

**Ю. М. Перунов
А. И. Куприянов**

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ

Монография

Москва Вологда
«Инфра-Инженерия»
2021

УДК 621.37:623
ББК 32.84:68
П27

Р е ц е н з е н т ы :

профессор, доктор технических наук, заслуженный деятель науки *В. А. Цимбал*;
профессор, доктор физико-математических наук *С. И. Козлов*

Перунов, Ю. М.

П27 Методы и средства радиоэлектронной борьбы : монография / Ю. М. Перунов, А. И. Куприянов. – Москва ; Вологда : Инфра-Инженерия, 2021. – 376 с. : ил., табл.
ISBN 978-5-9729-0591-1

Рассматриваются радиоэлектронные системы и средства, функционирующие в условиях информационного противоборства, а также средства и способы радиоэлектронного подавления информационных каналов радиоэлектронных систем различной структуры и функционального назначения. Приводятся технические решения при построении средств радиоэлектронного противодействия, методы оценки эффективности средств радиоэлектронной борьбы и тенденции развития этих средств.

Для студентов и аспирантов радиотехнических специальностей. Может быть полезно специалистам в области радиоэлектронной борьбы.

УДК 621.37:623
ББК 32.84:68

ISBN 978-5-9729-0591-1

© Перунов Ю. М., Куприянов А. И., 2021
© Издательство «Инфра-Инженерия», 2021
© Оформление. Издательство «Инфра-Инженерия», 2021

СОДЕРЖАНИЕ

Список сокращений	7
Введение	10
Глава 1.Цели и задачи РЭБ	13
1.1. Состав и задачи РЭБ.....	13
1.2. Ранжирование средств РЭБ по задачам применения.....	16
1.3. Оценки характеристик информационных каналов.....	18
1.4. Типы средств РЭБ ранжированные по целям и задачам применения.....	27
1.4.1.Средства РЭБ индивидуальной защиты	28
1.4.2.Средства РЭБ зональной защиты	29
1.5. Средства радио- и радиотехнической разведки	31
1.5.1.Однокоординатные станции РРТР	34
1.5.2.Беспоисковые однокоординатные методы пеленгации ИРИ	41
1.5.3.Двухкоординатные станции ПРЭР	44
1.5.4.Трехкоординатные системы пассивной радиоэлектронной разведки сигналов ИРИ	46
1.5.5.Триангуляционный метод определения местоположения ИРИ	46
1.5.6.Разностно-дальномерные системы определения местоположения ИРИ	51
1.5.7.Корреляционный метод определения координат местоположения ИРИ	55
1.5.8.Однопозиционный метод определения дальности	63
Глава 2.Радиопомехи при РЭБ	66
2.1. Факторы, определяющие условия создания помех.....	66
2.2. Эффективная поверхность рассеяния защищаемых объектов	67
2.3. Антенны в технике РЭП	71
2.4. Влияние земной поверхности на распространение сигналов помех	73
2.5. Распространение радиоволн в атмосфере	74
2.6. Энергетические соотношения при создании активных помех РЛС и ГСН	76
2.7. Уравнение противорадиолокации при создании помех РЛС с помощью передатчика генераторного типа	77
2.8. Уравнение противорадиолокации применительно к ретрансляционному передатчику помех.....	80
2.9. Энергетические соотношения для противодействия полуактивной системе ГСН ракеты с помощью ретрансляционного передатчика помех	82
2.10.Энергетические соотношения при создании помех радиополосам управления зенитными ракетами	85
2.11.Основные энергетические соотношения при РЭП радиополос связи и передачи данных	89
2.12.Основные энергетические соотношения при радиоэлектронном подавлении радиополос связи ретрансляционным передатчиком помех.....	97
Глава 3.РЛС как объекты РЭБ.....	100
3.1. Нарушение работоспособности РЛС организованными помехами.....	100
3.2. Классификация методов радиоэлектронного подавления РЛС	102
3.3. Основные типы РЛС и особенности их функционирования в условиях РЭБ	107
3.4. Воздействие помех на каналы радиолокационного распознавания	110
Глава 4.Помеховое воздействие на каналы сопровождения по дальности	114
4.1. Принцип создания уводящей по дальности помехи	114
4.1.1.Однопрограммная уводящая по дальности помеха	115
4.1.2.Многoproграммная уводящая по дальности помеха	116
4.1.3.Уводящая по дальности помеха с программируемым изменением мощности	117
4.1.4.Уводящая по дальности помеха, использующая несколько помеховых импульсов	118

