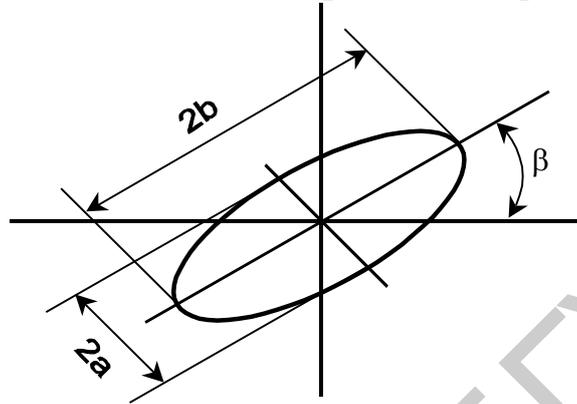


Рис. 5.13. Поляризациянный эллипс

Если сигнал и помеха имеют различную поляризация, то, используя поляризациянные селекторы (фильтры), можно существенно ослабить помеху и тем самым добиться более надежного выделения полезного сигнала. Поляризациянным фильтром является антенно-фидерный тракт, согласованный с поляризацияцией полезного сигнала и ослабляющий помеху тем в большей мере, чем сильнее различаются их поляризациянные эллипсы. Следовательно, управление поляризацияцией антенны РЭС на излучение и на прием должно увеличивать эти различия. Такое управление обеспечивает эффективность селекции:

$$v_{п,с} = \left(\frac{\sigma_c^2}{\sigma_{п}^2} \right)_{\text{ВЫХ}} / \left(\frac{\sigma_c^2}{\sigma_{п}^2} \right)_{\text{ВХ}} = \psi(K_{э,с}; K_{э,а}; \Theta_{а,с}) / \psi(K_{э,п}; K_{э,а}; \Theta_{а,п}), \quad (5.22)$$

где $(\sigma_c^2 / \sigma_{п}^2)_{\text{ВХ,ВЫХ}}$ – отношение сигнал/помеха соответственно на входе и на выходе антенны;

$K_{э,п}, K_{э,с}, K_{э,а}$ – коэффициенты эллиптичности помехи, сигнала и антенны;

$\Theta_{а,с}, \Theta_{а,п}$ – разности $(\beta_a - \beta_c)$ и $(\beta_a - \beta_{п})$;

$\psi(K_{э,с}; K_{э,а}; \Theta_{а,с}) = (\sigma_c^2 / \sigma_{с\text{max}}^2)_{\text{ВЫХ}}$, $\psi(K_{э,п}; K_{э,а}; \Theta_{а,п}) = (\sigma_{п}^2 / \sigma_{п\text{max}}^2)_{\text{ВЫХ}}$ – коэффициенты передачи антенны по сигналу и по помехе соответственно.

Если согласование антенны с сигналом идеальное, т. е. $K_{э,с} = K_{э,а}$, $\Theta_{а,с} = 0$, то обратная эффективность поляризациянной селекции равна

$$v_{п,с}^{-1} = \frac{1}{2} \left[1 \pm \frac{4K_{э,п}K_{э,с}}{(1+K_{э,п}^2)(1+K_{э,с}^2)} + \frac{(1-K_{э,п}^2)(1-K_{э,с}^2)\cos 2\beta_{сп}}{(1+K_{э,п}^2)(1+K_{э,с}^2)} \right], \quad (5.23)$$

где $\beta_{СП}$ – угол между большими осями эллипсов поляризации сигнала и помехи ($\beta_{СП} = \Theta_{a,c} - \Theta_{a,p}$). Знак «+» берется при совпадении направлений вращения вектора \vec{E} принимаемой волны и приемной антенны, «-» – при несовпадении направлений вращения.

Графики на рис. 5.14, *а* позволяют определить значения $u_{пс}$ при одинаковом, а на рис. 5.14, *б* при противоположном направлении вращении вектора \vec{E} .

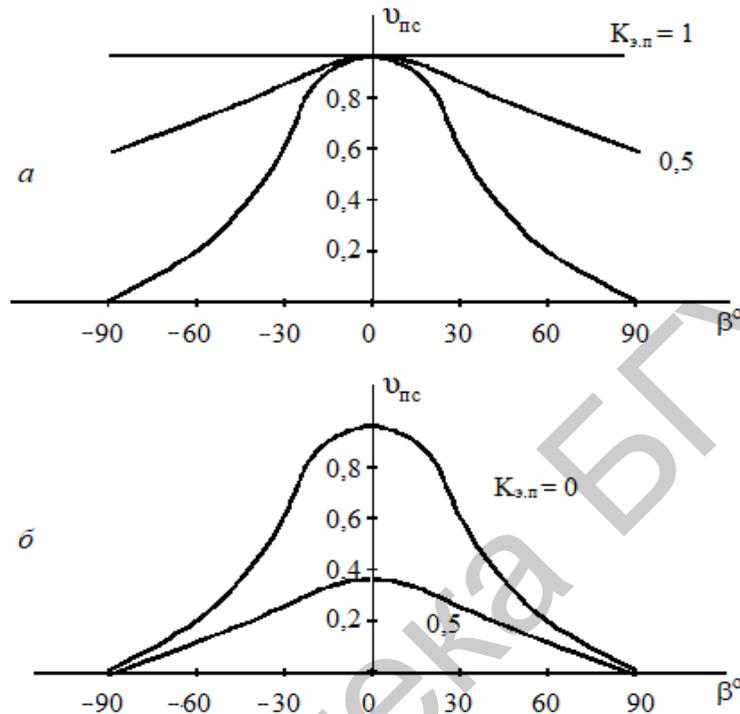


Рис. 5.14. Эффективность поляризационной селекции при одинаковом (*а*) и противоположном (*б*) направлении вращения вектора \vec{E}

Таким образом, совместное управление поляризацией РЭС на излучение и на прием методом отстройки позволяет обеспечить эффективное подавление помехи с детерминированной поляризацией. Такое подавление применимо в случае дефицита независимых каналов станций помех и установившегося облака дипольных отражателей. При наблюдении мешающих отражений от облака диполей на этапе разлета диполей в турбулентной среде, а также при избытке каналов САП поляризация помех хаотическая и подобная селекция малоэффективна.

Если природа помехи – мешающие отражения от земли, то управление поляризацией может оказаться эффективным. Перед каждым рабочим циклом РЭС по принятому сигналу оцениваются параметры его поляризационной матрицы:

$$P_p = \begin{vmatrix} E_{11} \exp(i\varphi_{11}) & E_{12} \exp(i\varphi_{12}) \\ E_{21} \exp(i\varphi_{21}) & E_{22} \exp(i\varphi_{22}) \end{vmatrix}, \quad (5.24)$$

где $E_{i,j}$, $\varphi_{i,j}$ – напряженность и фаза радиоволны, принятой с заданного направления β_k (в радиосвязи) или от области отражений в каждом элементе разрешения

ΔS_k (в радиолокации) при облучении i -й поляризацией и приеме антенной с j -й поляризацией; i, j равны 1 и 2, т. е. номерам взаимно ортогональных поляризаций радиоволн.

Эти параметры запоминаются и далее используются как опорные компоненты поляризационной карты. В соответствии с этим представляется возможным назначить на каждое направление (или каждый элемент разрешения) свои поляризации излучения и приема по критерию максимума отношения сигнал/помеха. РЭС становится адаптивным быстроуправляемым по поляризации, что приводит к значительному среднему выигрышу.

Если комплексные огибающие ортогональных по поляризации составляющих помехи взаимокоррелированы (сформированы одним и тем же источником), то оказывается эффективной поляризационная автокомпенсация. На рис. 5.15 представлена структурная схема поляризационного автокомпенсатора.

Корреляционная обратная связь выполняет те же функции, что и в пространственной селекции. Фазовый сдвиг на $\pi/2$ в компенсационном канале способствует ускорению выхода схемы в установившийся режим. Условия нормального функционирования состоят в следующем:

1) антенна компенсационного канала принимает часть энергии помехи $y_{пх}(t)$, коррелированной с комплексной огибающей помехи в основном канале $y_{пу}(t)$, т. е. $\rho_{пс} = \overline{y_{пх}(t)y_{пу}^*(t)} / \sigma_{пх}\sigma_{пу} \approx 1$;

2) мощность помехи $\overline{|y_{пх}(t)|^2}$ — много больше сигнальной составляющей $|\Delta m_c(t)|^2$ и собственных шумов приемника, так что в компенсационном канале происходит уверенный захват помехи;

3) полоса пропускания контура самонастройки $\Delta f_{ак}$ много меньше ширины спектра полезного сигнала Δf_0 . Особенности поляризационного автокомпенсатора наглядно демонстрируются в линейном базисе. На рис. 5.16 показаны векторы напряженности электрической составляющей поля сигнала \vec{E}_c , помехи $\vec{E}_п$, основной антенны $\vec{E}_{ао}$ и дополнительной $\vec{E}_{ад}$, составляющие помехи $\vec{E}_{пу}$ и $\vec{E}_{пх}$, принимаемые основным и компенсационным каналами.

Коэффициент подавления помехи определяется коэффициентом взаимной корреляции $\rho_{пс}$ и ошибками контура самонастройки $|\varepsilon|^2$:

$$K_{п} = \frac{1}{(1 - \rho_{сп}^2) + |\varepsilon|^2}. \quad (5.25)$$

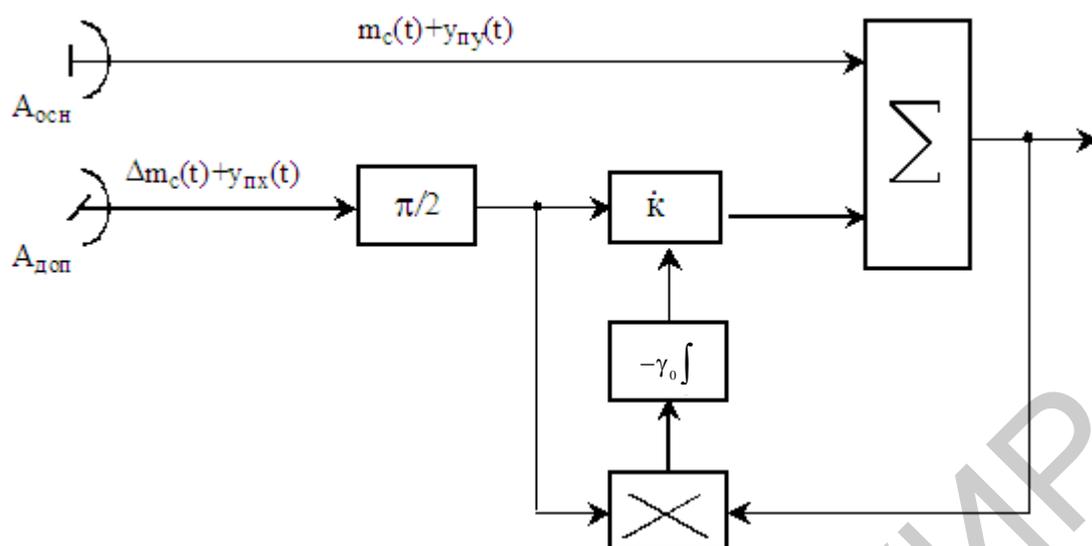


Рис. 5.15. Поляризационный автокомпенсатор

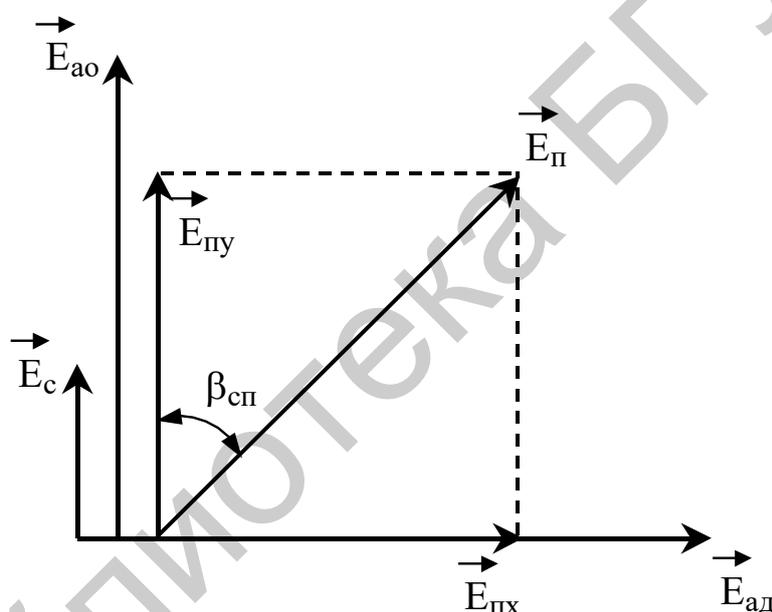


Рис. 5.16. Составляющие сигнала и помехи в линейном базисе

Зависимость коэффициента подавления от угла расстройки поляризаций сигнала и помехи $\beta_{сп}$ приведена на рис. 5.17.

Сравнение графиков на рис. 5.14 и 5.17 открывает главное достоинство автокомпенсатора: уже при небольших (в единицы градусов) расстройках по углу поляризаций сигнала и помехи корреляционная обратная связь обеспечивает уверенное подавление помехи с эффективностью в аналоговом варианте в 17...20 дБ.

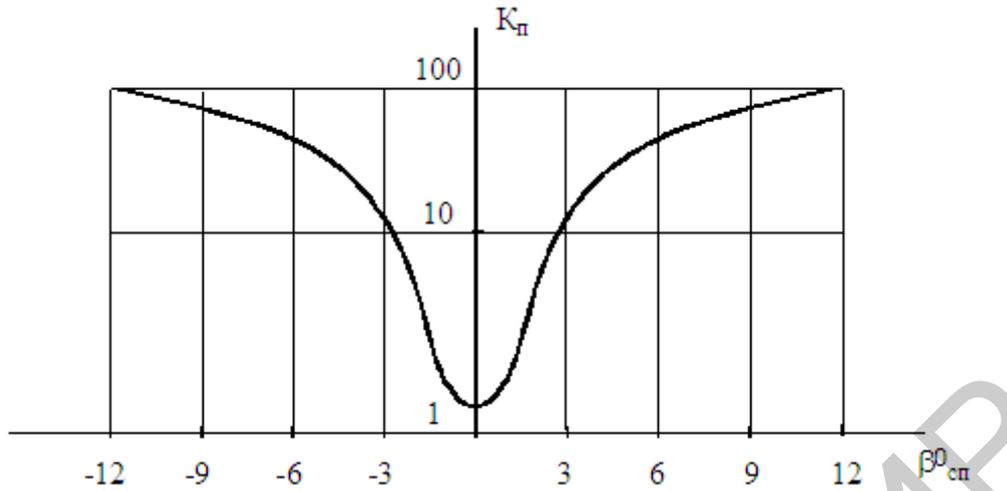


Рис. 5.17. Эффективность поляризационного автокомпенсатора

5.4. Структурная селекция сигналов на фоне помех

Структурная селекция основана на различии законов модуляции помех и полезных сигналов или в целом их кодированных последовательностей. Если закон модуляции помехи радикально отличается от закона модуляции полезного сигнала, то отношение сигнал/помеха в ходе согласованной с сигналом обработки пропорционально базе B (см. разд. 4), но обратно пропорционально числу мешающих сигналов l . Это значит, что всегда желательно соотношение $B \gg l$. Таким образом, если априорно известно максимальное число мешающих сложных сигналов, то для достижения высокого качества РЭС следует применять сложные сигналы с базой, много большей этого числа.

Если законы модуляции произвольной помехи и сигнала взаимосвязаны (коррелированы), а энергии равны, то взаимная корреляционная функция помехи и сигнала имеет вид

$$C_{nc}(\tau) = \frac{1}{T_c} \int_{-\infty}^{\infty} U_n(t) U_c^*(t - \tau) dt. \quad (5.26)$$

Эта функция определяет огибающую помехового отклика, согласованного с сигналом приемника. Мощность сигнальной составляющей на выходе согласованного приемника в момент T_c принятия решения (отсчета) пропорциональна σ_c^2 , а мощность помеховой составляющей — $\sigma_n^2 C_{nc}^2(\tau)$. Величина τ определяется смещением момента прихода сигнала относительно момента прихода помехи. При $\tau > (\tau_{кс}, \tau_{кп})$ роль помехи играют боковики функции $C_{nc}(t)$, которые обычно не превосходят величины $1/\sqrt{B}$.

Отсюда следует, что при прочих равных условиях необходимо выбирать сигналы, у которых максимальные боковые выбросы функции $C_{nc}(\tau, F)$ будут наименьшими.

Среднее отношение сигнал/помеха на выходе согласованного приемника также пропорционально базе сигнала, т. е. $\rho = q_{вх}B$, что совпадает с отношением сигнал/помеха при воздействии шумовой помехи.

Наличие больших боковых выбросов функции $C_{пс}(\tau, F)$ может привести к существенному снижению эквивалентного отношения сигнал/помеха. На рис. 5.18 приведены результаты расчета зависимости отношения $\rho_{пор}$, необходимого для достижения либо пороговых характеристик обнаружения в режиме поиска сложного шумоподобного сигнала (вероятности ложной тревоги $F = 10^{-3}$ и пропуска $P_{пр} = 1 - D = 10^{-3}$), либо пороговой вероятности ошибок (P_{ϵ}) в режиме приема дискретной информации. Эти зависимости приведены как функции коэффициента эксцесса χ , характеризующего отклонение плотности вероятности пиков функции $C_{пс}(\tau, F)$ от нормального закона (имеет более высокую и более острую вершину). Чем больше χ , тем больше вероятность появления больших пиков функции $C_{пс}(\tau, F)$.

Из рис. 5.18 видно, что в режиме поиска сложного сигнала пороговое $\rho_{пор}$ значительно выше, чем в режиме приема информации. Это объясняется тем, что в режиме поиска принятие решения происходит на основе анализа всех ячеек – элементов разрешения по τ и F , число которых по τ равно базе B сложного сигнала, а выброс бокового отклика $C_{пс}(\tau, F)$ легче принять за полезный сигнал.

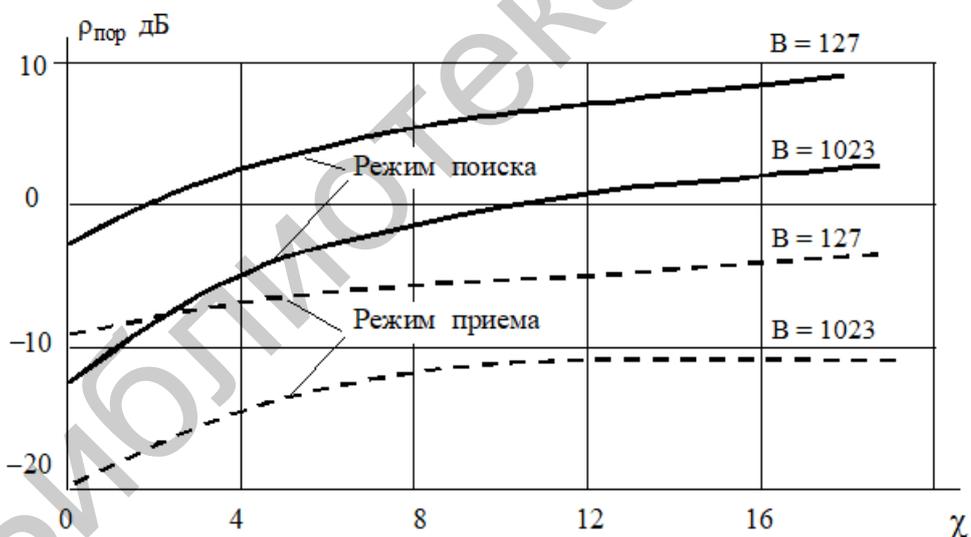


Рис. 5.18. Зависимость порогового отношения сигнал/помеха от коэффициента эксцесса и базы сложного сигнала

Если помеха по своей структуре – фазомодулированный сигнал со случайным чередованием нулей и единиц, то $\chi = 1$ и дисперсия функции $C_{пс}(\tau, F)$ равна $\sigma^2 = 1/B^2$. Из рис. 5.18 следует, что при заданной мощности помехи с увеличением базы используемого в РЭС сигнала эффективность помехи падает. Это объясняется уменьшением дисперсии пиков $C_{пс}(\tau, F)$ с ростом базы.

Если структура помехи принадлежит к тому же классу, что и структура полезного сигнала (помеха создана способом ретрансляции излучений подавляемого РЭС, но с ошибками), то ее маскирующий эффект проявляется лишь при значительных коэффициентах эксцесса χ , а при малых χ работают свойства имитирующей помехи. Причем маскирующий эффект сигналopodobной помехи с высоким χ достигается при значительно большем значении отношения сигнал/помеха $q_{вх}$, чем при воздействии чисто случайной (гауссовской) шумоподобной помехи. Таким образом, ретранслированная сигналopodobная помеха, принадлежащая к системе сложных шумоподобных сигналов, коррелирована с огибающей зондирующего сигнала и обладает значительными боковыми выбросами тела неопределенности, которые могут привести к большему подавлению РЭС по сравнению с воздействием шумовой гауссовской помехи или случайной некоррелированной структурной помехи. Дополнительные потери могут составлять более 10 дБ. Отсюда следует, что для устранения эффекта дополнительного подавления необходимо в РЭС использовать сложные шумоподобные сигналы с малыми боковыми выбросами тела неопределенности. Эти особенности также характерны для проблемы ЭМС (см. разд. 7).

Применение в радиолокации, связи и радиоуправлении структурно сложных сигналов повышает их имитостойкость, т. е. снижает вероятность безошибочного воспроизведения либо ретрансляции при формировании активных имитирующих помех. Общее число рациональных кодовых комбинаций L становится соизмеримо с квадратом базы сложного сигнала V , т. е. $L \approx V^m$, $m \geq 2$ [1]. Системы сигналов с временным, частотно-временным, фазовым кодированием с большой базой образуют внушительное множество, и при организации РЭП они трудно разведываются. Каждый такой сигнал характеризуется множеством параметров-признаков, становится шумоподобным, трудновоспроизводимым без ошибок и непрогнозируемым. Однако при значительном энергопотенциале САП на каждый полезный сигнал можно сформировать множество сигналopodobных помех, его точно не повторяющих, отличающихся в некоторых деталях между собой и от сигнала. В этом случае возможны случайные совпадения кодов помехи и полезного сигнала. Вероятность такого события тем меньше, чем по большему числу параметров отличаются друг от друга используемые соседние посылки полезных сигналов. Рациональные коды способствуют выполнению этого условия.

Рассмотренные идеи структурной селекции получили широкое развитие как способы кодового различения сигналов на фоне произвольных помех. Структура кода сигнала выбирается из условия возможно большей пропускной способности при высокой энергетической эффективности. Главная проблема часто состоит в формировании сигнальных последовательностей, которые можно достаточно плотно разместить в многомерном пространстве (в координатах «время, частота, поляризация») и в то же время разнести на достаточно большое расстояние (при этом достигается высокая контрастность d_{Π}) для обеспечения

высокой энергетической эффективности. Такие последовательности, построенные в теории связи на базе помехоустойчивых кодов и многопозиционных сигналов с плотной упаковкой, называются сигнально-кодowymi конструкциями [3]. В качестве помехоустойчивого кода обычно используется каскадный, итеративный и сверточный коды, а в качестве многопозиционных сигналов – сигналы многократной фазовой модуляции. Для согласования двоичного помехоустойчивого кода многопозиционных сигналов используется манипуляционный код, при котором большему расстоянию между кодовыми комбинациями соответствует большее расстояние между соответствующими им сигналами.

5.5. Спектрально-временная и энергетическая селекция сигналов на фоне помех

Спектрально-временная и энергетическая селекции являются устоявшимися и распространенными методами выделения полезных сигналов на фоне помех по их спектральным, частотным, фазовым, временным, амплитудным и энергетическим различиям. Отработаны и применяются на практике сотни вариантов реализации этих методов.

Спектрально-временная селекция наиболее эффективна при выделении полезного сигнала на фоне белого шума, коррелированных регулярных и хаотических импульсных помех, спектры которых априорно известны, а неизвестные их параметры могут быть определены в ходе наблюдения. Поэтому хорошо отработаны методы временной декорреляции фона и последующего временного накопления.

Селекция сигналов на фоне коррелированных помех основана на принципе временной декорреляции (режекции) фона. Выделение сигнала на фоне помеховых остатков (белого шума) достигается его когерентным (для медленно флуктуирующего сигнала) или некогерентным накоплением одновременно с измерением спектральной плотности шума $N_{оп}$. Измерение $N_{оп}$ достигается стробированием по времени или частоте тех интервалов, где гарантируется наличие помехи и отсутствие сигнала. Стабилизация уровня фона на выходе независимо от его значения на входе приемника обеспечивается системой ШАРУ и схемой ШОУ [5].

Обширный набор методов частотной, временной и амплитудной селекции обеспечивает выделение полезного сигнала по одному какому-либо заданному признаку, если обстоятельства наблюдения сигнала на фоне помех способствуют проявлению этого признака.

Большая группа методов выделения (отбора) полезных сигналов в потоке сигналоподобных помех использует результаты распознавания.

5.5.1. Адаптивная режекция узкополосных помех

Узкополосной называется помеха, у которой полоса Δf_{Π} значительно уже ширины спектра сигнала Δf_0 . Если узкополосная помеха отличается от сигнала по виду спектра флуктуаций комплексной огибающей, то эффективна ее оптимальная режекция на фоне узкополосной помехи в виде каскадного соединения двух фильтров (рис. 5.19). Первый фильтр $РФ_{\Pi}$ выполняет функцию временного дифференцирования, превращает узкополосную помеху в белый шум (некоррелированный), его называют обеливающим, декоррелирующим или компенсирующим, имеет частотную характеристику, равную

$$|K_{рф}(i\omega)|^2 = \frac{1}{N_{\phi}(\omega)}, \quad (5.27)$$

где $N_{\phi}(\omega)$ – спектральная плотность мощности узкополосной помехи.

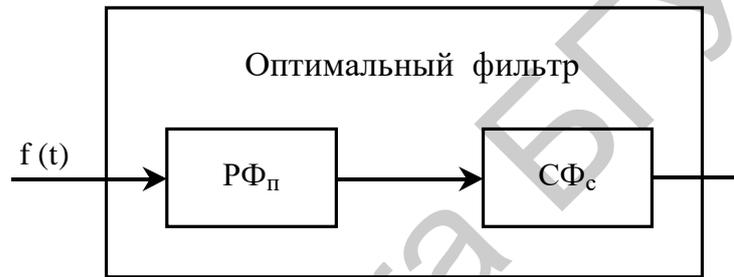


Рис. 5.19. Оптимальная режекция помехи и согласованная фильтрация полезного сигнала

Согласно [1], под потенциальной эффективностью когерентной компенсации узкополосной помехи следует понимать максимальный коэффициент ее подавления при условии сохранения неизменной мощности сигнала, спектральные составляющие которого находятся вне зон режекции. При этом отношение мощности помехи до когерентной компенсации к мощности помехи после когерентной компенсации, характеризующее максимальный коэффициент ее подавления, оказывается обратно пропорциональным минимальному значению междупериодного энергетического спектра фона:

$$v_{\text{кк}}^{\text{уп}} = 1/N_{\phi}(\pi). \quad (5.28)$$

Когерентная компенсация помехи приводит к уменьшению мощности, а следовательно, и спектральной плотности мощности ($\sigma_{\Pi}^2/\Delta f_0$ для мешающих отражений и $\sigma_{\Pi}^2/\Delta f_{\Pi}$ для активной помехи) внутрипериодной структуры помехи в $v_{\text{кк}}^{\text{уп}}$ раз. Поэтому отношение сигнал/помеха после когерентной компенсации помехи оказывается равным:

$$\text{- для мешающих отражений: } \mu = \sigma_c^2 T_0 / \frac{\sigma_{\Pi}^2}{\Delta f_0 v_{\text{кк}}^{\text{уп}}}; \quad (5.29)$$

$$\text{- для активных помех: } \mu = \sigma_c^2 T_0 / \frac{\sigma_{\Pi}^2}{\Delta f_{\Pi} v_{\text{КК}}^{\text{уп}}}. \quad (5.30)$$

Обратим внимание, что потенциальные возможности когерентной компенсации узкополосных помех определяются исключительно их корреляционными свойствами.

Второй фильтр на рис. 5.19 является согласованным с полезным сигналом, т. е. имеет частотную характеристику, равную

$$K_{\text{сф}}(j\omega) = S_c^*(j\omega) \exp(-j\omega t_0), \quad (5.31)$$

где $S_c(j\omega)$ – спектр комплексной огибающей полезного сигнала;

t_0 – момент достижения максимума отношения сигнал/помеха на выходе схемы.

Частотные свойства сигнала, помехи и схемы селекции отражены на рис. 5.20.

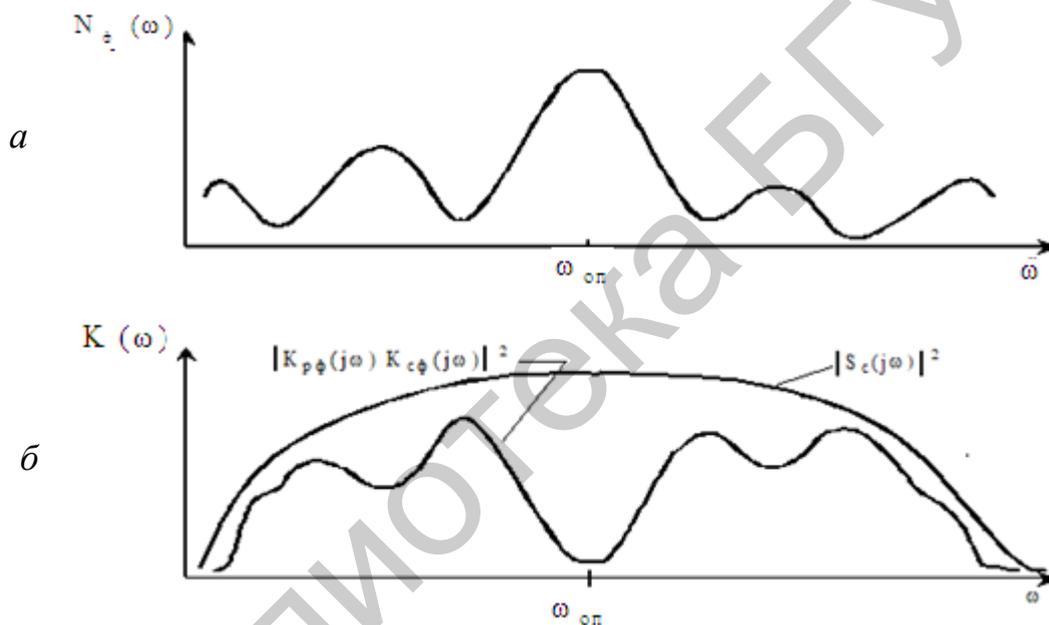


Рис. 5.20. Спектральная плотность помехи (а) и АЧХ канала обработки (б)

В районе частоты помехи имеет место подавление сигнала тем большее, чем больше соотношение $\Delta\omega_{\Pi}/\Delta\omega_0$ полос помехи $\Delta\omega_{\Pi}$ и сигнала $\Delta\omega_0$.

Так как в реальных условиях параметры помехи могут меняться, то режекторный фильтр требуется перестраивать. В основе адаптации лежит идея задержки, комплексной перестройки весового коэффициента контуром с корреляционной обратной связью (рис. 5.21) и вычитания.

Время задержки выбирается так, чтобы широкополосные сигнальные составляющие на основном и компенсационном входах сумматора были некоррелированы между собой, т. е. $\Delta t_3 > \tau_c$, и поэтому они подавляться не будут. Вместе

с тем время Δt_3 должно быть значительно меньше интервала автокорреляции узкополосной помехи $\tau_{п}$, т. е. $\Delta t_3 < \tau_{п}$. Благодаря этому сохраняется сильная корреляция напряжений помехи на входах сумматора и помеха будет эффективно подавляться. В установившемся режиме помеховые остатки на выходе автокомпенсатора и помеха на выходе линии задержки в совпадающие моменты времени некоррелированы, что и должно выполняться для случайного процесса и его производной. Таким образом, здесь повторяются особенности, вскрытые ранее на примере пространственной и поляризационной автокомпенсации.

На рис. 5.22 приведена зависимость эффективности автокомпенсатора $v_{ак}$ как меры увеличения отношения сигнал/помеха на выходе по сравнению со входом. При расчете предполагалось, что узкополосная помеха обладает спектром с гауссовской огибающей и спектр сигнала в пределах полосы приемного тракта равномерен, а $\Delta t_3 = 1/\Delta f_0$.

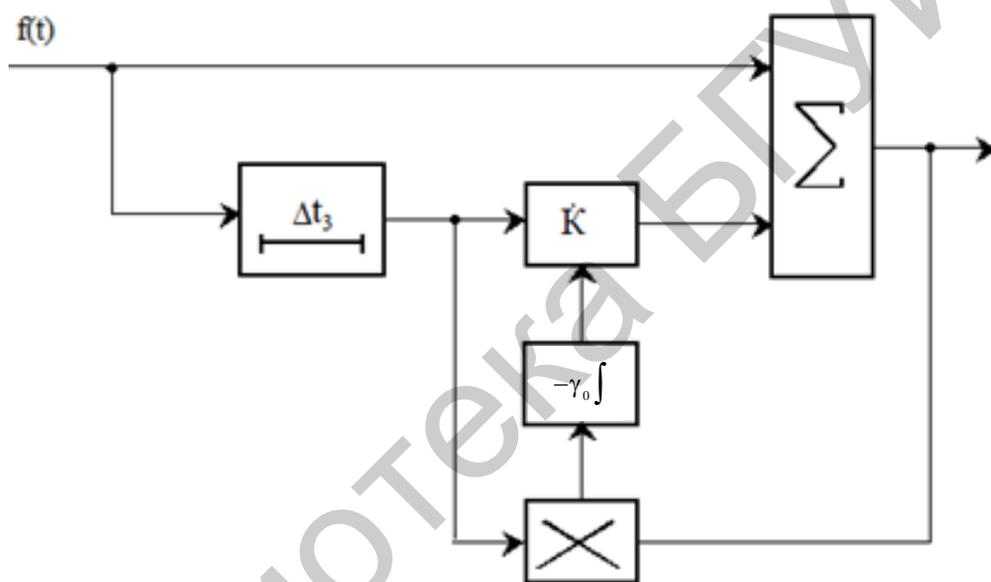


Рис. 5.21. Автокомпенсатор узкополосной помехи

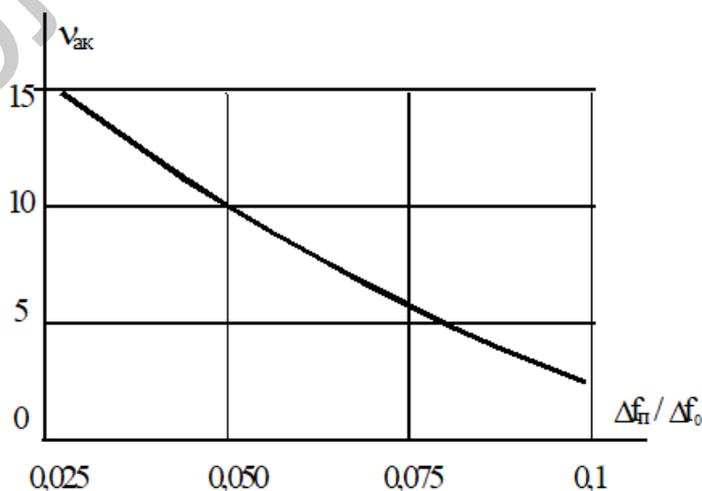


Рис. 5.22. Эффективность автокомпенсатора

В импульсных РЭС время задержки задается кратным периоду следования сигналов $\Delta t_3 = nT_n$, $n = 1, 2, \dots$. При корреляционной функции огибающей помехи, отличной от экспоненциальной, череспериодное вычитание должно быть многократным, поэтому контур самонастройки становится также многократным (рис. 5.23).

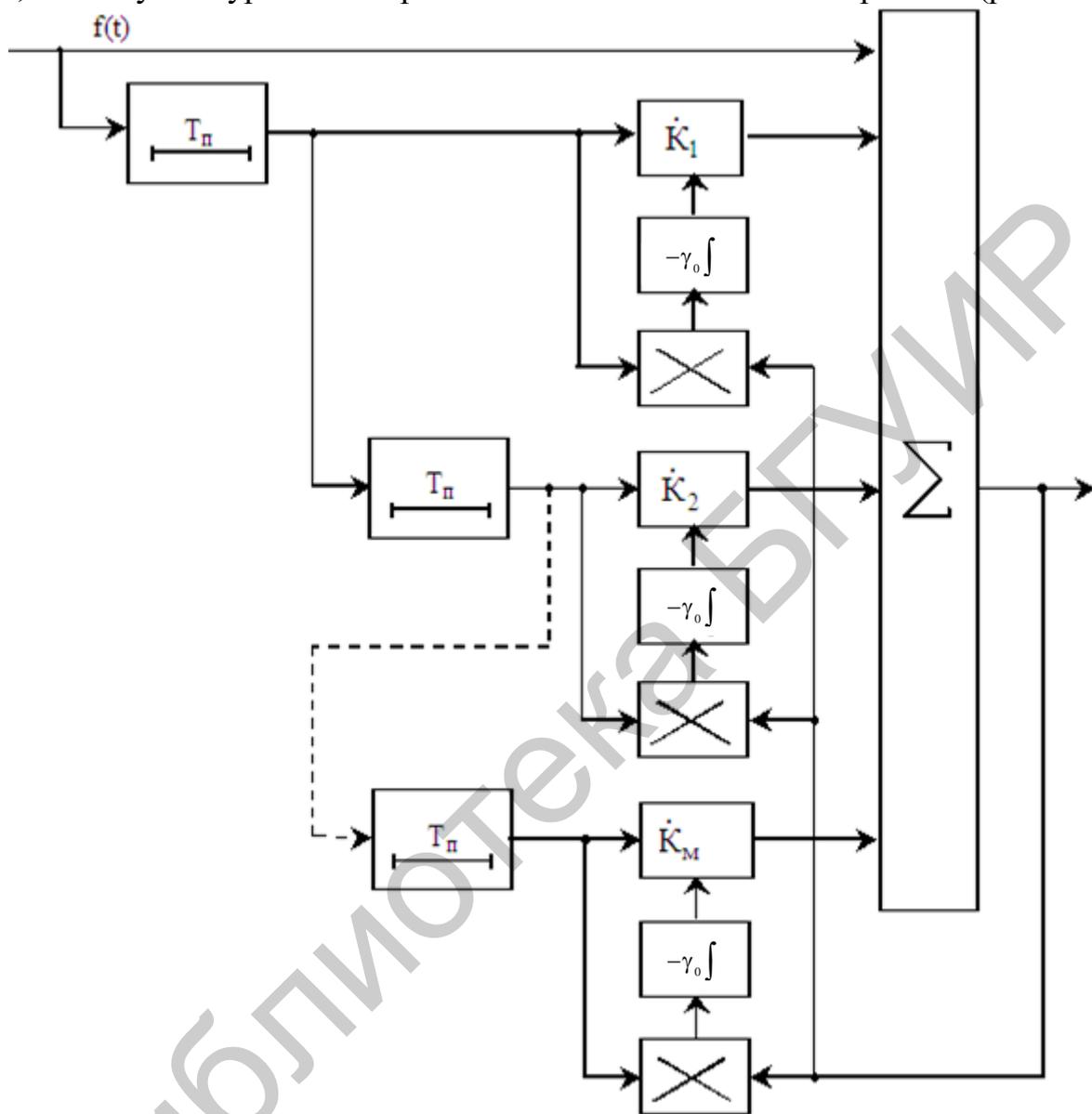


Рис. 5.23. Многократный автокомпенсатор узкополосных помех

Коэффициент подавления помехи однократным автокомпенсатором равен

$$K_{\text{пу}} = 1 / \left[(1 - r_{L\Pi}^2) + |\varepsilon|^2 \right], \quad (5.32)$$

т. е. выражается той же формулой, что и для пространственного автокомпенсатора. Здесь $r_{L\Pi}$ – коэффициент корреляции временных флуктуаций помехи на интервале задержки Δt_3 . Основными составляющими суммарной ошибки компенсации узкополосной стационарной помехи являются статическая и флуктуаци-

онная ошибки. Первая обратно пропорциональна мощности помехи и коэффициенту усиления цепи обратной связи, вторая равна $\sigma_{\text{фл}}^2 = (1 - r_{\text{ЛП}}^2) \Delta f_{\text{ак}} / \Delta f_0$, где $\Delta f_{\text{ак}}$ – полоса пропускания замкнутого контура самонастройки. Если $F_{\text{П}} < \Delta f_{\text{ак}} < \Delta f_0$, то автокомпенсатор называют широкополосным, в РЭС он обеспечивает подавление в обзорном режиме. Если $\Delta f_{\text{ак}} < F_{\text{П}}$, то автокомпенсатор узкополосный, он обеспечивает подавление помех в режиме автосопровождения в пределах разрешающего строба. При аналоговом исполнении схемы на предельном значении $K_{\text{ПУ}}$ сказываются несимметрия частотных характеристик каналов автокомпенсатора, ограниченность динамических диапазонов и неидеальность линейных свойств элементов схемы.