4.1.5. Уводящая помеха системе сопровождения цели по дальности путем смещения "энергетического центра"	118
4.1.6. Уводящая по дальности помеха, перенацеливающая строб дальности РЛС на сигнал с ложной дальностью	119
4.1.7. Уводящая по дальности помеха системе сопровождения по дальности, работающей в режиме поиска цели	119
4.1.8. Уводящая по дальности помеха РЛС с непрерывным ЧМ-излучением	120
4.2. Прицельные и заградительные по частоте шумовые помехи	123
4.3. Применение пассивных помех РЛС	124
4.4. Многократные ответные помехи, создающие ложные цели	124
4.4.1. Генератор ложных сигналов с делением частоты	124
4.4.2. Генератор ложных целей с поиском и захватом по частоте	125
4.4.3. Генератор ложных целей с взаимнообратным преобразованием частоты	126
4.4.4. Имитация ложных целей когерентной РЛС сопровождения	128
4.5. Создание помех по дальности РЛС с последетекторным интегрированием	129
4.6. Технические средства создания помех радиолокационным системам сопровождения по дальности	132
4.6.1. Рециркуляторы радиоимпульсов	132
4.6.2. Устройства запоминания сигналов на основе приборов с зарядовой связью	139
4.6.3. Запоминание частоты с использованием перестраиваемого генератора	139
4.6.4. Запоминание частоты с помощью линий задержки	140
4.6.5. Режим работы ЛБВ в системе запоминания частоты	142
4.6.6. Система запоминания частоты с использованием пространства в качестве задерживающей среды	142
4.6.7. Цифровые системы запоминания сигнала	142

Глава 5. Помеховое воздействие на каналы сопровождения радиолокационных целей по скорости

5.1. Возможности РЭП каналов селекции целей по скорости	154
5.2. Помехи уводящие по скорости	156
5.2.1. Однопрограммная уводящая помеха по скорости	154
5.2.2. Многопрограммная уводящая по скорости помеха	158
5.2.3. Уводящая по скорости помеха с регулируемым уровнем мощности	159
5.2.4. Уводящая помеха по скорости с перенацеливанием на ложный сигнал	160
5.2.5. Уводящая по скорости помеха наземной командной РЛС	161
5.2.6. Узкополосные шумовые помехи со спектром доплеровских частот	162
5.2.7. Помехи по скорости со свипированием частоты	163
5.2.8. Мерцающие помехи доплеровским РЛС	164
5.3. Формирователи уводящих и маскирующих помех по скорости	165
5.4. Радиоэлектронное подавление двухканальной системы сопровождения, использующей одновременно импульсное и непрерывное излучения	170
5.5. Согласование увода по скорости и дальности	172

Глава 6. Методы и техника создания помех РЛС сопровождения по направлению

6.1. Роль систем сопровождения по направлению и возможности их подавления	176
6.2. Принципы моноимпульсной радиолокации	178
6.3. Принцип создания помехи на кроссполаризации и эффект ее действия	180
6.4. Техника создания помехи на кроссполаризации	183
6.5. Когерентные помехи, создаваемые из двух разнесенных в пространстве точек	192
6.6. Мерцающие помехи, создаваемые из двух и более точек пространства	202
6.7. Создание мерцающих помех с помощью передатчиков, перестраиваемых по частоте	205
6.8. Прерывистые помехи	207
6.9. Помеха на частоте коммутации приемных каналов	208
6.10. Помеха по зеркальному каналу приема	209
6.11. Расстроенная по частоте помеха, действующая на скатах полосы пропускания подавляемого приемника	210
6.12. Двухчастотная помеха	211

Глава 7. Радиосистемы передачи информации как объекты РЭБ	214
7.1. Типы и классы радиосистем передачи информации	214
7.2. Подавление радиолиний связи и командного радиоуправления	216
7.3. Станции активных помех радиолиниям командного радиоуправления	219
7.4. Станции активных помех радиолиниям передачи информации	221
7.5. Радиоэлектронное подавление цифровых линий связи и передачи данных	222
7.6. Имитирующие помехи радиосистемам передачи информации	228
7.7. Основные технические характеристики станций помех подавления информационных каналов систем передачи информации	232
Глава 8. Перенацеливающие помехи	234
8.1. Принцип создания перенацеливающих помех	234
8.2. Перенацеливание на облака дипольных отражателей	234
8.2.1. Применение дипольных отражателей для подавления радиолокаторов сопровождения	235
8.2.2. Создание дипольных помех радиолокаторам сопровождения с импульсным некогерентным излучением	235
8.2.3. Создание дипольных помех радиолокаторам с когерентно-импульсным и непрерывным излучением	237
8.2.4. Принципы построения адаптивной системы постановки дипольных помех	243
8.2.5. Защита надводных кораблей от противокорабельных ракет с помощью дипольных отражателей	244
8.3. Перенацеливание на пассивные ловушки	246
8.3.1. Перенацеливание на управляемые ловушки	246
8.3.2. Перенацеливание на буксируемые ловушки	248
8.4. Перенацеливание на передатчик помех одноразового действия	249
8.5. Перенацеливание на подстилающую поверхность	253
Глава 9. Радиовзрыватели как объекты РЭБ	258
9.1. Принципы работы и построения радиовзрывателей	258
9.2. Радиовзрыватели артиллерийских боеприпасов	258
9.3. Радиовзрыватели зенитных ракет	260
9.4. Основные способы РЭП радиовзрывателей	262
Глава 10. Передатчики помех	265
10.1. Схематические принципы создания передатчиков ретрансляционных помех	265
10.2. Основные характеристики усилительного тракта ретранслятора	265
10.3. Задержка переизлучаемого сигнала в ретрансляторе	271
10.4. Время восстановления импульсного ретранслятора	274
10.5. Временное стробирование ретранслятора для обеспечения развязки	275
10.6. Упреждающий синхронизирующий импульс	276
10.7. Канал защиты импульсного ретранслятора от перегрузки	277
10.8. Ретранслятор с ФАР и двумя диаграммообразующими схемами	279
10.10. Ретранслятор направленного действия с решеткой Ван-Апта	281
10.11. Сравнение характеристик передатчиков генераторного и ретрансляционного типов	282
10.12. Станции активных шумовых помех (САП)	285
10.13. Прямошумовые помехи	286
10.14. Модуляционные шумовые помехи	290
10.15. Ответные непрерывные шумовые помехи (ОНШП)	291
10.16. Ответные импульсные шумовые помехи и методы их создания	293
10.17. Ответные шумовые помехи, прицельные по углу	295
Глава 11. Противодействие работе РЭС со сложными сигналами	298
11.1. Широкополосные сигналы. Определения и применение	298
11.2. Классы широкополосных сигналов	300
11.3. Широкополосные сигналы с ЧМ	303
11.4. Расширение спектра за счет бинарной фазовой модуляции	303
11.5. Расширение спектра за счет перестройки частоты	307