На компенсации узкополосных мешающих отражений от облака дипольных отражателей влияют скачки плотностей диполей на трассе полета цели, вызывающих ошибки переходного режима и подчеркивающих кромку облака. Разброс скоростей диполей, перемещение луча антенны РЭС, подсвечивающего облака диполей, и другие факторы вынуждают представлять междупериодную корреляционную функцию мешающих отражений несколькими сомножителями с различной формой – экспоненциальной (или треугольной) $r_3(t)$, экспоненциально-параболической $r_{3.п}(\tau)$ и гауссовской $r_{\Gamma}(\tau)$:

$$r_{\text{П}}(\tau) = r_3(\tau)r_{3.п}(\tau)r_{\Gamma}(\tau) = \left[1 + 2\frac{|\tau|}{\tau_{\text{П}}}\right] \exp\left[-\frac{|\tau|}{\tau_{\text{П}}}\right] \exp\left[-2\frac{|\tau|}{\tau_{\text{П}}}\right] \exp\left[-\frac{\pi\tau^2}{4\tau_{\text{П}}^2}\right]. \quad (5.33)$$

В соответствии с этим максимальный коэффициент подавления мешающих отражений оказывается меньше наименьшей из его составляющих:

$$\frac{1}{v} = \frac{1}{v^3} + \frac{1}{v^{\text{эп}}} + \frac{1}{v^{\Gamma}}, \quad (5.34)$$

где v^3 , $v^{\text{эп}}$, v^{Γ} – коэффициенты подавления мешающих отражений при условии аппроксимации их междупериодной корреляционной функцией только экспоненциальной (треугольной), экспоненциально-параболической или гауссовской кривой. При этом эффективность M -кратного автокомпенсатора приближается к потенциальному уровню (5.30). В квазинепрерывной РЭС для селекции достаточно совместить функции декорреляции (в том числе адаптивной) помехи и узкополосной фильтрации полезного сигнала. На рис. 5.24 дано пояснение режекции узкополосной помехи и согласованной фильтрации полезного сигнала.

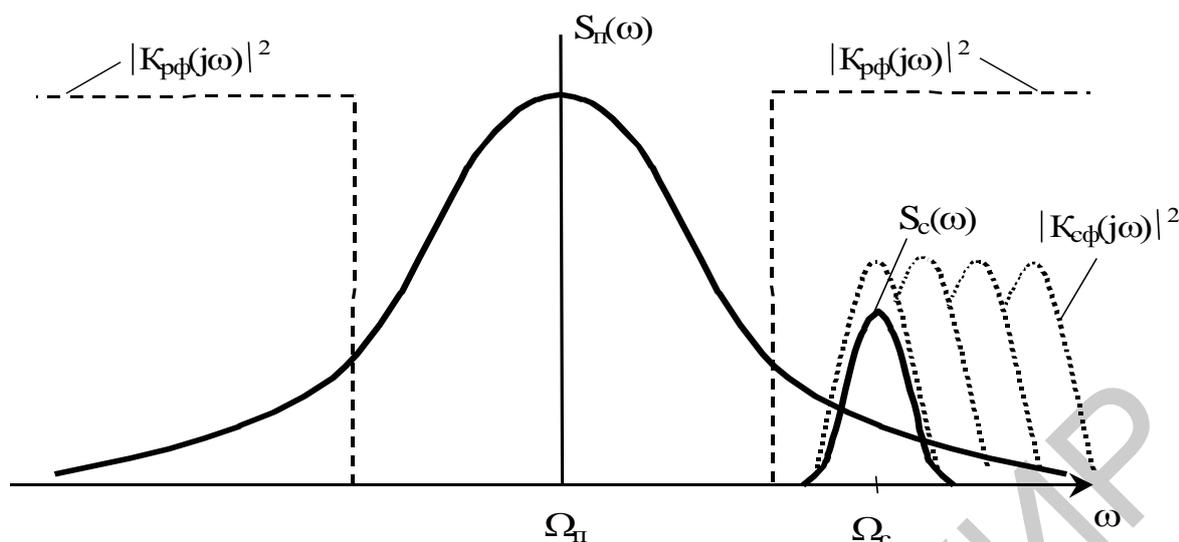


Рис. 5.24. Спектры помехи $S_n(\omega)$ и сигнала $S_c(\omega)$, АЧХ режекторного и согласованного фильтра

В полосе $2\pi\Delta f_{\text{сф}}$ на частоте полезного сигнала Ω_c спектральная плотность помехи $N_{\text{оэ}}$ практически не меняется, $N_{\text{оэ}} = \sigma_{\text{п}}^2 S_n(\Omega_c - \Omega_{\text{п}})$. Поэтому коэффициент подавления помехи равен

$$K_{\text{п}} = \sigma_{\text{п}}^2 / N_{\text{оэ}} \Delta f_{\text{сф}} = 1 / \Delta f_{\text{сф}} S_n(\Omega_{\text{пс}} - \Omega_{\text{п}}), \quad (5.35)$$

где $\Delta f_{\text{сф}}$ – полоса фильтра, согласованного с сигналом на всем интервале наблюдения $T_{\text{н}}$ ($\Delta f_{\text{сф}} \approx \Delta f_{\text{с}} + (1/T_{\text{н}})$).

Как следует из этого примера, фильтр режекции, подавляющий основную часть помехи, снимает проблему динамического диапазона приемника по помехе. Очевидно, что для этого вполне пригоден автокомпенсатор помехи, на который наложены ограничения по полосе зоны режекции.

5.5.2. Некогерентное накопление сигналов на фоне помех в разнесенных РЭС

Накопление полезных сигналов как способ их селекции применяется во всех видах РЭС. Накопление означает заключительный этап выделения сигнала на фоне декоррелированных помех. Согласно [1] в ходе наблюдения необходимо вначале выполнять когерентное накопление сигнала на интервале $T_{\text{кн}}$, сравнимом со временем корреляции сигнала $\tau_{\text{с}} = 1/2\Delta f_{\text{с}}$, затем все оставшееся время осуществлять некогерентное наблюдение.

Аналогично поступают в организации накопления по пространству в пространственно-распределенных системах и по частоте в многочастотных системах. Частотная характеристика фильтра для когерентного накопления определяется формулой

$$|K_{\text{кн}}(j\omega)|^2 = \mu S_{\text{Лс}}(\omega) / (1 + \mu S_{\text{Лс}}(\omega)), \quad (5.36)$$

где $S_{Lc}(\omega)$ – энергетический спектр флуктуаций полезного сигнала на интервале накопления $T_{кн} = LT_{п}$;

μ – отношение сигнал/фон на входе устройств когерентного накопления.

По мере увеличения отношения сигнал/фон оптимальное значение $T_{кн}$ монотонно уменьшается. Заметим, что данное выражение для $|K_{кн}(j\omega)|^2$ обуславливает максимум отношения сигнал/помеха в конце интервала накопления. При использовании информационного критерия, например, для наилучшего выделения каждой составляющей спектра полезного сигнала $S_{Lc}(j\omega)$, вместо (5.36) следует применять

$$K_{кн}(j\omega) = S_{Lc}^*(j\omega) \exp(-j\omega T_{кн}), \quad (5.37)$$

где запаздывание $T_{кн}$ указывает, что отклик фильтра при $t \geq T_{кн}$ отвечает указанному критерию.

В задачах «обнаружение – измерение – распознавание» радиолокационных сигналов и распознавания элементарных символов в дискретных каналах связи ведущим остается первый критерий – максимум отношения сигнал/помеха. Оптимальное время когерентного накопления равно

$$T_{кнопт} = \frac{1}{\Delta F_{Lc}} \sqrt{(1 + \mu \Delta F_{Lc} / F_{п}) / (1 + \mu \Delta F_{п} / \Delta F_{Lc})}, \quad (5.38)$$

где ΔF_{Lc} – ширина одного зубца гребенчатого спектра полезного сигнала ($\Delta F_{Lc} = \Delta f_c + \frac{F_{п}}{L}$);

Δf_c – ширина спектра флуктуаций монохроматического полезного сигнала;
 L – число когерентно-накопленных сигналов.

Например, если одновременно действуют активная маскирующая помеха со спектральной плотностью $N_{оп}^{ми}$ на входе приемника и мешающие отражения мощностью $\sigma_{п}^2$, то

$$\mu = \sigma_c^2 T_0 / \left(\frac{N_{оп}^{ми}}{v_{кк}^{ми}} + \frac{\sigma_{п}^2}{\Delta f_0 v_{кк}^{мо}} \right), \quad (5.39)$$

где $v_{кк}^{ми}$ и $v_{кк}^{мо}$ – эффективности компенсации вначале активных, а затем и пассивных помех. Последующий этап накопления является некогерентным, он является оптимальным и эффективным, если накапливаемые сигналы на фоне помех представляют собой последовательность независимых случайных отсчетов ($Z_1, Z_2, \dots, Z_{Lн}$). Разнос отсчетов сигнала по времени (периоду съема), либо по частоте, либо по пространству значительно повышает эффективность оценки параметра сигнала и его обнаружение. Такой способ широко используется в радиолокации и системах связи. Разнесенный прием подобен резервированию устройств, обладающих конечной надежностью. Если, например, надежность передачи сообщения в одном канале управления составляет величину $P_1(\varepsilon < \varepsilon_{пор})$,

то вероятность того, что ошибка ε будет меньше $\varepsilon_{\text{пор}}$ хотя бы в одном из L_H параллельно действующих каналов, будет равна

$$P_L(\varepsilon < \varepsilon_{\text{пор}}) = 1 - [1 - P_1(\varepsilon < \varepsilon_{\text{пор}})]^{L_H}. \quad (5.40)$$

При низкой надежности $P_1 < 1/L_H$ разнесенный прием позволяет повысить ее примерно в L_H раз.

Равновесное некогерентное суммирование L_H квадратов независимых огибающих S_i

$$Z = \sum_{i=1}^{L_H} |S_i|^2 \quad (5.41)$$

является эффективным в задачах обнаружения сигналов. Зависимости порогового отношения $q_L = \sigma_c^2 T_0 L_H / N_{\text{оп}}$ от числа сигналов представлены на рис. 5.25.

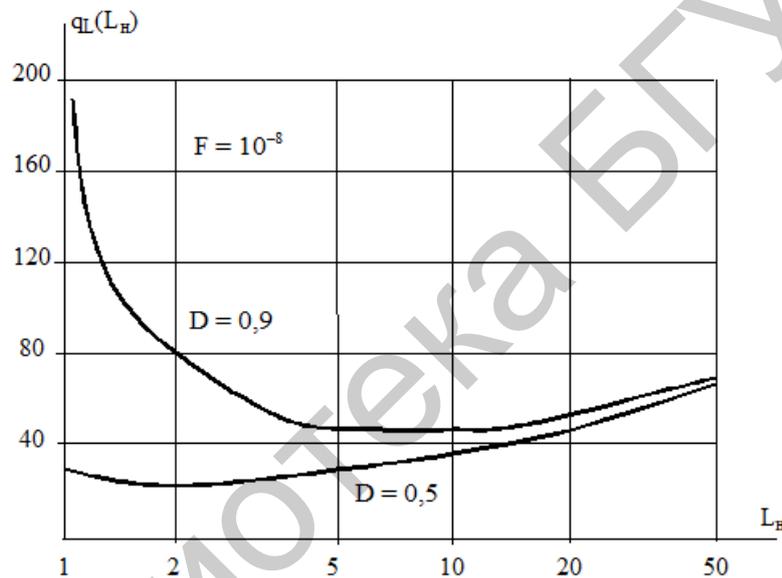


Рис. 5.25. Зависимость порогового отношения q_i от числа L_H

Анализ приведенных формул и графиков позволяет сделать следующие основные выводы:

1. В случае слабого одиночного медленно флуктуирующего сигнала, когда интервал корреляции его флуктуаций превышает интервал наблюдения, эффективно применение только когерентного накопления. Однако при наблюдении медленно флуктуирующего сильного сигнала более эффективно некогерентное накопление. При условии одинаковых вероятностей правильного обнаружения и величин q_L вероятность ложных тревог при когерентном накоплении оказывается больше, чем при некогерентном накоплении.

2. В случае некогерентного накопления независимо флуктуирующих сигналов зависимость требуемой пороговой энергии одиночного сигнала от числа

сигналов имеет (при $D > 0,5$) минимум при некотором оптимальном числе сигналов $L_{\text{норт}}$. Величина $L_{\text{норт}}$ мало зависит от допустимой вероятности ложной тревоги, но существенно увеличивается при возрастании вероятности правильного обнаружения. Так, например, при $D = 0,9$ получается $L_{\text{норт}} \approx 5$, если же $D = 0,99$, то $L_{\text{норт}} \approx 10$.

3. Выигрыш, имеющий место при $L_{\text{н}} = L_{\text{норт}}$ по сравнению с $L_{\text{н}} = 1$, возрастает с уменьшением вероятностей ошибок F и $P_{\text{пр}} = (1 - D)$ и особенно зависит от $P_{\text{пр}}$. Так, например, если при $P_{\text{пр}} = 0,1$ и $F = 10^{-3}$ максимальный выигрыш равен 4,2 дБ, то при $P_{\text{пр}} = 0,01$ и $F = 10^{-6}$ он достигает уже 15 дБ.

4. При $L_{\text{н}} > 1$ средняя энергия, требуемая для обнаружения последовательности сигналов с независимо флуктуирующими амплитудами, равна энергии, требуемой для столь же надежного обнаружения последовательности с известными амплитудами. Если же $L_{\text{н}} = 1$, то в случае флуктуирующей амплитуды для надежного обнаружения ($F \leq 0,1$ и $P_{\text{пр}} \leq 0,1$) требуется значительно большая энергия сигнала, чем в случае известной амплитуды.

Из предыдущих пунктов следует, что при высоких требованиях к надежности обнаружения флуктуирующего сигнала (при малых F и $P_{\text{пр}}$) можно получить существенный выигрыш в требуемой энергии сигнала, если разбить непрерывный (одноимпульсный, одночастотный, однопозиционный) сигнал на $L_{\text{н}}$ достаточно разнесенных по времени (по частоте, по координате места приема) сигналов так, чтобы флуктуации соседних сигналов можно было считать статистически независимыми. При этом желательно выбирать $L_{\text{н}} \approx L_{\text{норт}}$. Возможность получения выигрыша в требуемой энергии при этом обусловлена тем, что вероятность «замирания» (уменьшения амплитуды) одновременно всех сигналов оказывается значительно меньшей, чем вероятность столь же глубокого замирания одиночного сигнала.

Приведенный выше анализ относился к случаю простого бинарного обнаружения. При совместном одновременном обнаружении и распознавании (или «грубом» измерении параметра, по которому обеспечивается разрешение сигнала в потоке ему подобных) в случае M -канальной приемной системы применимы методы и основные результаты, изложенные ранее для такой задачи.

В частности, в случае M -ортогональных равновероятных последовательностей сигналов с одинаковыми средними энергиями и при малых вероятностях ошибок ($F \leq 0,1$ и $P_{\text{пр}} \leq 0,1$) требуемая средняя энергия определяется по формулам (или по кривым) простого бинарного обнаружения, если заменить F на F/M .

В заключение можно сделать ряд частных выводов:

1. Для обнаружения непрерывного флуктуирующего сигнала когерентное накопление выгодно выполнять с помощью фильтра на малом интервале $T_{\text{кн}} \approx \tau_{\text{с}}$, а некогерентное накопление – с помощью фильтра с полосой $\Delta F_{\text{ф}} \approx 1/T_{\text{нн}}$ на

оставшемся интервале $T_{\text{нн}} = T_{\text{н}} - T_{\text{кн}}$. Приведенные выше результаты трансформируются на данный пример, если положить $L_{\text{н}} \approx T_{\text{нн}}/T_{\text{кн}}$.

2. При обнаружении цели по выборке независимых сигналов в многопозиционной и в многочастотной РЛС выигрыш в эквивалентном при тех же D и F отношении сигнал/помеха для $L_{\text{н}} \approx 4...5$ достигает более 13 дБ, т. е. соответствует увеличению энергопотенциала РЭС более чем в 20 раз. Выигрыш оказывается практически еще более весомым, если ведется наблюдение объекта, в котором применена технология «Стелс». Например, радиолокационное зондирование малоразмерной цели на 5 частотах повышает дальность обнаружения с вероятностями $D = 0,9$ и $F = 10^{-4}$ в 1,5 раза. Аналогичный результат достигается при разносе точек приема. Если рассматривать точностный критерий качества РЭС, то выводы в основном повторяются. Это способствует широкому применению многочастотных и многопозиционных радиолокационных и радиосвязных систем.

5.5.3. Адаптивные системы с перестройкой рабочей частоты

Перестройка рабочей частоты является основным содержанием частотной селекции полезных сигналов на фоне активных маскирующих и имитирующих помех. Несущая частота передатчика изменяется дискретно по программе в широких пределах. Приемник перестраивается синхронно, с изменением частоты принимаемого сигнала.

Давно применяют системы с медленной перестройкой, когда время работы на одной частоте $T_{\text{ч}}$ не менее длительности одной пачки сигналов $T_{\text{с}}$ ($T_{\text{ч}} \geq T_{\text{с}}$). В радиолокации величина $T_{\text{с}}$ равна длительности достоверного единичного измерения координат цели, в радиосвязи и управлении – длительности передачи одной кодовой посылки сообщения (команды) $T_{\text{с}}$. В последние годы в связи с компьютеризацией управления излучением и приемом сигналов отрабатываются системы с быстрой перестройкой при $T_{\text{ч}} \leq T_{\text{с}}$. Такие системы обладают такой же потенциальной помехоустойчивостью, что и системы с шумоподобными широкополосными сигналами.

Рассмотрим вначале систему с «медленной» перестройкой рабочей частоты (ПРЧ). Особенность ее работы заключается в том, что отношение сигнал/помеха на входе решающей схемы зависит от частоты несущей. Поэтому вероятность ошибки при приеме будет меняться.

Предположим, что мощная помеха действует в полосе $\Delta f_{\text{п}}$ на фоне белого шума (рис. 5.26). Оценим, какую часть спектра ПРЧ $\Delta F_{\text{прч}}$ с $T_{\text{ч}} \leq T_{\text{с}}$ должна занимать помеха, а какую сигнал, чтобы вероятность ошибок была минимальной.

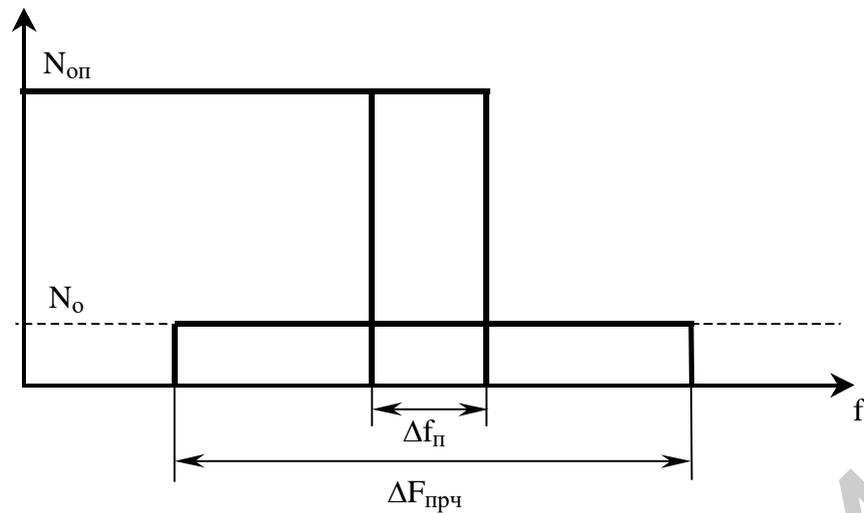


Рис. 5.26. Спектральные плотности помехи и собственных шумов приемника

Предположим, что сведения о спектральной плотности помехи $n(t)$ в результате анализа помеховой обстановки на входе РЭС известны. Тогда очевидно, что при фиксированной энергии полезного сигнала $\mathcal{E}_c = \frac{1}{2} \int_0^\infty |K(i\omega)|^2 d\omega$ отношение сигнал/помеха на выходе согласованного фильтра

$$\gamma = \left[\int_0^\infty |K(i\omega)|^2 d\omega \right]^2 / \int_0^\infty |K(i\omega)|^2 N_{оп}(\omega, t) d\omega \quad (5.42)$$

будет наибольшим при минимальном знаменателе $\int_0^\infty |K(i\omega)|^2 N(\omega, t) d\omega$. Здесь обо-

значено: $K(i\omega)$ – комплексный амплитудный спектр полезного сигнала $m_c(t)$ и АЧХ согласованного фильтра, $N_{оп}(\omega, t)$ – спектральная плотность помехи $n(t)$.

Условие максимума (5.42) выполняется, если $|K(i\omega)|^2 = 2\mathcal{E}_c \delta(\omega - \omega_0)$, $N(\omega_0, \omega) = \min$, где $\delta(\omega - \omega_0)$ – дельта-функция.

Таким образом, для получения максимального отношения сигнал/помеха на входе решающего блока в канале приема спектр сигнала должен быть предельно узким и иметь несущую частоту, на которой в момент приема мощность помех минимальна. Для реализации такого метода повышения качества РЭС в условиях «небелого» шума необходимо перед излучением оценивать помеховую обстановку и настраивать выбранную рабочую частоту на минимум помех. Спектральный анализ помех в отведенном для РЭС диапазоне частот и определение оптимальной рабочей частоты необходимо выполнять непрерывно перед каждым циклом излучения передатчика. Ввиду того что спектральная плотность помехи меняется во времени, блок оценки ее интенсивности приходится строить по

критерию минимума ошибки измерения по правилам теории оптимальной фильтрации.

Системы ПРЧ с быстрой перестройкой организуют с когерентными и с некогерентными элементами матрицы «частота – время». Когерентные позволяют обеспечить потенциальную помехоустойчивость в любой помеховой обстановке, но они сложны в реализации. Некогерентные проще реализуемы и широко применяются в связи и радиолокации. Для получения ортогональных сигналов с любым основанием M можно использовать частотную манипуляцию и частотно-временное кодирование внутри посылки (или пачки сигналов).

Некогерентная согласованная обработка ПРЧ сигнала отличается от когерентной тем, что суммирование элементов осуществляется после амплитудного детектирования. На рис. 5.27 представлены два кадра частотно-временной плоскости сигнала и помехи в системах ПРЧ с быстрой перестройкой. Предполагается, что на каждой частоте может быть сформирована узкополосная помеха. Совпадение элементов помехи и сигнала гарантирует подавление РЭС.

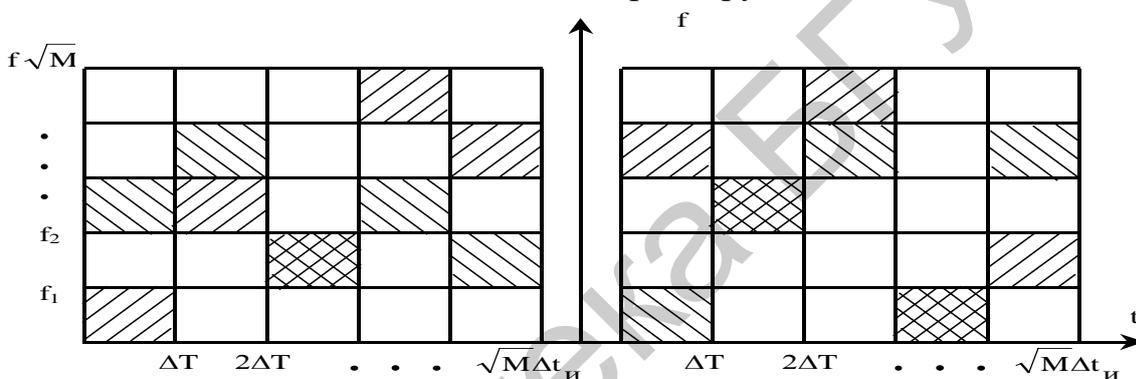


Рис. 5.27. Частотно-временная плоскость ПРЧ сигнала и помехи (два кадра)

Время разведки частоты излучений РЭС и настройки передатчика помех T_p превосходит время излучения на фиксированной частоте РЭС $T_p > \Delta t_n$. В этом случае САП должна излучать либо непрерывную заградительную помеху ослабленной интенсивности, либо на каждый излученный элемент кода отвечать узкополосными мощными помехами в каждом интервале Δt_n на S частотах. Рассмотрим, при каких условиях дискретно-частотная узкополосная мощная помеха опасна для ПРЧ системы.

На рис. 5.27 отметка помехи имеет штриховку «слева – вниз – направо», ортогональную штриховке элемента сигнала. Предположим, что структура дискретно-частотной помехи, так же как и сигнала, содержит в кадре на рис. 5.27 M элементов. Допустим, что каждый элемент может занимать одно из M положений на частотно-временной плоскости одного кадра (периода следования пачки). Вероятность совпадения элемента помехи с элементом сигнала хотя бы в одной ячейке кадра при этом предположении равна $1/M$, а вероятность несовпадения –

$1 - (1/M)$. Допустим теперь, что на дискретно-частотный сигнал в пределах одного кадра действует s помех. Вероятность несовпадения всех элементов от помех с элементами сигнала будет равна $[1 - (1/M)]^s$. Соответственно вероятность совпадения будет равна $1 - [1 - (1/M)]^s$. Вероятность совпадений в пределах одного кадра определяется биномиальным законом и записывается следующим образом:

$$P_{M,s}(n) = C_M^n \left[1 - \left(1 - \frac{1}{M} \right)^s \right]^n \left(1 - \frac{1}{M} \right)^{s(M-n)}. \quad (5.43)$$

Среднее значение и дисперсия числа совпадений по определению [15] определяются следующими формулами:

$$\bar{n}_s = M \left[1 - \left(1 - \frac{1}{M} \right)^s \right], \quad \sigma_n^2 = M \left[1 - \left(1 - \frac{1}{M} \right)^s \right] \left(1 - \frac{1}{M} \right)^s. \quad (5.44)$$

Если $s \leq M$ и $M \geq 1$, то биномиальный закон (5.43) стремится к пуассоновскому. По мере увеличения s закон (5.43) стремится к нормальному закону при условии, что $M \geq 1$. В общем случае при $M \geq 1$ из формул (5.44) находим

$$\bar{n}_s \approx M \left[1 - \exp(-s/M) \right], \quad \sigma_n^2 \approx M \left[1 - \exp(-s/M) \right] \exp(-s/M). \quad (5.45)$$

Если $s \leq M$, то имеем $\bar{n}_s \approx s$, $\sigma_n^2 \approx s$ и биномиальный закон стремится к пуассоновскому, т. е.

$$P_{M,s} = s^n e^{-s} / n!. \quad (5.46)$$

При $s \rightarrow M$ биномиальный закон распределения стремится к нормальному со средним значением $\bar{n}_s \approx M(1 - e^{-1}) = 0,63M$ и с дисперсией $\sigma_n^2 \approx 0,25M$. При $s \geq M$ среднее значение n_s стремится к M , а дисперсия $\sigma_n^2 \rightarrow 0$. При этом вероятность полного совпадения всех элементов сигнала с помехой стремится к единице. Следовательно, только на основе сильной избыточности можно подавить ПРЧ системы. Здесь имеем известный результат: для подавления ПРЧ системы с быстрой перестройкой противник вынужден ставить мощную заградительную по частоте помеху. Согласно указанному выше критерию РЭБ такое решение противника означает достижение успеха в помехозащите.

5.5.4. Временная селекция

Временная селекция основана на различии последовательностей сигналов и помех по длительности T_0 , периоду следования T_n и моменту их появления. Эта селекция осуществляется автоселекторами по длительности, частоте следования и положению сигналов во времени (или по фазе периодических колебаний сигнала).

Известно большое разнообразие схем, позволяющих селектировать сигналы, длительность которых равняется заданному значению. Селекция сигналов

по периоду следования наиболее просто осуществляется устройством, содержащим логическую схему И и линию задержки (ЛЗ) (рис. 5.28). Последняя задерживает входные сигналы на время $T_{\text{п}}$.

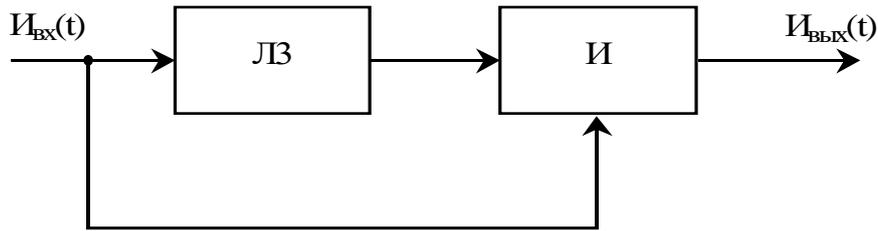


Рис. 5.28. Селекция сигналов по периоду следования

Схема обеспечивает эффективное подавление хаотических импульсных последовательностей и несинхронных помех.

Временная селекция по положению на временной оси реализуется в автодальномерах (автоселекторах, синхронизаторах), вырабатывающих сигналы стробирования (отпираия) приемников на время действия принимаемых импульсных сигналов. Такие автоселекторы обеспечивают защиту от несинхронных импульсных помех, отличающихся от полезного сигнала по ожидаемому моменту появления, а также от мешающих отражений. Автодальномер (синхронизатор), следящий за передним фронтом сигнала, слабо уязвим со стороны уводящих и перенацеливающих помех.

Временные различия, закодированные в разных фазах сигнала, и помехи используются в системах фазовой подстройки частоты для селекции сигнала. При этом полностью подавляются помехи, ортогональные по фазе сигнала.

Принципы спектрально-временной селекции узкополосного полезного сигнала на фоне широкополосных шумовых помех или потока коротких радиосигналов эффективно реализуются в схеме ШОУ (рис. 5.29).

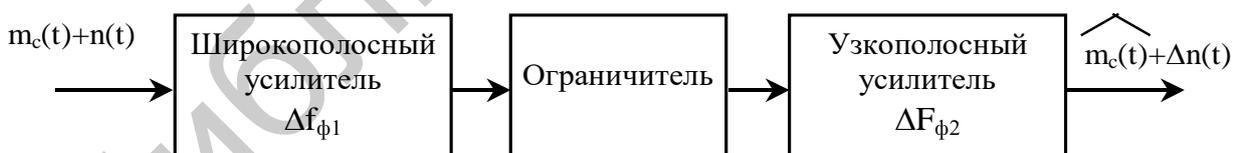


Рис. 5.29. Схема ШОУ

Пусть на входе схемы действует синусоидальный сигнал и помеха – белый шум $n(t)$. Отношение сигнал/помеха на входе ограничителя равно $q_{\text{вх}} = E_c^2 / 2N_{\text{оп}} \Delta f_{\phi 1}$, где E_c – амплитуда сигнала, $N_{\text{оп}}$ – спектральная плотность помехи, $\Delta f_{\phi 1}$ – ширина полосы пропускания широкополосного усилителя. Как известно [2], при малом отношении сигнал/помеха на входе ($q_{\text{вх}} < 1$) отношение сигнал/помеха на выходе ограничителя равно $q_{\text{вых}} \approx \pi q_{\text{вх}} / 4$, а при $q_{\text{вх}} \geq 1$ равно

$q_{\text{вых}} \approx 2q_{\text{вх}}$. После фильтрации сигнала в узкополосном фильтре отношение сигнал/помеха становится равным

$$q_{\text{вых}} \approx q_{\text{вх}} \Delta f_{\phi 1} / \Delta F_{\phi 2}. \quad (5.47)$$

Практически такой результат получается также при замене ограничителя линейным усилителем. Главное достоинство схемы ШОУ – независимость интенсивности шума на выходе от интенсивности помехи на входе при отсутствии сигнала. Если на вход поступает последовательность широкополосных импульсов каждый с полосой $\Delta f_{0i} > (3...5)\Delta F_{\phi 2}$, то характер функционирования и эффективность схемы остаются теми же, что и в условиях широкополосной помехи.

5.6. Распознавание помех

Распознавание помех – информационная составляющая оценки помеховой обстановки и защиты РЭС от помех. На основе распознавания производится управление мероприятиями защиты РЭС и всем комплексом мер по обеспечению нормального функционирования РЭС и СУ.

Для распознавания используются три группы признаков:

- 1) частотно-временные или угломерно-частотно-временные портреты помех;
- 2) признаки реакции средств создания помех на скачок структуры и параметров излучений, подавляемых РЭС;
- 3) признаки реакции устройств РЭС на скачок структуры и параметров помех.

Первые две группы признаков значительно более устойчивы и доступны, чем третья. Для выявления признаков третьей группы необходимо строить многомерные системы диагностики и идентификации состояний подсистем РЭС.

Построение системы распознавания помех включает решение двух проблем: проблему априорных данных (банка данных) о классах и признаках помех и проблему синтеза алгоритма распознавания.

5.6.1. Спектрально-временные портреты откликов оптимального приемника на помехи

Входное воздействие на приемник РЭС в условиях помех представляет собой сумму полезного сигнала $m_c(t, t_c, \Omega_c)$, помехи $m_{\Pi}(t, t_{\Pi}, \Omega_{\Pi})$ и мешающего фона $n(t)$:

$$f(t) = m_c(t, t_c, \Omega_c) + m_{\Pi}(t, t_{\Pi}, \Omega_{\Pi}) + n(t), \quad (5.48)$$

где $m_c(t, t_c, \Omega_c) = E_c(t)U_0(t - t_c) \exp i(\omega_0 + \Omega_c)(t - t_c) \exp(i\varphi_c)$;

$$m_{\Pi}(t, t_{\Pi}, \Omega_{\Pi}) = E_{\Pi}(t)U_{\Pi}(t - t_{\Pi}) \exp i(\omega_0 + \Omega_{\Pi})(t - t_{\Pi}) \exp i\varphi_{\Pi}(t); \quad (5.49)$$

$t_c, t_{\Pi}, \Omega_c, \Omega_{\Pi}$ – соответственно временные и частотные координаты полезного и помехового сигнала.

Отклик согласованного приемника на сигнал представляет собой корреляционный интеграл

$$w(t, t_c, \Omega_c) = \int_{-\infty}^{\infty} U_0(t - t_c) \exp[i(\omega_0 + \Omega_c)(t - t_c)] f^*(t) dt. \quad (5.50)$$

Среднее значение квадрата модуля корреляционного интеграла при наличии рассогласований по τ и F

$$\overline{Z(\tau, F)} = \overline{|w(t, t_c, \Omega_c) w^*(t, t_c + \tau, \Omega_c + 2\pi F)|} = \overline{Z_c(\tau, F)} + \overline{Z_{\Pi}(\tau_{\Pi}, F_{\Pi})}$$

представляет собой сумму двумерных корреляционных функций:

$$\overline{Z_c(\tau, F)} = 2\sigma_c^2 \left| \int_{-\infty}^{\infty} U_0(t) U_0^*(t - \tau) \exp(-i 2\pi F t) dt \right|^2 = 2\sigma_c^2 T_0^2 \rho_c(\tau, F), \quad (5.51)$$

$$\overline{Z_{\Pi}(\tau_{\Pi}, F_{\Pi})} = 2\sigma_{\Pi}^2 T_0^2 \rho_{\Pi}(\tau_{\Pi}, F_{\Pi}),$$

где $\tau = t_c - t_0$, $F = F_c - F_0$, где t_c и F_c – координаты истинного пика отклика на сигнал; t_0 и F_0 – ожидаемые координаты этого пика.

Аналогично для помехового отклика: $\tau_{\Pi} = t_{\Pi} - t_0$, $F_{\Pi} = F_{\Pi} - F_0$. Функция $\rho_c(\tau, F)$ – двумерная нормированная корреляционная функция сигнала, характеризует его спектрально-временные свойства. В радиолокации при наблюдении точечной цели $\rho_c(\tau, F)$ – функция неопределенности зондирующего сигнала; в связи и управлении на интервале T_0 $\rho_c(\tau, F)$ – функция неопределенности канального сигнала, в котором закодирован один символ передаваемой информации.

Функция $\rho_{\Pi}(\tau_{\Pi}, F_{\Pi})$ – нормированная двумерная взаимная корреляционная функция комплексных огибающих помеховых радиокосебаний, формируемых противником на основе разведываемых сигналов РЭС. Она характеризует связь в звене «разведка – помеха» у противника. Если помеха имитирующая, то противник стремится обеспечить равенство $\rho_{\Pi}(\tau_{\Pi}, F_{\Pi}) = \rho_c(\tau, F)$, а если маскирующая, то противник стремится «размыть» изображение $\rho_{\Pi}(\tau_{\Pi}, F_{\Pi})$ по τ и F настолько, насколько необходимо для маскировки истинных τ и F сигнала. Таким образом, структура и параметры функции $\rho_{\Pi}(\tau_{\Pi}, F_{\Pi})$ образуют систему исходных (банк) данных для распознавания параметров помеховой обстановки и прогноза ее влияния на состояния помехоустойчивости РЭС. Объем получаемой таким образом информации будет более полным, если в РЭС имеется возможность формировать и наблюдать угломерно-частотно-временную функцию $\rho_{\Pi}(x, y, \tau_{\Pi}, F_{\Pi})$, где x и y – смещения в картинной плоскости направлений приема относительно направления на источник помехи или сигнала. Реально оценивание $\rho_{\Pi}(\tau_{\Pi}, F_{\Pi})$ и $\rho_c(\tau, F)$ соответствует получению среднего по множеству, согласованного по τ , F и пространству отклика приемника вместе с приемной антенной при обзоре по (x, y, τ, F) . Если время одного цикла обзора значительно меньше продолжительности состояний помеховой обстановки, то в результате на выходе приемника разворачивается по координатам (x, y, τ, F) портрет помехи. Распознавание этого

портрета как специального сигнала $\rho_{\text{э}}(x, y, \tau, F)$ означает распознавание помехи. Априорный анализ состоит в предварительном исследовании всяких возможных видов $\rho_{\text{п}}(x, y, \tau_{\text{п}}, F_{\text{п}})$ для данного типа РЭС и составления эталонов $\rho_{\text{э}}(x, y, \tau, F)$.

Приведем примеры типовых портретов помех в когерентно-импульсных и квазинепрерывных РЭС. На рис. 5.30 представлено изображение упрощенного эталона спектрально-временного портрета полезного сигнала, отраженного от самолета.

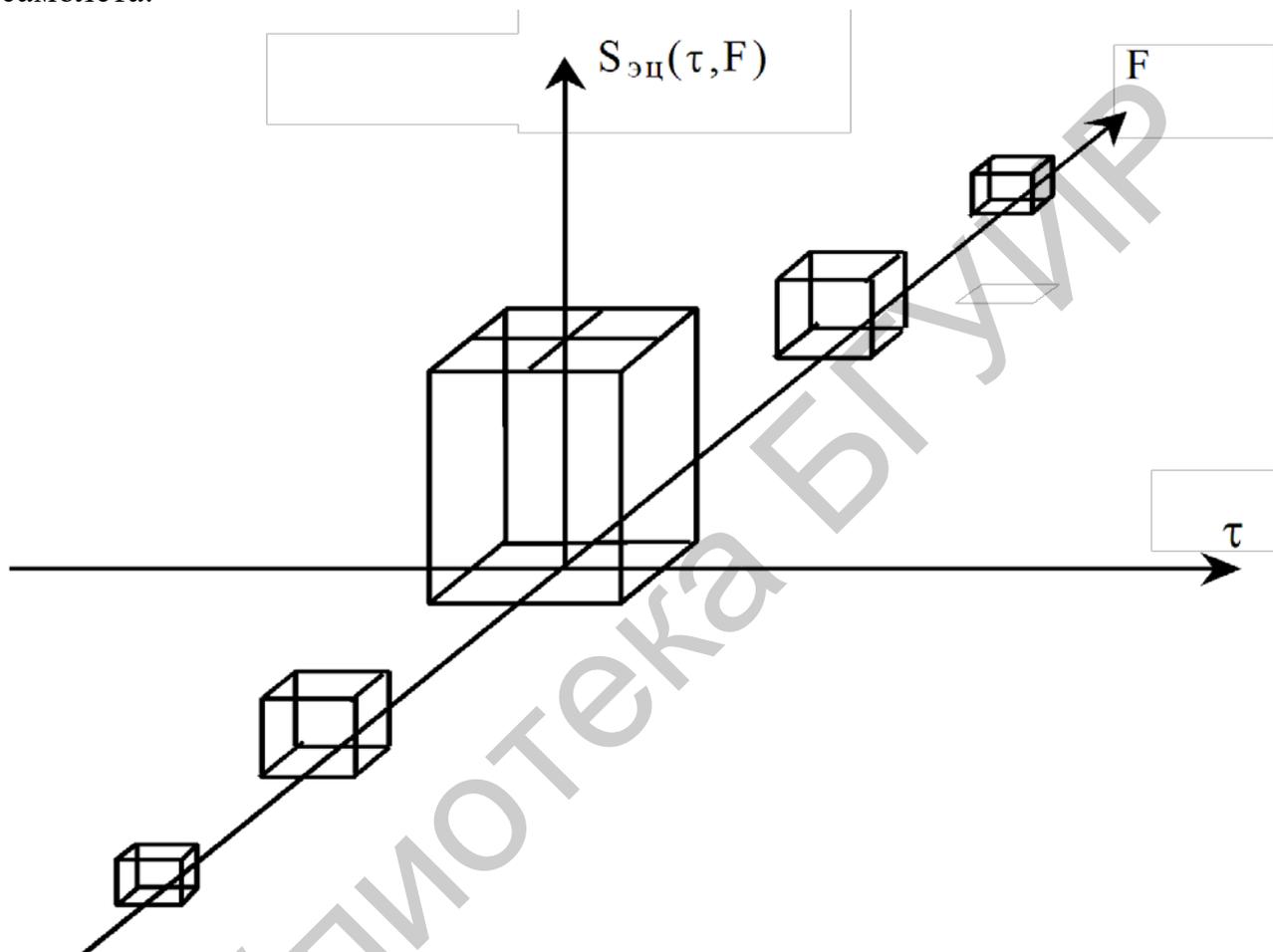


Рис. 5.30. Портрет самолета

Принимается, что разрешающая способность РЭС по дальности $\Delta d > 2l_{\text{ц}}$, где $l_{\text{ц}}$ – радиальная протяженность цели. Разрешающая способность по скорости позволяет наблюдать компоненты доплеровского портрета. Аналитически эталон портрета цели имеет вид

$$S_{\text{эц}}(\tau, F) = \sum_{i=1}^{N_f} S_{\text{ц}}(F_i) \sigma(F - F_i), \quad (5.52)$$

где $\sigma(F - F_i) = \begin{cases} 1, & -\Delta F_{\text{д}} / 2 < |F - F_i| < \Delta F_{\text{д}} / 2, \\ 0, & -\Delta F_{\text{д}} / 2 > |F - F_i| > \Delta F_{\text{д}} / 2, \end{cases}$ где $\Delta F_{\text{д}}$ – размер элемента разрешения по частоте.

Огибающая $S(F_i)$ и местоположение доминирующих F_i являются признаками цели и одновременно параметрами отклика от цели $\rho_{ц}(\tau, F)$. Для пассивной имитирующей помехи (аэродинамической ложной цели) и уводящей помехи по дальности и скорости $N_d = N_f = 1$.

Множественная по τ и F активная имитирующая помеха имеет упрощенный эталон $\rho_{имэ}(\tau, F)$, показанный на рис. 5.31.

Аналитический вид эталона портрета множественной помехи имеет вид

$$\rho_{имэ}(\tau, F) = \sum_{i=1}^{N_f} \rho_{и}(\tau_i, F_i) \rho(\tau - \tau_i, F - F_i), \quad (5.53)$$

где сечение $\sigma(\tau - \tau_i) = \begin{cases} 1, & -\Delta\tau/2 < |\tau - \tau_i| < \Delta\tau/2, \\ 0, & -\Delta\tau/2 > |\tau - \tau_i| > \Delta\tau/2. \end{cases}$

В отличие от группы целей все выбросы имеют одно и то же угловое положение и во времени имеют коэффициент взаимной корреляции $r_{ij} \approx 1$.

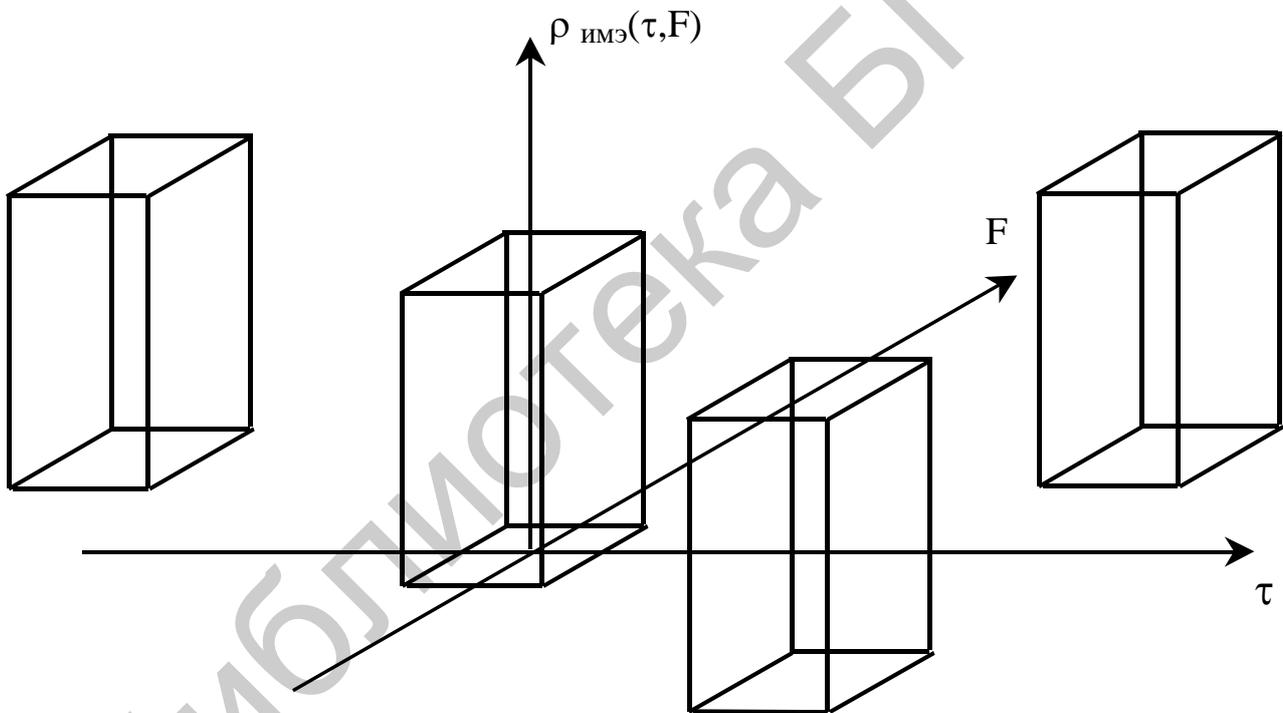


Рис. 5.31. Портрет множественной по (τ, F) имитирующей помехи

На рис. 5.32 представлено изображение эталона $\rho_{шэ}(\tau, F)$ для активной маскирующей помехи.

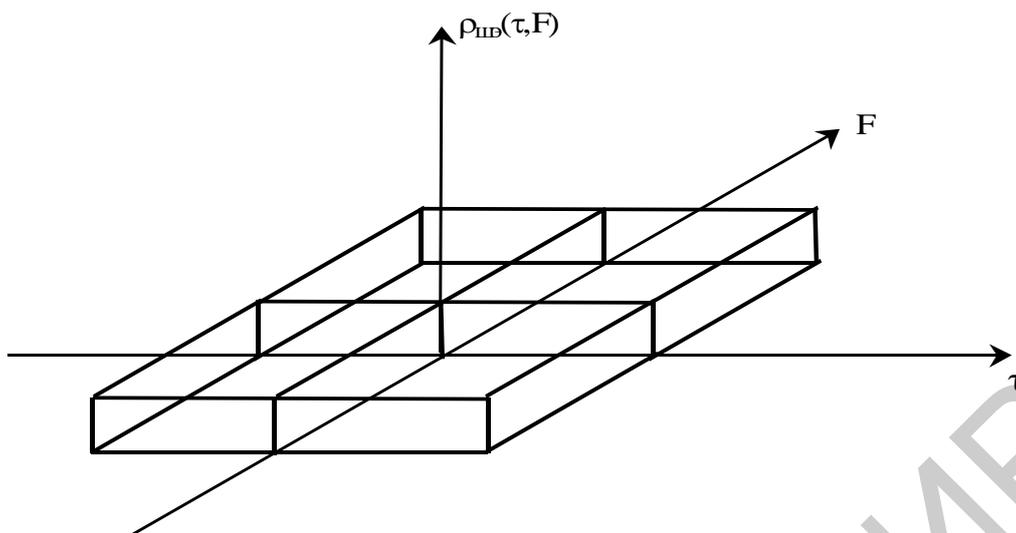


Рис. 5.32. Портрет активной маскирующей помехи

На рис. 5.33 дано изображение эталона спектрально-временного портрета $\rho_{\text{моз}}(\tau, F)$ двух сосредоточенных облаков дипольных отражателей. Характерным для этой помехи является явно выраженное «размытие» портрета по координатам (X, Y) в картинной плоскости.

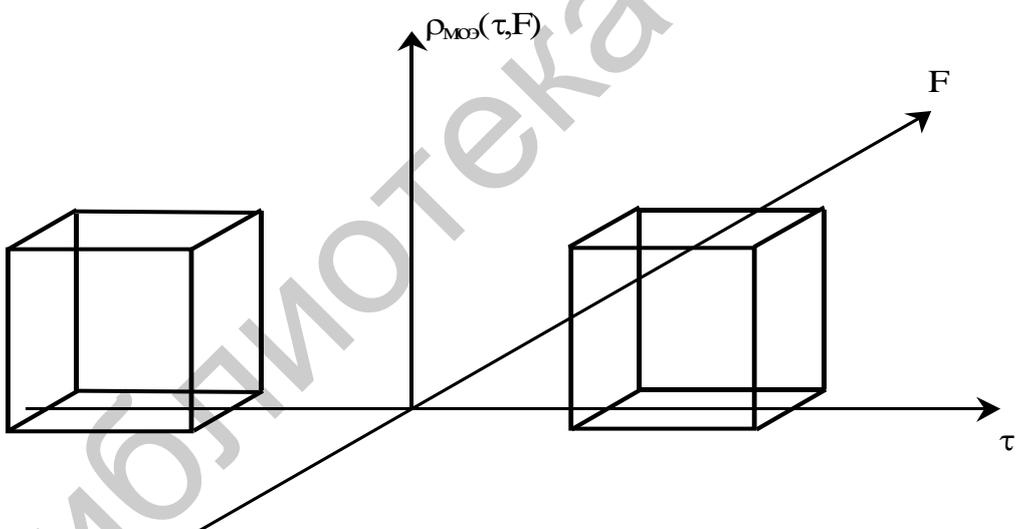


Рис. 5.33. Портрет двух облаков дипольных отражателей

Портрет комбинированной помехи является линейной комбинацией портретов ее составляющих. Обратим внимание, что координатные по (x, y, τ, F) и энергетические параметры портретов – это наиболее вероятные для управления параметры помеховой обстановки. Поэтому распознавание класса помехи необходимо производить по правилам совместного измерения-распознавания. В частности, для альтернативы «имитирующая помеха» необходимо измерять энергию, координаты, коэффициенты взаимной корреляции и число пиков, для альтерна-

тив «мешающие отражения от облаков ДО» и «активная шумовая помеха» необходимо измерять энергию, координаты и размеры пиков и расстояния между ними.

Согласно теории совместного измерения-распознавания [2] структура алгоритмов принятия решений о классе помехи по критерию максимума отношения правдоподобия приобретает вид, показанный на рис. 5.34.

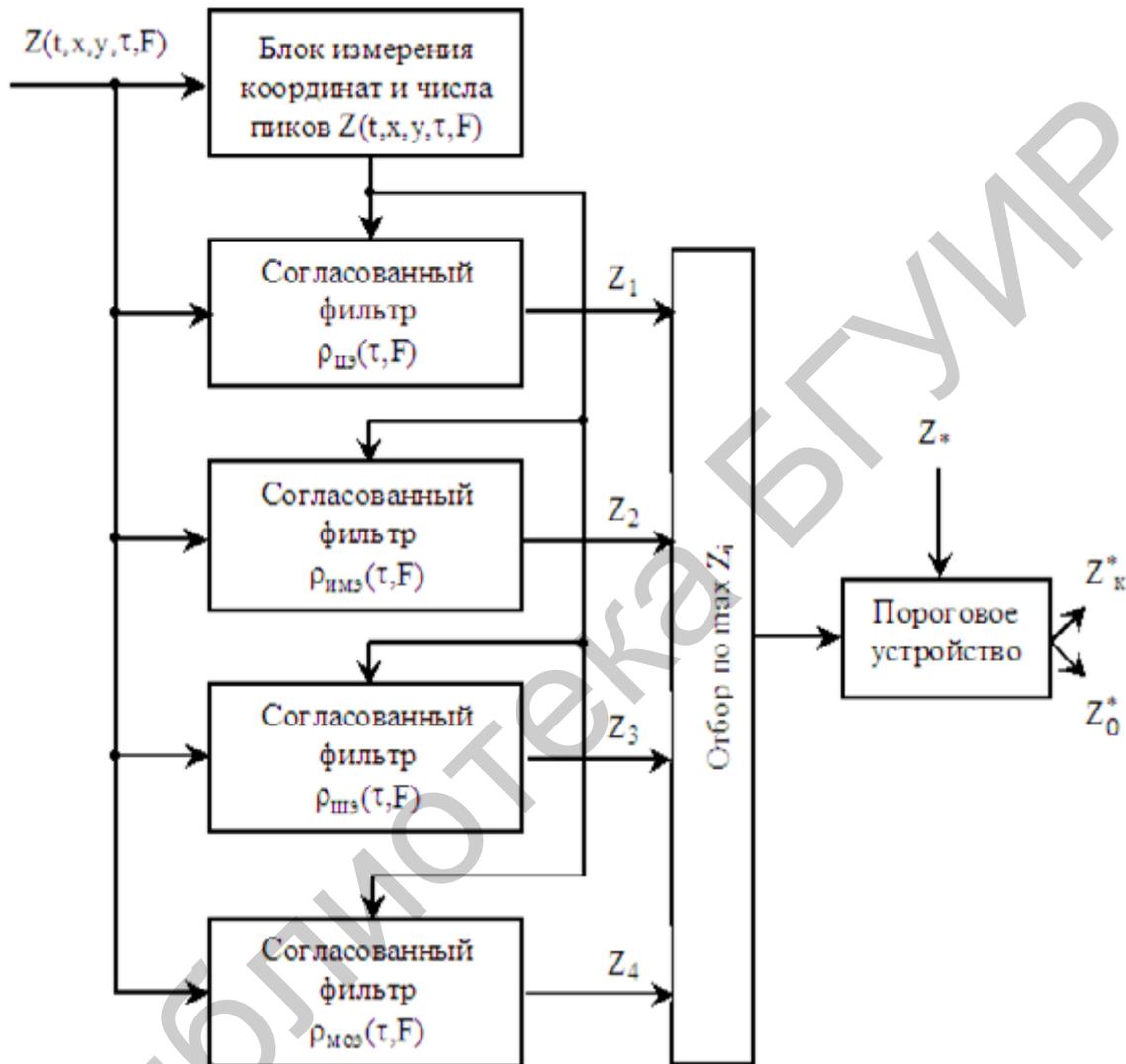


Рис. 5.34. Структурная схема распознавания

Обработка реализации $Z(t,x,y,\tau,F)$ в каждом согласованном фильтре производится по формуле

$$Z_k(t) = \hat{C}_k \int_{\Delta x} \int_{\Delta y} \int_{\Delta \tau} \int_{\Delta F} [Z(t,x,y,\tau,F) - Z_{эк}(t,x,y,\tau,F)]^2 dx dy d\tau dF, \quad (5.54)$$

где \hat{C}_k – нормирующий множитель, который определяется по формуле

$$\hat{C}_k = \frac{1}{\hat{N}_\phi \int_{\Delta x} \int_{\Delta y} \int_{\Delta \tau} \int_{\Delta F} [Z(t, x, y, \tau, F)]^2 dx dy d\tau dF},$$
 где N_ϕ – измеренная спектральная

плотность фона;

$Z_{\text{ЭК}}(t, x, y, \tau, F) = 2\hat{\sigma}^2 T_0^2 \rho_{\text{ЭК}}(t, \hat{x}, \hat{y}, \hat{\tau}, \hat{F})$, где $\hat{\sigma}^2, T_0^2, \hat{x}, \hat{y}, \hat{\tau}, \hat{F}$ – символы оценок мощности, длительности, координат, числа пиков и других параметров портрета.

Нормирующий множитель \hat{C}_k обеспечивает в среднем равноценный отклик всех каналов, изображенных на рис. 5.34. Выход каждого канала вычисляется для каждой альтернативы независимо. Практическая реализация схемы на цифровых элементах эффективна по критериям РЭБ и позволяет по результатам распознавания целенаправленно управлять излучением РЭС и обработкой полезных сигналов.

5.6.2. Распознавание имитационно-шумовых помех по реакции на скачок параметров излучаемых РЭС сигналов

Как уже отмечалось, для маскировки различий полезных сигналов и имитирующих помех применяется маскирующая помеха. Такая комбинированная помеха может быть распознана, если для решения используется полная энергия полезного сигнала. Последнее условие реализуется, если по полезному сигналу или помехе оценивается динамический признак, по которому распознавание сводится к обнаружению сигнала или помехи в заданный момент времени. Эта процедура преднамеренно навязывается противнику через объективно существующие связи по цепи «излучение – доразведка – управление – формирование помехи» скачком тех параметров или структуры излучений, которые непосредственно используются при формировании помехи.

Вначале рассмотрим скачок по поляризации. Полный поляризационный прием эффективен при последовательном переключении поляризации излучения, если время приема и излучения на одной поляризации меньше времени разведки и настройки САП. В этом случае противник либо вынужден смириться с небольшим запаздыванием помехи по поляризации и компенсировать это запаздывание излучением помехи на всех разведанных поляризациях, либо перевести станцию помех в режим ретрансляции, в том числе по поляризации. В результате поляризационные матрицы полезного сигнала и помехи могут не совпадать. В то же время основные компоненты поляризационной матрицы полезного сигнала для РЭС всегда известны.

Пусть в РЭС в случайные моменты времени поляризация излучаемого сигнала меняется с вертикальной на горизонтальную и наоборот. На приемной стороне РЭС эти моменты и поляризация полезного сигнала всегда известны. Следовательно, полезный сигнал присутствует в каждый момент времени на выходе

только одного из двух каналов приемника. Помеху же противник вынужден ставить одновременно на обеих поляризациях.

Обозначим через Z_Γ и Z_B квадраты модулей корреляционных интегралов на выходах приемников. В случае ответных имитирующих помех эти отклики подобны между собой.

В решающем блоке проверяется гипотеза $A_{и}$: $\left. \begin{matrix} Z_\Gamma = Z_{и\Gamma} + Z_{ш\Gamma} \\ Z_B = Z_{иB} + Z_{шB} \end{matrix} \right\}$ против альтернативы $A_{сг}$: $\left. \begin{matrix} Z_\Gamma = Z_{сг} + Z_{ш\Gamma} \\ Z_B = Z_{шB} \end{matrix} \right\}$ при работе РЭС на горизонтальной поляризации или против альтернативы $A_{св}$: $\left. \begin{matrix} Z_\Gamma = Z_{ш\Gamma} \\ Z_B = Z_{св} + Z_{шB} \end{matrix} \right\}$ при работе РЭС на вертикальной поляризации.

Деполаризованными составляющими принятого сигнала, обусловленными явлениями отражения и распространения, здесь пренебрегаем. Принимается решение $A_{и}^*$, если

$$Z_{ис}^\Gamma = \ln \frac{P_{и}(Z_\Gamma, Z_B)}{P_{сг}(Z_\Gamma, Z_B)} \geq Z^* \text{ для поляризации } \overline{E}_\Gamma$$

$$\text{и } Z_{ис}^B = \ln \frac{P_{и}(Z_\Gamma, Z_B)}{P_{св}(Z_\Gamma, Z_B)} \geq Z^* \text{ для поляризации } \overline{E}_B.$$

Принимается решение $A_{с}^*$ при обратных неравенствах.

Пусть помеха подобна полезному сигналу по энергетическим и флуктуационным характеристикам, т. е.

$$\overline{Z}_\Gamma = \overline{Z}_{и\Gamma} + \overline{Z}_{ш\Gamma} = \overline{Z}_{иB} + \overline{Z}_{ш\Gamma} = \overline{Z}_{сг} + \overline{Z}_{ш\Gamma} = \overline{Z}_{св} + \overline{Z}_{шB} =$$

$$= \sigma_c^2 + \sigma_{ш}^2 = \sigma_{ш}^2(\gamma_c + 1), \quad \sigma_{ш}^2 = |\overline{W}_{ш}|^2.$$

Так как плотность вероятностей отклика равна

$$P_{ис}(Z_\Gamma, Z_B) = \frac{1}{Z_\Gamma Z_B} \exp(-Z_\Gamma / \overline{Z}_\Gamma) \exp(-Z_B / \overline{Z}_B),$$

поэтому

$$Z_{ис}^\Gamma = \ln \frac{1}{1 + \gamma_c} + Z_B \frac{\gamma_c}{\sigma_{ш}^2(1 + \gamma_c)} = b + aZ_B,$$

$$Z_{ис}^B = \ln \frac{1}{1 + \gamma_c} + Z_\Gamma \frac{\gamma_c}{\sigma_{ш}^2(1 + \gamma_c)} = b + aZ_\Gamma.$$

Порог Z^* выбирается по заданной вероятности $P(A_{и}^*/A_{с}) = P_\epsilon$.

Так как величины $Z_{ис}^\Gamma$ и $Z_{ис}^B$ распределены по экспоненциальному закону, то в конечном итоге получаем

$$P(A_{и}^*/A_{и}) = P_\epsilon^{(1/(1 + \gamma_c))}. \quad (5.55)$$

Таким образом, управление поляризацией полезного сигнала РЭС и распознавание наблюдаемого сигнала по его поляризационной матрице может явиться эффективным способом защиты от активных имитирующих помех.

Скачкообразные изменения периода следования сигналов в импульсной РЛС уверенно демаскируют помехи, имитирующие цели на меньшей дальности, если они созданы задержкой зондирующих сигналов на величину, сравнимую с периодом следования. Задержка отраженного сигнала при этом не меняется, и для его выделения эффективна временная селекция. Аналогичное явление имеет место в каналах синхронизации РЭС передачи сообщений.

Труднее выявляются имитирующие помехи, несущие ложную информацию о количестве, дальности и скорости целей и созданные модуляцией или изменением частоты несущей непрерывных, квазинепрерывных и сложных сигналов. Для этого эффективны скачкообразные изменения несущей частоты и параметров комплексного закона модуляции. В РЛС с непрерывным и квазинепрерывным сигналами средние значения оценок скорости цели на двух разных частотах равны

$$V_{d1} = \frac{c}{2f_{01}} F_{dc1}, \quad V_{d2} = \frac{c}{2f_{02}} F_{dc2}. \quad (5.56)$$

При равномерном движении цели $\Delta V_d(t) = 0$. Ее оценка разности $\Delta V_d = \Delta V_{d1} - \Delta V_{d2} \approx 0$, хотя доплеровские частоты $F_{dc1} \neq F_{dc2}$.

Оценки скоростей ложной цели, созданной модуляцией на частоте F_{Π} или сдвигом частоты несущей, равны

$$V_{dn1} = \frac{c}{2f_{01}} F_{\Pi}, \quad V_{dn2} = \frac{c}{2f_{02}} F_{\Pi}.$$

Скачок этих оценок скорости при переходе РЛС с частоты f_{01} на f_{02} равен

$$\Delta V_d = V_{dn1} - V_{dn2} = F_{\Pi} \frac{c(f_{01} - f_{02})}{2f_{01}f_{02}}. \quad (5.57)$$

Следовательно, при $\Delta V_d < Z^*$ наблюдаемый сигнал отождествляется с отраженным от цели.

В РЛС с ЛЧМ зондирующим сигналом следует использовать связь координат τ и F главного пика тела неопределенности: $\tau = FT_0/\Delta f_m$. При смещении частоты обрабатываемого одиночного сигнала относительно настройки фильтра сжатия на величину $F \leq F_{дсmax}$ происходит смещение выходного (сжатого) радиоимпульса на величину $\Delta\tau \leq 1/\Delta f_m$, если $FT_0 < 1$. Здесь $F_{дсmax}$ – максимальный доплеровский сдвиг частоты полезного сигнала. Следовательно, помеха со смещением $F_{\Pi} < F_{дсmax}$ каналу дальности не опасна. При $F_{\Pi} \gg F_{дсmax}$ смещение по задержке $\Delta\tau = F_{\Pi}T_0/\Delta f_m$ легко демаскируется, если в зондирующем сигнале скачком изменить девиацию Δf_m или длительность сигнала T_0 . Изменение Δf_m и T_0 приводят к известному изменению ширины пика сжатого сигнала. В РЛС с КФМ

сигнала случайные изменения величин Δf_m , T_0 , τ_d и параметров кода сигнала изменяют по случайному закону положения пиков помехи. Здесь τ_d – продолжительность одной дискреты.

Таким образом, изменение скачком частоты и параметров излучений РЭС с импульсным, непрерывным, квазинепрерывным и сложным сигналами смещает по времени или частоте положение помехового отклика приемника. Если выбрать скачок частоты или параметра достаточным, то задача распознавания помехи решается с эффективностью не хуже ее обнаружения на фоне маскирующих помех.

5.7. Распознавание истинных и ложных целей по дальномерным и доплеровским портретам

Дальномерным портретом цели в радиолокации называется распределение функции рассеяния по дальности. В сантиметровом диапазоне дальномерный портрет самолета содержит $N_d = 3 \dots 5$ доминирующих, независимо флуктуирующих блестящих точек, а ложной цели – $N_d = 1$. При использовании достаточно широкополосного зондирующего сигнала имеет место неравенство

$$\frac{c}{2\Delta f_0} \leq \overline{\Delta l_n},$$

где $\overline{\Delta l_n}$ – среднее расстояние по дальности между соседними фазовыми центрами рассеяния локальных отражателей.

При этом сигнальная составляющая выхода фильтра одиночного сигнала равна

$$\omega_c(t) = K T_0 \sum_{n=1}^{N_d} \dot{B}(n) C_0(t - T_0 - t_{dn}) \exp[i(\omega_0 \Omega)t + \varphi_n], \quad (5.58)$$

где $\dot{B}(n)$ – комплексный коэффициент отражения n -го локального отражателя;

$C_0(t)$ – автокорреляционная функция закона модуляции широкополосного зондирующего сигнала.

Структура системы распознавания подобна изображенной на рис. 5.34. Входом в систему является реализация $\omega_c(t)$, каждый канал – фильтр, согласованный с портретом истинной либо ложной цели. Аналогично строится система распознавания по доплеровскому портрету.

При использовании когерентного многочастотного или двухчастотного сигналов с перестраиваемой разностью частот $\Delta f_{12} = f_{01} - f_{02}$ зондирующего сигнала на основе наблюдения отраженных сигналов вначале определяется двухчастотная корреляционная функция

$$R(f_{01} - f_{02}) = \overline{S(f_{01})S^*(f_{02})} / \left[\overline{g(f_{01})g^*(f_{02})} \right], \quad (5.59)$$

где $S(f_{0i}) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega_c(t) \exp(-i2\pi f_{0i}t) dt$;

$$g(f_{0i}) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) \exp(-i2\pi f_{0i}t) dt, \quad i = 1, 2.$$

Если цель – совокупность независимых N_d локальных отражателей, то

$$R(f_{01} - f_{02}) = \sum_{n=1}^{N_d} |\dot{B}(n)|^2 \exp[-i2\pi(f_{01} - f_{02})t_n], \quad (5.60)$$

где $\dot{B}(n)$ – комплексный коэффициент отражения n -го локального отражателя;

$$|\dot{B}(n)|^2 = \sigma_n - \text{ЭОП } n\text{-го локального отражателя.}$$

Усредненный дальномерный портрет на выходе устройства обработки равен

$$S(\lambda) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(i2\pi v\lambda) R(v) dv = \sum_{n=1}^N |\dot{B}(n)|^2 \delta(d - d_n). \quad (5.61)$$

Таким образом, организация проверки гипотез о реализации (5.58) или о функциях (5.60) и (5.61) позволяет определить решающие правила о классе наблюдаемой цели по дальномерному портрету.

Если истинная и ложная цели существенно различаются по радиальному размеру $l_{ц}$, то к зондирующему сигналу предъявляются менее жесткие требования. Значение $l_{ц}$ измеряется по временной протяженности $\omega_c(t)$ либо по радиусу частотной корреляции $\Delta f_R \approx c/2l_{ц}$. При

$$\Delta f_{12} = |f_{01} - f_{02}| > \Delta f_R$$

отраженные сигналы на частотах f_{01} и f_{02} некоррелированы. Для определения $l_{ц}$ объект облучают двухчастотным с переменным разносом Δf_{12} сигналом и увеличивают Δf_{12} до тех пор, пока $R(\Delta f_{12})$ не упадет ниже заданного уровня.

Для одновременного распознавания по дальномерному и доплеровскому портретам необходимо использовать достаточно широкополосный сигнал большой длительности. Для этого ширина спектра модуляции одиночного сигнала должна быть в пределах $c/2l_{ц} \ll \Delta f_0 \leq c/2\overline{\Delta l}_n$, период следования $T_n \leq 1/2F_{дстmax}$, а разрешающая способность по частоте $\Delta F_{ф} \ll F_{дстmax}$.

Таким образом, для решения задачи выделения отраженных сигналов от цели на фоне пассивных имитирующих помех предъявляются наиболее высокие требования к зондирующим сигналам и устройствам обработки по сравнению с задачами защиты от других видов помех.

5.8. Системотехника защиты РЭС от преднамеренных помех

Максимальная эффективность защиты РЭС от преднамеренных помех достигается совокупностью согласованных организационных и технических мероприятий, многие из которых через излучения РЭС доступны для радиоэлектронной разведки. Поэтому мероприятия по РЭЗ существенно сказываются на качестве противодействия техническим разведкам, живучести РЭС в условиях применения противником средств огневого поражения и характере электромагнитной обстановки для ЭМС. Таким образом, только системный анализ помехозащищенности РЭС в составе контура РЭБ позволяет обоснованно выбрать наиболее эффективное мероприятие защиты с учетом помеховой, электромагнитной и разведывательной обстановки. Такой выбор следует выполнять в два этапа. На первом этапе вначале надо «заморозить» состояние обстановки и по качественному критерию «мероприятие положительно (или отрицательно) влияет на эффективность РЭС» отобрать 2-3 наиболее эффективных из них.

На втором этапе количественным исследованием с помощью аналитических методов и математического моделирования контура РЭБ уточняют предварительное решение. Трудоемкость второго этапа существенно сокращается и для условий подготовки реальных РЭС к боевой работе сводится лишь к тренажу боевых расчетов, если решение по первому этапу «подказано» математической моделью РЭБ. Составной частью такой модели являются блоки распознавания состояния помеховой обстановки, оценки признаков электромагнитной и разведывательной обстановок.

Пример систематизации технических способов защиты от помех, их влияния на качество функционирования когерентно-импульсной и квазинепрерывной РЛС в разных условиях преднамеренных помех (ПП), дефицита возможностей решения проблемы электромагнитной совместимости (ДЭМС) путем повышения помехозащищенности рецептора помех (ПЗ РП) и снижения влияния на другие РЭС, как источника помех (ИП), применения противорадиолокационных ракет (ПРР), а также в условиях противодействия РТР (ПД РТР) путем скрытия и дезинформации представлен в табл. 5.1. В таблице обозначено: «Стелс» – способы снижения радиолокационной заметности цели; АШП – активные шумовые помехи само- и группового прикryтия); МО V, S – мешающие отражения от облаков диполей либо от поверхности земли; И_{м.П} Д-V – многократные либо однократные (уводящие) активные имитирующие помехи по дальности и скорости (помехи самоприкryтия); Инв. ϵ, β – инверсные помехи угломеру (ответные амплитудно-модулированные сканирующему угломеру); Ког. ϵ, β – когерентные из двух точек цели помехи угломеру. Мера качества влияния обозначена символом «+» – существенно положительно влияет на качество радиолокационного наблюдения цели, «-» – существенно снижает это качество, «0» – не влияет на качество наблюдения цели «+0» («-0») – слабое положительное (отрицательное) влияние при определенных условиях.

Исходя из табл. 5.1 можно сделать следующие выводы. Для эффективного применения тех или иных способов защиты от помех в РЛС необходимо располагать информацией о классе (типе) помехи, мере опасности применения ПРР и о разведывательной обстановке. Такая таблица, как правило, имеет высокую размерность. Общее количество выполняемых оценок и принимаемых решений в реальном масштабе времени намного превосходит возможности оператора боевого расчета. Для реализации возможностей примененных в РЛС способов необходима специальная информационно-управляющая ЭВМ или АСУ. Решение по выбору наилучшего способа защиты является неоднозначным. Это значит, что предпочтение тем или иным решениям зависит от меры опасности состояния помеховой и разведывательной обстановки. Поэтому даже в упрощенные игровые модели конфликта должны входить состояния систем РЛС, состояния помеховой, электромагнитной, воздушной и разведывательной обстановки. Это реализуемо только в эргатических (человеко-машинных) системах принятия решений (табл. 5.2).

Библиотека БГУИР

Влияние технических способов защиты от помех на качество РЛС в разных условиях РЭБ

Способы защиты от помех	ПП										От	ПД РТР
	«Стелс»	АПП	МО V,S	Им.П Д-V	Инв. ε,β	Ког. ε,β	ПЗ РП	ДЭМС	ИП	ПРР		
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
Энергетическая селекция												
1. Высокий энергопотенциал излучения РЛС	+	+	0	0	0	+	+	-	-	-	0	
2. Накопление отраженных сигналов	+	+	+0	+0	+0	+0	+	0	-	-	0	
3. Управление энергопотенциалом	+	+	+0	+0	+0	+0	+	-	+	+	+	
4. Защита приемника от перегрузок	0	+	+	+	0	0	+	0	0	0	0	
Пространственная селекция												
5. Высокий КНД на излучение и на прием	+	+	+	0	+	0	+	+	+	+	0	
6. Низкие боковые лепестки ДНА на излучение и на прием	0	+	+0	0	+0	0	+	+	+	+	0	
7. Автокомпенсация активных помех	0	+	0	0	+0	0	+	0	0	0	0	
8. Оценка пеленга на помехопостановщик	0	+	0	+	+	+	+	0	+	+	0	
9. Мгновенное сравнение сигналов в углемере	0	+	0	+	+	0	+0	0	0	0	0	

Продолжение табл. 5.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Поляризационная селекция											
10. Управляемая поляризация антенны на прием	+0	+	+	+	+	+	+	0	0	+	0
11. Поляризационная автокомпенсация по главному лепестку	0	+	+	+	+	+	+	0	0	0	0
Структурная селекция											
12. Согласованная обработка сложных сигналов	+	+	+0	+	+0	+0	+	0	0	+	0
Спектральная и частотно-временная селекция											
13. Скоростная селекция по доплеровской частоте	0	0	+	0	0	0	+0	0	0	0	0
14. Перестройка частоты от пачки к пачке	0	+	+	+	+	+0	+0	-	+	+	+
15. Автоматика стабилизации ложных тревог	+0	+	+0	0	0	0	+	0	0	0	0
16. Адаптивная СДЦ по карте мешающих отражений	0	0	+	0	0	0	+0	0	0	0	0
17. Логическая, временная и траекторная селекция	0	-0	-0	+	+	+0	+	0	0	0	0
Системная селекция в ЗРК											
18. Наблюдение постановщика помех и его уничтожение	0	+	+	+	+	+	0	-	+	-	-
19. Излучение и работа стрельбового канала РЛС по целеуказанию	0	+0	0	+0	+0	+0	+0	+	+	+	+
20. Централизованное управление от АСУ	+	+	+	+	+	+	+0	+	+	+	+

Продолжение табл. 5.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Пространственная селекция									
6. Высокий КНД антенны на передачу и на прием	+	+	+	0	+	+	+	+	0
7. Низкие боковые лепестки приемной антенны	+	+	+	+	0	+	+	+	0
8. Низкие боковые лепестки передающей антенны	0	0	0	0	+	0	+	+	+
9. Когерентная автокомпенсация мешающих излучений	+	+	+	+	0	+	0	0	0
10. Некогерентное подавление боковых и задних лепестков приемной антенны	+	+	+	0	0	+	0	0	0
Поляризационная селекция									
11. Управление поляризацией антенны на передачу и на прием	+	+	+	0	+	+	+	+	+
12. Поляризационный (пространственно-поляризационный) автокомпенсатор мешающих излучений	+	+	+	+	0	+	0	0	0
13. Шумоподобные сложные коды канальных сигналов	+	+	+	+	+	+	-	+	0
14. Шумоподобные сложные коды сообщений	+	+	+	+	0	+	-	0	0
15. Корреляционная и фильтровая селекция сложных канальных сигналов	+	+	+	+	0	+	0	0	0
16. Частотно-временное кодирование сигналов и сообщений	+	+	+	+	+	+	-	+	+

5.9. Математическое моделирование защиты радиоэлектронных средств и систем управления от преднамеренных помех

Первоочередная задача математического моделирования радиоэлектронных средств и систем управления – это анализ эффективности тех или иных способов и мероприятий помехозащиты и определение реализуемых возможностей РЭС в условиях РЭБ. На основе результатов моделирования вырабатываются рекомендации по плану (сценарию) РЭБ и алгоритмам управления РЭС, а также по прогнозу их боевых возможностей. Математическая модель имитирует реальные процессы на всех этапах обработки сигналов и помех.

Первый этап включает в себя независимое моделирование источников полезных сигналов и помех, процедуры их преобразования на трассе распространения и в приемной антенне. На выходе антенны воспроизводятся квадратурные составляющие сигналов и помех, в характеристиках которых учтены координаты, динамика движения источников и рабочие первичные признаки цели (см. разд. 4).

Наблюдаемая цель имитируется системой независимых блестящих точек. Для малоразмерной цели мера коррелированности по дальности и в картинной плоскости будет определяться соотношением угла поворота системы отражателей и средней шириной лепестка диаграммы отражения. Эти свойства легко учитываются корреляционными функциями квадратурных составляющих сигнала на выходе антенны. Аналогично представляются мешающие отражения.