11.6. Сигналы с частотно-фазовой манипуляцией.....	309
11.7. Принцип работы РЛС со сложными сигналами	310
11.8. Работа РЛС с ЛЧМ- и ФКМ-сигналами	311
11.9. Общие принципы организации РЭП РЛС со сложными сигналами	312
11.10. Сравнение дальности действия РЛС со сложными сигналами и систем РТР	313
11.11. Приемная аппаратура системы РЭП РЛС со сложными сигналами.....	315
11.12. Метод РЭП РЛС со сжатием импульса, основанный на формировании накрывающих помеховых импульсов	320
11.13. Передатчик ложных целей для РЛС с ЛЧМ	321
11.14. Передатчик уводящих помех по дальности импульсной РЛС с ЛЧМ.....	322
11.15. Принципы создания помех РЛС с ФКМ-сигналами	324
11.16. Передатчик ложных целей для РЛС с ФКМ-сигналами и быстрой перестройкой по частоте	326
11.17. Создание помех РЛС с ФКМ-сигналами путем разрушения фазовой структуры кода.....	327
11.18. Помеха в виде накрывающего импульса с ложной доплеровской частотой	328
11.19. Помехи РЛС с быстрой перестройкой рабочей частоты	329
11.20. Генератор ложных целей с использованием набора узкополосных шумов.....	332
11.21. Генератор ложных целей с устройством запоминания на основе широкополосного источника радишума	334
11.22. Передатчик имитационных ответных помех	334
Глава 12. Эффективность средств и способов РЭБ.....	338
12.1. Методы исследования эффективности комплексов РЭБ.....	338
12.2. Критерии боевой эффективности комплексов РЭБ	340
12.3. Критерии технической эффективности комплексов РЭБ	349
12.4. Информационные критерии оценки качества имитирующих помех.....	352
12.5. Стоимость комплекса РЭБ.....	357
12.6. Принципы разработки комплексов РЭБ.....	359
12.7. Оптимальная структура комплекса РЭБ самолета при ограничениях на массу	364
12.8. Оценка средств РЭП по критерию "эффективность-стоимость"	366
Заключение.....	372
Литература.....	373

Список сокращений

АМ	–	амплитудная модуляция
АПЧ	–	автоматическая подстройка частоты
АРУ	–	автоматическая регулировка усиления
АС	–	автоматическое сопровождение
АСД	–	автоматическое сопровождение по дальности
АСН	–	автоматическое сопровождение по направлению
АСС	–	автоматическое сопровождение по скорости
АФАР	–	активная фазированная антенная решетка
АФВ	–	аналоговый фазовращатель
АЦП	–	аналого-цифровой преобразователь
БПЛА	–	беспилотный летательный аппарат
БРЛС	–	бортовая радиолокационная станция
БРЭО	–	бортовое радиоэлектронное оборудование
БЧ	–	боевая часть
ВВСТ	–	вооружение, военная и специальная техника
ВИМ	–	временная импульсная модуляция
ВТО	–	высокоточное оружие
ГОН	–	генератор опорных напряжений
ГСН	–	головка самонаведения
ДН	–	диаграмма направленности
ДНА	–	диаграмма направленности антенны
ДПЛА	–	дистанционно пилотируемый летательный аппарат
ДО	–	дипольные отражатели
ДОС	–	диаграммообразующая. схема
ЗРК	–	зенитный ракетный комплекс
ЗУ	–	запоминающее устройство
ЗУР	–	зенитная управляемая ракета
ИКО	–	индикатор кругового обзора
ИС	–	интегральная схема
КПД	–	коэффициент полезного действия

КРУ	– командная радиолиния управления
ЛА	– летательный аппарат
ЛЗ	– линия задержки
ЛЦ	– ложная цель
ЛЧМ	– линейная частотная модуляция
МНЧ	– мгновенное измерение частоты
МЛАР	– многолучевая антенная решетка
ОМП	– ортомодовый разделитель поляризации
ПВО	– противовоздушная оборона
ПКР	– противокорабельная ракета
ПОД	– передатчик помех одноразового действия
ПРР	– противорадиолокационная ракета
ПП	– постановщик помех
ППП	– переключатель приемопередачи
ПРО	– противоракетная оборона
ПСП	– псевдослучайная последовательность
ПХ	– пеленгационная характеристика
ПЧ	– промежуточная частота
РВ	– радиовзрыватель
РЛС	– радиолокационная станция
РРТР	– радио- и радиотехническая разведка
РСН	– равносигнальное направление
РТР	– радиотехническая разведка
РЭБ	– радиоэлектронная борьба
РЭП	– радиоэлектронное подавление
РЭС	– радиоэлектронная система
СДЦ	– селекция движущихся целей
СМ	– смеситель
СП	– станция помех
УНЧ	– усилитель низкой частоты
УПЧ	– усилитель промежуточной частоты