Антенна РЛС с мгновенным сравнением сигналов представляется парой зависящих от ε_{Π} и β_{Π} функциональных преобразователей отдельно по суммарному и разностному каналам. Напомним, что ε_{Π} и β_{Π} – смещение направления на источник помех относительно направления на цель. Суммирование составляющих сигнала и помехи производится на входе приемника. Детекторы, нелинейные демодуляторы, цепи АРУ и стабилизации шумов, дискриминаторы воспроизводятся в соответствии с алгоритмами преобразования квадратурных составляющих [4]. Пороговые устройства обнаружения, распознавания, захвата и в целом первичной обработки имитируются согласно алгоритмам преобразования статистик $w(t)$, $S(t)$, $Z(t)$, оценок параметров и координат.

Моделирование вторичной и третичной обработки и АСУ проводится с целью выявления предельных (пороговых) характеристик в условиях РЭБ. Наиболее важными из них являются:

1. Пороговые вероятности захвата и срыва истинной и ложной траектории в зависимости от вероятности ложных тревог [6] в обзорном режиме («на проходе») или согласно оценкам (см. разд. 2 и 4) в режиме слежения.

2. Пороговые параметры зависимости эффективности АСУ группы РЭС от ошибок вторичной, третичной обработки и целеуказания. Модели источников информации, включая блоки отождествления, подключаются согласно своему функциональному местоположению к структуре информационного контура РЭБ. На модели определяются пороговые значения ошибок целераспределения

и целеуказания, при которых начинает резко нарастать приоритет автономного управления РЭС.

3. Показатели восприимчивости АСУ к РЭБ и зависимости эффективности управления от относительного количества ложных трасс $K_{л}$ и их средней протяженности $\overline{T_{л}}$, а также средней длительности пропуска трассы $\overline{T_{пр}}$ истинной цели, и, наконец, сами пороговые значения $K_{л}$, $\overline{T_{л}}$, $\overline{T_{пр}}$.

Эффективность АСУ начинает резко падать при $K_{л} > 0,1$, $\overline{T_{л}}$ и $\overline{T_{пр}}$, сравнимых с продолжительностью цикла поражения одной цели $T_{ц}$ на минимальной дальности d_{min} .

Противовоздушный бой в условиях применения ПРР вынуждает ЗРК функционировать с наименьшим циклом стрельбы $T_{ц}$ на максимальную или заданную дальность. В условиях помех обычно этот цикл резко увеличивается, а размеры зоны поражения сокращаются (см. разд. 4). На математической модели можно показать, какие способы защиты и технические мероприятия РЭБ необходимо провести в АСУ и ЗРК для достижения одновременно и высокой живучести, и высокой производительности ЗРК. На рис. 5.35 показан пример оценки эффективности ЗРК и АСУ в этих условиях в виде деформации плотности вероятности продолжительности интервала $T_{ц}$.

В частности, распознавание класса помехи и применение согласованного с ней устройства защиты, распознавание воздушной, разведывательной и помеховой обстановок, управление на этой основе группой РЭС, их адаптивная радиоэлектронная защита, включая защиту РЭС от ПРР и комплексное противодействие техническим разведкам, практически исключают высокую чувствительность систем по отношению к помехам.

Блоки имитационной модели, дающие оценки пороговых параметров качества в реальном или ускоренном масштабах времени, могут являться основой системы оценки обстановки для автоматизированного рабочего места РЭС, ЗРК и АСУ.

Имитационные модели помехозащиты РЭС, АСУ и ЗРК на базе современных и перспективных ПЭВМ воплощают в себе наиболее сложную часть компьютерных тренажеров для обучения боевых расчетов радиоэлектронной борьбе.

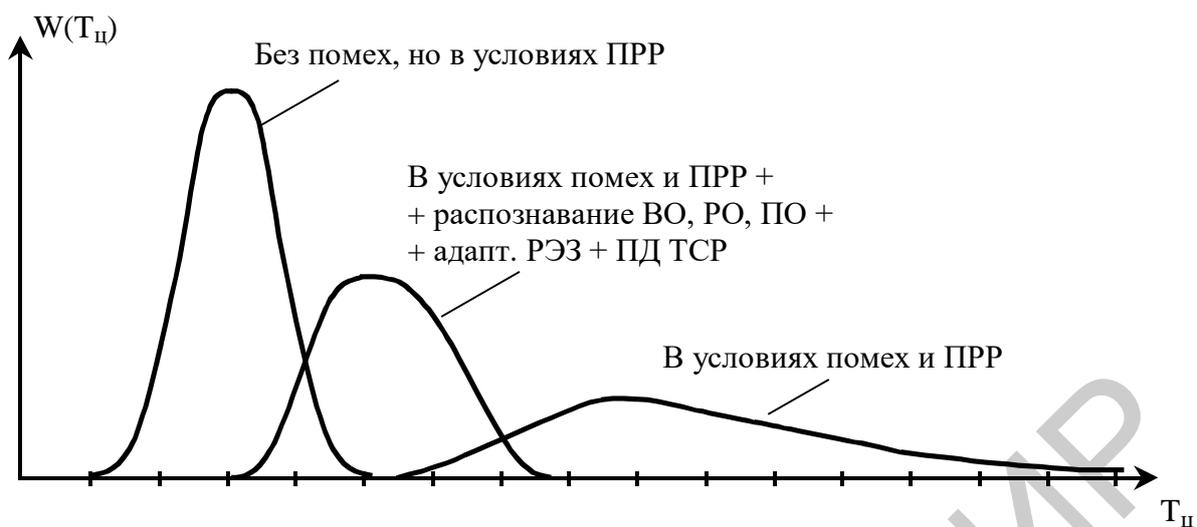


Рис. 5.35. Деформация продолжительности интервала $T_{ц}$

Контрольные вопросы

1. Опишите пространственные различия полей сигналов, отраженных от истинных и ложных целей, и эффективные способы их использования для распознавания.
2. Каковы структурные и спектрально-временные различия полезных сигналов и активных имитирующих помех и эффективные способы их использования для распознавания? Ответ обоснуйте.
3. Опишите характеристики активных помех, компенсация которых с помощью корреляционных автокомпенсаторов малоэффективна.
4. Приведите характеристики мешающих отражений от облаков дипольных отражателей, компенсация которых с помощью корреляционных автокомпенсаторов малоэффективна.
5. Рассматривая все множество способов и мероприятий защиты от преднамеренных помех, приведите примеры их несовместимости.

6. ВЫСОКОТОЧНОЕ САМОНАВОДЯЩЕЕСЯ ОРУЖИЕ В РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЕ

6.1. Бортовая радиоэлектронная аппаратура самонаводящегося оружия

Высокоточное самонаводящееся по излучающим радиоэлектронным средствам и системам управления оружие (ВТСНО) применяют обе противоборствующие в радиоэлектронной борьбе стороны. Такое излучение РЭС цели может быть либо первичным (собственным), либо вторичным (рассеянным, отраженным). ВТСНО предназначено для достижения решающего успеха в динамике РЭБ, и его применение является часто завершающим этапом радиоэлектронного конфликта на уровне тактического звена войск.

Высокоточным называется оружие, которое способно поразить точечную малоразмерную цель с одного-двух выстрелов. Высокая точность наведения обеспечивается применением радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) приема, анализа, измерения пеленга на источник основных функциональных либо побочных непреднамеренных электростатических, электромагнитных или тепловых первичных (либо вторичных) излучений. Эти излучения вначале обнаруживаются и анализируются техническими средствами предварительной разведки. Затем по результатам анализа выявляются и распознаются наиболее важные излучающие объекты РЭС и СУ и выбирается ВТСНО с соответствующей РЭА. Для поражения излучающих объектов РЭС и СУ используется высокоточное оружие как общего применения на базе аэродинамических ракет, беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), головных частей баллистических ракет, мин и артиллерийских снарядов большого калибра, так и специально созданное для РЭБ. Общими свойствами ВТСНО (в дальнейшем – самонаводящегося оружия (СНО)), применяемого для поражения РЭС, являются:

1. Детальная комплексная предварительная (до пуска) техническая разведка выявленных радиоэлектронных средств и систем управления и оценка радиоэлектронной обстановки; распознавание тех объектов РЭС и СУ, поражение или срыв функционирования которых нанесет наибольший урон в управлении войсками и оружием противника.

2. Определение устойчивого типа излучения РЭС цели, в котором закодированы наиболее информативные признаки РЭС.

3. Измерение с возможно более высокой точностью местоположения, угловых координат, дальности, а иногда и путевой скорости РЭС цели и его демаскирующих признаков для достоверной селекции РЭС цели на фоне мешающих излучений.

4. Разведка уязвимости выявленных РЭС целей от того или иного типа СНО. Выбор типа СНО, определение условий и наиболее выгодного рубежа его запуска.

5. Введение в память аппаратуры наведения измеренных координат и наиболее устойчивых демаскирующих признаков РЭС цели. При наличии радио-контакта приемника излучений в СНО и РЭС цели производится захват на сопровождение РЭС цели бортовым пеленгатором.

6. Запуск СНО с максимальной дальности под прикрытием помех, обеспечивающих скрытность СНО и наименьшую уязвимость комплекса запуска и самого оружия со стороны противоборствующей в РЭБ стороны.

Например, при прорыве зоны ПВО поражаются радиоэлектронные средства, представляющие для авиации наибольшую угрозу. Выбор излучающих РЭС для атаки производится по результатам радиотехнической разведки, дополненным данными других видов технической разведки (инфракрасной, радиолокационной, фототелевизионной, лазерной и т. д.). Такая разведка, как правило, ведется в зоне прямой видимости.

Для подавления РЭС могут использоваться ракеты с разными принципами управления. Все типы специальных ракет, в аппаратуре наведения которых на выбранное РЭС используются данные радиотехнической разведки, относятся к противорадиолокационным – ПРР. В авиации стран НАТО на вооружение приняты ракеты с пассивными радиолокационными головками самонаведения («Харм», «Мартель»), ракеты с телевизионной и инфракрасной аппаратурой наведения «Мартель», «Мэйверик»), ракеты с инерциальным управлением («Срэм»), ракеты с коррекцией траектории полета от космической системы «Навстар» и оптической головки самонаведения (ГСН) на конечном участке траектории и т. д.

Траектория полета и метод наведения ПРР средней и малой дальности зависят от расстояния между точкой пуска и РЭС цели, высоты точки пуска и характера движения РЭС цели. Например, для наведения самонаводящейся ракеты на подвижный источник излучений на заключительном участке траектории эффективен метод пропорционального сближения; при наведении противорадиолокационной ракеты на неподвижное РЭС цели допустим метод погони. При пусках ракет с больших дальностей (более 30...40 км) наведение производится по траектории, близкой к баллистической. Угол пикирования на цель может составлять от 10° до 60°. При использовании стратегических крылатых ракет в варианте ПРР с аппаратурой TERCOM траектория полета обычная для этого класса ракет – на предельно малой высоте. По мере совершенствования противорадиолокационных ракет растут начальные и средние скорости их полета, маневренные возможности и дальности запуска.

На рис. 6.1 показана упрощенная структурная схема угломера пассивной радиолокационной головки самонаведения. Для СНО отдают предпочтение угломерам с мгновенным сравнением амплитуд или фаз сигналов – АМС или ФМС.

На схеме приемники Δ и Σ – линейные полосовые усилители. Среднее значение выходного напряжения фазового детектора (ФД) определяется формулой

$$\overline{D(t, \delta)} = D_0 G(\delta) \cdot \sin((2\pi b / \lambda) \sin \delta), \quad (6.1)$$

где D_0 – коэффициент пропорциональности;

$G(\delta)$ – суммарная диаграмма направленности антенны (для АМС – сумма двух рассовмещенных диаграмм);

δ – смещение равносигнального направления относительно направления на излучающую цель;

b – база антенной системы (для АМС $b \approx 0$).

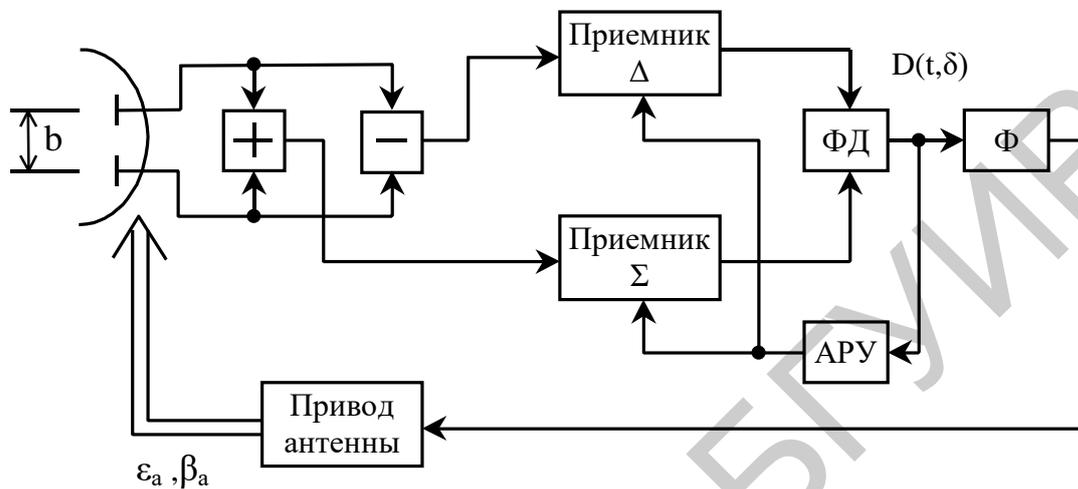


Рис. 6.1. Угломер пассивной радиолокационной ГСН

При малых ошибках формула (6.1) упрощается:

$$D(t, \delta) \approx K_d \delta b / \lambda . \quad (6.2)$$

Дисперсия случайной ошибки измерения пеленга равна

$$\overline{\delta^2} = \frac{\Delta F_{ac}}{2 \left(\frac{\pi b}{\lambda} \right)^2 \mu_c \Delta F_\phi} , \quad (6.3)$$

где ΔF_{ac} – шумовая полоса замкнутого угломера;

μ_c – отношение сигнал/фон на входе фазового детектора по суммарному каналу;

ΔF_ϕ – полоса пропускания приемника (по выходу ФД).

Недостатками угломера являются:

- неоднозначность фазового метода как следствие периодичности дискриминационной характеристики (6.1);

- с увеличением длины волны излучения РЭС все труднее обеспечить высокую разрешающую способность и точность пеленгации при наведении на РЭС цели в составе группы РЭС;

- в ПРР всегда актуальна проблема динамического диапазона приемника, например, пуски ПРР возможны по боковым лепесткам излучающей антенны, а точное наведение на заключительном участке траектории – по основному лепестку. Поэтому растет дальность ослепления ГСН $d_{осл}$ и промах ПРР:

$$\sigma_h \approx d_{\text{осл}} \sigma_\delta(\varepsilon, \beta), \quad (6.4)$$

где $\sigma_\delta(\varepsilon, \beta)$ – среднеквадратичное значение ошибки пеленгации источника в момент ослепления ГСН.

Отображением математической модели функционирования радиоэлектронной аппаратуры запуска и наведения ПРР является граф-схема ее состояний. Эта схема отражает также уязвимые со стороны РЭС цели состояния и переходы РЭА. На рис. 6.2 представлен пример граф-схемы состояний контура РЭБ «ПРР – излучающая РЭС цель».

На рис. 6.2 обозначено:

- 1 – состояние уверенного наблюдения и радиотехнической разведки РЭС цели комплексом запуска ПРР и формирования помех прикрития;
- 2 – состояние ввода координат и устойчивых демаскирующих признаков излучения РЭС цели в блок памяти РЭА ПРР;
- 3 – состояние обнаружения, захвата и начала сопровождения РЭС цели в РЭА ПРР;
- 4 – состояние доразведки параметров разведанного излучения РЭС;
- 1' – состояние нормального функционирования РЭС;
- 2' – состояние нормальной смены демаскирующих признаков РЭС, учитывающей возможность применения ПРР;
- 5 – состояние коррекции захвата на сопровождение РЭС цели в РЭА ПРР и принятия решения на пуск ПРР;
- 6 – состояние запуска и разделения траекторий ПРР и носителя;
- 3' – состояние воздействия на РЭС двух разделяющихся траекторий движения, т. е. носителя и ПРР;
- 4' – состояние обнаружения этого разделения и начало его распознавания;
- 5' – состояние распознавания ПРР и принятие решения на запуск противоракеты;
- 6' – состояние запуска противоракеты и наведения ее на ПРР;
- 7 – состояние срыва сопровождения РЭС цели в ГСН;
- 8 – состояние полета ПРР на большей части траектории и повторная оценка радиоэлектронной обстановки – поиск РЭС цели в ГСН;
- 9 – повторный захват излучений РЭС цели в ГСН и состояние точного наведения ПРР;
- 10' – состояние взведения радиовзрывателя на борту противоракеты;
- 10 – состояние взведения неконтактного взрывателя на борту ПРР;
- 11 – состояние перехвата ПРР противоракетой (подрыв боевой части противоракеты и поражение ПРР).

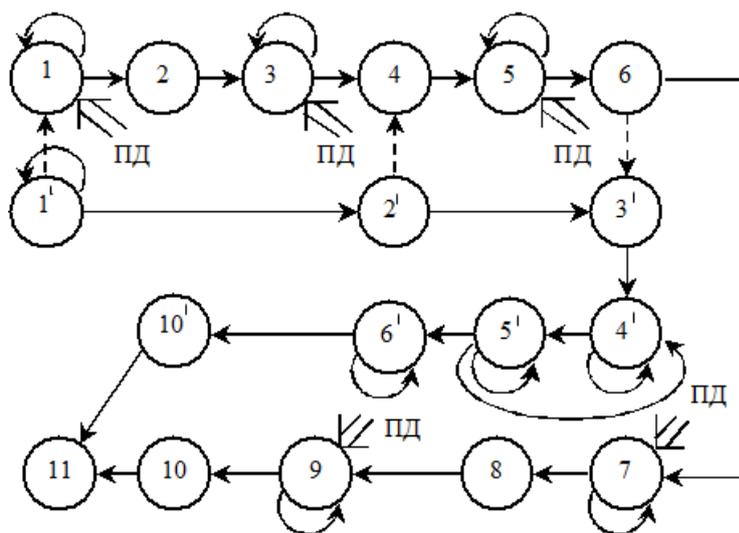


Рис. 6.2. Граф состояний контура РЭБ «ПРР – излучающая РЭС цель»

Обратим внимание, что момент перехода в состояние 1 означает начало радиоэлектронного конфликта и процесса функционирования контура РЭБ «ПРР – излучающая РЭС цель», а момент поражения ПРР противоракетой – его окончание в пользу РЭС. Обе стороны преследуют противоположные цели: растянуть интервалы переходов из одного состояния в другое у противника и сорвать процесс управления переходом на другую, менее эффективную траекторию. Например, атакующая сторона стремится у себя обеспечить минимальное суммарное рабочее время:

$$T_{рб} = \sum_{i=1}^{l_1} T_{i-1}^i, \quad (6.5)$$

где T_{i-1}^i – время пребывания в i -м состоянии;

l_1 – общее число состояний РЭА СНО.

Современная РЭА разведки и подготовки запуска ПРР имеет малое время реакции (промежуток времени $T_{рц} = \sum_{i=1}^6 T_{i-1}^i$ от 5 до 30 с) в условиях отсутствия эффективного противодействия со стороны противника.

Эффективное противодействие (на рис. 6.2 помечено стрелкой ПД) техническим средствам разведки, запуску и наведению СНО многократно увеличивает время реакции, вплоть до срыва запуска. На графе состояний влияние противодействия количественно учитывается появлением возвратных переходов. Для общего анализа динамики условно взаимосвязанных переходов приемлемы полумарковские дискретные (по номерам состояний) и непрерывные (по времени) взаимодействующие процессы [3]. Анализ и выбор управления переходами с учетом конфликта требует дополнительного описания модели взаимных связей,

показанных пунктиром на рис. 6.2. Эффективность мероприятий ПД ТСР и методов защиты от СНО существенно зависит от его характеристик как объекта технической разведки и радиолокационного наблюдения.

6.2. Характеристика самонаводящегося оружия как объекта радиолокационного наблюдения

Все типы СНО как объекты радиолокационного наблюдения являются малоразмерными целями (МРЦ) и делятся на две группы – с наблюдаемым и ненаблюдаемым отделением от носителя. Эффективная отражающая поверхность СНО много меньше ЭОП самолета-носителя или любой платформы запуска. Если учесть активные и пассивные помехи прикрытия самолета-носителя или платформы запуска и малое время пребывания отделившейся МРЦ вблизи носителя, то ясна будет сложность проблемы обнаружения, распознавания и сопровождения СНО как объекта технической разведки и радиолокационного наблюдения.

Признаки отделения МРЦ от носителя информативны для всех этапов разведки и наблюдения СНО. Следует учесть, что проблема ЭМС радиоэлектронной аппаратуры носителя и СНО накладывает существенные ограничения на условия запуска. Прогноз этих условий в ходе боя позволяет выделить из множества потенциальных носителей в данный момент наиболее вероятные и указать область пространства, «привязанную» к носителю, в которой возможно или наиболее вероятно появление быстро перемещающейся в сторону РЭС малоразмерной цели. Этот прогноз значительно облегчает обнаружение запуска и распознавание ПРР, делает его более надежным, чем в режиме пространственного поиска.

На интервале разделения МРЦ и носителя радиальное ускорение СНО много больше радиального ускорения носителя, радиальная скорость СНО также больше радиальной скорости носителя и направлена в сторону атакуемого РЭС, ЭОП СНО $\sigma_{\text{мрц}}$ много меньше ЭОП носителя $\sigma_{\text{н}}$. На рис. 6.3 представлен приближенный вид волновой функции СНО с инерциальной головкой самонаведения (ИГСН), с оптической ГСН (ОГСН) и с пассивной радиолокационной ГСН (ПРГСН). Для сравнения здесь же нанесена ориентировочная волновая функция самолета-носителя. Волновой функцией называют зависимость ЭОП объекта, усредненную по ракурсам наблюдения, от длины волны. Значительные расхождения ЭОП СНО с разными ГСН при малых λ объясняются тем, что ЭОП в переднюю полусферу определяется в основном геометрией отражающей поверхности головки самонаведения. Зависимости построены в соответствии с рекомендацией [1] по оценке эффективной отражающей поверхности аэродинамического летательного аппарата в секторе углов локации при разных длинах волн.

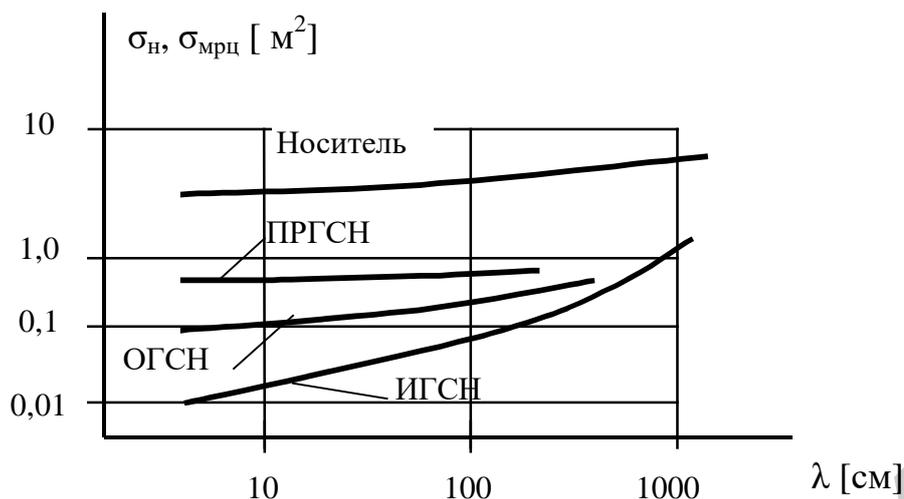


Рис. 6.3. Волновая функция – зависимость ЭОП СНО от длины волны

Для $\lambda < 10$ см соблюдаются принципы геометрической теории дифракции. Основными рассеивающими в передний сектор локальными отражателями являются: воздухозаборник двигателя, элементы конструкции ГСН, кромки хвостового оперения и крыльев. Использование радиопоглощающих покрытий и придание носовой части корпуса формы конуса почти на порядок снижают заметность этих локальных отражателей. Все типы СНО в сантиметровом диапазоне могут быть представлены небольшим числом блестящих точек, из которых 2-3 превалируют над другими.

На интервале наблюдения выполняется условие

$$\sigma_q (h/\lambda) \leq 1 \dots 5, \quad (6.6)$$

где h – размер СНО в картинной плоскости;

σ_q – среднеквадратичное значение флуктуаций курсового угла в радианах.

Обычно $h \leq 2$ м, $\sigma_q \leq 0,02 - 0,06$ рад, $\sigma_q (h/\lambda) < 4$. Для самолетов-носителей и наземных подвижных платформ запуска СНО

$$\sigma_q (h/\lambda) \gg 1. \quad (6.7)$$

Поэтому при наблюдении СНО характерно незначительное, сравнимое с длиной волны, взаимное перемещение фазовых центров рассеяния локальных отражателей («блестящих точек»). На характеристиках отраженного сигнала в большей степени сказывается детерминированная природа жесткой и сравнительно упрощенной геометрии СНО. Распределение комплексных амплитуд отраженных сигналов существенно отличается от нормального. Двухчастотная корреляционная функция $R(\Delta f_{12})$ объекта (5.59) оказывается осциллирующей и слабоубывающей с ростом разности частот Δf_{12} . Доплеровский портрет содержит только один выброс на основной доплеровской частоте.

В дециметровом диапазоне длин волн сказываются резонансные явления на основных поперечных и продольных размерах объекта. В метровом диапазоне

доминирует основной продольный резонанс, поэтому ЭОП МРЦ соизмерима с ЭОП самолета-носителя.

Поляризационная матрица рассеивания (ПМР) при узкополосном зондировании МРЦ значительно богаче, чем для самолета-носителя и платформ запуска ВТСНО. Имеет место сильная деполяризация радиоволн в дециметровом и метровом диапазонах длин волн. Информативность ПМР МРЦ при узкополосном зондировании сопоставима с информативностью ПМР отдельно наблюдаемых локальных отражателей самолета-носителя при широкополосном зондировании, когда выполняется неравенство

$$\Delta l_{\text{ло}} < \Delta d < \Delta l_{\text{ц}} , \quad (6.8)$$

где $\Delta l_{\text{ло}}$ – средний радиальный размер локального доминирующего отражателя;

Δd – разрешающая способность по дальности ($\Delta d = C / 2\Delta f_0$);

$\Delta l_{\text{ц}}$ – радиальный размер цели.

В радиолокационном диапазоне на этапе разгона СНО сказывается влияние факела на характеристики отраженных сигналов. Твердая компонента продуктов сгорания в сантиметровом диапазоне и плазменная компонента зоны догорания для $\lambda > 50 \dots 70$ см усложняют форму рассеивающей поверхности следа факела и дают прибавку в ЭОП, сравнимую с ЭОП МРЦ.

Скачкообразная смена режима тяги (с режима разгона на маршевый) приводит к резкому скачку продольного ускорения (на несколько единиц). Это явление усложняет процесс захвата МРЦ на сопровождение, существенно сказывается на точности сглаживания траектории МРЦ и является признаком типа МРЦ.

Пуск ПРР выгодно производить под прикрытием маскирующих и имитирующих помех поражаемым РЭС от другого помехопостановщика. Например, для уверенной маскировки запуска на входе приемника РЛС достаточно обеспечить отношение сигнал/помеха

$$\gamma = \frac{\sigma_c^2 \cdot T_0}{N_{\text{оп}}} \leq \gamma , \quad (6.9)$$

где $\sigma_c^2 \cdot T_0$ – энергия отраженного от ПРР цели сигнала

$$(\sigma_c^2 \cdot T_0 = \frac{P_0 T_0 G_{\text{РПУ}} G_{\text{РПР}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3 d_{\text{ц}}^4});$$

$N_{\text{оп}}$ – спектральная плотность помехи на входе приемника РЛС

$$(N_{\text{оп}} = \frac{N_{\text{п}} G_{\text{п}} G_{\text{РПР}} F(\epsilon_{\text{п}}, \beta_{\text{п}}) \lambda^2}{(4\pi)^2 d_{\text{п}}^2}).$$

Обычно дальность до помехопостановщика $d_{\text{п}}$ превышает дальность до точки запуска $d_{\text{ц}}$. Требуемая для маскировки спектральная плотность помехи равна

$$N_{\text{п}} G_{\text{п}} \geq \frac{P_0 T_0 G_{\text{РПУ}} \sigma_{\text{ц}} d_{\text{пп}}^2}{4\pi F(\epsilon_{\text{п}}, \beta_{\text{п}}) d_{\text{ц}}^4 \gamma_{\text{пор}}} . \quad (6.10)$$

Множественная по дальности и скорости активная имитирующая помеха будет эффективной, если $\sigma_{и}^2 \cdot T_0 \approx \sigma_{с}^2 \cdot T_0$. Очевидно такая помеха является энергетически более эффективной, чем маскирующая.

Обратим внимание, что опасные для подавляемого РЭС состояния помеховой обстановки прикрытия запусков ПРР организуются совместным управлением комплекса запуска и станцией помех. В боевых условиях это вызывает необходимость радиосвязи между ними, которая является уязвимой со стороны противника.

6.3. Радиоэлектронная защита радиоэлектронных средств от высокоточного самонаводящегося оружия

6.3.1. Влияние эффективности самонаводящегося оружия на качество радиоэлектронной борьбы

Радиоэлектронная защита излучающих РЭС от самонаводящегося оружия – это комплекс организационных и технических мероприятий по срыву его применения скрыванием демаскирующих признаков РЭС, технической дезинформацией разведки, пресечением пуска упреждающим поражением носителя, увеличением ошибок его наведения и уничтожением противоракетным огнем. Первое представление о сложностях защиты РЭС от СНО вытекают из анализа табл. 5.1 и 5.2 (см. подразд. 5.8). Так как высокоточное оружие в радиоэлектронной борьбе применяют обе противоборствующие стороны, то конечные показатели эффективности каждой из сторон зависят от действий противника. Организационные мероприятия защиты в первую очередь предусматривают эффективную активную оборону РЭС противоракетным огнем.

Рассмотрим четыре задачи вероятностного анализа динамики конфликта с применением ПРР.

1. Анализ эффективности противодействия запуску самонаводящегося оружия.

Комплексное противодействие технической разведке и последующему запуску СНО охватывает все рассмотренные в разд. 2 и 3 методы, ориентированные на защиту приоритетных РЭС, которые в данной ситуации противоборства представляют наибольшую угрозу для противника. Противодействие считается эффективным, если вероятность срыва запуска СНО по охраняемому РЭС

$$P_{сз} = P_{пор} (1 - DP_k P_{пр}) \quad (6.11)$$

выше требуемой. В формуле (6.11): $P_{пор}$ – вероятность поражения носителя до момента запуска СНО; D – вероятность обнаружения охраняемого РЭС; P_k – вероятность его отнесения к классу средств, представляющих наибольшую угрозу; $P_{пр}$ – вероятность запуска СНО на выгодном рубеже.

Очевидно, что $P_{пор}$ монотонно растет по мере увеличения времени разведки и подготовки запуска СНО. Обратим внимание, что значение вероятности $P_{пр}$ тем ниже, чем эффективнее противодействие захвату РЭС цели в ГСН (см. рис. 6.2)

и чем меньше различия защищаемого РЭС и менее важных РЭС в пространстве демаскирующих признаков.

2. Анализ эффективности применения самонаводящегося оружия в РЭБ.

Для комплекса высокоточного самонаводящегося оружия характерны несколько обобщенных состояний: выход носителя на выгодный рубеж атаки, непосредственная подготовка запуска не менее двух объектов СНО (например, двух ПРР) по выбранному РЭС цели с вероятностью P_1 , независимое наведение каждой ПРР на РЭС цели с одинаковыми вероятностями P_2 и поражение РЭС цели с вероятностями P_3 . Тогда вероятность поражения РЭС цели будет равна

$$P_{\text{пор}} = P_1 [1 - (1 - P_2 P_3)^2]. \quad (6.12)$$

Учет противодействия наведению определяет вероятность P_2 , а противодействие радиовзрывателю или активная оборона – вероятность P_3 .

3. Анализ эффективности активной обороны РЭС цели от СНО.

Пусть так же, как и во второй задаче, по РЭС цели запускаются два объекта СНО – две ПРР. По каждой ПРР комплекс обороны способен произвести два независимых выстрела. Каждым из них атакующая ПРР поражается с вероятностью $P_{\text{апд}}$. Если ПРР не поражена, то она независимо от другой поражает РЭС цели с вероятностью $P_{\text{пор}}$. Найдем вероятность того, что РЭС цели не будет поражена.

Очевидно, чтобы поразить РЭС цели, ПРР должна быть не поражена. Тогда вероятность поражения РЭС цели одной ПРР с учетом активной обороны становится равной

$$P_{1\text{пор}} = (1 - P_{\text{апд}})^2 P_{\text{пор}}, \quad (6.13)$$

двумя ПРР –

$$P_{2\text{пор}} = 1 - [1 - (1 - P_{\text{апд}})^2 P_{\text{пор}}]^2, \quad (6.14)$$

а вероятность непоражения РЭС цели –

$$P_{\text{защ}} = 1 - P_{2\text{пор}}. \quad (6.15)$$

Видно, что от задачи к задаче все полнее учитываются состояния, возможности и цели сторон в конфликте, все полнее раскрывается модель группового противоборства, когда каждая сторона в радиоэлектронной борьбе располагает эффективными средствами разведки РЭС целей противника и комплексами высокоточного оружия по их поражению.

4. Анализ эффективности группового противоборства в РЭБ.

Наряд средств РРТР и РЭБ в своем составе имеет M_1 станций помех для подавления РЭС комплекса наведения СНО и M комплексов поражения СНО противника. Каждый из M комплексов имеет d ракет, общее количество которых равно Md .

Группировка противника имеет N комплексов запуска и наведения СНО по станциям помех. Каждый такой комплекс имеет боекомплект в A СНО.

В ходе борьбы расходуются все ракеты, т. е. по каждому комплексу СНО противника применяется $Md/N = n$ ракет. Если запуск одной ракеты обеспечит вероятность поражения W_1 , то вероятность поражения каждого комплекса СНО составит

$$P_{\text{пор}} = [1 - (1 - W_1)^{Md/N}] . \quad (6.16)$$

Пусть вероятность поражения станции помех одним СНО равна R , и по каждой станции помех запускается k СНО. Тогда вероятность ее поражения равна $[1 - (1 - R)^k]$. Поэтому вся группировка противника может поразить $M_y = NA[1 - (1 - R)^k] / k$ станций помех.

Теперь уточним количество пораженных станций помех с учетом вывода из строя комплексов запуска СНО и сокращения в результате этого его потенциала. Ориентировочно можно считать, что математическое ожидание комплексов СНО к исходу боя будет составлять $N(1 - W_1)^n$. Тогда математическое ожидание числа пораженных станций помех равно

$$\Delta M_1 = \frac{1}{k} (1 - W_1)^n NA [1 - (1 - R)^k] . \quad (6.17)$$

Данное уравнение можно записать иначе:

$$1 - (1 - W_1)^n = 1 - \frac{\Delta M_1 k}{NA [1 - (1 - R)^k]} . \quad (6.18)$$

В левой части уравнения (6.18) стоит известное выражение для определения вероятности поражения цели n ракетами. Его можно также использовать для определения требуемого наряда станций помех M_1 на подавление РЭС противника при различной эффективности его СНО. Для решения этой задачи уравнение запишем в виде

$$M_1 = M_{\text{и}} + (1 - W_1)^n [1 - (1 - R)^k] NA / k , \quad (6.19)$$

где $M_{\text{и}}$ – минимальное число станций помех, достаточное для подавления РЭС противника.

Анализ этих уравнений показывает сильное влияние на исход РЭБ и конфликт в целом ресурсов сторон и правил их использования.

6.3.2. Мероприятия по срыву применения самонаводящегося оружия

Скрытие излучений наиболее важных РЭС и техническая дезинформация системы разведки комплекса СНО вносят неопределенность в характеристики устойчивых излучений РЭС, увеличивают время запаздывания в подготовке пуска и время реакции комплекса СНО. В результате СНО запускается с меньших дальностей, с невыгодных рубежей, с возросшим интервалом времени между соседними запусками, падает живучесть комплекса запуска от средств активной обороны РЭС.

Для противодействия видовой разведке необходимо снижать контраст изображения РЭС цели. Приемы и средства подобного противодействия можно освоить при изучении дисциплин по инженерной маскировке.

Временная скрытность излучений РЭС каждого типа достигается:

- прерывистым режимом излучения РЭС цели;
- дублированием РЭС на сильноразнесенных частотах;
- комплексированием радиолокационных и оптических средств наблюдения за противником и средств наведения ракет;
- комплексированием радиокомандных и инерциальных принципов управления ракетами;
- поочередным рациональным, в зависимости от состояний разведывательной обстановки, использованием разных РЭС.

Каждое новое включение РЭС цели на новой частоте переводит систему доразведки в режим первичной разведки и длительного поиска.

Если РЭС цели – элемент системы однотипных РЭС одинакового целевого назначения, то живучесть группы этих пространственно-разнесенных РЭС обеспечивается координированным управлением временем и частотами излучений (см. разд. 3). При этом для канала разведки и ГСН СНО имитируется сложная групповая цель, неминуемо ведущая к задержке разведки РЭС, ее захвата в ГСН и в целом задержке запуска СНО.

6.3.3. Обнаружение запуска самонаводящегося оружия

Обнаружение запуска СНО – важнейшая составляющая защиты РЭС цели. Если запуск производится в зоне действия РЛС, то обнаружение СНО возможно в пространственном стробе, координатно «привязанном» к сопровождаемому потенциальному носителю СНО. Размеры строба связаны с априорными данными о скорости разделения, о характере расхождений траекторий носителя и СНО, а также о требуемом интервале наблюдения отделившегося малоразмерного объекта для принятия решения. Если решение по обнаружению и распознаванию запуска СНО принимает человек-оператор, то интервал времени совместного наблюдения разделяющихся траекторий должен составлять не менее 3...5 с. В автоматическом режиме этот интервал можно сократить: он определяется временем захвата на сопровождение малоразмерной цели в первую очередь по дальности и по скорости как по наиболее быстро меняющимся параметрам. Для снижения порогового отношения сигнал/фон надо принять меры к увеличению времени накопления сигнала, отраженного от быстро перемещающегося с большим ускорением объекта. На рис. 6.4 представлено изображение сечения динамического пространственного строба обнаружения запуска в координатах «дальность d – скорость V ». Здесь реализован принцип параллельного поиска по d и V . Стрелками показаны возможные траектории относительного перемещения слабой отметки отделившегося СНО. Каждому стробу «ожидания» отделившейся отметки соответствует свой канал накопления, время накопления определяется временем перемещения слабой отметки СНО вдоль главной оси строба.

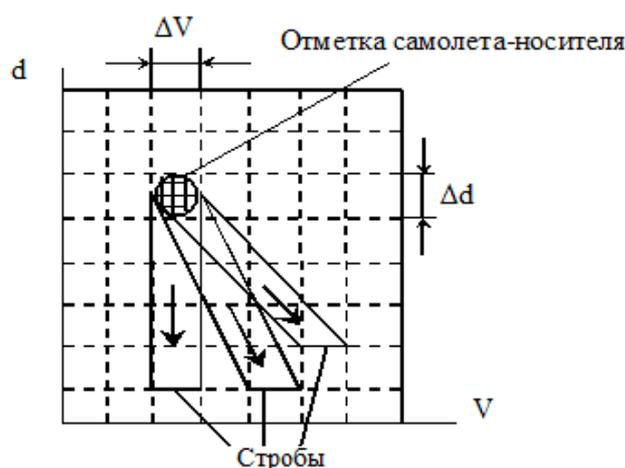


Рис. 6.4. Стробы «ожидания» отделения отметки от СНО

В условиях большого объема априорной неопределенности прибегают к обычному последовательному поиску, например, когда разделение траектории пропущено. Эффективное обнаружение и захват на сопровождение СНО осуществляется двухэтапной поисковой системой (см. разд. 2). В данном варианте радиолокационного наблюдения запуска СНО нет проблемы априорной неопределенности о структуре сигнала. Двухэтапная двухпороговая процедура поиска и обнаружения сигнала строится как оптимальная по критерию максимума вероятностей обнаружения и захвата за минимальное время поиска. Каждый канал устройства поиска в пределах своего строба «ожидания» – это оптимальная схема обнаружения слабого сигнала на фоне мешающих отражений и мешающих излучений.

В сложных помеховых условиях прикрытия запуска СНО, при неравномерном распределении $W(\lambda)$ параметра λ сигнала, полезно применять поисковую процедуру с расширяющимися циклами (рис. 6.5). Первый цикл поиска может быть «привязан» к координате вероятной точки запуска (поиск «на себя» либо, наоборот, – к точке в районе ближней границы зоны обнаружения РЛС (поиск «от себя»)).

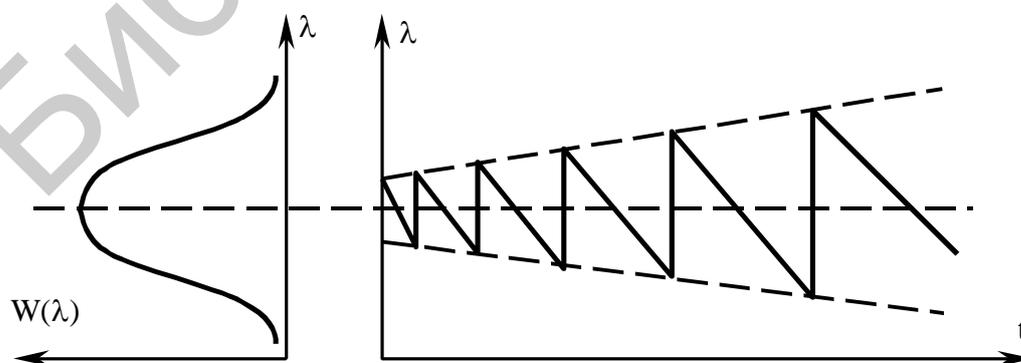


Рис. 6.5. Поиск с расширяющимися циклами

Как следует из рисунка, участки, соответствующие наиболее вероятным значениям параметра λ , анализируются чаще и несколько раньше, чем область малых значений $W(\lambda)$ – область наименее вероятных λ .

Положим, что выполнены следующие условия: априорное распределение $W(\lambda)$ параметра нормальное, середина диапазона поиска совпадает с центром априорного распределения, расширение диапазона поиска происходит линейно, максимальный диапазон поиска равен шести σ , где σ^2 – дисперсия случайных λ . При этих условиях для вероятности правильного обнаружения $D \geq 0,2$ среднее время поиска по сравнению с поиском с постоянным циклом сокращается в 1,45 раза [6].

Если позволяют погодные условия, обнаружение запуска СНО можно произвести с помощью приемников инфракрасного излучения факелов двигателя. Дальность обнаружения $d_{\text{обн}}$ может составить десятки километров на приземных трассах. С увеличением высоты дальность $d_{\text{обн}}$ резко увеличивается.

Проблемы обнаружения разделения траекторий, поиска СНО вблизи носителя и вдали от него остаются теми же, что и для РЛС.

6.3.4. Мероприятия по срыву и увеличению ошибок наведения СНО

На начальном и среднем участках траектории полета СНО к РЭС цели определяющими являются те же мероприятия по противодействию техническим разведкам противника, что и до пуска СНО. Для срыва этапов поиска и захвата эффективны хаотическое изменение параметров излучения, чередование работы нескольких источников излучения и все то, что связано с внезапным для противника (уже после пуска) образованием в поле зрения головки самонаведения группового источника излучения. На конечном этапе полета СНО наиболее предпочтительным способом защиты РЭС цели является уничтожение СНО огнем ЗУР и артиллерийских установок. Для этого необходимо решать сложную проблему обнаружения, распознавания, сопровождения скоростной малоразмерной цели на фоне помех и уничтожения малоуязвимой головной части СНО.

Воздействие на процесс функционирования головки самонаведения и угломера в противорадиолокационной ракете с целью увеличения промаха является более простым способом защиты РЭС цели. Наиболее эффективными являются следующие способы такого воздействия:

1. Массовое применение ложных излучающих позиций, имитирующих РЭС цели по совокупности устойчивых демаскирующих признаков.

2. Использование методов временной скрытности, когда внезапно для противника сигнал от РЭС цели пропадает, приемник ГСН ПРР переводится в режим допоиска с расширяющимся циклом. На время отсутствия сигнала контур самонаведения ПРР разомкнут, ошибка наведения быстро накапливается. На рис. 6.6 показан характер изменения эффективности $R_{\text{БГ}}(t)$ боеголовки ПРР при наведении на прерывистый источник информации. На рис. 6.6 t_1, t_3 – моменты пропадания

ния сигнала (информации) от РЭС цели; t_2, t_4 – моменты появления сигнала (информации); $R_{БГ0}$ – показатель наибольшей эффективности. Конкретный вид кривых $R_{БГ}(t) = a(t)R_{БГ0}$ при пропадании информации и $R_{БГ}(t) = b(t)R_{БГ0}$ при восстановлении информации зависит от характеристик СНО и уязвимости РЭС цели и выявляется на основе моделирования процесса самонаведения.

3. Применение способов смещения точки прицеливания ПРР:

А. В группе однотипных РЭС применяется координированное по времени и частоте излучение, тем самым воспроизводится блуждание центра излучения. Если среднее время излучения $T_{ц}$ на одной частоте меньше времени разведки местоположений каждого излучателя, то на входе ГСН имеет место повышенный уровень угловых возмущений, для ГСН имитируется групповая цель. Значение дисперсии угловых возмущений становится примерно равным $\sigma_{\theta}^2 = \Delta\theta_{12}^2$, где $2\Delta\theta_{12}$ – разность направлений на переключаемые источники излучений. Процесс самонаведения становится подобным тому, каким он является при наведении на постановщик мерцающей некогерентной помехи угломеру. Если на дальности $d_{осл}$ от РЭС цели происходит «ослепление» приемника ГСН, то среднее квадратичное значение промаха превышает величину $\sigma_h = d_{осл} \sigma_{\theta}$. Если ограниченность располагаемых поперечных перегрузок n_p СНО начинает сказываться раньше «ослепления», то промах определяется минимально возможным радиусом кривизны траектории полета $r = V_{отн}^2 / gn_p$ и будет равен

$$h = \frac{V_{отн}^2 \Delta\theta_p^2}{2gn_p}, \quad (6.20)$$

где $V_{отн}$ – относительная скорость сближения СНО и РЭС цели;
 $\Delta\theta_p$ – разрешающая способность угломера ГСН, $g = 9,81 \text{ м/с}^2$.

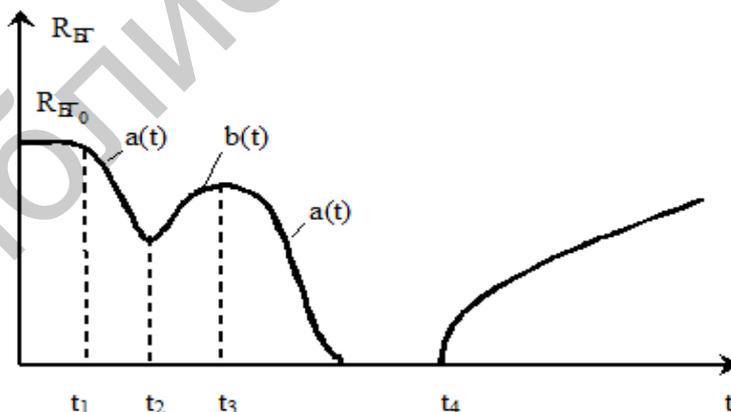


Рис. 6.6. Характер изменения эффективности ПРР при наведении на прерывистый источник информации

Б. Если в угле зрения $\Delta\theta_p$ ГСН одновременно излучают на одной частоте два идентичных **взаимнекогерентных** источника, то промах СНО равен

$$h = d_{\text{осл}} \Delta\theta_p \frac{\beta_{\text{п}}^2}{1 + \beta_{\text{п}}^2}, \quad (6.21)$$

где $\beta_{\text{п}}^2$ – отношение мощностей излучателей ($\beta_{\text{п}}^2 = P_{02}/P_{01}$).

В. Если в угле зрения $\Delta\theta_p$ ГСН одновременно излучают на одной частоте два идентичных **взаимокогерентных** источника, то до момента ослепления или разрешения ошибка угломера достигает величины

$$\sigma\theta = \Delta\theta_p \frac{\beta_{\text{п}}^2}{(1 + 2\beta_{\text{п}} \cos \Delta\psi + \beta_{\text{п}}^2)}. \quad (6.22)$$

Точка прицеливания угломера при $\Delta\psi \approx \pi \pm \varepsilon$ выходит далеко за пределы базы источников. Влияние нелинейных эффектов, связанных с ограничением по n_p , разрешением ГСН по $\Delta\theta_p$ и «ослеплением» приемника, резко увеличивается и промах ПРР становится весьма значительным.

Таким образом, применение отвлекающих источников излучений, синхронизированное чередование работы группы РЭС, срыв захвата источников по частоте, срыв селекции источников излучения по частоте, периоду следования, длительности и мощности сигналов, методы увеличения ошибок пеленгации источников, использование отражений подсвеченных участков поверхности земли, нейтрализация либо преждевременное инициирование радиовзрывателя ПРР преднамеренной помехой, обеспечение скрытия излучений РЭС, дезинформация систем запуска и наведения ПРР излучающими ложными позициями – все эти мероприятия представляют собой ресурс защиты РЭС от ПРР. Своевременное управление этим ресурсом вместе с активной обороной РЭС обеспечивают их надежную радиоэлектронную защиту.

6.4. Радиотехническая защита средств радиоэлектронного подавления от высокоточного оружия

Рассмотрим противоборство РЭС комплекса СНО и комплекса радиоэлектронного подавления. В табл. 6.1 приведена матрица влияния способов индивидуальной (методом самоприкрытия) и взаимной (из боевых порядков) защит станций активных помех (САП) либо их носителей от СНО методами радиоэлектронного подавления РЭС СНО. Эта матрица соответствует динамике контура РЭБ «РЭС комплекса СНО – РЭС комплекса РЭП (САП)». В качестве РЭС комплекса СНО предусматриваются средства активного по отраженному от объекта РЭП сигналу радиолокационного наблюдения (АРЛН), либо средство пассивного радиолокационного наблюдения объекта РЭП по его излучению (ПРЛН), либо система активно-пассивных РЛС и средств РТР в интересах АСУ СНО (АП РТР АСУ), либо активная радиолокационная ГСН СНО (АР ГСН), либо пассивная радиолокационная ГСН СНО (ПР ГСН), либо оптико-электронная аппаратура наблюдения объекта РЭП по отраженному сигналу в оптическом диапазоне

(ОЭ АЛН), либо оптико-электронная аппаратура пассивного по рассеянному солнечному, либо собственному инфракрасному излучению наблюдения объекта РЭП (ПЭ АЛН), либо полуактивный радиовзрыватель СНО (ПАРВ), либо активный радиовзрыватель СНО (АРВ), либо радиолиния управления СНО (РЛУ). Значимость символов «+», «-» и «0» та же, что и в табл. 5.1, 5.2.

Таблица 6.1

Влияние способов подавления РЭС комплекса СНО на эффективность защиты носителей САП от СНО

Способы радиоэлектронного подавления РЭС СНО	Уязвимые каналы РЭС СНО									
	АРЛН	ПРЛН	АП РТР АСУ	АР ГСН	ПР ГСН	ОЭ АЛН	ПЭ АЛН	ПАРВ	АРВ	РЛУ
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Пассивные маскирующие помехи на частоте РЭС										
1. Снижение ЭОП носителя САП	+	0	+	+	0	+	0	+	+	0
2. Маскировка неизлучающего носителя протяженным облаком ДО	+	0	+	+	0	+	0	+	+	0
3. Выброс дискретных облаков ДО	+	0	+	+	0	+	0	+	+	0
Активные маскирующие помехи на частоте РЭС										
4. Заградительные шумовые помехи самоприкрытия	+	-	+	+	0	-	0	+	+	+
5. Прицельные прерывистые шумовые помехи самоприкрытия	+	-	+	+	-	+	-	+	+	+
6. Мерцающие из нескольких точек пространства шумовые помехи	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Имитирующие помехи на частоте РЭС										
7. Пассивная ложная цель	+	0	+	+	0	+	0	+	+	0
8. Излучающая с носителя канала дальности, скорости и синхронизации многократная и уводящая помеха	+	0	+	+	0	0	0	+	+	+
9. Активная помеха с буксируемой ЛЦ	+	+	+	+	+	0	0	+	+	+
10. Отвлекающие (дублирующие, буксируемые) излучатели	+	+	+	+	+	0	0	+	+	+
11. Подсвет вынесенного отражателя активной имитирующей помехой	+	+	+	+	+	0	0	+	+	0

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
12. Ответная помеха угломеру на кросс-поляризацию	+	0	+	+	+	0	0	+	+	0
13. Ответная помеха угломеру, когерентная из двух точек носителя	+	+	+	+	+	0	0	+	+	0

Исходя из табл. 6.1 можно сделать следующие выводы.

Для достижения живучести средств радиоэлектронного подавления в сложных условиях стрельбы по ним высокоточным оружием эффективна система мероприятий РЭП против всех этапов его подготовки к пуску и наведению. Для этого необходимо распознавать состояния РЭС и всего комплекса СНО по их излучениям и отраженным сигналам. Решение по выбору наилучшего способа РЭП является неоднозначным. Поэтому даже в упрощенные игровые модели конфликта необходимо вносить распознаваемые группы состояний РЭС обеих сторон, состояний помеховой, электромагнитной и разведывательной обстановок.

6.5. Математическое моделирование радиоэлектронной защиты от самонаводящегося по излучению оружия

Математическое моделирование РЭС радиоэлектронных средств от СНО позволяет решить сложные задачи анализа и синтеза систем контура «РЭБ – СНО» в динамике РЭБ. Принципиальная особенность таких контуров как замкнутых систем заключается в том, что они представляют собой замкнутые динамические системы со случайной управляемой структурой. Теория синтеза таких систем в настоящее время не отработана. Возможен для этого лишь выбор эффективного (или рационального) решения в текущем эпизоде конфликта. Характерно, что состояния сторон в каждый момент времени описываются системами нелинейных дифференциальных уравнений. С каждым переходом в новое состояние меняются эти системы. Имитация в едином масштабе времени радиотехнических и ракетнодинамических процессов от подготовки запуска СНО до момента подрыва его боевой части чрезвычайно затруднительна. Поэтому приходится привлекать на помощь эвристические приемы и искусство упрощать облик модели.

Наиболее общий подход позволяет моделировать контур «Группа РЭС – поток СНО» в виде двух взаимодействующих систем массового обслуживания. Каждая из этих систем представляется полумарковскими последовательностями дискретно-непрерывных процессов. Такая модель дает удовлетворительные оценки при анализе эффективности группы РЭС высокой размерности в условиях массированного применения СНО. Самое сложное при этом – формализация и предварительное определение матриц вероятностей $\|P_{i-1}^i\|$ и продолжительностей $\|T_{i-1}^i\|$ обобщенных состояний между переходами. Для этого необходимо

предварительно выполнить еще не менее двух-трех этапов имитационного моделирования.

Наиболее полной является модель, воспроизводящая граф состояний РЭА в контуре РЭБ «одиночное РЭС – одиночное СНО». Если априорно известна высокая значимость мероприятия противодействия технической разведке не только на заключительном этапе наведения, то модель динамики СНО можно свести к учету лишь кинематических уравнений движения его центра тяжести, а для оценки промаха – к учету результатов моделирования поведения головки самонаведения на заключительном этапе полета СНО. Получение этих результатов, так же как и оценок эффективности мероприятий противодействия, составляет цель третьего этапа моделирования. Третий этап по времени охватывает небольшой интервал, всего в несколько секунд. Однако он включает в себя модель головки самонаведения, радиовзрывателя, приемника, явлений срыва, перезахвата, контура самонаведения с учетом ограничений по располагаемым перегрузкам. Модель в части имитации процессов в РЭА является составной. Реализации полезных и помеховых сигналов и каналы приема вплоть до выхода дискриминатора угломера воспроизводятся так же, как это указывалось во второй главе – через квадратурные составляющие. Последующие блоки модели имитируют решения уравнений систем селекции, угломера и контура самонаведения, блока вычисления промаха СНО и блоков управления параметрами поля излучений РЭС и элементов защиты. Обратим внимание, что модель контура «РЭС – СНО» для третьего этапа должна строиться в полном объеме – одновременно в двух плоскостях (по курсу и тангажу).

Все рассмотренные типы имитационных моделей можно использовать для обоснования наиболее рациональных структур и наилучших параметров блоков и мероприятий защиты РЭС от СНО. Для этого совершают целенаправленные вариации структур и параметров модели методами поиска экстремума многомерной функции.

Защита радиоэлектронных средств и систем управления от высокоточного самонаводящегося оружия является решающим этапом всего процесса радиоэлектронной борьбы. Радиоэлектронный конфликт на уровне тактического звена на этом этапе превращается в сложный динамический процесс (радиоэлектронный бой), сам по себе охватывающий мероприятия по всем составным частям РЭБ и технической разведки с обеих сторон. Активная оборона РЭС от СНО является технически и тактически наиболее сложным видом их функционирования. Радиоэлектронная защита может быть эффективной при условии, если защищающаяся сторона учитывает все особенности подготовки запуска СНО, его наведения, полета и подрыва боевой части, использует все слабые стороны СНО.

В разд. 6 изложены методические основы системы исходных данных при разработке имитационной модели эффективности защиты от СНО. Следуя этим методическим основам и располагая тактико-техническими характеристиками СНО, всегда можно разработать конкретную математическую модель.

Контрольные вопросы

1. Сравните объекты СНО и самолеты-носители как радиолокационные цели для своей РЛС.
2. Объясните принципиальные различия поиска и захвата на сопровождение СНО как малоразмерной цели из режима наземного сопровождения носителя до момента пуска СНО и из режима поиска при наличии внешнего целеуказания.
3. Перечислите и объясните влияние на характеристики радиолокационного наблюдения работы двигателя СНО.
4. Для типовой РЛС сопровождения цели и наведения ЗУР предложите варианты помеховой обстановки, вероятно выгодной для СВН в целях срыва защиты РЛС от СНО.
5. Укажите примеры и раскройте содержание эффективного противодействия нацеливания ГСН СНО на объект РЭБ путем воздействия на радиолинию связи «СНО – стартовая позиция».

Библиотека БГУМР

7. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

7.1. Проблема электромагнитной совместимости в группе радиоэлектронных средств

Электромагнитная совместимость (ЭМС) радиоэлектронных средств определяется способностью этих средств одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации при воздействии непреднамеренных радиопомех (НРП) и не создавать недопустимых радиопомех другим средствам.

Состояние ЭМС РЭС в районе дислокации группировки войск определяется **электромагнитной обстановкой** (ЭМО). ЭМО – это часть радиоэлектронной обстановки (РЭО), определяемая излучениями соседних (расположенных в одном районе) РЭС, работающих на частотах, обуславливающих возникновение НРП. Излучения РЭС группировки противостоящего противника дополняют ЭМО в рассматриваемом районе. Анализируя ведение РЭБ в контуре (рис. 7.1), видно опосредованное, дополнительное влияние РЭС противника, усложняющее ЭМО за счет увеличения вероятности возникновения взаимных помех. Дело в том, что РЭС группировки своих войск и РЭС группировки войск противника используют общий частотный ресурс. Собственные средства РЭП, подавляя РЭС противника, одновременно делают непригодным часть частотного ресурса для использования остальными РЭС группировки своих войск.

Таким образом, состояние ЭМС по условиям распределения рабочих частот РЭС зависит от функционирования РЭС противника. Собственные РЭС и РЭС противника при оценке ЭМС должны рассматриваться в единой, сложной системе. ЭМО в такой сложной системе трудно поддается прогнозированию, т. к. требует моделирования поведения указанной сложной системы, использующей общий частотный ресурс. По этой причине проблема ЭМС и эффективность использования частотного ресурса взаимосвязаны.

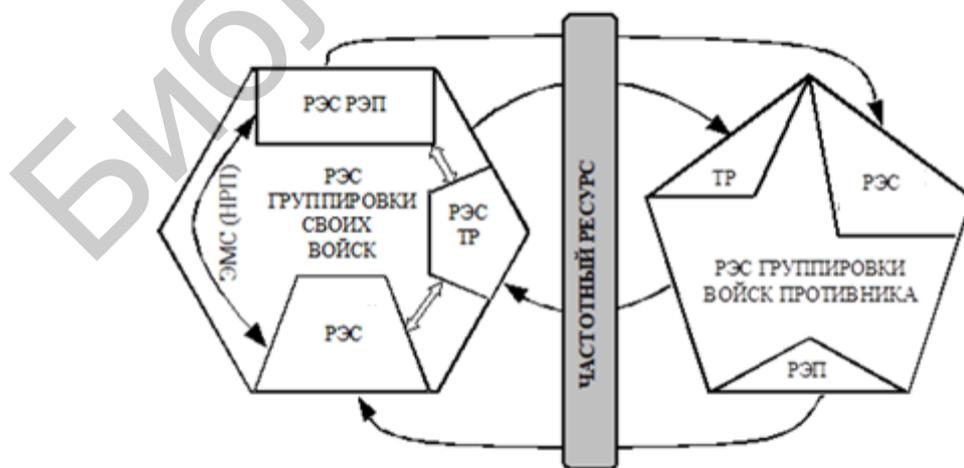


Рис. 7.1. РЭБ в контуре с учетом проблемы ЭМС

Обеспечение ЭМС РЭС в реальном или близком к реальному масштабе времени требует управления рабочими частотами собственных РЭС. Подобное управление организуется на основе данных технической разведки своих войск и априорных исходных данных (базы данных о ТТХ РЭС и нормативов по ЭМС) по схеме, отображенной на рис. 7.2.

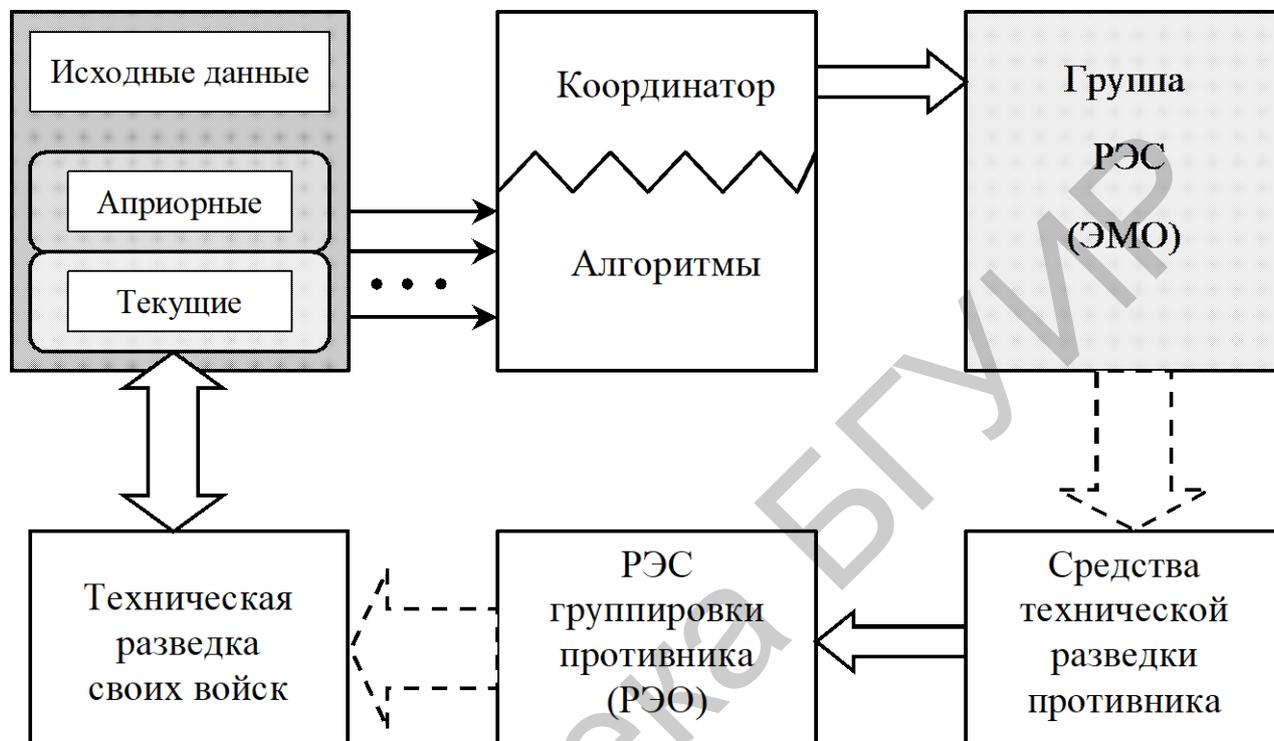


Рис. 7.2. Адаптивное управление частотами РЭС по критерию ЭМС

Параметры радиоизлучений РЭС, характеристики частотной избирательности приемников РЭС, а также характеристики антенн РЭС в широкой полосе частот составляют параметры ЭМС и объединяются в базы данных. С точки зрения функционирования РЭС параметры, обеспечивающие работу РЭС, являются основными среди параметров ЭМС. По этой причине оставшиеся параметры ЭМС часто именуют неосновными, однако без них невозможна оценка состояния ЭМС РЭС.

Неосновные излучения радиопередающих устройств и побочные каналы приема радиоприемных устройств являются проявлениями технического несовершенства РЭС. Эти характеристики РЭС постоянно улучшаются.

Термины (обозначения) и определения по электромагнитной совместимости РЭС приведены в табл. 7.1.

Термины (обозначения) и определения
по электромагнитной совместимости РЭС

Термин, (обозначение)	Определение
1	2
Электромагнитная совместимость (ЭМС)	Способность радиоэлектронных средств одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации с требуемым качеством при воздействии на них непреднамеренных радиопомех и не создавать недопустимых радиопомех другим радиоэлектронным средствам
Непреднамеренная радиопомеха (НРП)	Радиопомеха, создаваемая источником искусственного происхождения, не предназначенная для нарушения функционирования радиоэлектронных средств
Приемлемая радиопомеха	Непреднамеренная радиопомеха, уровень которой устанавливается путем соглашения между заинтересованными администрациями или радиослужбами
Внутрисистемная радиопомеха	Непреднамеренная радиопомеха, возникающая между радиоэлектронными средствами одной радиосистемы
Необходимая ширина полосы радиочастот (B_H)	Минимальная полоса частот данного класса радиоизлучения, достаточная для передачи сигнала с требуемыми скоростью и качеством
Занимаемая ширина полосы частот радиоизлучения (B_K)	Ширина полосы радиоизлучения, за пределами которой излучается заданная часть средней мощности излучения радиопередающего устройства
Полоса частот радиоизлучения на уровне определенного количества децибелов (B_X)	Полоса частот излучения радиопередающего устройства, за пределами которой любая дискретная составляющая спектра внеполосных радиоизлучений или спектральная плотность мощности внеполосных радиоизлучений ослаблены относительно заданного уровня не менее определенного количества децибелов
Основное радиоизлучение	Излучение радиопередающего устройства в необходимой полосе радиочастот, предназначенного для передачи сигнала
Нежелательное радиоизлучение	Излучение радиопередающего устройства за пределами необходимой полосы радиочастот

1	2
Внеполосное радиоизлучение	Нежелательное радиоизлучение в полосе частот, примыкающее к необходимой полосе частот
Побочное радиоизлучение	<p>Нежелательное радиоизлучение, возникающее в результате любых нелинейных процессов в радиопередающем устройстве, кроме процесса модуляции.</p> <p><i>Примечание.</i> Уровень побочного радиоизлучения может быть снижен без ухудшения качества передачи сигнала</p>
Радиоизлучение на гармонике	Побочное радиоизлучение на частотах, в целое число раз больших частот основного радиоизлучения
Комбинационное радиоизлучение	Побочное радиоизлучение, возникающее в результате взаимодействия на нелинейных элементах радиопередающего устройства колебаний на частотах несущей и (или) формирующих несущую и их гармоник
Интермодуляционное радиоизлучение	Побочное радиоизлучение, возникающее в результате воздействия на нелинейные элементы высокочастотного тракта радиопередающего устройства генерируемых колебаний и внешнего электромагнитного поля
Основной канал приема радиоприемника	Полоса частот, находящаяся в полосе пропускания радиоприемника и предназначенная для приема сигнала
Побочный канал приема радиоприемника (ПКП)	<p>Полоса частот, находящаяся за пределами основного канала приема радиоприемника, в которой сигнал проходит на выход радиоприемника.</p> <p><i>Примечание.</i> К побочным каналам приема радиоприемника относятся каналы, включающие промежуточную, зеркальную, комбинационную частоты и субгармоники частоты настройки радиоприемника</p>
Характеристика частотной избирательности радиоприемника (ХЧИ)	Зависимость уровня сигнала на входе радиоприемника от частоты этого сигнала при заданном отношении сигнал-шум или уровне сигнала на выходе радиоприемника.

1	2
Блокирование в радиоприемнике	Изменение уровня сигнала или отношения сигнал/шум на выходе радиоприемника при действии радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приема радиоприемника
Коэффициент блокирования в радиоприемнике	Отношение разности уровней сигнала на выходе радиоприемника при отсутствии и при наличии радиопомехи на его входе к уровню этого сигнала при отсутствии радиопомехи
Характеристика частотной избирательности радиоприемника по блокированию	Характеристика частотной избирательности радиоприемника, определенная при заданном коэффициенте блокирования в радиоприемнике
Перекрестное искажение в радиоприемнике	Изменение структуры спектра сигнала на выходе радиоприемника при действии сигнала и модулированной радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приема радиоприемника
Коэффициент перекрестных искажений в радиоприемнике	Отношение уровня спектральных составляющих сигнала, возникших в результате перекрестных искажений в радиоприемнике, к уровню сигнала на выходе радиоприемника при заданных параметрах радиопомехи и сигнала
Характеристика частотной избирательности радиоприемника по перекрестным искажениям	Характеристика частотной избирательности радиоприемника, определенная при заданном коэффициенте перекрестных искажений в радиоприемнике
Интермодуляция в радиоприемнике	Возникновение помех на выходе радиоприемника при действии на его входе двух и более сигналов, частоты которых не совпадают с частотами основного и побочных каналов приема радиоприемника
Коэффициент интермодуляции в радиоприемнике	Отношение уровня радиопомехи, возникающей в результате интермодуляции в радиоприемнике к уровню сигнала, соответствующего чувствительности радиоприемника, определенных на выходе радиоприемника

1	2
Характеристика частотной избирательности радиоприемника по интермодуляции	Зависимость уровня сигналов на входе радиоприемного устройства, создающих интермодуляцию в радиоприемнике, от частоты одного из них при заданной интермодуляции
Динамический диапазон по блокированию ($D_{БЛ}$)	Отношение значения характеристики частотной избирательности по блокированию в радиоприемнике (при заданной частотной расстройке относительно основного канала приема) к чувствительности радиоприемника
Уровень восприимчивости радиоприемника по блокированию ($N_{БЛ}$)	Минимальный уровень мешающего сигнала на входе радиоприемника, при котором коэффициент блокирования равен заданному значению
Динамический диапазон по интермодуляции в радиоприемнике (D_{INT})	Отношение значения ХЧИ по интермодуляции в радиоприемнике (при заданной частотной расстройке относительно основного канала приема) к чувствительности радиоприемника
Уровень восприимчивости по интермодуляции радиоприемника (N_{INT})	Минимальный одинаковый уровень двух мешающих сигналов, создающих интермодуляцию при заданном коэффициенте интермодуляции
Динамический диапазон радиоприемника по ПКП ($D_{ПКП}$)	Отношение значения ХЧИ радиоприемника на побочном канале приема (включая зеркальные каналы) к чувствительности радиоприемника
Уровень восприимчивости радиоприемника к помехам на ПКП ($N_{ПКП}$)	Минимальный уровень мешающего сигнала на входе радиоприемника, при котором отношение помеха/шум равно заданному

7.2. Неосновные излучения радиоэлектронных средств

Неосновные излучения радиопередающего устройства (РПУ) – это излучения за пределами необходимой полосы частот. Они делятся на внеполосные, побочные и шумовые [3] и являются характеристиками ЭМС, входящими в систему исходных данных. В этом случае необходимо знать ряд параметров РЭС – источников помех (излучаемую мощность P_0 , номинальную частоту излучения f_{0ip} , ширину спектра основного излучения $\Delta f_0^{(x)}$ по уровню определенного количества децибелов, частоты побочных излучений, ширину спектра и уровень мощности каждого побочного излучения, характеристики передающей антенны на частоте основного излучения и за ее пределами).

7.2.1. Внеполосные излучения РЭС

Энергетический спектр излучения РПУ на рабочей частоте за счет процесса модуляции (или манипуляции) несущего радиколебания состоит из двух частей – основного и внеполосного излучений (рис. 7.3).

Основное излучение занимает необходимую для передачи информации с определенной скоростью полосу радиочастот B_n . Теоретически внеполосные излучения можно устранить без ущерба для качества работы РЭС. Однако практически они существуют при всех классах и видах излучений РПУ.

Внеполосные излучения РПУ через антенну являются взаимными помехами для РЭС, которые используют близко расположенные частоты. Степень влияния таких излучений, очевидно, определяется скоростью спада огибающей спектра внеполосных излучений, а также полосой пропускания канала приема РЭС рецептора помех, испытывающего вредное влияние внеполосных излучений РЭС источника помех.

В нормах на внеполосные излучения РПУ задают ширину полосы частот (контрольную B_k) на уровне минус 30 дБ от максимального уровня спектральных составляющих основного излучения, принятого за 0 дБ, а также ширину полосы частот B_x , где x – уровень отсчета минус 35, 40, 50 или 60 дБ. На практике применяют термин «занимаемая ширина полосы частот» ($B_{зан}$), за пределами которой излучается не более чем заданная $\beta_{и}$ часть средней мощности P_0 радиопередатчика. Обычно $\beta_{и}$ задают равной $0,005P_0$, и считается, что для большинства спектров радиосигналов с модуляцией по амплитуде, занимаемая $B_{зан}$, примерно равна полосе контрольной B_k .

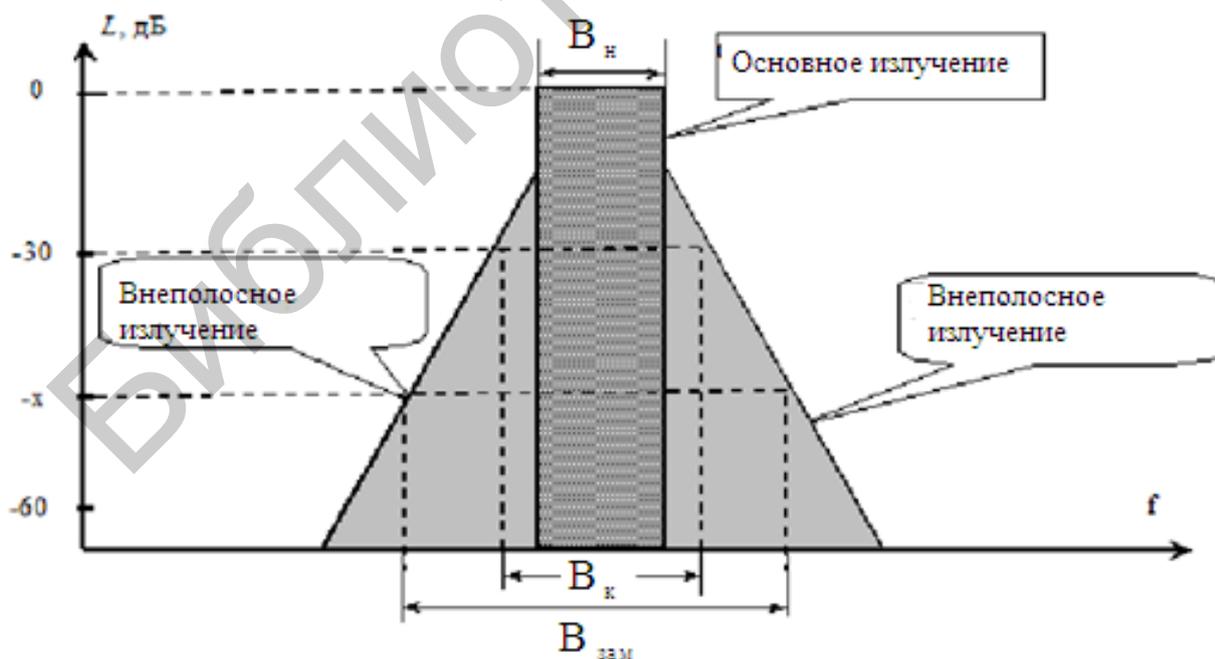


Рис. 7.3. Основное и внеполосное излучения РПУ

Спектр внеполосных излучений для различных типов РЭС, использующих разные виды модуляции, наиболее точно строится по результатам измерений. Однако это процесс дорогостоящий и трудоемкий.

Для моделирования ЭМО и расчета параметров частотного и территориального разнеса РЭС в целях обеспечения их ЭМС существуют аналитические выражения для построения ограничительной линии спектра внеполосных излучений, которые соответствуют действующим нормам или стандартам.

7.2.1.1. Методика построения ограничительной линии спектра внеполосных излучений

Ограничительная линия спектра внеполосных излучений РЛС строится по определенным правилам.

Для всех типов оконечных каскадов (кроме амплитрона) ограничительная линия продолжается до уровня минус 60 дБ относительно основного излучения, а для амплитрона – до уровня минус 40 дБ. В зависимости от информированности о ТТХ РПУ выделяется три случая:

1) заданы: уровень $X_1 = -3$ дБ – ширина спектра B_H ; уровень $X_2 = -30$ дБ – ширина спектра B_K ; уровень $X_3 = -60$ дБ – ширина спектра B_X .

Ослабление в спектре излучения на частоте РЭС рецептора помех определяется по формуле

$$L_{\text{инп}}(\Delta f) = (X_3 - X_1) \left(\frac{\lg \Delta f - \lg B_H}{\lg B_X - \lg B_H} \right) + X_1, \text{ при } B_H < \Delta f < B_X, \quad (7.1)$$

где Δf – частотная расстройка, при которой определяют ослабление в спектре относительно мощности на несущей частоте РПУ ($\Delta f = f_0^{(\text{рпн})} - f_0^{(\text{инп})}$, дБ);

2) заданы: $X_1 = -3$ дБ; V – скорость спада ограничительной линии спектра внеполосных излучений, дБ/дек.

В этом случае ослабление в спектре излучения на частоте РЭС рецептора помех определяется по формуле

$$L_{\text{инп}}(\Delta f) = (-V)(\lg \Delta f - \lg B_H) + X_1, \text{ дБ}; \quad (7.2)$$

3) заданы: класс излучения (вид модуляции), примененный в РПУ; тип электронного прибора в оконечной ступени РПУ (табл. 7.2).

Таблица 7.2

Параметры для расчета координат характерных точек ограничительной линии спектра внеполосных излучений РПУ РЛС

Тип электронного прибора в оконечной ступени РПУ	Класс излучения						
	немодулированная импульсная несущая РО			частотно-модулированная импульсная несущая РР			непрерывная фазоманипулированная несущая ФКМ
	параметры			параметры			
τ	τ_ϕ , мкс	η , мкс	τ	τ_ϕ , мкс	D_f – девиация	τ_d – длительность дискрета	
Магнетрон	$0,8T_0^*$	0,0125	0,004	–	–	–	–
Клистрон	T_0	$0,02T_0$	**	T_0	0,5	D_f	τ_d
ЛБВ	T_0	$0,007T_0$	**	T_0	0,16	D_f	τ_d
Амплитрон	T_0	0,5	**	T_0	0,5	D_f	–
ЭВП с сеточным управлением	T_0	$0,1T_0$	$0,02T_0$	–	–	–	τ_d
Полупроводниковый прибор	T_0	$0,1T_0$	$0,02T_0$	–	–	–	τ_d

* T_0 – наименьшая длительность импульса излучения РПУ.