ФАР	–	фазированная антенная решетка
ФАПЧ	–	фазовая автоматическая подстройка частоты
ФКМ	–	фазово-кодовая манипуляция
ХИП	–	хаотическая импульсная помеха
ЦАП	–	цифроаналоговый преобразователь
ЦЗС	–	цифровая запоминающая система
ЦУ	–	центр управления
ЧИР	–	частотно-избирательный разделитель
ЧМ	–	частотная модуляция
ШП	–	шумовая помеха
ЭМС	–	электромагнитная совместимость
ЭПР	–	эффективная поверхность рассеяния

ВВЕДЕНИЕ

Внедрение в начале XX века в вооруженные силы радиоэлектронных средств естественно вызвало конфликтное взаимодействие информационных систем, важной, а вскоре и основной технической основой которых стали радиосистемы. Так возникла техническая проблема разработки и внедрения способов и средств радиоразведки и подавления радиоэлектронных средств помехами. Применение радиопомех потребовало защиты РЭС, т. е. создание средств и методов радиоэлектронной защиты. Вначале из всего многообразия РЭС применялись исключительно средства радиосвязи, прежде всего в военно-морском флоте. Поэтому впервые радиоразведка и радиопомехи были применены в боевых действиях на море экипажами русских военных кораблей. В 1904 году во время русско-японской войны. 15 апреля 1904 г. боевые японские корабли предприняли артиллерийский обстрел внутреннего рейда Порт-Артура и самого города, а разведывательный корабль японцев "Таракаро", стоявший в пределах прямой видимости результатов стрельбы, вел по радиотелеграфу корректировку этой стрельбы. В процессе обстрела работа японского корректировщика огня была подавлена российскими средствами радиопомех. В официальной истории русско-японской войны этот факт нашел такое отражение: командовавший Российским флотом контр-адмирал Ухтомский приказал броненосцу "Победа" и береговому посту (радиостанции) Золотая гора "перебивать телеграммы (радиограммы) большой искрой, что и исполнено было с большим успехом, так как из японских источников видно, что с трудом удавалось корректировать попадания снарядов с крейсера "Таракаро" [26]. Контр-адмирал Ухтомский в своем докладе командованию писал: "Неприятелем выпущено более 60 снарядов большого калибра. Попаданий в суда не было".

Но были и примеры противоположного отношения к РЭБ. Адмирал З. П. Рожественский, командовавший Второй и Третьей Тихоокеанскими эскадрами в Цусимском сражении, запретил использование радиопомех в ситуациях, когда их необходимость была очевидной для многих офицеров российского флота. Сразу после окончания Русско-Японской войны причины и обстоятельства Цусимской трагедии стали предметом особого рассмотрения специальной комиссии под председательством адмирала А. В. Колчака, созданной при Главном морском штабе. Выводы комиссии были совершенно конкретны: "Адмиралу Рожественскому надлежало, как только он был открыт японцами, сделать все возможное, чтобы нарушить радиотелеграфную связь между отрядами противника. Японцы, дабы не упустить нашей эскадры, были принуждены рассеять свои силы по большому пространству, и радиотелеграфная связь являлась существеннейшим элементом их сил. Нарушение этой связи радиостанциями нашей эскадры, шедшей соединено и потому не столь нуждающейся в радиотелеграфе, было тем преимуществом нашей эскадры, которым грех было не воспользоваться. Несколько мощных, умело примененных радиотелеграфных станций на русской эскадре, нарушив связь между отрядами противника, сделали бы больше, чем десяток пушек." [14].

Современная история создания отечественной техники РЭБ начинается с двух крупных событий. Первое – это подписанное И.В. Сталиным Постановление Государственного Комитета Обороны (ГКО) от 16 декабря 1942 г. № ГОКО 2633сс "Об организации в Красной Армии специальной службы по забивке немецких радиостанций, действующих на поле боя" [17]. И второе событие – Постановление ГКО от 7 июля 1943 г. об образовании Совета по радиолокации, в компетенции которого находились вопросы разработки техники радиопротиводействия (РПД).

В локальных войнах и конфликтах в Корее, во Вьетнаме и на Ближнем Востоке радиоэлектронная борьба велась всеми видами вооруженных сил воюющих стран, но наиболее интенсивно ВВС и ПВО (достаточно сказать, что в США до 70 % материальных ресурсов, предназначенных для развития и совершенствования РЭБ, поступают в авиацию [14]). Благодаря эффективной РЭБ потери в самолетах снизились в (3...7) раз [14]. Опыт локальных войн свидетельствует: вкладывать деньги в развитие средств РЭБ сегодня очень выгодно.