** Параметр η не учитывается, а начиная с $B_k = 1/\pi \tau_\phi - V = 40$ дБ/дек.

В этом случае координаты характерных точек ограничительной линии спектра внеполосных излучений рассчитываются по формулам в зависимости от класса излучения.

Для простого импульсного излучения (шифр РО):

$$\begin{aligned} B_H &= 1/\pi\tau, & X_1 &= -3\text{дБ}, \\ B_K &= 1/\pi\tau_\phi, & X_2 &= 20\lg \cdot \tau_\phi/\tau, \\ B_X &= 1/\pi\eta, & X_3 &= 20\lg \cdot \eta^2/\tau\tau_\phi. \end{aligned} \quad (7.3)$$

Для частотно-модулированного импульсного излучения (шифр РР):

$$\begin{aligned} B_H &= D_f - \frac{3\sqrt{2\pi\tau D_f}}{2\pi\tau}, & X_1 &= -3\text{дБ}, \\ B_K &= D_f, & X_2 &= -5,2\text{дБ}, \\ B_K &= 3D_f, & X_3 &= \begin{cases} -10\lg(40,5\pi^4 D_f^3 \tau_\phi^2 \tau), & \text{при } 1/\pi\tau_\phi \leq 3D_f, \\ -10\lg(4,5\pi^2 D_f \tau), & \text{при } 1/\pi\tau_\phi > 3D_f, \end{cases} \end{aligned} \quad (7.4)$$

где D_f – девиация, т. е. половина разности между максимальным и минимальным значениями мгновенной частоты.

Если $1/\pi\tau_{\Phi} \leq 3D_f$, то через точку $(X_3; 3D_f)$ проводят прямую с $V = 40$ дБ/дек. Если $1/\pi\tau_{\Phi} > 3D_f$, то через точку $(X_3; 3D_f)$ проводят прямую с $V = 20$ дБ/дек до значения расстройки $\Delta f = 1/\pi\tau_{\Phi}$, начиная с которого $V = 40$ дБ/дек.

Для непрерывного излучения (шифр ФКМ):

$$\begin{aligned} \Delta f_{X_1} &= 1/\tau_d, & X_1 &= -3 \text{ дБ}, \\ \Delta f_{X_2} &= 3,2/\tau_d, & X_2 &= -15 \text{ дБ}, \\ \Delta f_{X_3} &= 42/\tau_d, & X_3 &= -60 \text{ дБ}. \end{aligned} \quad (7.5)$$

Спектр внеполосного излучения отдельного РЭС, построенный по приведенной методике, изображен на рис. 7.4.

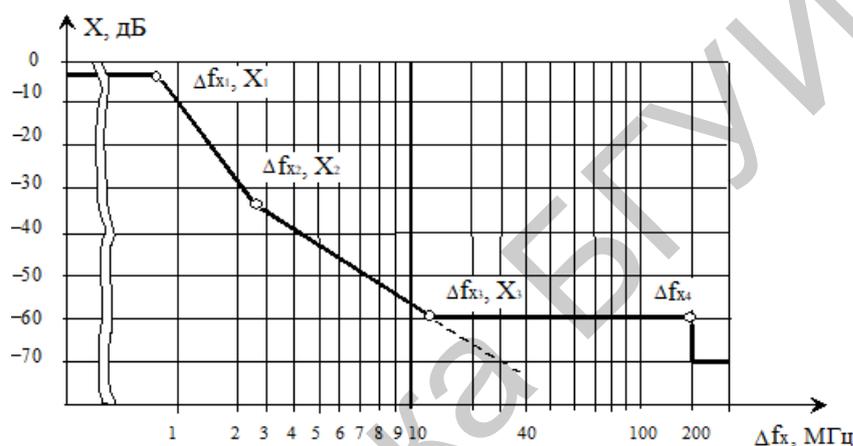


Рис. 7.4. Спектр внеполосного излучения квазинепрерывной РЛС на клистроне ($T_0 = 0,6$ мкс)

7.2.2. Побочные излучения РЭС

Побочные излучения подразделяют на следующие виды: излучения на **гармониках, субгармониках, комбинационные, паразитные и интермодуляционные** излучения. Радиоизлучение на гармониках – это излучение на частотах, в целое число раз больших частот основного радиоизлучения.

Уровень побочных излучений представляется в виде относительного ослабления мощности L_{ip} конкретного вида побочного излучения. Относительное ослабление мощности побочных излучений у передатчиков любого типа РЭС уменьшается по мере удаления частоты колебания от частоты основного излучения f_0 радиопередатчика. В табл. 7.3 приведены уровни побочных колебаний оконечных каскадов РПУ РЛС. Норма на ослабление гармонических колебаний для основных типов генераторных приборов составляет 30...60 дБ. Однако данные измерений показывают случайный характер этих уровней, даже для однотипных РЭС разброс этих уровней характеризуется большим среднеквадратичным отклонением (до 12 дБ).

Радиоизлучение на субгармонике – это побочное радиоизлучение на частотах, в целое число раз меньших частот основного излучения. Если перед усилительными каскадами радиопередатчика расположен умножитель частоты на n , то на его выходе возникают колебания f_0/n , которые являются субгармониками n -го порядка. Фильтр на выходе умножителя выделяет основное колебание f_0 и частично подавляет колебания с частотами $f_0/n, 2f_0/n, 3f_0/n, \dots, (n-1)f_0/n$. При больших значениях n отдельные субгармоники будут располагаться близко к f_0 и их фильтрация в цепях усилителя мощности будет незначительной.

Таблица 7.3

Уровни побочных радиоколебаний оконечных каскадов РПУ РЭС

Класс ЭВП СВЧ	Уровни 2-й гармоники, дБ		Уровни 3-й гармоники, дБ		Уровни паразитных колебаний, дБ	
	норма	измерения	норма	измерения	норма	измерения
1	2	3	4	5	6	7
1. Магнетроны: - импульсные; - непрерывного действия	40	30...65	45	36...75	–	30...95
	35	28...50	35	32...75	–	40...85
2. Клистроны пролетные: - усилительные импульсные; - непрерывного действия	25...35	30...50	25...40	35...70	45...50	42...60
	30...35	40...60	35...40	38...80	45...50	45...82
3. Амплитроны: - импульсные; - непрерывного действия	35	30...60	35	37...75	25	20...70
	40	25...50	40	30...70	–	–
4. Стабилитроны	25	23...37	25	31...45	–	–
5. ЛОВ типа «М»	35	28...60	45	40...78	–	30...50
6. ЛОВ типа «О»: - узкополосные; - широкополосные	25...30	16...57	30...40	26...70	–	18...65
	20	3...24	30	5...60	–	17...58
7. ЛБВ: - импульсные; - спиральные	25	20...55	35	–	35	23...60
	5...10	0...5	10...15	–	–	–
8. Триоды, тетроды	40...50	40...70	40...60	35...85	60...100	60...110

Окончание табл. 7.3

1	2	3	4	5	6	7
9. Твердотельные ЭВП СВЧ:						
- ГЛПД;	10...20	8...55	10...30	–	–	–
- ГДГ	10...20	5...60	20...30	–	–	–

Интермодуляционные радиоизлучения возникают в результате воздействия на нелинейный элемент ВЧ тракта РПУ генерируемых колебаний и колебаний, наведенных внешним электромагнитным полем. Паразитное радиоизлучение – побочное радиоизлучение, возникающее в результате самовозбуждения радиопередатчика из-за паразитных связей в генераторных и усилительных приборах радиопередатчика и его каскадах. Примеры уровней паразитных радиоизлучений РЭС приведены также в табл. 7.3.

Шумовые излучения в современных РЛС нормируются на уровне минус 90 дБ и менее. Общий вид спектра излучения отвлеченного РЭС с указанием всех нежелательных излучений приведен на рис. 7.5.

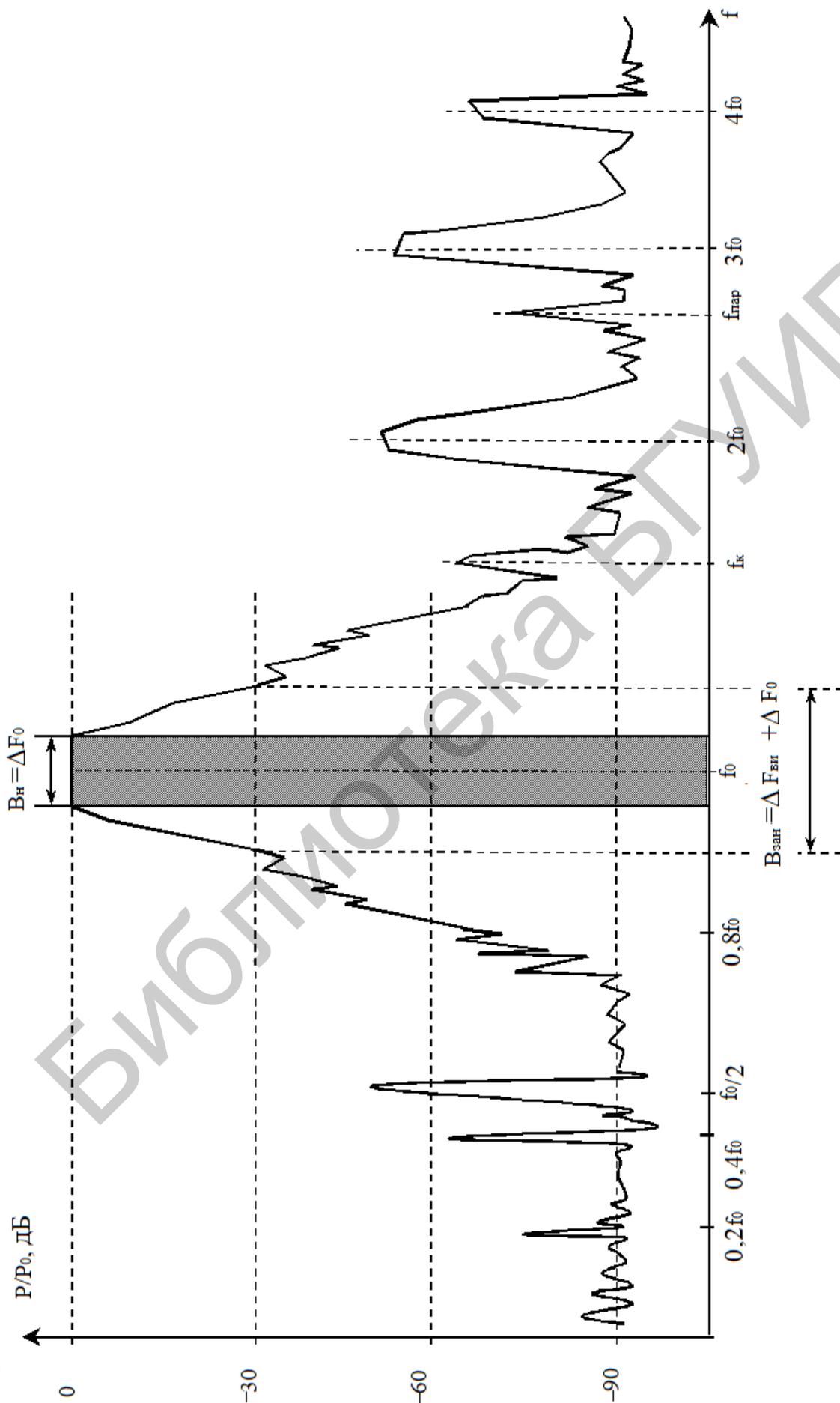


Рис. 7.5. Вид типового спектра излучения отвлеченного РЭС в широкой полосе частот

7.2.3. Характеристики антенн и волноводно-фидерных трактов вне полосы рабочих частот

В практике ЭМС РЭС в группировках отмечается, что нежелательные излучения РЭС без участия антенны практически не оказывают мешающего воздействия. В моделях оценки ЭМС необходимо учитывать излучения через антенну с параметрами антенн и фидеров на частотах нежелательных излучений РПУ и побочных каналов приема радиоприемников. Кроме этого, в ситуациях возникновения взаимных помех необходимо учитывать взаимную ориентацию направленных антенн.

Так, для двух РЛС, работающих в режиме кругового обзора по азимуту, наиболее вероятно возникновение взаимных помех между этими РЛС в случае ориентации антенн «Боковые лепестки ДНА РЛС1 – боковые лепестки ДНА РЛС 2», сокращенно «Бок – Бок».

Частотные условия возникновения взаимных помех заставляют учитывать характеристики направленности антенн на частотах, в несколько раз отличающихся от рабочей частоты (полосы частот), в которой характеристики антенн известны достаточно точно. Таким образом, для решения задач ЭМС необходимо знать поведение ДН антенн: коэффициент усиления антенн по главному лепестку $G_0(f_i)$, коэффициент усиления антенн по боковым лепесткам $G^\delta(f_i)$ и по дальним боковым лепесткам $G^\phi(f_i)$, их относительный уровень $\Delta G^\delta(f_i) = G^\delta(f_i)/G_0$, $\Delta G^\phi(f_i) = G^\phi(f_i)/G_0$ на любой i -й частоте анализа.

Эта задача сложна, потому что анализируемый парк РЛС имеет разнообразные антенны. Существуют выражения, аппроксимирующие эти сложные зависимости и подходящие для расчетов уровней боковых и дальних боковых лепестков ДНА.

Все типы апертурных антенн по своим свойствам можно объединить в следующие группы: решетки синфазные; зеркальные антенны; фазированные антенные решетки (ФАР).

Для всех апертурных антенн на частотах, ниже рабочей, наблюдается падение коэффициента усиления по главному лепестку, обратно пропорциональное квадрату длины волны [2]:

$$G_0 = 4\pi/\lambda^2 A_r W_A, \quad (7.6)$$

где A_r – геометрическая площадь апертуры;

W_A – эффективность использования апертуры антенны.

Кроме этого, с увеличением длины волны амплитудно-фазовое распределение поля электромагнитной волны на раскрыве антенны приобретает равномерный характер, в отличие от параболических, косинус-квадратных и других законов распределения, применяющихся на рабочих длинах волн с целью снижения уровня боковых лепестков ДНА. Подобное изменение амплитудно-фазового распределения поля на раскрыве антенны приводит к увеличению уровня боковых лепестков апертурных антенн в среднем на 7 дБ [2].

В результате одновременного падения коэффициента усиления по главному лепестку и увеличения уровня боковых лепестков уровень боковых лепестков апертурных антенн на частотах $f_0/2$, $f_0/3$ с точностью 1...2 дБ повторяет уровень G^b на рабочей частоте. Такие незначительные поправки 1..2 дБ поглощаются большими погрешностями, которые допускаются при анализе затухания в фидерных трактах, при прохождении помех по каналам приема приемника.

На частотах более высоких, чем рабочая частота, у апертурных антенн происходит значительное уменьшение коэффициента W_A в формуле (7.6) и как следствие уменьшение усиления антенны G_0 , повышение уровней боковых лепестков G^b и G^f (ΔG^b и ΔG^f при этом растут). В частности, у зеркальных антенн вредное влияние оказывает увеличение амплитуды поля и его нерегулярность на краях зеркала, поверхностные токи на теневой стороне зеркала, рассеяние волн облучателем, затенение зеркала облучателем, отсутствие когерентности возбуждающего поля, а у синфазных антенн – нарушение условий фазирования. Все это приводит к снижению уровня излучения в главном лепестке, к некоторому расширению сектора главного лепестка, а «неизрасходованная» мощность переизлучается в направлениях боковых и дальних боковых лепестков.

Количественно коэффициент усиления апертурных антенн в направлении ближних и дальних боковых лепестков на частотах выше рабочей частоты ($f_i = f_0 + \Delta f_p$) увеличивается по мере увеличения расстройки Δf_p . Коэффициент усиления в главном лепестке синфазных решеток и зеркальных антенн с $G_0 > 20$ дБ при этом снижается согласно аппроксимирующему выражению

$$G_0(f_i) = G_0 [0,7 + 0,3 \exp(-0,6 \Delta f_p / f_0)], \quad (7.7)$$

а для фазированных антенных решеток –

$$G_0(f_i) = G_0 [0,2 + 0,8 \exp(-0,8 \Delta f_p / f_0)]. \quad (7.8)$$

Относительный уровень боковых лепестков ДН апертурных антенн с ростом частоты возрастает в соответствии с выражением

$$\Delta G_{b,f}(f_i) = \Delta G_{b,f} [-0,6 + 0,4 \exp(0,6 \Delta f_p / f_0)]. \quad (7.9)$$

Выражения (7.7)...(7.9) верны для дальней зоны антенн, которая для боковых лепестков начинается с удаления $10L_a$, где L_a – наибольший линейный размер апертуры антенны.

Нормированная ДНА с коэффициентом усиления более 100 аппроксимируется тремя уровнями (рис. 7.6):

- 0 дБ – относительный уровень усиления в главном луче ДНА, в секторе θ_0 (по первым нулям);
- ΔG^b – относительный уровень боковых лепестков (в секторе $10\theta_0$);
- ΔG^f – относительный уровень дальних боковых лепестков (фона) в остальном секторе.

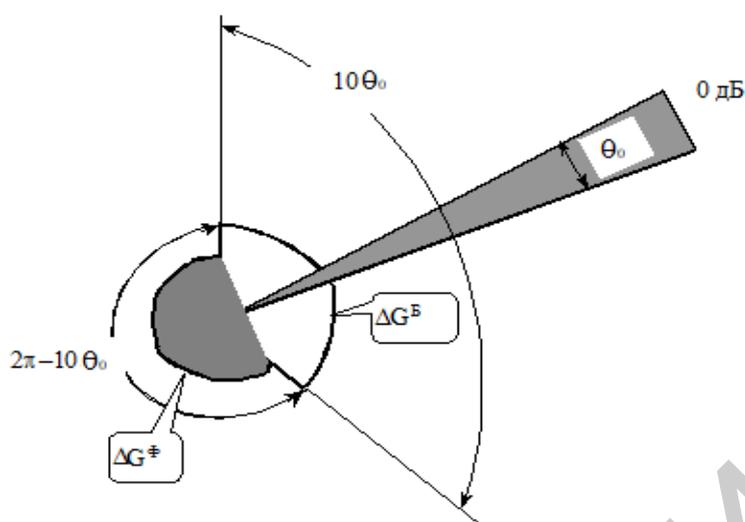


Рис. 7.6. Модель ДН направленных антенн

Наряду с учетом ослабления помех за счет боковых лепестков антенн, необходимо учесть и поляризационные потери. Ослабление взаимных помех за счет несовпадения поляризации антенны и поляризации взаимных помех можно оценить, используя данные табл. 7.4.

Фидерные тракты канализируют электромагнитную энергию от антенны к приемнику и от передатчика к антенне. Целесообразно отдельно рассматривать волноводные фидеры и коаксиальные.

Ослабление в фидерном тракте на любой частоте представим как

$$L_{\text{фид}}(f_i) = L_{\Phi}(f_i) + L_{\text{пот}}(f_i), \quad (7.10)$$

где $L_{\Phi}(f_i)$ – ослабление в фидере за счет избирательных свойств специальных фильтров, включенных в тракт, или за счет элементов тракта, носящих резонансный характер;

$L_{\text{пот}}(f_i)$ – потери в фидере на тепло, в основном безвозвратные.

На частотах $f_i \leq f_0$ потери в фидере $L_{\text{пот}}(f_i) \approx 0,8$ дБ, а на частотах $f_i > f_0$ потери в фидере $L_{\text{пот}}(f_i) = 2(f_i/f_0)L_{\text{пот}}(f_0)$.

Таблица 7.4

Коэффициент поляризационных потерь

Поляризация приемной антенны	Поляризация помеховой радиоволны				
	горизонтальная	вертикальная	наклонная 45°	круговая правая	круговая левая
Горизонтальная	1	0,025	0,5	0,5	0,5
Вертикальная	0,025	1	0,5	0,5	0,5
Наклонная 45°	0,5	0,5	1	0,5	0,5
Круговая правая	0,5	0,5	0,5	1	0,003
Круговая левая	0,5	0,5	0,5	0,003	1

Примечание. Для антенн, излучающих помеху, и антенн, принимающих сигнал, у которых $G > 10$, коэффициент потерь равен 0,01.

Специфика коаксиальных фидерных трактов РЛС такова, что они содержат хорошие полосовые фильтры с рабочей полосой около 10 % от несущей и с затуханием в полосе непрозрачности более 60 дБ. В фидерных трактах РЭС, построенных на волноводах, имеется, как правило, более двух десятков фланцев, переходов, ответвителей, дросселей, разрядников и других резонансных элементов, которые в целом дают очень разнообразную картину разброса коэффициента затухания в фидере на частотах, отличных от частот рабочей полосы. Рабочая полоса частот волноводных трактов составляет 5...10 % от рабочей частоты, на которой тракт согласован. Среднестатистическая величина затухания волноводных трактов на частотах вне рабочей полосы составляет 10...20 дБ.

В целом фидерные тракты накладывают свои требования на границы частотного диапазона, в котором следует анализировать возможные случаи частотных условий возникновения взаимных помех между двумя РЭС. Этими границами являются: снизу – частота f_{kmin} , сверху – f_{kmax} .

Для антенно-фидерных трактов радиоприемных устройств и радиопередающих устройств РЭС границы анализируемого частотного диапазона определяются в соответствии с табл. 7.5 и 7.6 соответственно.

На частотах меньше f_{kmin} и больше f_{kmax} прохождение помеховых колебаний испытывает такое затухание в фидерных трактах, что действием помех на РЭС можно пренебречь.

Таблица 7.5

Минимальная и максимальная граница анализируемого частотного диапазона для радиоприемных устройств РЭС

f_0 , МГц	Тип фидерного тракта	f_{kmin} , МГц	f_{kmax} , МГц
$f_0 \leq 300$	Коаксиальный	$0,1f_0$	$10f_0$
$300 < f_0 \leq 3000$	Коаксиальный	$0,2f_0$	$5f_0$
	Волноводный	$15 \cdot 10^3/a^*$	$5f_0$
$f_0 > 3000$	Коаксиальный	$0,2 f_0$	$3f_0$
	Волноводный	$15 \cdot 10^3/a^*$	$3f_0$

Таблица 7.6

Минимальная и максимальная граница анализируемого частотного диапазона для радиопередающих устройств РЭС

f_0 , МГц	Тип фидерного тракта	f_{kmin} , МГц	f_{kmax} , МГц
$f_0 \leq 2000$	Коаксиальный	$0,1f_0$	$5f_0$
Любые	Волноводный	$15 \cdot 10^3/a^*$	$5f_0$

*В табл. 7.5 и 7.6 «а» – размер широкой стенки волновода, см.

7.3. Побочные каналы приема

Как известно, чувствительность радиоприемника является мерой его способности обеспечивать прием слабых сигналов основным каналом приема (ОКП)

при отсутствии взаимных помех. В условиях взаимных помех необходимо учитывать восприимчивость радиоприемника к НРП в широкой полосе частот по всем **побочным каналам приема**. Она определяется **частотной избирательностью радиоприемника** в зависимости от частоты помехи при фиксированном эффекте на выходе приемника. При измерении характеристики частотной избирательности на выходе РПрУ накладывают ограничения или фиксируют отношение сигнал/шум, амплитуду сигнала, коэффициенты блокирования, перекрестных искажений или коэффициент интермодуляции. В соответствии с реакцией радиоприемника различают следующие виды характеристик частотной избирательности (ХЧИ): по соседним и побочным каналам приема; по блокированию; по перекрестным искажениям; по интермодуляции.

ХЧИ по каналам приема типового супергетеродинного радиоприемного устройства, измеренная односигнальным методом, представлена на рис. 7.7.

Наличие побочных каналов приема обусловлено недостаточной избирательностью приемников и нелинейными свойствами их каскадов (рис. 7.8). Сам принцип преобразования частоты в смесителе с помощью колебаний гетеродина является источником образования **побочных** или **комбинационных каналов приема** на частотах:

- при однократном преобразовании частоты:

$$f_{\text{ккп}} = \left| \frac{nf_{\Gamma} \pm f_{\text{пч}}}{p} \right|; \quad (7.11)$$

- при двухступенчатом преобразовании частоты:

$$f_{\text{ккп}} = \left| \frac{n}{p} f_{\Gamma 1} \pm \left| \frac{mf_{\Gamma 2} \pm f_{\text{пч}2}}{p\xi} \right| \right|, \quad (7.12)$$

где n и m – номера гармоник гетеродинов (целые числа, больше единицы);

p и ξ –гармоники помех, образованные на входе приемника до преобразователя частоты (номер преобразования по помехе, целые числа 2, 3 и т. д.).

То есть побочные каналы приема возникают в результате взаимодействия мешающего сигнала и его гармоник с сигналом гетеродина и его гармониками.

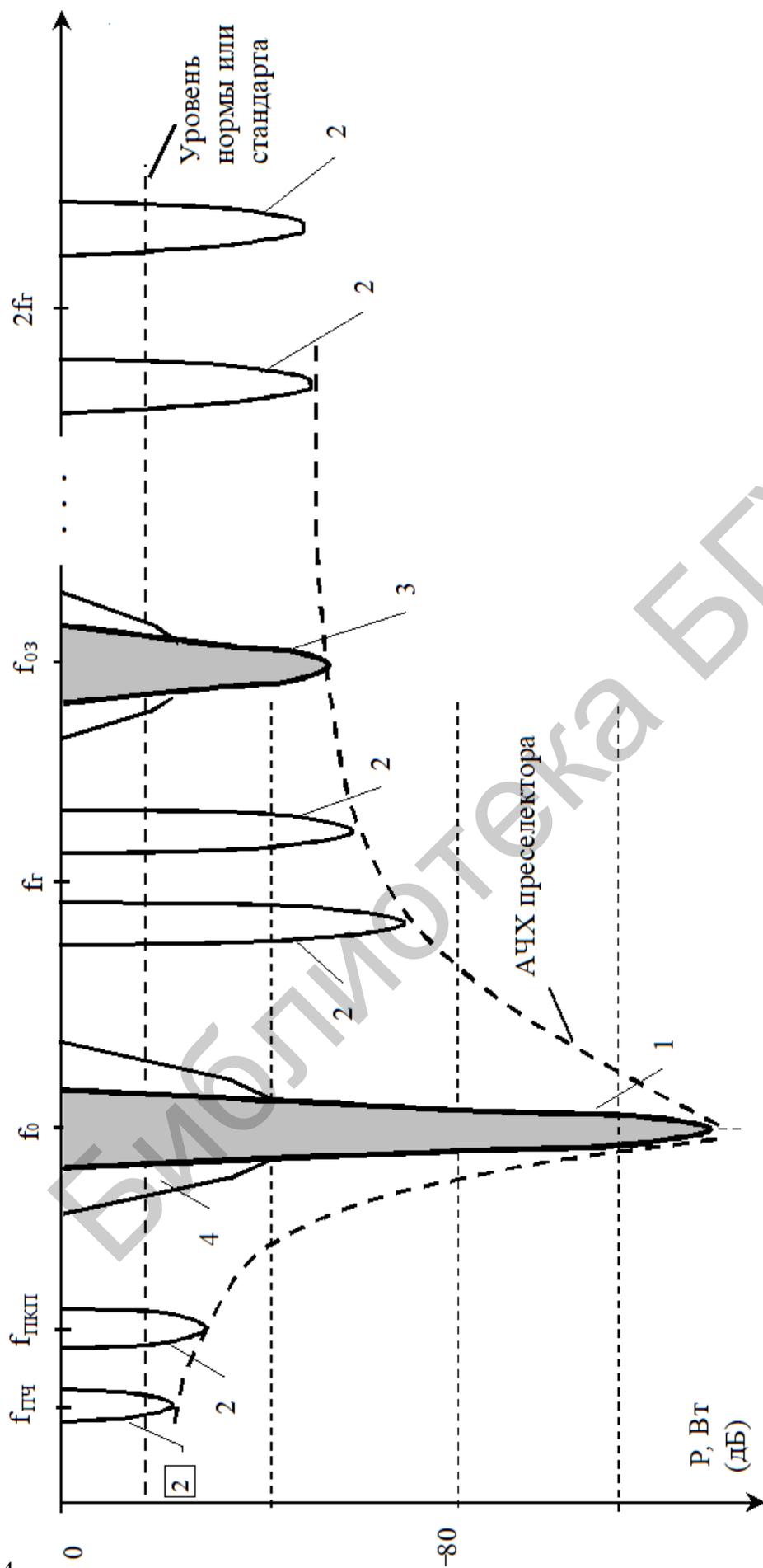


Рис 7.7. Характеристики частотной избирательности супергетеродинного радиоприемника для основного (1), побочных (2), зеркального (3) и соседних (4) каналов приема

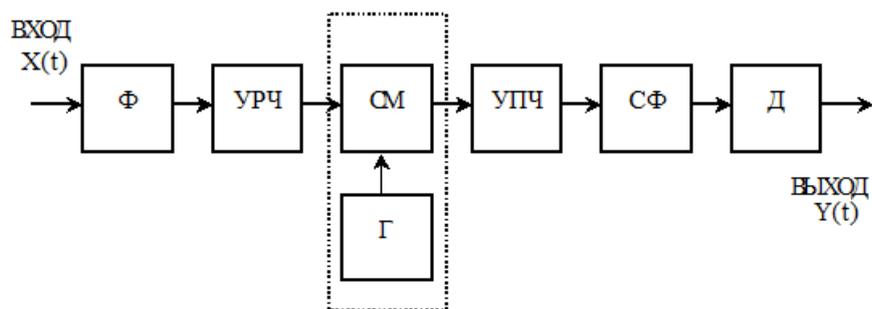


Рис. 7.8. Структурная схема супергетеродинного радиоприемника:
 Ф – сглаживающий фильтр; УРЧ – усилитель радиочастоты;
 СМ – смеситель; Г – гетеродин; УПЧ – усилитель промежуточной частоты;
 СФ – согласованный фильтр; Д – детектор

Среди побочных каналов приема выделяют **соседние каналы приема** (СКП, см. рис. 7.7). Это каналы приема, находящиеся в непосредственной близости от ОКП, подавление которых обусловлено избирательными свойствами основного канала приема и зависит от коэффициента прямоугольности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ОКП (табл. 7.7):

$$K_{\chi} = \Delta F_{\chi} / \Delta F_0, \quad (7.13)$$

где ΔF_{χ} – полоса пропускания ОКП на уровне χ , обычно минус 60 дБ;

ΔF_0 – полоса пропускания ОКП на уровне минус 3 дБ.

Частота помехи f_{Π} , попавшей в соседние каналы приема, будет находиться в полосе частот:

$$\begin{cases} f_0 + \Delta F_0/2 < f_{\Pi} \leq f_0 + \Delta F_0/2 + \Delta F_{\text{СКП}}/2, \\ f_0 - \Delta F_0/2 - \Delta F_{\text{СКП}}/2 \leq f_{\Pi} < f_0 - \Delta F_0/2, \end{cases} \quad (7.14)$$

где $\Delta F_{\text{СКП}} = \frac{\Delta F_{\text{С}} - \Delta F_0}{2}$. (7.15)

Ослабление мощности помехи на частотах СКП вычисляется по формуле

$$L_{\text{СКП}} = \frac{\chi |f - f_0|}{\Delta F_0 (K - 1)}, \quad \text{дБ.} \quad (7.16)$$

До сих пор мы рассматривали каналы приема, которые образуются при $p = 1$, т. е. когда помеха не испытывает нелинейных преобразований в радиоприемнике и проходит через него как через линейный тракт. При $p > 1$ в приемнике образуются гармоники помехи и возникают нелинейные явления. Из числа ПКП наиболее восприимчивы к помехам каналы, имеющие сравнительно небольшую расстройку по частоте относительно ОКП. Если не принимать специальных мер, помехи, воздействующие по таким каналам, недостаточно ослабляются каскадами радиоприемника, предшествующими смесителю. К числу таких относятся: зеркальный канал ($p = n = 1$); каналы, образуемые в результате взаимодействия гармоник сигнала и гетеродина невысокого, но одинакового порядка ($p = n = 2$);

каналы, соответствующие ближайшим субгармоникам частоты настройки приемника f_0 и частоты зеркального канала $f_{0\text{зерк}}$, когда $n = 1$, а $p = 2$; канал приема на промежуточной частоте, когда $n = 0$, а $p = 1$.

Таблица 7.7

Коэффициенты прямоугольности усилителей промежуточной частоты радиоприемников K_x

Уровень опре- деления АХЧ, дБ	Тип УПЧ	Число каскадов усилителя промежуточной частоты										
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
-20	1	9,95	4,68	3,74	3,36	3,18	3,1	3,05	2,94	2,89	2,86	2,84
	2	7,59	3,25	2,42	2,16	2,03	1,93	1,87	1,84	1,8	1,78	1,77
	3	4,4	2,2	1,62	1,6	1,52	1,47	1,43	1,4	1,39	1,37	1,36
	4	3,15	2,16	1,93	1,84	1,78	1,76	1,73	1,71	1,7	1,69	1,69
-40	1	100	15,5	9,1	6,88	5,95	5,51	5,23	4,9	4,71	4,59	4,51
	2	72	10,0	6,4	3,94	4,05	2,98	3,68	2,63	3,1	2,45	1,96
	3	24,8	5,21	3,38	2,65	2,31	2,1	1,98	1,89	1,82	1,77	1,73
	4	10	3,94	2,98	2,63	2,45	2,35	2,26	2,21	2,17	2,14	2,13
-60	1	999	49	19,5	12,9	10	8,5	7,72	7,14	6,74	6,43	6,14
	2	760	31,6	11,4	7,02	5,33	4,52	3,9	3,57	3,33	3,16	3,06
	3	139	12,3	5,62	3,83	3,05	2,64	2,39	2,22	2,1	2,01	1,95
	4	31,6	7,02	4,41	3,56	3,16	2,91	2,78	2,67	2,59	2,53	2,49

Примечание. Тип УЧП: 1 – УЧП с одиночными контурами, настроенными на одну частоту; 2 – УЧП с попарно расстроенными контурами; 3 – УЧП с контурами, настроенными на три частоты; 4 – УЧП на двух связанных между собой контурах.

Реальные радиоприемники всегда имеют в своих трактах каскады с нелинейными амплитудными характеристиками. Нелинейные элементы радиоприемников кроме образования ПКП приводят к явлениям **интермодуляции, перекрестных искажений и блокированию** полезных сигналов в радиоприемнике. Интермодуляцией в радиоприемнике называется [1] возникновение помех на его выходе при действии на входе двух и более мешающих сигналов, частоты которых не совпадают с частотами основного и побочных каналов приема радиоприемника. Мешающие сигналы и их гармоники взаимодействуют между собой в каскадах до смесителя, затем – с сигналом гетеродина на смесителе, и продукты их преобразования проходят на выход приемника по ОКП и СКП. При этом частоты мешающих сигналов f_1 и f_2 , участвующие в процессе интермодуляции, будут удовлетворять выражению

$$|p_1 f_1 \pm p_2 f_2 \pm n f_r| = f_{\text{пч}} \pm (\Delta F_0 / 2 \pm \Delta F_{\text{скп}} / 2), \quad (7.17)$$

где p_1 и p_2 – номера гармоник мешающих сигналов; их сумма называется порядком интермодуляции.

Наиболее опасны интермодуляционные помехи второго и третьего порядка, т. к. мешающие сигналы в этом случае недостаточно фильтруются преселектором (рис. 7.9), да и приемники не всегда имеют преселектор («Ф» на рис. 7.8).

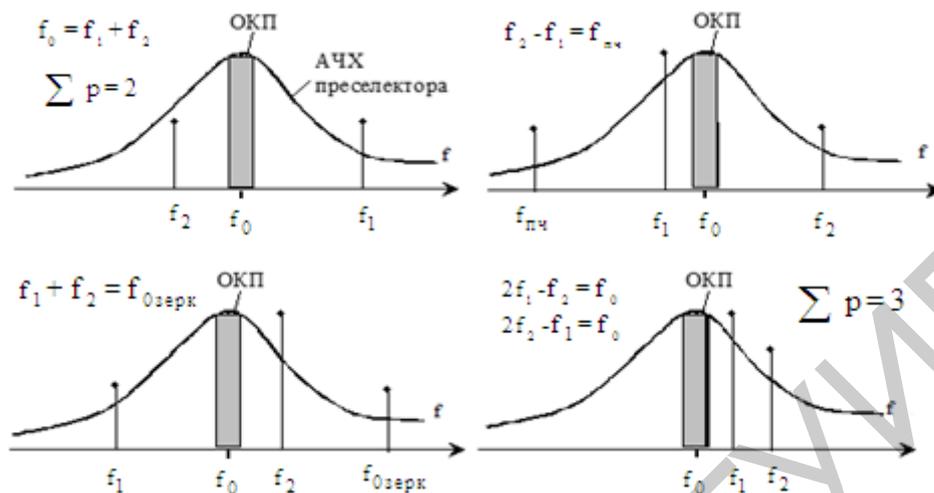


Рис. 7.9. Образование интермодуляционных помех порядка 2 и 3 с учетом АЧХ преселектора радиоприемника

Явление блокирования в радиоприемниках также проявляется на частотах, не совпадающих с частотами основного и побочных каналов приема радиоприемников. Однако частота мешающего сигнала при блокировании $f_{бл}$ может находиться в пределах полосы частот соседних каналов приема $\Delta F_{СКП}$. Параметрами частотной избирательности по блокированию являются: коэффициент блокирования, динамический диапазон по блокированию и уровень восприимчивости по блокированию ($D_{бл}$ и $N_{бл}$, см. табл. 7.8). Допустимый уровень взаимной помехи на входе приемника РЭС рецептора помех по эффекту блокирования, перекрестных искажений или интермодуляции определяется через **динамический диапазон** по соответствующему эффекту D_j (в роли D_j может выступать $D_{бл}$, $D_{пкп}$, D_{int} , рис. 7.10 и табл. 7.8):

$$P_{доп} = P_{пр.мин} + D_j, \text{ дБ}, \quad (7.18)$$

или через соответствующий абсолютный уровень помехи N из табл. 7.8.

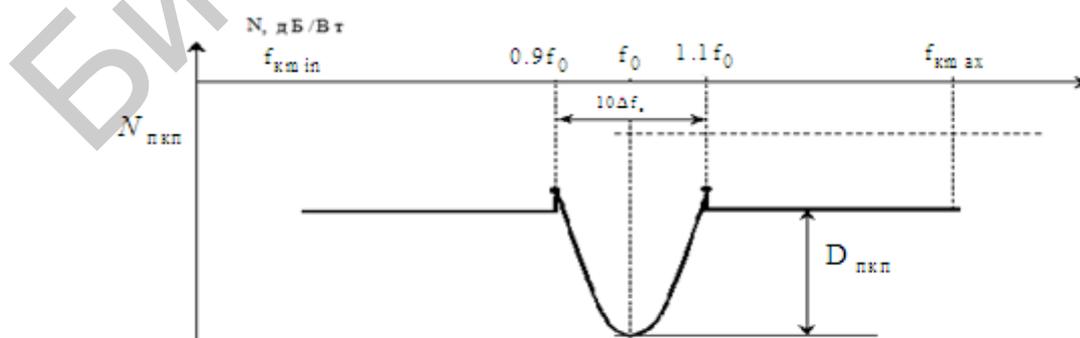


Рис. 7.10. Требования по частотной избирательности РПрУ

Таблица 7.8

Нормы на избирательность радиоприемников

$$D_{\text{бл}}/N_{\text{бл}}; D_{\text{пкп}}/N_{\text{пкп}}; D_{\text{int}}/N_{\text{int}}$$

Классы РЭС	Уровни сигналов					
	$D_{\text{бл}}$, дБ	$N_{\text{бл}}$, дБ/Вт, дБ/мкВ	$D_{\text{пкп}}$, дБ	$N_{\text{пкп}}$, дБ/Вт, дБ/мкВ	D_{int} , дБ	N_{int} , дБ/Вт, дБ/мкВ
Наземные РЭС связи в диапазоне 300...1000 МГц	80	10	70	-40	60	-15
Наземные РЭС связи в диапазоне 1000...17 500 МГц	80	0	70	-50	60	-25
РЭС радиорелейной связи в диапазоне 1000...40 000 МГц	70	0	80	-50	60	-25
РЭС связи подвижных объектов в диапазоне 30...300 МГц	80	10	70	-30	70	-10
РЭС связи подвижных объектов в диапазоне 300...1000 МГц	70	0	70	-40	60	-20
Наземные РЭС локаций, навигации, стационарные в диапазоне 300...17 500 МГц	70	-10	50	-50	60	-30
Наземные РЭС локаций, навигации, подвижные в диапазоне 300...17 500 МГц	70	-20	50	-60	60	-40
РЭС связи летательных аппаратов в диапазоне 30...1000 МГц	70	-20	70	-40	50	-30
РЭС локаций и навигации летательных аппаратов в диапазоне 1000...37 500 МГц	60	30	50	-60	50	-45

7.4. Влияние непреднамеренных помех на качество РЭС. Статистические модели взаимных помех

Влияние взаимных помех на качество работы РЭС рецепторов помех зависит от видов сигналов, применяемых в РЭС – источниках помех, а также от видов полезных сигналов и способов их обработки, применяемых в РЭС рецепторов помех.

В общем случае **критерий совместимости РЭС** – это допустимое отношение сигнал/помеха на входе приемника $(\sigma^2_c / \sigma^2_{\text{ВП}})_{\text{вх}}$ (на входе линейного блока выделения информации) при условии, что на его выходе (на входе решающего блока) отношение $(\sigma^2_c / \sigma^2_{\text{ВП}})_{\text{вых}}$ не ниже порогового и определяется по допустимому эффекту влияния помехи на функционирование РЭС. Эффект влияния взаимной помехи можно учесть обобщенным коэффициентом отработки $\chi_{\text{ВП}}$ помехи

при ее совместном прохождении с сигналом от входа до выхода линейной части выделения сигнала (по аналогии с коэффициентом отработки преднамеренных помех, см. подразд. 4.5):

$$(\sigma^2_c / \sigma^2_{ВП})_{\text{вых}} = \chi_{ВП} (\sigma^2_c / \sigma^2_{ВП})_{\text{вх}} . \quad (7.19)$$

Опасность взаимных помех и сложность оценки их воздействия на РЭС заключается в двойственной природе проявления влияния помехи на сигнал:

- за счет **эффекта, маскирующего** сигнал;
- за счет **эффекта, имитирующего** сигнал.

Проявление эффекта влияния на сигнал зависит от статистической модели взаимных помех, от структуры линейной части канала обработки сигнала, структуры демодулятора, а также от характера дальнейшей обработки сообщения (информации) после демодулятора, в том числе измерения и управления в АСУ. Примеры качественного описания двойного эффекта проявления взаимных помех на конечных устройствах РЭС приведены в табл. 7.9.

Маскирующий эффект воздействия взаимных помех анализируется так же, как в случае шумовой помехи. Пороговое отношение сигнал/помеха $(\sigma^2_c / \sigma^2_{ВП})_{\text{вых.пор}}$ (на входе блока принятия решений) для приемника РЭС любого типа при действии **шумовых помех** определяется рабочими характеристиками обнаружения или распознавания:

$$(\sigma^2_c / \sigma^2_{ВП})_{\text{вых.пор}} = \begin{cases} q(D, F) - \text{для РЛС} , \\ q(D_p) - \text{для РЭС связи ТЛФ} , \\ q(P_\varepsilon) - \text{для РЭС РЛПИ} , \end{cases} \quad (7.20)$$

где σ^2_c , $\sigma^2_{ВП}$ – средние мощности сигнала и взаимной помехи в полосе пропускания приемника, соответственно (Вт);

D, F – вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги;

D_p – артикуляционная разборчивость в системах телефонной связи;

P_ε – вероятность ошибочного приема одного символа дискретной информации в РЭС радиотелефонной передачи информации (РЛПИ).

Традиционно в литературе достаточно полно рассмотрен маскирующий эффект воздействия взаимных помех [1, 5]. В расчетных методиках учет воздействия на РЭС взаимных помех с различными видами модуляции производится с использованием энергетического коэффициента, называемого защитным отношением сигнал/помеха $K_{\text{защ}}$ [4], и допустимого (порогового) отношения сигнал/помеха. Под защитным отношением сигнал/помеха понимается минимальное отношение сигнал/помеха на входе приемника при заданном (пороговом) уровне полезного сигнала:

$$K_{\text{защ}} = (\sigma^2_c / \sigma^2_{ВП})_{\text{вх}} , \text{ при } \sigma^2_c = \sigma^2_{\text{с.пор}} , \quad (7.21)$$

где пороговая мощность сигнала на входе приемника, в соответствии с (7.19) и (7.20), зависит от мощности шума или шумовой помехи:

$$\sigma^2_{\text{с.пор}} = \sigma^2_{\text{шум}} q_{\text{вых.пор}} / \chi_{ВП} .$$

Тогда допустимая мощность взаимных помех в полосе приемника на его входе, вычисляемая в логарифмическом масштабе, будет равна

$$\sigma_{\text{ВП.ДОП}}^2 = \sigma_{\text{с.пор}}^2 - K_{\text{защ}} \cdot \quad (7.22)$$

Таблица 7.9

Виды взаимных помех и признаки их проявления
на оконечных устройствах РЭС

Виды оконечных устройств	Признаки проявления помех	Виды помех и источники их возникновения
Индикаторы РЛС с яркостной отметкой	Равномерная засветка экрана с наибольшей интенсивностью в направлении на источник помех	Непрерывные радиопомехи от телевизионных, радиовещательных и служебных радиостанций, РЛС
	Отдельные отметки, хаотически расположенные по экрану, сплошные или прерывистые «спирали»	Синхронные импульсные радиопомехи от соседних РЛС
	Затемненный сектор	Мощная блокирующая радиопомеха; распознавание вида помехи затруднено
Динамические головки средств радиосвязи в телефонном режиме	Монотонный сигнал постоянной или периодической интенсивности	Импульсные радиопомехи, работающие в секторном или круговом режиме обзора
	Трески, щелчки различной интенсивности	Индустриальные радиопомехи от устройств электрозажигания транспорта, сварочных аппаратов, линий электропередач
	Передачи радиовещательных и телевизионных программ, переговоры, шумы	Радиопомехи от телевизионных и служебных радиостанций

Если взаимная помеха – гауссовский шум, то $K_{\text{защ}} = q_{\text{вх.пор}}$ и $\sigma_{\text{ВП}}^2$ – дисперсия этого шума в полосе.

В табл. 7.10 приводятся значения $K_{\text{защ}}$ для различных классов взаимных помех и типов приемников РЭС рецепторов помех. Группирование взаимных помех в классы произведено по суммарному маскирующему эффекту и по критерию близости значений $K_{\text{защ}}$.

Таблица 7.10

Защитные отношения сигнал/помеха, $K_{\text{защ}}$, дБ

Типы приемников	Классы взаимных помех			
	редкоимпульсные	КНИ, гармонические	АМ, ЧМ, ФМ	гауссовский шум
Редкоимпульсные РЛС	-20...-60	3...5	4...7	7
РЛС с КНИ и НИ	-50	3...7	5...7	7
Радиолинии передачи информации (РЛПИ)	-20	0	0...3	3
РЭС связи ТЛФ	-8...-35	8	8...15	15
АМ, ТЛГ	8...10	8...10	8...10	30
Телевидение	0	7...30	30	30

Анализ табл. 7.10 показывает, что влияние **нешумоподобных** взаимных помех, вызывающих маскирующий эффект, на любой тип приемника меньше, чем влияние **гауссовского шума**. Для достижения порогового эффекта подавления за счет маскирующих свойств помехи, т. е. когда помеха некоррелирована с сигналом по форме огибающей, допускается более высокий уровень ее мощности по сравнению с шумовой. Это значит, что пороговое отношение сигнал/помеха для нешумоподобных некоррелированных помех всегда меньше порогового отношения сигнал/гауссовский шум. Фактически $K_{\text{защ}}$ учитывает «**обеливающий**» эффект канала обработки приемника и **приведение** эффекта действия взаимной помехи к эффекту действия гауссовского шума (при одновременном присутствии на входе приемника сигнала, шума и взаимной помехи), при котором обеспечивается пороговое качество работы приемника РЭС.

Однако степень влияния помех шумоподобных, некоррелированных и помех, сильно отличающихся от сигнала по форме огибающей (например, импульсная → непрерывная, непрерывная → импульсная), очень зависит от меры отличия структуры помехи от структуры сигнала.

$K_{\text{защ}}$ можно определить расчетным путем или из таблиц [3], аналогичных табл. 7.10, а затем уточнить в ходе эксперимента.

При действии гауссовского шума на различные типы приемников $K_{\text{защ}}$ колеблется от 5 до 30 дБ.

Обратим внимание, что в зависимости от меры отличия комплексных огибающих взаимной помехи и полезного сигнала $K_{\text{защ}}$ меняется от 5 дБ (для шумоподобной модели помех) до 30 дБ (для наиболее значительных спектрально-временных различий сигнала и помехи).

В случае действия коррелированных с сигналом взаимных помех на выходе демодулятора образуются имитирующие помехи. Для этой группы взаимных помех, когда отклик рецептора на взаимную помеху превышает отклик на

гауссовскую помеху, оценка эффекта действия будет определяться не только структурой канала выделения сигнала на фоне шума и структурой демодулятора, но и структурой и параметрами канала обработки информации и канала управления. Очевидна необходимость учета влияния имитирующего эффекта взаимных помех на снижение качества обработки информации.

В результате такого анализа оказывается, что пороговое отношение сигнал/помеха на входе приемника РЭС для коррелированных взаимных помех становится большим, чем для гауссовских и можно записать

$$\left(\frac{\sigma}{\sigma_{\text{еп}}^2} \right)_{\substack{\text{нешумопод.} \\ \text{некоррелир}}} < \left(\frac{\sigma}{\sigma_{\text{еп}}^2} \right)_{\text{гаус}} < \left(\frac{\sigma}{\sigma_{\text{еп}}^2} \right)_{\text{коррелир}} . \quad (7.23)$$

То есть для коррелированных нешумоподобных взаимных помех допустимая мощность помех на входе приемника РЭС меньше, чем для шумовых гауссовских, по причине учета эффекта имитации.

Если НРП по своей спектрально-временной структуре совпадает с полезным сигналом, то опасность такой помехи по эффекту имитации будет наибольшей. Отделение таких помех от сигнала происходит в канале обработки информации на устройстве распознавания. Расчет допустимой мощности помех производится через $q_{\text{пор}}$ для задачи распознавания в соответствии с подходом, изложенным в подразд. 4.8. Детальная оценка влияния имитирующего эффекта взаимных помех на качество функционирования РЭС может быть выполнена только на моделях.

На рис. 7.11 приведена классификация взаимных помех, учитывающая рассмотренные эффекты воздействия на РЭС.

В соответствии с классификацией существуют модели взаимных помех по сравнению с крайними оценками энергетического критерия $\sigma^2/\sigma_{\text{вп}}^2$ из неравенства (7.23).

Рассмотрим класс взаимных помех по закону модуляции некоррелированных с сигналом, когда $r_{\text{сик}}(\tau)$ в (4.49) мало. Степень влияния помех по имитирующему эффекту можно сравнить с действием преднамеренных активных имитирующих помех четвертого и пятого вида (см. подразд. 4.3). Переход от маскирующего эффекта к имитирующему очень неоднозначен. Допустим, частоты следования радиоимпульсов сигнала и взаимной помехи кратны или близки. Тогда полезный сигнал будет испытывать модуляцию, и за счет биений частот повторения помеха проникает далее в канал выделения информации и на решающий блок (см. рис. 4.31). Заметим, что этот эффект отличается от известного в теории ЭМС нелинейного эффекта под названием перекрестные искажения.

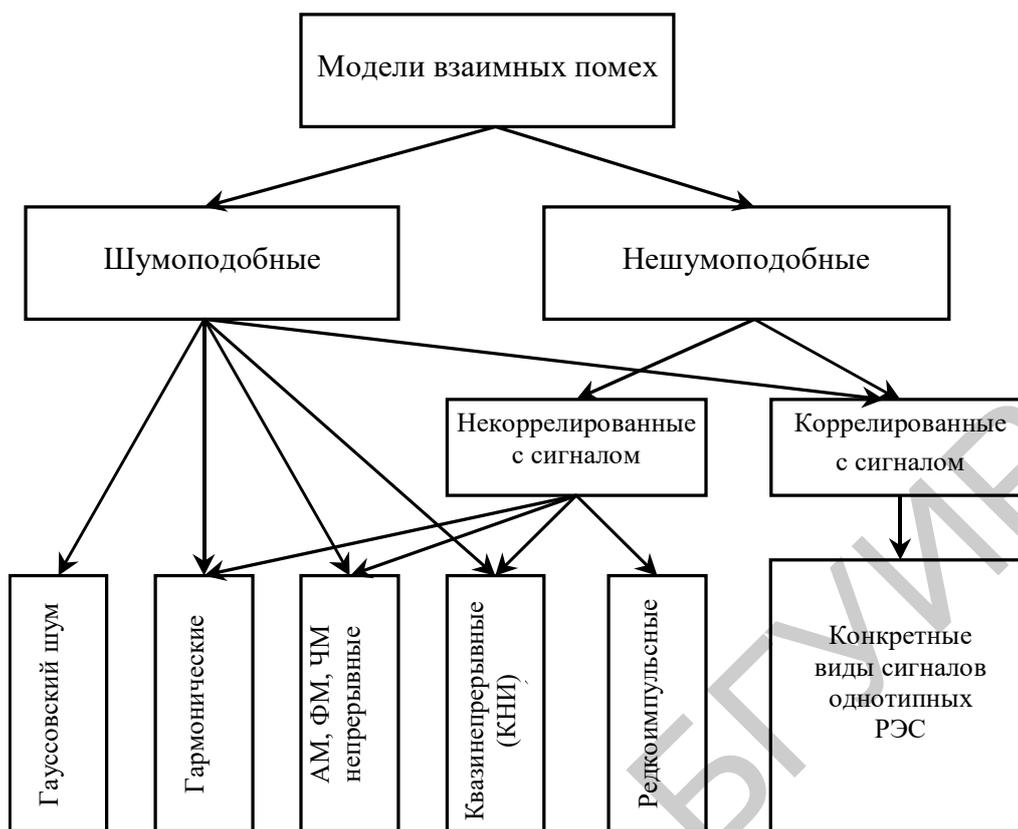


Рис. 7.11. Статистические модели взаимных помех

Таким образом, при учете вредного воздействия взаимных помех на РЭС необходимо учитывать влияние маскирующего эффекта и эффекта имитации сигнала. Модели ЭМС также должны учитывать двойной эффект влияния взаимных помех в РЭС. В результате нормативы ЭМС могут оказаться более жесткими.

Модели, позволяющие учитывать ограничения по ЭМС на основе эффекта имитации, являются такими же, как и модели учета действия преднамеренных активных имитирующих помех (см. разд. 4).

Перейдем к рассмотрению системы исходных данных для оценки состояния ЭМС РЭС группировки.

7.5. Система исходных данных и содержание математической модели ЭМС

Математическая модель ЭМС является многоуровневой. Содержание математической модели ЭМС зависит от масштабов задач и состава оцениваемой группы РЭС.

Модель верхнего (первого) уровня предназначена для распределения и предварительного назначения частот РЭС различных радиослужб (классов) и типов [1], применяемых в группе РЭС. Критериями ЭМС в модели первого уровня

являются критерии частотные (KP_f , KP_{fN}), критерии территориальные (KP_d), критерии временные (KP_t).

KP_f – принадлежность РЭС радиослужбы (класса) к используемому диапазону частот и права радиослужбы в соответствии с Регламентом радиосвязи [1] на использование этого диапазона.

KP_{fN} – проверка соответствия «емкости» частотного диапазона потребностям в количестве частот РЭС различных классов и типов, используемых в группе.

KP_d – проверка принадлежности РЭС одной **координационной зоне** [4].

KP_t – проверка принадлежности интервала работы РЭС во времени этапу боевых действий (эпизоду РЭБ в случае решения задач ЭМС в масштабе времени, близком к реальному, см. рис. 7.2).

Показателем обеспечения ЭМС по критерию KP_f является факт использования участка диапазона частот РЭС только одной радиослужбы с правами **первичной** или **разрешенной** [1]. В случае его невыполнения производится уточнение состояния ЭМС группы РЭС на модели второго уровня.

Для проверки по критерию KP_{fN} необходимо знать «емкость» диапазона частот (количество выделенных частот для РЭС i -го класса) и требуемое количество частот:

$$\begin{aligned} N_{fi}^{(ВЫД)} &= (f_{ima} - f_{imi}) / \Delta f_{ki}, \\ N_{fi}^{(Треб)} &= \sum_{k=1}^K n_k, \end{aligned} \quad (7.24)$$

где f_{ima} , f_{imi} – наибольшая и наименьшая частота участка диапазона частот РЭС одного i -го класса (радиослужбы), $i = \{1, \dots, I\}$;

Δf_{ki} – используемая полоса частот РЭС k -го типа, i -го класса, $k = \{1, \dots, K\}$, выбирается как наибольшая из всех k для РЭС, работающих в этом диапазоне частот, в одной координационной зоне;

n_k – количество РЭС k -го типа, работающих в указанном диапазоне частот, в одной координационной зоне.

Под координационной зоной понимается область пространства вокруг наземной РЭС [4], ограниченная окружностью радиусом Δr . Здесь Δr – норма территориального разнесения при известном Δf_{ki} . По условиям распространения радиоволн радиусом координационной зоны для модели (практически на всех частотах) можно считать дальность прямой видимости $d_{св}$ (см. разд. 2). За пределами координационной зоны РЭС, использующие одну полосу частот, не создают друг другу недопустимых радиопомех.

Показателем обеспечения ЭМС по критерию KP_{fN} является соответствие количества требуемых частот количеству выделенных:

$$N_{fi}^{(Треб)} \leq N_{fi}^{(ВЫД)}. \quad (7.25)$$

В случае невыполнения производится уточнение состояния ЭМС на модели второго уровня.

Ввиду особой важности частотного критерия после проверки выполнения условия (7.25) производится уточнение состояния ЭМС на упрощенной модели второго уровня. Для этого выделяются РЭС группы, удаленные друг относительно друга на небольшие расстояния (до 1...2 км), и для выделенных РЭС проверяются опасные сочетания частот основных и побочных излучений РЭС ИП с основными и побочными каналами приема РЭС РП. Опасные сочетания пересчитываются в частотный разнос РЭС (Δf_p) и являются исходными данными для расчетов на модели второго уровня.

Расчеты по критерию KP_d производятся потому, что для РЭС соседних координационных зон частотный ресурс делится пропорционально. Для РЭС, находящихся в областях пространства «через зону», частоты назначаются одни и те же (повторяются), т. е. условия ЭМС считаются независимыми. Например, наземные РЭС группировки войск тактического звена работают в одной координационной зоне. Поэтому РЭС соседних звеньев участвуют в общей процедуре оценки ЭМС на модели первого уровня.

Для проверки ЭМС по критерию KP_t выделяются эпизоды РЭБ, связанные с соответствующими фазами конфликта противоборствующих сторон.

Исходными данными модели первого уровня являются:

- таблица распределения частот радиослужбам из Регламента радиосвязи;
- принадлежность классов РЭС (i) оцениваемой группы РЭС к радиослужбам;
- состав классов РЭС по типам (k) и количество РЭС каждого типа n_k ;
- перечень эпизодов РЭБ и описание типов РЭС, участвующих в эпизодах;
- безусловные статистические **нормы частотно-территориального разноса РЭС [4]** разных типов.

ЭМС РЭС в модели первого уровня считается обеспеченной, если выполняются условия по всем критериям. В случае невыполнения условий ЭМС хотя бы по одному критерию происходит выделение потенциально несовместимых РЭС и обращение к модели второго уровня.

На модели второго уровня производится уточнение частотных и территориальных разносов потенциально несовместимых типов и образцов РЭС одной координационной зоны. Она стыкуется с моделью первого уровня по ее выходным данным о **несовместимых РЭС**. Однако модель второго уровня может работать и независимо при задании ей потенциально несовместимых типов РЭС.

Критериями ЭМС модели второго уровня являются энергетические критерии – отношения сигнал/помеха для помех разного вида и различных уровней допустимости помех.

Исходными данными для модели второго уровня являются:

- ТТХ РЭС всех классов и типов, используемые в группе РЭС, а также другие параметры ЭМС указанных РЭС, описанные в подразд. 7.2 и 7.3;
- координаты всех РЭС группы одной координационной зоны (в случае необходимости уточнения частотных разносов Δf_p);
- нормативы ЭМС в формализованном виде, которые рассматривались в подразд. 7.2...7.4.

Расчет ЧТР производится путем попарного перебора РЭС. В результате такой оценки получаем варианты частотного разнеса РЭС Δf_p при различных взаимных удалениях Δd и другую дополнительную информацию об условиях возникновения взаимных помех. Такой информацией является ориентация ДНА РЭС, частота канала проникновения помех, частота излучения помех, режимы работы РЭС, нормативы ЭМС.

Влияние взаимных помех на РЭС учитывается через эффект маскировки путем введения коэффициента $K_{\text{защ}}$. В случае необходимости уточнения влияния взаимных помех используется модель третьего, нижнего уровня. Она моделирует прохождение взаимных помех через приемный тракт оцениваемого РЭС. На выходе модели получаем допустимое (пороговое) отношение сигнал/помеха $(\sigma^2_s / \sigma^2_{\text{ВП}})_{\text{вх.пор.}} = \sigma^2_s / \sigma^2_{\text{ВП,доп}}$ для заданного качества приема полезных сигналов при известном виде модуляции взаимной помехи. Качество приема задается в виде вероятностей D и F при учете маскирующего эффекта помехи, в виде вероятностей правильного распознавания P_k и вероятности перепутывания или полной вероятности ошибочных решений P_e (см. подразд. 4.8) при учете имитирующего эффекта.

Модель третьего уровня при необходимости встраивается в модель второго уровня. Статистика набирается в результате применения процедур многошаговых испытаний. Исходными данными для модели третьего уровня являются более детальные сведения о характеристиках тракта обработки сигналов и информации в РЭС:

- вид обработки и структура приемника;
- параметры структурных элементов приемника, необходимые для оценки прохождения помех;
- вид демодулятора и его параметры;
- вероятности правильного распознавания и вероятности ошибки, необходимые для работы устройств вторичной и третичной обработки информации;
- полное описание вида модуляции взаимной помехи с его характеристиками.

При оценке действия на РЭС коррелированных помех (см. рис. 7.11) встроенную модель третьего уровня можно заменить оценками $q_{\text{пор}}$ по формуле (4.103), а коэффициент отработки χ из (7.19) принять равным 1.

7.6. Расчет частотно-территориального разнеса РЭС в группе

Математическая модель расчета частотно-территориального разнеса представлена укрупненной блок-схемой алгоритма (рис. 7.12).

Частотный разнос Δf_p определяется как необходимое удаление рабочих частот двух оцениваемых РЭС на частотной оси:

$$\Delta f_p = |f_{01} - f_{02}|. \quad (7.26)$$

Территориальный разнос соответственно определяется длиной отрезка в плоской декартовой системе между точками стояния РЭС-1 ($x_1; y_1$) и РЭС-2 ($x_2; y_2$) как

$$\Delta d = \sqrt{(X_2 - X_1)^2 + (Y_2 - Y_1)^2} . \quad (7.27)$$

Расчет частотно-территориального разноса производится на основе энергетических оценок допустимости взаимных помех в соответствии с критерием

$$\sigma^2_{ВП}(\Delta f, f_{ki}, \Delta d) \leq \sigma^2_{ВП,ДОП} , \quad (7.28)$$

где $\sigma^2_{ВП}(\Delta f, f_{ki}, \Delta d)$ – мощность взаимных помех на входе приемника, полученная расчетным путем с учетом особенностей РРВ на трассе Δd на частоте помехи f_{ki} , пересчитанная в полосу частот ОКП;

$\sigma^2_{ВП,ДОП}$ – допустимая мощность взаимных помех, полученная из (7.22) при здании порогового маскирующего эффекта помех.

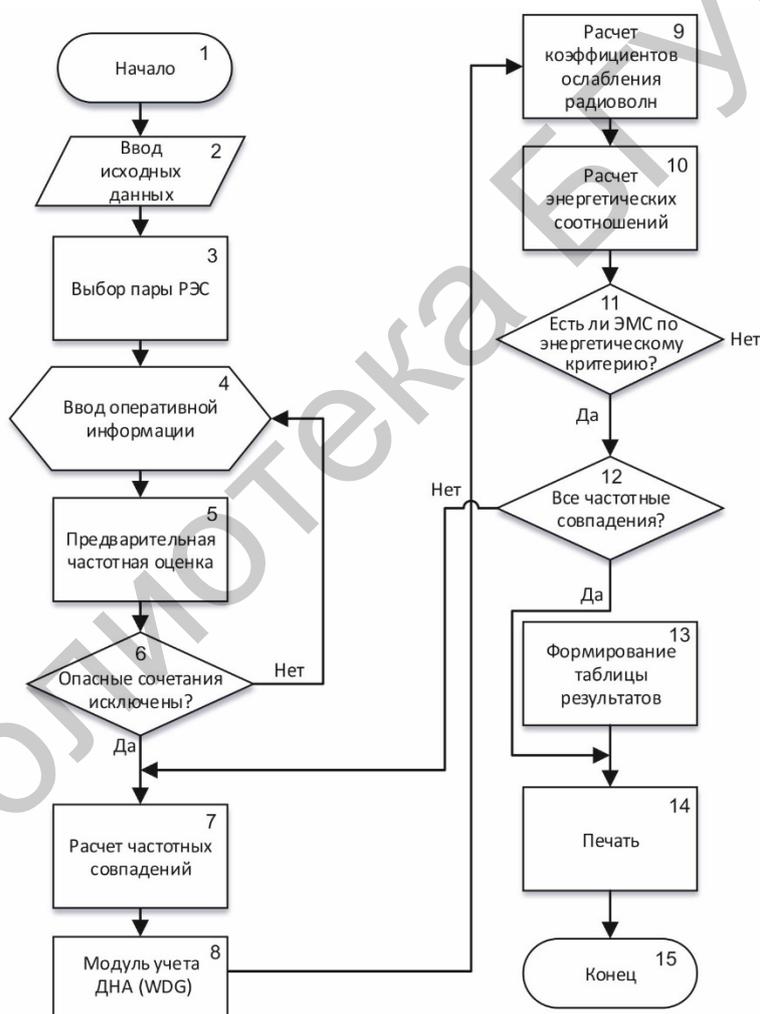


Рис. 7.12. Укрупненная блок-схема алгоритма расчета ЧТР РЭС

Пороговый уровень $\sigma^2_{с пор}$ задается в децибелах из расчета действия маскирующих помех слабой интенсивности, когда допускается снижение дальности действия РЭС на 20 %:

$$\sigma_{\text{с пор}}^2 - \sigma_{\text{с}}^2 = \Delta L . \quad (7.29)$$

Превышение мощности помех ΔL над уровнем сигнала $\sigma_{\text{с}}^2$, соответствующее снижению дальности действия на 20 %, составляет: для средств радиолокации $\Delta L \approx 3,88$ дБ, для средств радиосвязи $\Delta L \approx 1,94$ дБ. За уровень сигнала принимается или пороговая чувствительность РЭС, или более высокий, реальный уровень сигнала (это зависит от степени детализации оперативной информации) (см. рис. 7.12, блок 4).

Зависимость мощности взаимных помех от частотной расстройки является сложной функцией со многими экстремумами и вбирает в себя как ХЧИ приемника РЭС РП (см. рис. 7.8), так и спектральную характеристику передатчика РЭС ИП (см. рис. 7.6). Она характеризуется частотными условиями возникновения взаимных помех, в зависимости от которых выделяют полосы сильного влияния и остальные. К полосам сильного влияния относят рабочие частоты оцениваемых РЭС, в полосах которых происходит влияние излучений РЭС ИП на РЭС РП:

- основное излучение → основной канал приема (ОИ → ОКП);
- внеполосное излучение → основной канал приема (ВИ → ОКП);
- основное излучение → побочный канал приема (ОИ → ПКП).

Остальные виды частотных условий возникновения взаимных помех проверяются в ходе расчетов (см. рис. 7.12, блок 7):

- гармоническое излучение → основной канал приема (ГИ → ОКП);
- гармоническое излучение → побочный канал приема (ГИ → ПКП).

В модуле блока 8 анализируются особенности пространственных условий возникновения взаимных помех, когда необходимо учитывать совпадение лепестков ДНА РЭС, а также поведение антенн на других частотах, отличных от рабочих (см. п. 7.2.3).

В конце проведения варианта расчетов ЧТР РЭС результаты выводятся на печать или на экран дисплея по одной из форм (табл. 7.11).

Таблица 7.11

Результаты оценки ЭМС РЭС

Частота РЭС РП, МГц	Частота канала приема, МГц	Частота РЭС ИП, МГц	Частота помехи, МГц	Полоса влияния, МГц	Частотный вариант, NVAR
1	2	3	4	5	6

Таблица результатов сопровождается комментариями:

- режим работы РЭС РП;
- ориентация ДНА РЭС;
- использование нормативов ЭМС.

7.7. Организационные мероприятия по обеспечению ЭМС в группе РЭС

Под организационными мероприятиями понимают соответствующие организационные решения, практическая реализация которых приводит к снижению до приемлемого уровня непреднамеренных помех между РЭС в ходе их непосредственной эксплуатации. Такие решения принимаются командирами подразделений, в которых эксплуатируются РЭС, внутригосударственными органами и другими службами и включают в себя:

- назначение рабочих частот;
- применение частотно-территориального разнеса;
- использование экранирующих свойств местности и условий распространения радиоволн;
- применение ограничений на режимы работы РЭС, в том числе с учетом степени важности РЭС;
- выявление источников непреднамеренных помех.

Назначение рабочих частот РЭС является наиболее радикальной мерой и осуществляется централизованно в масштабе группировки или государства всем РЭС. Основная цель назначения частот – исключить работу РЭС на совпадающих частотах (когда частотный разнос $\Delta f_p \leq \Delta f_{\text{треб}}$) в пределах координационной зоны.

Выбор условий эксплуатации включает в себя учет важности РЭС по всей совокупности РЭС группы и возможных функциональных связей между ними. На примере работы средств РЭП РЭС противника (см. рис. 7.1) видно влияние условий эксплуатации средств РЭП на состояние ЭМС других РЭС.

Применение частотно-территориального разнеса заключается в установлении требуемых частотных расстройек $\Delta f_{\text{треб}}$ между потенциально несовместимыми РЭС при заданных расстояниях между РЭС или в соблюдении требуемых расстояний между ними при заданных значениях частотных расстройек. Частотно-территориальный разнос определяет мощность взаимных помех $\sigma_{\text{вп}}^2(\Delta d, \Delta f)$, которая не должна превышать допустимый уровень (см. уравнение (7.28)).

Для выбранной пары РЭС при известной $\sigma_{\text{вп.доп}}^2$ уравнение (7.28) решается для различных удалений РЭС и разносов рабочих частот, а также для различных вариантов взаимной ориентации антенн. Рассчитанные величины частотного и территориального разнеса являются нормами, применимыми на практике для обеспечения ЭМС РЭС.

Однако нормы ЧТР рассчитываются без учета дополнительного ослабления энергии радиоволн за счет рельефа местности и окружающих предметов. Практическое использование различных препятствий (гор, холмов, леса, строений) на трассах распространения взаимных помех в целях обеспечения ЭМС РЭС требует обязательной экспериментальной проверки.

Ограничения на режимы работы РЭС, как способ обеспечения их ЭМС, устанавливаются централизованно для группы РЭС, работающих в одной или в соседних координационных зонах. К таким ограничениям относятся приоритеты на использование эфира отдельными радиослужбами, а в пределах радиослужб – отдельными важнейшими РЭС. Подобные приоритеты отдельным РЭС приводят к ограничениям для функционирования остальных РЭС во времени, пространстве и на некоторых частотах. Это выражается в запрещении использования частот, пространственных секторов для излучения главным лепестком антенн, в ограничении возможного выбора позиционных районов для размещения РЭС на местности, в ограничении времени работы РЭС на излучение.

Выявление источников непреднамеренных помех производится в результате анализа неоднократных фактов их проявления на оконечных устройствах РЭС – рецепторов взаимных помех. Далее следует анализ этих фактов и изучение механизмов возникновения взаимных помех и форм их проявления (см. табл. 7.9) с целью подбора мер защиты.

7.8. Системотехника защиты РЭС от непреднамеренных помех

Поскольку проблема ЭМС носит системный характер, то и защита РЭС от непреднамеренных помех должна организовываться с учетом закономерностей сложных систем и учитывать как «горизонтальные» так и «вертикальные» связи элементов системы.

Устранение или снижение непреднамеренных помех достигается по следующим направлениям:

- снижение или исключение внеполосных и побочных излучений радиопередатчиков РЭС;

- снижение уровня восприимчивости радиоприемников РЭС к непреднамеренным радиопомехам;

- создание соответствующих условий работы РЭС, при которых помехи сводятся к уровню допустимых или исключаются вообще.

Технические меры обеспечения ЭМС РЭС различных классов и их эффективность представлены в табл. 7.12 достаточным перечнем. Системотехника защиты РЭС от непреднамеренных помех заключается в оптимальном сочетании применяемых организационных и технических мер на различных образцах РЭС всех типов К и классов I группировки. Системный подход включает учет всей совокупности мероприятий по всем составляющим РЭБ и динамики контуров РЭБ.

Таблица 7.12

Технические мероприятия для обеспечения ЭМС РЭС

Техническая мера и ее варианты	Классы РЭС, в которых используется	Цели и условия использования	Эффективность
1	2	3	4
<p>1. Совершенствование характеристик излучения РЭС</p> <p>1.1. Совершенствование параметров нежелательных излучений передающих устройств РЭС:</p> <p>а) применение полосно-пропускающих фильтров в возбuditеле</p> <p>б) оптимизация частотного режима несущей в возбuditеле для обеспечения фильтрации комбинационных составляющих последующими цепями</p> <p>в) использование фильтрующих свойств систем с фазовой автоподстройкой частоты в возбuditеле</p> <p>г) линеаризация режима работы электронного прибора возбuditеля</p> <p>д) применение полосно-пропускающих фильтров в трактах радиопередатчиков</p> <p>е) оптимизация формы модулирующего сигнала</p>	<p>РЭС</p> <p>РЭС связи, РЭС радиолиний передачи информации (РЛПИ), РЭС</p> <p>РЭС связи, РЭС РЛПИ, РЭС</p> <p>РЭС всех классов</p> <p>РЭС всех классов</p> <p>РЭС всех классов</p>	<p>Для ослабления комбинационных колебаний</p> <p>Для ослабления комбинационных колебаний</p> <p>Для ослабления комбинационных колебаний</p> <p>Для уменьшения уровней шумовых и комбинационных колебаний</p> <p>Для уменьшения уровней побочных колебаний</p> <p>Для снижения уровней внеполосных колебаний</p>	<p>Ослабление комбинационных колебаний на 30...40 дБ по сравнению с отсутствием фильтров</p> <p>В сочетании с «а» позволяет ослабить комбинационные колебания до минус 80 дБ относительно основного колебания</p> <p>Ослабление уровня комбинационных колебаний до уровня –60...–70 дБ относительно основного колебания</p> <p>Снижение уровней шумовых и побочных колебаний на 10...20 дБ</p> <p>Снижение уровней побочных излучений на 20...40 дБ в полосе непрозрачности. Полоса прозрачности составляет около $0,05f_0$, ослабление – 1 дБ</p> <p>Снижение уровней внеполосных колебаний на 10...15 дБ</p>

Продолжение табл. 7.12

1	2	3	4
ж) выбор типа электронного прибора с малыми уровнями побочных колебаний, линеаризации его режима, использование режима А в предварительных усилителях	РЭС всех классов	Для уменьшения уровней нежелательных излучений	Исключает влияние усилителя на формирование внеполосных излучений и комбинационных колебаний
з) применение фильтров нижних частот в усилителях мощности	РЭС всех классов	Для снижения уровня гармоник	Снижение уровней гармонических колебаний на 20...40 дБ по сравнению с отсутствием фильтров
и) использование фильтрующих свойств антенно-согласующих устройств	РЭС всех классов	То же	Снижение уровней гармоник на 3...30 дБ
к) управление мощностью радиопередатчиков	РЭС всех классов	Для снижения уровня НРП. Условия согласования мощности излучения с решаемыми задачами	Снижение уровня НРП зависит от величины запаса в энергопотенциале для обеспечения заданных требований в условиях преднамеренных помех по сравнению с беспомеховой обстановкой
1.2. Подавление излучений радиопередатчиков помимо антенны путем экранирования элементов РПУ и фильтрации в цепях заземления	РЭС всех классов	Для снижения уровней основных и нежелательных излучений через корпус	Эффективность экранирования и оптимального заземления составляет 30...60 дБ. Эффективность фильтрации составляет 80...100 дБ
2. Совершенствование характеристик приема РЭС 2.1. Совершенствование структуры построения радиоприемника в сочетании с выбором параметров каскадов: а) выбор оптимальных схем построения высококачественного тракта	РЭС всех классов	Для улучшения характеристик частотной избирательности радиоприемника	Применение входных ВЧ-фильтров улучшает ХЧИ в широкой полосе частот до 60...70 дБ

Продолжение табл. 7.12

1	2	3	4
б) согласование каскадов радиоприемников по динамическому диапазону	РЭС всех классов	Для снижения восприимчивости радиоприемников к НРП	Восприимчивость к НРП снижается на 10...20 дБ
в) выбор номинала промежуточной частоты	РЭС всех классов	То же	Позволяет исключить наиболее опасные побочные каналы приема из полосы частот, в которой неэффективно использование частотно-избирательных свойств элементов приемника
2.2. Оптимальная обработка сигналов: а) оптимальная фильтрация; б) корреляционный прием	РЭС всех классов	Для защиты от НРП по основному и побочным каналам приема	Эффективность способа обработки сигнала при воздействии помех оценивается значением допустимого защитного отношения сигнал/помеха. Значения защитных отношений для различных способов обработки и видов помех лежат в пределах +10... – 60 дБ
2.3. Повышение линейности характеристик активных каскадов ВЧ тракта: а) выбор типа активного элемента; б) выбор схем включения активных элементов; в) выбор режимов питания; г) нелинейная коррекция и использование ООС для коррекции амплитудных характеристик	РЭС всех классов	Для уменьшения числа побочных каналов приема	Уменьшает вероятность возникновения помех по неосновным каналам приема, образованных за счет нелинейности характеристик каскадов

Продолжение табл. 7.12

1	2	3	4
<p>2.4. Совершенствование параметров ХЧИ радиоприемников:</p> <p>а) использование перестраиваемых или переключаемых фильтров во входных цепях приемников;</p> <p>б) применение балансных, кольцевых и других схем в смесителях;</p> <p>в) снижение уровней побочных колебаний гетеродина;</p> <p>г) увеличение промежуточной частоты УПЧ;</p> <p>д) увеличение добротности фильтров УПЧ</p>	<p>РЭС связи</p> <p>РЭС всех классов</p> <p>РЭС всех классов</p>	<p>Для защиты от НРП по побочным каналам приема</p> <p>То же</p> <p>>></p> <p>Для ослабления восприимчивости побочных каналов приема</p> <p>Для ослабления соседних каналов приема</p>	<p>Ослабление восприимчивости приемника по ПКП, блокированию, интермодуляции на 20...40 дБ</p> <p>Ослабление восприимчивости приемника по ПКП на 10...25 дБ</p> <p>Ослабление восприимчивости приемника по ПКП на 20...30 дБ</p> <p>В сочетании с мерами «а» позволяет ослабить восприимчивость ПКП на 100 дБ</p> <p>Ослабление помехи по соседнему каналу приема на 60...80 дБ</p>
<p>3. Технические меры защиты РЭС от преднамеренных помех</p>	<p>РЭС всех классов</p>	<p>Для защиты от непреднамеренных помех, если они по своей структуре и характеру воздействия аналогичны преднамеренным помехам</p>	<p>Эффективность такая же, как при защите от преднамеренных помех</p>

1	2	3	4
4. Специальные меры защиты от НРП, попадающих в основной канал приема			
4.1. Кодовая селекция, кодирование импульсных последовательностей во времени	РЭС всех классов	Для защиты от импульсных НРП, параметры которых существенно отличаются от параметров полезных сигналов	Позволяет селектировать сигнал РЭС от сигналов аналогичных РЭС, имеющих иной код, или от сигналов РЭС другого назначения, работающих на той же несущей
4.3. Применение схем взаимного блокирования	Импульсные РЭС всех классов	Для защиты от импульсных помех РЭС, расположенных на одном объекте	Полное подавление помех приводит к потере информационных сигналов, совпадающих по времени с помехой
4.4. Применение способа защиты, основанного на внесении избыточности в передаваемое сообщение и перепроверке при приеме	РЭС связи, РЭС РЛПИ	Для защиты от импульсных помех	Уменьшение вероятности сбоя элементарного символа в 10 раз по сравнению со способом блокирования приема на время действия импульсной помехи
4.5. Применение автокомпенсатора	РЭС связи, РЭС РЛПИ	Для защиты РЭС с сигналами ЧТ ОФТ при воздействии мощных импульсных помех, когда длительность импульса помехи значительно меньше длительности импульса сигнала	Высокое качество защиты РЭС связи от импульсных помех. Возрастает в 2 раза мощность флуктуационных шумов и гармонических помех

1	2	3	4
4.6. Применение схемы «ШОУ»	То же	То же	Эффективность схемы составляет 5...7 дБ, снижается помехоустойчивость к гармоническим (синусоидальным) помехам
4.7. Применение схем с мгновенной АРУ для записи тракта приема на время действия импульса помехи	>>	>>	Происходят потери сигнала при совпадении по времени с помехой

Поиск оптимального сочетания мер защиты является задачей большой размерности, которая решается на математической модели.