По подсчетам специалистов каждый доллар, вложенный в информационную войну, обеспечивает сохранение военных и гражданских объектов более, чем на 10 долларов [21].

Не вдаваясь в подробности, следует отметить, что во время двух войн США в Ираке (операции "Буря в пустыне", 1991 г. и "Шок и трепет", 2003 г.) силы и средства РЭБ до начала удара создавали сильные помехи радиоэлектронным средствам Ирака, прежде всего РЭС системы ПВО. Под прикрытием радиопомех, предваряя удары самолетов из эшелона прорыва ПВО, были нанесены удары крылатыми ракетами (КР) морского базирования со стороны Персидского залива и Красного моря. Прорыв системы ПВО Ирака был обеспечен широким применением высокоточных КР "Томагавк" и большого числа управляемых ракет "воздух-РЛС" в сочетании с сильными радиопомехами радиоэлектронным средствам. В 1991 г. во время операции "Буря в пустыне" американское командование применило в Ираке и некоторые новые средства РЭБ. Так, с целью повышения эффективности информационной войны, ведущейся в интересах идеологической обработки гражданского населения, для подавления телевизионных передач в Багдаде в район расположения телецентра была сброшена так называемая "электронная бомба", являющаяся оружием функционального поражения радиоэлектронных систем. В результате взрыва специального заряда этой бомбы образовался мощный электромагнитный импульс, действие которого нарушило работу телецентра. Во время этой же операции ВМС США для подавления радиоэлектронных систем управления и связи Ирака использовали в нескольких из 116 запущенных ракет "Томагавк" боевые части (БЧ), создающие мощный электромагнитный импульс. Примененная в ракете БЧ при взрыве излучала СВЧ-энергию мощностью 5 МВт [9].

Будущее техники РЭБ в значительной степени определяется двумя взаимосвязанными научно-технологическими направлениями развития элементной базы современной радиоэлектроники: созданием разнообразных схем и подсистем с использованием нанотехнологии и расширением возможностей цифровой обработки сигналов (ЦОС), обеспечивших преобразование совокупности средств РЭБ по существу в цифровые системы.

В 70-х годах прошлого века самолет, летящий на высоте 12000 м, облучался примерно 40 тысячами импульсов в секунду. В 80-х годах плотность облучения возросла до (1...2) миллионов импульсов в секунду, а в начале нынешнего века прогнозируется увеличение этой плотности до (10...20) миллионов импульсов в секунду [20]. Справиться с селекцией, фильтрацией и анализом поступающей информации в этих условиях могут только специализированные станции РРТР, входящие в состав комплексов РЭБ и оснащенные мощными высокопроизводительными процессорами. Для примера укажем, что в станции активных помех (САП) самолетов F-15 различных модификаций ALQ – 135 (V) имеет 20 параллельно работающих процессоров.

Военный энциклопедический словарь [6] определяет радиоэлектронную борьбу (РЭБ) как совокупность взаимосвязанных по цели, задачам, месту и времени мероприятий, действий, направленных на выявление радиоэлектронных средств и систем противника, их подавлению, а также по радиоэлектронной защите своих радиоэлектронных систем и средств от средств РЭП. Емкое синтетическое понятие РЭБ включает и радиоэлектронную разведку (РЭР) – именно она выявляет РЭС противника и добывает о них сведения, нужные для РЭП, а также радиоэлектронную маскировку (РЭМ), противостоящую радиоэлектронной разведке противника.

Диалектическое единство и конфликтное взаимодействие таких противоположностей, как РЭР и РЭМ, РЭП и РЭЗ в основном определяет динамику бурного развития средств и методов радиоэлектронной борьбы. Не будет большим преувеличением и утверждение о том, что единство и борьба этих противоположностей во многом определяет характер современного этапа развития радиоэлектроники.

Проблема РЭБ характеризуется широтой, глубиной и многообразием. В конфликтное взаимодействие вовлечены информационные системы всех известных классов: передачи и извлечения информации, радиоуправления и разрушения информации. Эти системы, работающие во всех освоенных к настоящему времени диапазонах от сверхдлинных радиоволн и

инфранизкочастотных колебаний земной коры до волн ультрафиолетового излучения, используют все известные в технических приложениях физические поля (электромагнитные, акустические, сейсмические и др.).

Проблема РЭБ очень четко стратифицирована. Она предусматривает разделение на уровни и объединение множества уровней описания. На этих уровнях располагаются описания физических и технических принципов построения и функционирования средств, участвующих в конфликте; описания и модели системных принципов их проектирования и организации взаимодействия; принципы тактики и оперативного искусства применения средств и методов РЭБ в мирное время и на разных этапах развития вооруженных конфликтов.

Многообразные проявления конфликта информационных систем и систем разрушения информации объединяют как довольно простые взаимодействия типа создания помех и обеспечения помехозащиты, так и изощренные методы дезинформации и способы обеспечения достоверности, надежности и аутентичности (подлинности) сообщений.