Например, всю группировку РЭС расчлениают на группы РЭС, работающие в одной координационной зоне. Качество решения задач складывается как простая сумма из качества функционирования отдельных РЭС, которое задается в соответствии с выражением (7.29). Из состава группы РЭС $\{k_i\}$ выделяются важнейшие РЭС $\{k_1^{(v)}, \dots, k_i^{(v)}, \dots, k_y^{(v)}\}$, ЭМС которых обеспечивается с более высоким качеством и без применения ограничений режимов работы.

Формализуя указанные ограничения, вносят коррективы в базу данных ЭМС (см. блок 2 на рис. 7.12) и подготавливают оперативную информацию (варианты исходных данных) для работы модели верхнего уровня в соответствии со схемой (см. рис. 7.2). В вариантах учитываются негативные влияния мероприятий по другим составным частям РЭБ на состояние ЭМС группы РЭС. Подготовка вариантов исходных данных для модели верхнего уровня, или фактически вариантов ЧТР РЭС для различных эпизодов РЭБ, является способом декомпозиции задачи оценки сложной ЭМО и ключом к управлению состоянием ЭМС в реальном масштабе времени в ходе изменения ЭМО.

Контрольные вопросы

1. Назовите организационные мероприятия по РЭБ, приводящие к усложнению ЭМО в группировках.
2. Перечислите параметры ЭМС радиопередающих и радиоприемных устройств РЭС. Какие особенности они имеют по сравнению с ТТХ РЭС?
3. Как изменяется усиление по главному и боковым лепесткам апертурных антенн на частотах выше рабочей в несколько раз?
4. В каких границах частотного диапазона необходимо анализировать возможность возникновения взаимных помех РЭС? Что такое полосы сильного влияния?

5. Поясните, как находится коэффициент отработки взаимных помех приемным трактом РЭС РП. По какому эффекту оценивается влияние взаимных помех?

6. Приведите определение понятия «защитное отношение сигнал/помеха»?

7. Какие классы (группы) взаимных помех выделяют в моделях?

8. Что такое ЧТР? Какие нормы ЧТР вы знаете?

9. Перечислите организационные мероприятия по обеспечению ЭМС в группах РЭС.

10. Приведите примеры технических способов обеспечения ЭМС РЭС

Библиотека БГУИР

8. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИКИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ

8.1. Содержание моделей динамики РЭБ

Исследование динамики РЭБ с помощью ЭВМ проводится методами имитационного моделирования. Имитационная модель отображает поведение частей сложного объекта и их взаимодействие с учетом влияющих факторов и ограничений. Она воспроизводит траектории состояний блоков контура РЭБ в ускоренном, естественном или замедленном масштабе времени. Затраты рабочего времени и материальных средств на разработку и реализацию имитационных моделей много меньше затрат на натурные эксперименты. Результаты имитационного моделирования по своей ценности для практического решения задач часто оказываются близкими к результатам натурального эксперимента. При дефиците знаний о способах и средствах РЭБ противника такое моделирование является единственным надежным источником оценки показателей качества динамики РЭБ.

Содержание имитационной модели динамики РЭБ должно соответствовать **сценарию** (плану) **радиоэлектронной борьбы**, и наоборот, сценарий (план) РЭБ уточняется по результатам моделирования. Сценарий РЭБ – это временная последовательность рациональных действий и мероприятий сторон в радиоэлектронном конфликте. Он отрабатывается после формирования замысла на этапе детального планирования РЭБ. Сценарий как описательная (неформализованная) модель конфликта создается с помощью эвристических приемов. Эвристика – основанное на опыте правило, стратегия, ловкий прием, упрощение или интеллектуальное средство, существенно ограничивающее затраты на поиск решения сложных задач, предлагает решения, которые большей частью оказываются достаточно хорошими.

Основу сценария РЭБ составляют результаты предварительной оценки разведывательной, радиоэлектронной и электромагнитной обстановок; перечни (арсеналы) объектов и мероприятий сторон в радиоэлектронной борьбе; траектории перемещений объектов РЭБ и все компоненты боевых действий, связанные с РЭБ. В результате формируются первые представления о траекториях смены состояний контура РЭБ $A(t)$ и $B(t)$ и, таким образом, формируется вариант системы исходных данных для имитационного моделирования динамики РЭБ.

По сценарию действия и мероприятия сторон в каждый момент времени образуют **эпизод конфликта**. На интервале времени одного эпизода одним из противников принимается решение по выбору того или иного мероприятия РЭБ, вследствие чего меняется его состояние и оказывается воздействие на траекторию состояний другого противника. В следующем эпизоде отображается мероприятие РЭБ другого противника, меняется его состояние и оказывается обратное воздействие на разведанное состояние первого противника и т. д. В каждом эпизоде – одно решение и один скачок состояний. Эти решения принимаются в соответствии с антагонистическим характером целей противоборствующих сторон.

Рассмотрим примеры сценариев РЭБ для двух разных радиоэлектронных конфликтов. Вначале раскроем последовательность эпизодов в конфликте РЭБ «средство воздушного нападения $A(t)$ – зенитный ракетный комплекс $B(t)$ средней или большой дальности».

«Целеуказание от АСУ на командный пункт ЗРК по радиолинии связи → включение радиолокатора подсвета цели и наведения ЗУР (РПН) в режим допоиска цели → разведка воздушным противником излучений РПН и постановка помех режиму допоиска в РПН → защита РПН от помех режиму допоиска, обнаружение, распознавание и захват цели на сопровождение → разведка противником состояния сопровождения и постановка помех сопровождению цели в РПН → срыв сопровождения цели, повторное обращение РПН к АСУ за целеуказанием, распознавание помехи, защита канала сопровождения, подготовка пуска первой ЗУР, пуск ЗУР по цели → разведка противником запуска ЗУР и излучений радиолинии управления «РПН – ЗУР», постановка помех одновременно радиолинии управления «РПН – ЗУР» и каналу точного сопровождения цели в РПН → защита радиолинии управления «РПН – ЗУР» и систем сопровождения цели и ЗУР → запуск второй ЗУР по цели → наблюдение противником атакующей ЗУР как воздушной цели, ее перенацеливание на радиолокационную ловушку → распознавание радиолокационной ловушки в РПН и защита от перенацеливания второй ЗУР на ловушку → наблюдение противником второй атакующей ЗУР и применение противоракетного маневра совместно с повторным запуском радиолокационной ловушки → коррекция траектории полета к цели и системы наведения второй ЗУР на маневрирующую цель, передача на вторую ЗУР команды на взведение радиовзрывателя → применение противником помех радиовзрывателю второй ЗУР → защита радиовзрывателя от помех и подрыв второй ЗУР вблизи цели, уничтожение цели, контроль результатов стрельбы». Вторым этапом разработки модели является составление графа состояний сторон по приведенному сценарию.

Во втором примере раскроем развитие сценария динамики РЭБ в контуре «станция активных помех $A(t)$ – радиолиния передачи команд $B(t)$ » (рис. 8.1).

«Включение излучения радиолинии передачи команд и подготовка к началу связи подачей служебных сигналов (состояние 1 – на интервале $t_{нс}$ → вхождение в связь радиолинии и передача команд ($2 - t_{раб}$) → разведка излучений радиолинии, целераспределение и целеуказание каналу станции помех ($1', 2' - t_{рц}$) → выбор типа помехи и наведение канала передатчика помехи с целью надежного подавления радиолинии ($3' - t_y$) → срыв передачи команд в радиолинии связи ($3 - t_{рп}$), распознавание помех ($4 - t_{рп}$) → переключение частоты и вида модуляции команд в радиолинии ($4 - t_{пер}$) → повторное вхождение в связь ($5 - t_{нс}$) → передача команд ($6 - t_{раб}$) → разведка новых излучений радиолинии связи, коррекция управления передатчиком помех ($5', 6' - (t_{рц} + t_y)$) → срыв передачи команд в радиолинии связи ($7 - t_{раб}$) → распознавание помех и последующее управление излучением и помехозащитой радиолинии».

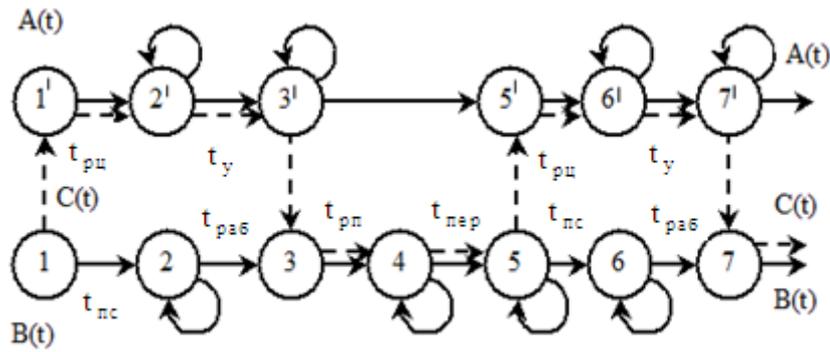


Рис. 8.1. Граф состояний контура «станция активных помех A(t) – радиолиния передачи команд B(t)»

Эпизод образует первичное звено в объединенном графе состояний противоборствующих сторон и объединенной траектории $C(t) = A(t) \cdot B(t)$ (пунктирная линия на рис. 8.1). Замечательным свойством траекторий A(t), B(t) и объединенной траектории C(t) является то, что все многообразие дискретно-непрерывных процессов управлений в контуре РЭБ отображается только матрицами интервалов пребывания контура в i -м состоянии $\|T_i^j\|_{A,B,C}$ и вероятностей переходов

$\|P_i^j\|_{A,B,C}$ из i -го в j -е состояние. Таким образом, формирование графа состояний дискретно-непрерывных траекторий A(t), B(t), C(t), матриц временных интервалов и вероятностей переходов составляет второй описательный этап разработки математической модели динамики РЭБ. Этот этап характерен для любого контура РЭБ.

Третий этап разработки математической модели состоит в аналитическом либо машинном (с помощью автономных имитационных математических моделей) определении численных значений составляющих матрицы $\|P_i^j\|_{A,B,C}$, а также математических ожиданий и дисперсий (в конечном итоге – одномерных плотностей вероятностей), составляющих матрицы $\|T_i^j\|_{A,B,C}$.

Заключительный, четвертый этап разработки математической модели динамики РЭБ состоит в стыковке моделей локальных состояний блоков контура РЭБ согласно траекториям A(t), B(t), C(t) и графа состояний контура РЭБ. Согласно временному графу состояний с помощью датчика случайных чисел формируются и по мере развития конфликта используются случайные значения T_i^j и последовательности переходов из i -го состояния в j -е с вероятностями P_i^j . Один «проход» всей траектории означает одну реализацию динамического процесса РЭБ. Множество таких независимых «проходов» (не менее 50) позволяет по методу Монте-Карло оценить статистические показатели качества РЭБ для заданного варианта системы исходных данных.

8.2. Математические модели контуров РЭБ

Конкретное содержание и особенности математической модели с целью анализа динамики РЭБ существенно отличаются от модели, созданной для синтеза рационального ситуационного управления в контуре РЭБ. Анализ модели многошаговой процедуры принятия решений проведем для контура «станция активных помех – радиопомех радиопередачи команд».

8.2.1. Имитационная модель многошаговой процедуры принятия решений в динамике радиоэлектронной борьбы

Важными показателями качества радиопомех радиопередачи команд во всех системах управления является не только уровень вероятностей ошибочного приема одного дискрета P_ε и дисперсии ошибки приема непрерывного сообщения σ_λ^2 , но и среднее время задержки передачи боевой информации \bar{t}_3 . Например, задержка в выдаче команды на взведение радиовзрывателя ракеты при подлете к цели более десятых долей секунды может оказаться недопустимой для стрельбы. В связи с этим полезен дополнительный пороговый показатель качества – вероятность того, что время задержки t_3 в передаче информации превышает допустимый уровень $t_{ст}$, т. е. $P(t_3 > t_{ст})$. Эта вероятность определяется не только значением \bar{t}_3 , но и видами плотностей распределения вероятностей временных интервалов состояний траекторий $A(t)$ и $B(t) - W(T_i^j)$, которые можно определить практически только на имитационной математической модели.

Если обозначить общий объем передаваемой информации через Q , а скорость передачи в режиме нормального функционирования РЭС связи через C_p , то требующееся для передачи время равно

$$\bar{T}_{трп} = Q / C_p. \quad (8.1)$$

Проблемы возникают, если $\bar{T}_{трп} > \bar{t}_{раб}$ и для передачи полного объема командной информации требуется несколько циклов (сеансов) связи:

$$\bar{n}_ц = Q / C_p \bar{t}_{раб}. \quad (8.2)$$

Временная протяженность одного цикла равна (см. траекторию $C(t)$ на рис. 8.1)

$$\bar{T}_ц = (\bar{t}_{рп} + \bar{t}_{цр} + \bar{t}_{цу} + \bar{t}_{упр}) + (\bar{t}_{рп} + \bar{t}_{пер}),$$

где $(\bar{t}_{рп} + \bar{t}_{цр} + \bar{t}_{цу} + \bar{t}_{упр})$ – средние затраты времени в станции помех на разведку, целераспределение, целеуказание и управление каналом передатчика помех;

$(\bar{t}_{рп} + \bar{t}_{пер})$ – средние затраты времени в РЭС связи на распознавание помех и отработку защиты.

Продолжительность сеанса связи

$$\bar{t}_{раб} = (\bar{t}_{рп} + \bar{t}_{цр} + \bar{t}_{цу} + \bar{t}_{упр}) - \bar{t}_{пс},$$

где $\bar{t}_{\text{ПС}}$ – средние затраты времени на вхождение в связь.

Таким образом, полное расходуемое в условиях РЭБ время передачи информации равно

$$\bar{t}_{\Sigma} = \sum_{i=1}^{n_{\text{ц}}} \bar{T}_{\text{ци}}.$$

Математическое ожидание времени задержки приобретает вид

$$\bar{t}_3 = \bar{t}_{\Sigma} - t_{\text{СТ}}. \quad (8.3)$$

Следовательно, использование временных нормативов на каждой противоборствующей стороне позволяет оценить среднее время задержки в передаче информации. Однако его значение существенно зависит от сигнальной и помеховой обстановки, поэтому неизбежно моделирование, тем более при наличии сложных переходов.

Как уже отмечалось, задание показателей качества, сценария РЭБ и графа состояний контура РЭБ является достаточным для отработки программ модели на ЭВМ.

8.2.2. Модель противоборствующих оптимальных радиоэлектронных средств и систем управления

Сильная априорная неопределенность и конфликтные цели управления в контуре РЭБ исключают возможность применения строго оптимальных решений. Поэтому в радиоэлектронной борьбе находят применение решения, условно или взаимно оптимальные, соответствующие разведанному, возможно неполному объему охраняемых сведений о состояниях противника. При этом должен соблюдаться ряд предположений:

1. Сторона А в данном эпизоде конфликта принимает решение a_i , а сторона В – решение b_j . Каждое из них соответствует своим множествам $(a_1, \dots, a_i, \dots, a_m)$ и $(b_1, \dots, b_j, \dots, b_k)$. Эти множества противникам известны, но конкретное решение a_i не известно противнику В, а решение b_j – противнику А.

2. Каждой паре конкретных решений $(a_i; b_j)$ соответствует значение эффективности РЭБ \mathcal{E}_{ij} . Набор этих значений по всем парам решений образует **игровую матрицу управления** размером $(M \times K)$. Игра называется антагонистической.

3. Оптимальными являются решения, отвечающие критериям

$$\mathcal{E}_B = \min_j \max_i \mathcal{E}_{ji} \quad \text{и} \quad \mathcal{E}_A = \max_i \min_j \mathcal{E}_{ij}. \quad (8.4)$$

Если $\mathcal{E}_B \neq \mathcal{E}_A$, то решение игры – элемент матрицы, являющийся одновременно минимальным в своей строке и максимальным в своем столбце. Такое решение называется решением игры в чистых стратегиях.

На практике чаще решения находятся в смешанных стратегиях, когда $\mathcal{E}_B \neq \mathcal{E}_A$. Смешанными стратегиями называются такие, которые получаются путем случайного чередования. В этом случае апостериорные вероятности стратегий являются решениями игры. Смешанная стратегия стороны А обозначается

$S_A(P_1, \dots, P_i, \dots, P_M)$, где $P_1, \dots, P_i, \dots, P_M$ – вероятности, с которыми принимаются решения $a_1, \dots, a_i, \dots, a_M$. Причем $P_1 + P_2 + \dots + P_M = 1$. Аналогично формируется ряд решений стороны В и образуются смешанные стратегии $S_B(q_1, \dots, q_j, \dots, q_K)$, где $q_1, \dots, q_j, \dots, q_K$ – вероятности, с которыми принимаются решения $b_1, \dots, b_j, \dots, b_K$, причем $q_1 + q_2 + \dots + q_K = 1$. Практически за решение игры принимается стратегия с наибольшим q_i для стороны В и наибольшим P_i для стороны А. Применительно к играм 2×2 имеем:

$$P_1 = \frac{\mathcal{E}_{22}^A - \mathcal{E}_{21}^A}{\mathcal{E}_{11}^A + \mathcal{E}_{22}^A - \mathcal{E}_{12}^A - \mathcal{E}_{21}^A}, \quad P_2 = 1 - P_1, \quad (8.5)$$

$$q_1 = \frac{\mathcal{E}_{22}^B - \mathcal{E}_{12}^B}{\mathcal{E}_{11}^B + \mathcal{E}_{22}^B - \mathcal{E}_{12}^B - \mathcal{E}_{21}^B}, \quad q_2 = 1 - q_1, \quad (8.6)$$

$$S_A^* = S_A(P_1; P_2), \quad S_B^* = S_B(q_1; q_2). \quad (8.7)$$

При $M > 2$ и $K > 2$ решение игры находится с помощью ЭВМ методом итераций. Получаемые решения S_A^* и S_B^* условно или взаимно оптимальны потому, что соответствуют ограниченным знаниям о противнике. Чем ниже качество разведки, тем выше размерность перечня предполагаемых состояний противника, меньше отличия наибольшей вероятности P_i по сравнению с остальными, т. е. выше мера неопределенности принимаемых решений и как следствие ниже эффективность управления мероприятиями РЭБ ЭВ. Такое правило определения решения называется решением по критерию эффективного наблюдателя, т. е. в каждом эпизоде конфликта решение принимается в соответствии с накопившимися знаниями о действиях, мероприятиях и решениях противника. При высокой достоверности (малых вероятностях ошибочных решений P_ϵ) разведки и распознавания для каждого мероприятия a_i или состояния противника надо выбирать контрмероприятие b_j , обеспечивающее наибольшую эффективность \mathcal{E}_B . В реальных условиях помех информационным РЭС такое правило применимо при $P_\epsilon < 0,1$. При $P_\epsilon > 0,2$ по выходу блока распознавания уже не представляется возможным однозначно судить о состоянии противника, апостериорные вероятности проверяемых гипотез слабо отличаются между собой, в результате растет число M и размер игровой матрицы. Таким образом, дефицит конкретных и точных знаний о противнике понижает эффективность РЭБ, но значимость игрового подхода повышается.

Критерий эффективного наблюдателя и игровой подход обеих противоборствующих сторон дают математическую модель, структура которой показана на рис. 8.2.

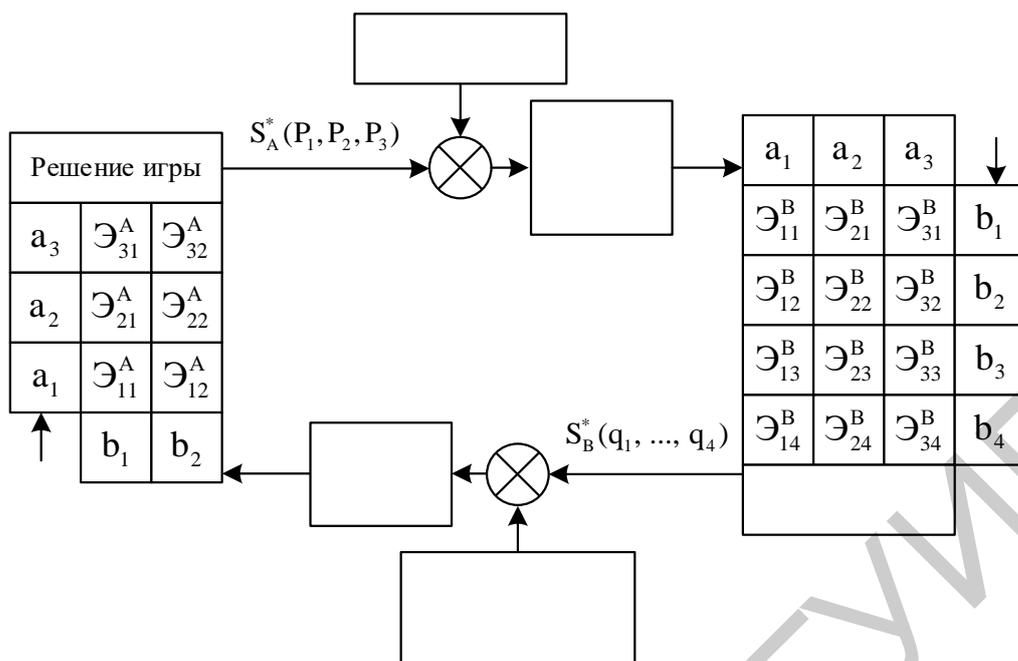


Рис. 8.2. Структура математической модели конфликта в РЭБ на основе антагонистических игр

Перечеркнутый кружок на входе моделей систем разведки и распознавания на рис. 8.2 означает символ сопряжения решений игр и выходов моделей помех. Эти сопряжения носят либо характер преобразователей реализации колебаний помех в пространство состояний A_x (B_x), либо характер моделей множеств логических вероятностных переходов, управляемых помехами и решениями игры. В условиях жесткого дефицита ЭВМ по быстродействию и по памяти требуется предварительный детальный анализ связей показателей качества системы распознавания и признаков состояний, имитирующих решение игры и помеховую обстановку.

Контрольные вопросы

1. Составьте сценарий динамики РЭБ для контура «СВН – ЗУР с активной РГСН».
2. Изобразите траектории $A(t)$ и $B(t)$ и граф состояний сторон в контуре «СВН – ЗУР с активной РГСН».
3. Составьте сценарий РЭБ и граф состояний для контура «СВН – ЗУР с полуактивной РГСН».
4. Составьте игровую матрицу управления в эпизоде сценария РЭБ для контура «СВН – ЗУР с активной РГСН».
5. Составьте игровые матрицы управления в эпизодах сценария РЭБ для контура «САП – радиопередача команд».
6. Составьте граф состояний и игровые матрицы управления в эпизодах сценария РЭБ для контура «САП – РЛС».

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Теория радиоэлектронной борьбы – отрасль научно-технических знаний о пороговых свойствах и предельных характеристиках военных радиосистем, способах и средствах достижения их наибольшей эффективности в условиях непрерывной технической разведки и интенсивных радиопомех со стороны противника. Системный анализ взаимных связей радиоэлектронных средств и систем управления в радиоэлектронной борьбе определяет основное содержание математических моделей и смысл использования ЭВМ для достижения количественной определенности любых мероприятий РЭБ.

Теория РЭБ – это такая отрасль знаний, в которой наравне с оптимальными рассматриваются решения в условиях сильной априорной неопределенности. Допускается, что структуры систем обработки сигналов и принятия решения могут формироваться на основе эвристических методов. Поэтому в данном учебном пособии нередко излагаются математические выкладки, больше отражающие интересы системы исходных данных для математического моделирования, чем стремление получить сразу однозначное строго оптимальное решение. В связи с интенсивной компьютеризацией указанных систем математическая модель радиоэлектронных средств и систем управления в условиях радиоэлектронного конфликта становится штатным инструментом быстрого анализа и принятия решений.

Наиболее характерным в развитии радиоэлектронной борьбы в тактическом звене вооруженных сил является переход от решения частных задач отдельно по каждой составной части РЭБ к решению совокупности взаимосвязанных организационных и технических задач одновременно по всем составным частям РЭБ. Поэтому показатели боевого функционирования систем и средств управления у каждой из противоборствующих сторон определяются не только качеством выполнения организационных и технических мероприятий РЭБ, изложенных в данном учебном пособии, но также качеством и полнотой учета взаимных связей между составными частями РЭБ. Инженерное исследование последних является предметом системного анализа.

Радиоэлектронная борьба в тактическом звене вооруженных сил становится динамичной, приобретает характер конфликта двух автоматизированных систем (информационных систем и систем управления высокоточным оружием). РЭБ становится приоритетным видом боевого обеспечения, поскольку она пронизывает все компоненты организации и ведения боя и существенно сказывается на эффективности систем и средств управления войсками и оружием. Более того, радиоэлектронная борьба как составляющая информационной войны постепенно приобретает черты специфического вида боевых действий.

Эффективность мероприятий РЭБ в тактическом звене вооруженных сил значительно усиливается согласованным радиоэлектронным подавлением РЭС и средств разведки противника.

Возможности по снижению эффективности оружия противника и обеспечению устойчивого управления своими войсками и оружием существенно повышаются, если отработано информационное взаимодействие между частями и

подразделениями всех родов и видов вооруженных сил, а личный состав боевых расчетов предварительно обучен действиям в условиях применения противником средств РЭБ и высокоточного самонаводящегося оружия. Например, как показывает опыт боевых действий ЗРВ в локальных войнах, вероятность уничтожения воздушной цели за одну стрельбу в условиях сильных помех слабо подготовленным по РЭБ расчетом составила менее 0,1, а подготовленным – 0,4...0,6. Выполнение эффективных мероприятий по достижению надежной радиоэлектронной защиты немыслимо без согласованных с ними мероприятий по комплексному противодействию техническим средствам разведки и огневому поражению средств разведки, наиболее важных РЭС противника и постановщиков помех.

Главными направлениями совершенствования средств разведки, радиоэлектронного и оптико-электронного подавления остаются следующие:

- расширение диапазона частот;
- повышение энергетического потенциала путем совершенствования антенных и передающих устройств;
- увеличение быстроедействия и числа одновременно разведываемых и подавляемых РЭС целей;
- совершенствование алгоритмов управления ресурсами подавления, расширение номенклатуры используемых типов помех включая технику «Стелс»;

В соответствии с этим можно выделить следующие тенденции развития РЭС обнаружения, наведения, распознавания, радиоподавления, а также РЭС связи и передачи данных в системах радиоуправления:

- расширение диапазона рабочих частот миллиметрового диапазона волн;
- увеличение базы и усложнение излучаемых сигналов;
- повышение энергетического потенциала РЭС;
- управление излучаемым сигналом, обработкой полезных сигналов, режимами обзора пространства и количеством формируемых лучей диаграмм направленности антенн в зависимости от складывающейся помеховой обстановки;
- совершенствование методов комплексного использования энергетических, пространственных, временных, спектральных и поляризационных различий сигналов и помех путем использования многопозиционных активно-пассивных радиолокационных систем;
- массовое применение наземных сетей связи между подвижными пунктами и космических навигационных радиолиний управления, использующих сигналы повышенной скрытности.

Однако определяющим является переход от решения частных задач по подавлению или радиоэлектронной защите отдельных РЭС к решению задач подавления или защиты системы управления войсками и оружием в целом.

Перечень сокращений

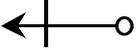
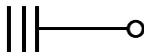
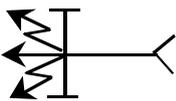
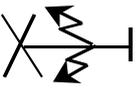
АМ – амплитудная модуляция
Ан – анализатор
АПД – аппаратура передачи данных
АПРЧ – автоматическая перестройка рабочей частоты
АРВ – активный радиовзрыватель
АРЛН – активное радиолокационное наблюдение
АРМ – автоматизированное рабочее место
АС – антенная система
АСДО – автомат сброса дипольных отражателей
АСУ – автоматизированная система управления
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
АШП – активная шумовая помеха
БПЛА – беспилотный летательный аппарат
БРЛС – бортовая РЛС
БРСА – бортовой радиолокатор с синтезированной апертурой
БРЭК – бортовой радиоэлектронный комплекс
БЧ ЗУР – боевая часть ЗУР
ВД – видимый диапазон
ВИ – внеполосное излучение
ВО – визуальный объект
ВС – вооруженные силы
ВТ – военная техника
ВТО – высокоточное оружие
ВТТ – вооружение и военная техника
ВТСНО – высокоточное самонаводящееся по излучающим объектам оружие
Г – генератор
ГДГ – главный дизель-генератор
ГЛПД – генератор на лавинно-пролетном диоде
ГМС – генератор модулирующего сигнала
ГПН – генератор пилообразного напряжения
ГСН – головка самонаведения
ГСРНС – глобальная спутниковая радионавигационная система
ДНА – диаграмма направленности антенны
ДНСА – диаграмма направленности антенны с синтезированной апертурой
ДО – дипольный отражатель
ДСЧ – датчик случайных чисел (программный)
ДЭМС – дефицит возможностей решения проблемы электромагнитной совместимости
ЗПП – забрасываемый передатчик помех
ЗРК – зенитный ракетный комплекс
ЗУР – зенитная управляемая ракета
ИГСН – инерциальная головка самонаведения

ИК – инфракрасная (тепловая) разведка
ИП – источник помех (взаимных)
ИП Д-V – имитирующие помехи по дальности и скорости
ИРЛИ – источник радиолокационной информации
КЗЧ – контур запоминания частоты
КНД – коэффициент направленного действия
КНИ – квазинепрерывное излучение
КП – канал пеленгации
КП – командный пункт
КСН – контур комплексной самонастройки
КТК – комплексный технический контроль
КФМ – кодофазовая модуляция
ЛБВ – лампа бегущей волны
ЛБВ-О – лампа бегущей волны типа О
ЛЗ – линия задержки
ЛОВ – лампа обратной волны
ЛЧМ – линейно-частотно-модулированное радиоколебание
М – модулятор
МИ – мешающие измерения
МНС – многонациональные силы
МО V, S – мешающие отражения от облаков диполей или от поверхности земли
МРЦ – малоразмерная цель
НДП – непреднамеренная помеха
НИ – непрерывное излучение
НРП – непреднамеренная радиопомеха
ОГСН – оптическая головка самонаведения
ОКП – основной канал приема
ООС – отрицательная обратная связь
ОП – огневое поражение, составная часть РЭБ
ОФМ – относительная фазовая модуляция
ОФТ – относительная фазовая телемодуляция
ОЭП – оптико-электронное подавление
ОЭР – оптико-электронная разведка
ПГ – перестраиваемый гетеродин
ПАРВ – полуактивный радиовзрыватель
ПД – противодействие
ПЗ РП – помехозащита рецептора помех (взаимных)
ПКП – побочный канал приема
ПРЛН – пассивное радиолокационное наблюдение
ПМР – поляризационная матрица рассеивания
ПО – побочный объект
ПП – преднамеренные помехи
ПРГСН – пассивная радиолокационная головка самонаведения
ПРР – противорадиолокационная ракета

ПРЧ – перестройка рабочей частоты
ПУ – пороговое устройство
РВ – радиовзрыватель
РГСН – радиолокационная головка самонаведения ЗУР
РИ – радиоинтегратор
РИО – радиоэлектронно-информационное обеспечение
РЛПИ – радиопередатчик информации
РЛР – радиолокационная разведка
РЛС – радиолокационная станция
РЛУ – радиопередатчик управления
РПМ – радиопоглощающий материал
РО – разведывательная обстановка
РП – радиоподавление
РПН – радиолокатор подсвета цели и наведения ЗУР
РПрУ – радиоприемное устройство
РПУ – радиопередатчик устройство
РР – радиоразведка
РРТР – радиоразведка и радиотехническая разведка
РТР – радиотехническая разведка
РУ – решающее устройство
РУК – радиоуправляемый комплекс
РУС – радиоуправляемые средства
РФп – фильтр, режектирующий узкополосную помеху
РХБЗ – радиационная, химическая и биологическая защита
РЭА – радиоэлектронная аппаратура
РЭБ – радиоэлектронная борьба
РЭЗ – радиоэлектронная защита
РЭК – радиоэлектронный комплекс
РЭМ – радиоэлектронная маскировка
РЭО – радиоэлектронная обстановка
РЭП – радиоэлектронное подавление
РЭПр – радиоэлектронное поражение
РЭР – радиоэлектронная разведка
РЭС – радиоэлектронное средство
САП – станция активных помех
СВ – сухопутные войска
СВН – средство воздушного нападения
СДЦ – селекция движущихся целей
СКП – соседние каналы приема
СМ – смеситель (преобразователь частоты)
СМД – смеситель в гетеродинном автокомпенсаторе, играющий роль умножителя в корреляторе
СНО – самонаводящееся оружие
СРЦ – станция разведки и целеуказания (радиолокационная)

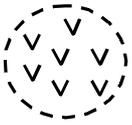
СУ – система управления
СУИ – система управления обратным излучением
СУК – система управления командами
СФ – согласованный фильтр
ТЛГ – телеграфная радиолиния связи
ТЛФ – телефонная радиолиния связи
ТР – техническая разведка
ТСПИ – технические средства передачи информации
ТСР – технические средства разведки
ТТХ – тактико-технические характеристики
УМ – усилитель мощности
УНЧ – усилитель колебаний низких частот
УПЧ – усилитель промежуточной частоты
УРД – устройство регистрации разведанных
УРЧ – усилитель радиочастот
УФ – ультрафиолетовый диапазон
Ф – фильтр входного устройства
ФАП – фазовая автоподстройка частоты
ФАР – фазированная антенная решетка
ФД – фазовый детектор
ФМ – фазовая модуляция
ФП – функциональное поражение
ХИП – хаотическая импульсная помеха
ХЧИ – характеристика частотной избирательности
ЦАП – цифроаналоговый преобразователь
ЦТ – центр тяжести
ЧАП – частотно-амплитудный преобразователь
ЧД – частотный детектор
ЧМ – частотная модуляция
ЧТ – частотное телеграфирование
ЧТР – частотно-территориальный разнос
ШАРУ – автоматическая регулировка усиления приемника для стабилизации уровня шума на выходе
ШОУ – схема «широкополосный усилитель – ограничитель – узкополосный усилитель»
ШПС – шумоподобный сигнал
ЭВМ – электронная вычислительная машина
ЭВТ – электронная вычислительная техника
ЭМИ – электромагнитное излучение
ЭМО – электромагнитная обстановка
ЭМС – электромагнитная совместимость
ЭОП – эффективная отражающая поверхность

Условные графические обозначения

	Истребитель-бомбардировщик
	Дальний (стратегический) бомбардировщик
	Самолет РР или РТР и помех
	Беспилотный летательный аппарат – постановщик помех
	Воздушный пункт радиолокационной разведки воздушных целей
	Самолет-разведчик с РЛС бокового обзора
	Вертолет РР или РТР и помех
	Радиолокационная станция разведки воздушных целей
	Радиолокационная станция разведки наземных целей
	Радиолокационная станция наведения ракет
	Радиостанция
	Передающий радиоцентр
	Радиоприемник связи, приемный радиоцентр



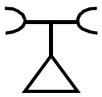
Направление создания радиопомех



Облако радиоотражателей (облако дипольных отражателей)



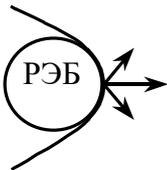
Управляемая ракета



Станция радиорелейной связи



Непреднамеренные (взаимные) помехи между РЭС



Космический аппарат РЭБ



Передатчик помех



Забрасываемый передатчик помех



Радиопеленгатор (1 – КВ, 2 – УКВ)

Список использованных источников

1. Ботов, М. И. Теоретические основы радиолокационных систем РТВ : учеб. пособие / М. И. Ботов, В. А. Вяхирев. – Красноярск : Сибирский федеральный университет, 2007. – 412 с.
2. Основы информационного обеспечения и радиоэлектронной борьбы. Основы радиоподавления радиосвязи / В. В. Гордей [и др.]. – Минск : ВА РБ, 2006. – 310 с.
3. Правовые и организационно-технические методы защиты информации : учеб. пособие по курсу «Основы защиты информации» для студ. спец. «Телекоммуникационные системы» днев. формы обуч. / В. Ф. Голиков [и др.]. – Минск : БГУИР, 2004. – 81 с.
4. Палий, А. И. Радиоэлектронная борьба / А. И. Палий. – М. : Воениздат, 1989. – 350 с.
5. Справочник офицера ВВС и войск ПВО / И. П. Азаренка [и др.] ; под ред. И. П. Азаренка. – Минск : Командование ВВС и войск ПВО, 2009. – 511 с.
6. Кравцов, В. А. Теория радиоэлектронной борьбы : учебник / В. А. Кравцов, А. Д. Лобанов. – Минск : ВА РБ, 1998. – 404 с.
7. Рыбак, Ю. М. Материальная часть РЛС19Ж6 / Ю. М. Рыбак, А. В. Станкевич ; под ред. В. И. Кардакова. – Минск : ВА РБ, 2004. – 293 с.

Учебное издание

Ермак Сергей Николаевич
Соколов Александр Николаевич
Маргель Андрей Брониславович
Кулешов Юрий Евгеньевич

**СИСТЕМЫ И СРЕДСТВА
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ**

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *Е. С. Юрец*
Корректор *Е. Н. Батурчик*
Компьютерная правка, оригинал-макет *М. В. Касабуцкий*

Подписано в печать 01.02.2019. Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 15,46. Уч.-изд. л. 16,5. Тираж 50 экз. Заказ 200.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,
№2/113 от 07.04.2014, № 3/615 от 07.04.2014.
ЛП №02330/264 от 14.04.2014.
220013, Минск, П. Бровки, 6