Стремление в одной книге изложить все аспекты проблемы РЭБ во всей их широте, глубине и многообразии было бы очень похоже на негодную попытку объять необъятное. Чтобы избежать этого авторы книжки хотели бы сосредоточить внимание (свое и читателя) только на задачах РЭБ в радиодиапазоне электромагнитных волн. В этой области радио- и радиотехническая разведка конфликтует с радиомаскировкой, а радиосистемы передачи и извлечения информации вынуждены работать в условиях радиопротиводействия. Поэтому в дальнейшем при обсуждении проблем РЭБ имеется в виду именно радиотехнические системы и средства, а не средства, использующие другие физические поля (не электромагнитные), равно как и излучения других, не радиочастотных, диапазонов электромагнитных волн.

Непредвзятый анализ современного состояния РЭБ свидетельствует о состоявшемся переломе качественной оценки влияния РЭБ на все стратегические направления развития современного общества. Техника РЭБ бурно развивается, используя, с одной стороны, все новейшие достижения науки, а с другой – способствует развитию наукоемких отраслей.

При подготовке книги авторы использовали открытые материалы по РЭБ и собственный опыт работы в научных и учебных учреждениях. Некоторые повторы и пояснения приведены для облегчения понимания и усвоения материала специалистами, которые стремятся ознакомиться лишь с отдельными проблемами РЭБ. Это определило основное содержание книги, направленное на изложение методов и средств РЭБ, обеспечивающих индивидуальную защиту авиационных объектов от возможного их обнаружения и поражения средствами ПВО, имея в виду, что эти технологии с высокой степенью достоверности могут использоваться при формировании средств РЭБ наземного морского базирования.

Разумеется, авторы не претендуют на всеобъемлющее изложение всех разделов РЭБ – этой молодой, многообразной, бурно развивающейся отрасли научного знания и технических возможностей.

Специфика сложной комплексной проблемы РЭБ такова, что далеко не все ее аспекты могут излагаться с одинаковой степенью подробности в общедоступной литературе. Разумеется, в настоящее время в силу изменений известных политических, экономических и социальных факторов многие проблемы, задачи и технические решения с области РЭБ открылись (или, скорее, "приоткрылись"). Многое стало открыто обсуждаться в расширившихся кругах специалистов и вообще заинтересованных лиц. Но, тем не менее, в целом предметная область РЭБ содержит еще очень много деликатных тем и вопросов, не позволяющих рассматривать их с одинаковой степенью подробности в книге, адресованной широкому кругу читателей. Авторы надеются, что благосклонный читатель найдет это обстоятельство извинительным, и не будет сурово осуждать книгу, обнаружив в материале неполноту и непоследовательность.

Авторы считают своим приятным долгом поблагодарить уважаемых рецензентов, а также всех, кто принял участие на этапах подготовки предлагаемой книжки и способствовал улучшению качества ее формы и содержания.

ГЛАВА 1

Цели и задачи РЭБ

1.1. Состав и задачи РЭБ

Многообразные проявления конфликта информационных систем и систем разрушения информации объединяют как довольно простые взаимодействия типа создания помех и обеспечения помехозащиты, так и изощренные методы дезинформации и способы обеспечения достоверности, надежности и аутентичности (подлинности) сообщений. Иерархически организованную проблему РЭБ можно условно представить графом (деревом) как на рис. 1.1.

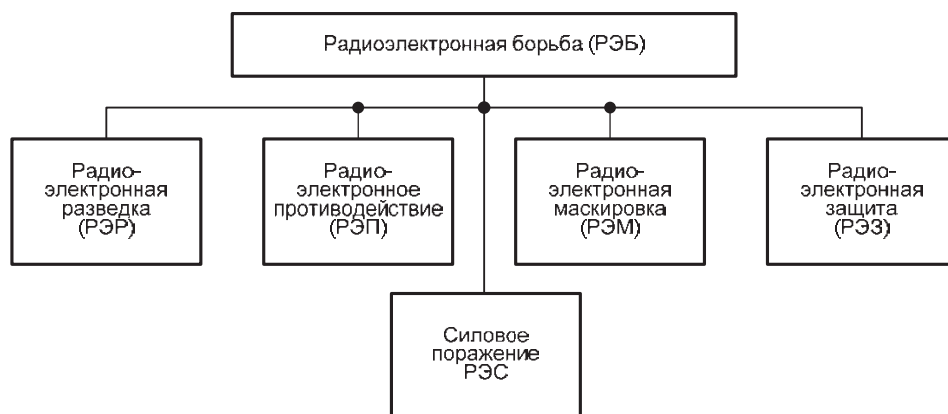


Рис. 1.1. Структура проблемы РЭБ

Разумеется, возможны и другие способы структурирования проблемы РЭБ. Но приведенная на рис. 1.1 структура в наибольшей степени отвечает вкусам авторов и наилучшим образом соответствует организации материала дальнейших разделов книги. Основное внимание в дальнейшем уделяется принципам построения систем и средств радиоэлектронной борьбы, техническим решениям при проектировании таких средств и, разумеется, обсуждению основных показателей качества средств, создаваемых для ведения РЭБ.

Современная РЭБ требует создания помех, прицельных по частоте и формируемых с задержкой, не превосходящей времени обнаружения защищаемого объекта. Применяемые в качестве упреждающих широкополосные заградительные шумовые помехи энергетически не выгодны. Однако с этим приходится мириться, так как только обеспечив упреждение, можно рассчитывать на исключение преимуществ, которые имеют РЛС от изменения несущей частоты от импульса к импульсу или от пачки к пачке импульсов [20].

Принципиальная возможность создания энергетически выгодных упреждающих прицельных по частоте помех появилась только после внедрения в системы РЭБ цифровых устройств запоминания частоты перехватываемых сигналов на длительное время. Такие устройства позволяют вместо заградительной шумовой помехи формировать "гребенку" прицельных по частоте маскирующих шумовых помех. Спектр каждого "зубца" гребенки сосредоточен в пределах минимально необходимой полосы около частоты, соответствующей одной из множества дискретных составляющих запомненных, а затем воспроизведенных частот РЛС. При этом перестройка частоты, осуществляемая РЛС путем перехода скачком на одну из конечного множества фиксированных частот, не защищает РЛС от такой помехи.

Важно подчеркнуть, что цифровые устройства обеспечивают запоминание не только частоты, но и сигнала РЛС в целом [8]. Это позволяет решить проблему формирования сигналоподобных помех в ответ на каждый импульс когерентным РЛС (импульсно-доплеровским и со сжатием импульсов).

В запоминающее устройство ЭВМ системы РЭБ вводится библиотека параметров всех известных РЛС и режимов их работы. Эта ЭВМ выявляет тип и степень угрозы, определяет приоритеты и стратегию радиоэлектронного подавления, вид и мощность помехи на каждую цель в порядке снижающейся приоритетности. Аналоговая ЭВМ с таким объемом задач и такой степенью быстродействия справиться не в состоянии. Формирование (синтезирование) помех полностью цифровым способом посредством коммутируемой матричной логической структуры позволяет перепрограммировать весь процесс радиоэлектронного подавления, включая пространственно-временную модуляцию помеховых сигналов, настройку по частоте, калибровку по мощности и момент излучения помехи. А это значит, что по мере совершенствования средств ПВО и авиации потенциального противника нет необходимости создавать новую аппаратуру РЭБ; достаточно изменять (обновлять) ее математическое обеспечение.

Комплекс РЭБ должен практически мгновенно реагировать на внезапно возникающие угрозы. Реакция комплекса на угрозу не должна превышать (0,05...0,1) сек. Такую реакцию способна обеспечить только цифровая техника. Только цифровые ЭВМ с высоким быстродействием и большим объемом памяти способны управлять ресурсами комплексов РЭБ, включающими:

- совокупность станций активных помех;
- расходимые средства создания помех: буксируемые активные ловушки; противорадиолокационные управляемые ракеты; передатчики помех одноразового действия; дипольные отражатели, подсвечиваемые помеховым сигналом; снаряды с электромагнитной боевой частью;
- средства функционального поражения РЭС (СВЧ и лазерное оружие функционального поражения);
- набор видов помех и способов их боевого применения;
- распределение энергетического потенциала станций активных помех для одновременного подавления нескольких РЭС;
- способность быстрого изменения ориентации и ширины лучей диаграммы направленности антенн (фазированных антенных решеток) станций активных помех в заданных секторах пространства;
- способность управления последовательностью временных интервалов создания помех нескольким РЭС одной ведущей станцией активных помех.

Существует тенденция объединения многочисленных радиотехнических и оптоэлектронных средств на одном летательном аппарате (средств радиолокации, РЭБ, госопознавания, радионавигации, передачи данных, лазерных, инфракрасных и других датчиков информации) в единый интегрированный радиоэлектронный комплекс (ИРЭК). Такое объединение возможно только при наличии централизованного управления с помощью цифровой ЭВМ с большими ресурсами быстродействия и памяти.

Значительный рост возможностей, интенсивности и влияния РЭБ на боевые действия, на все виды боевой работы информационной техники и оружия требует глубокого изучения и учета исторического опыта, условий возникновения развития РЭБ, ее влияния на современные войны и вооруженные конфликты.

В мирное время все элементы РЭБ не утрачивают своего значения. Нападение и защита всегда были неразрывными составными частями информационного общества. В примитивно организованном обществе большую роль в информационном противодействии играют колдуны, шаманы, оракулы. При формировании общности людей в государства начинают применяться технические средства информационного взаимодействия, которые непременно конфликтуют. А конфликт информационных систем и средств, технической базой которой служат радиоэлектронные системы, часто вполне справедливо именуется радиоэлектронной борьбой.

Информационная борьба ведется на политическом, экономическом, военном и даже на бытовом уровне. Средства информационной борьбы используют акустические и электромагнитные поля всех освоенных техникой диапазонов. Угонщики автомобилей применяют электронную разведывательную аппаратуру для определения кодов противоугонных устройств, а органы охраны правопорядка используют средства радиотехнической разведки и РЭП для борьбы с ними. Радиотехнические устройства применяются для слежения за перемещениями поднадзорных лиц. Акустические средства с электронными подсистемами обработки сигналов используют для борьбы с пиратами, террористами и толпами экстремистов. Имеются сообщения о разработке электронной аппаратуры для воздействия на психику людей. И это уже не говоря о технических средствах, используемых для промышленного шпионажа и совершения экономических преступлений.

Непредвзятый анализ современного состояния РЭБ свидетельствует о состоявшемся переломе качественной оценки влияния РЭБ на все стратегические направления развития современного общества. Техника РЭБ бурно развивается, используя, с одной стороны, все новейшие достижения науки и технологии, а с другой – способствует развитию наукоемких отраслей промышленности.

Организация РЭБ требует устойчивых знаний современной информационной техники, высокого интеллекта и широкой системной эрудиции.

Для эффективного решения задач обнаружения и подавления информационных каналов систем РЭС в настоящий момент определены и приняты основные составляющие системы РЭБ, как объекта вооружений, военной и специальной техники (ВВСТ).

Укрупненная структурная схема направления РЭБ, принятая в Российской Федерации, представлена на рис. 1.2 [12].

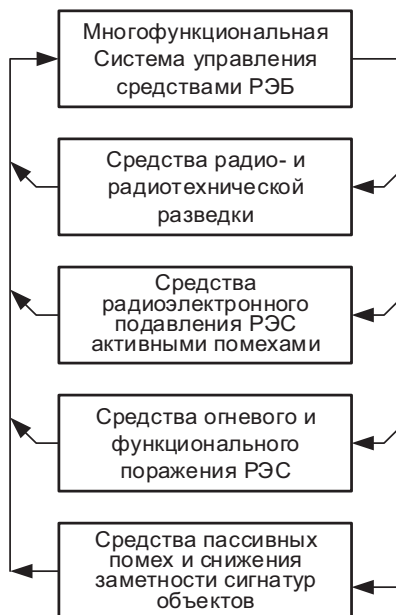


Рис. 1.2. Укрупненная структурная схема направления РЭБ

Структурная схема рис. 1.2 показывает, какие основные составные части объединяет РЭБ. Каждая часть решает конкретные задачи, направленные на обеспечение защиты объектов ВВСТ исключая их обнаружение и поражение средствами противника, а именно:

1. Станции, комплексы и системы радио- и радиотехнической разведки (РРТР) сигналов источников радиоизлучения (ИРИ) таких, как средства связи, радиолокации, радио-

навигации и систем управления. Целевыми задачами систем РРТР являются обнаружение, определение координат источника излучения и характеристик сигналов, а также идентификация и формирования банка данных о типах обнаруживаемых ИРИ. Эти системы контролируют поля сигналов ИРИ в диапазоне освоенных рабочих частот радиоэлектронных средств и формируют команды управления системами подавления ИРИ. Средства РРТР могут использоваться как модули разведки в составе станций помех или как самостоятельные системы, решающие задачи разведки и идентификации ИРИ. Станции помех в составе группировок подразделений войск РЭБ используются для определения ИРИ, приоритетных для подавления.

2. Станции, комплексы и системы радиоэлектронного подавления (РЭП) информационных каналов систем радиоэлектронной разведки, связи, управления и наведения оружия поражения, включая высокоточное оружие. Подавление обеспечивается формированием шумовых или имитирующих помех приемной аппаратуре каналов связи и передачи данных, радиолокации, радиовзрывателей, системам самонаведения, радионавигации, включая приемники потребителей сигналов спутниковых радионавигационных систем. При этом средства РЭП могут применяться как отдельно, в автономном режиме подавления обнаруженных информационных каналов ИРИ, так и в составе группировок подразделений войск РЭБ при организации зонального прикryтия и защиты объектов на определенной территории.

3. Средства огневого поражения радиоэлектронных систем ракетами с пассивными головками самонаведения (ПРГС) по сигналам ИРИ, а также средства функционального поражения радиоэлектронных средств сверхмощным электромагнитным видео или СВЧ импульсами. Эти средства обеспечивают с высокой вероятностью полное поражение аппаратуры ИРИ в условиях применения ракет с ПРГС, а также потерю работоспособности радиоэлектронных компонентов аппаратуры при воздействии на них мощным ЭМИ.

4. Средства пассивных помех, обеспечивающие защиту объектов от обнаружения за счет воздействия на среду распространения сигналов информационных каналов противника. Деструктивные воздействия на среду распространения сигналов предусматривают имитацию объектов уголковыми отражателями и другими ложными целями, а также искажения свойств среды распространения сигналов объемными радиопоглощающими образованиями (дипольными отражателями, аэрозольными облаками). Тем же целям служат технологии снижения заметности первичного и вторичного излучения объектов с применением поглощающих электромагнитные волны материалов и конструктивного построения объектов (технологии Stealth).

В настоящее время информационные каналами создают поля сигналов ИРИ очень высокой плотности. Для эффективного противодействия функционированию информационных каналов должна быть использована группировка станций помех, снабженная многофункциональной системой управления и целераспределения, информационного обеспечения о целях носителей ИРИ.

Конкретный состав и технические характеристики аппаратуры, формирующей представленные выше составляющие средств РЭБ, определяются тактикой применения этих средств в условиях обеспечения индивидуальной, групповой или зональной защиты гражданских и военных объектов, а также требованиям и задачам носителей средств РЭБ наземного, морского и воздушно-космического базирования и, безусловно, характеристиками поля сигналов.

1.2. Ранжирование средств РЭБ по задачам применения

Информационные каналы, использующие электромагнитные поля, формируют многофункциональное поле сигналов. Специфическими особенностями обладают сигналы, используемые для радиолокации, радиосвязи, радиоуправления и наведения оружия огневого поражения объектов, в том числе высокоточного, а также навигации с использованием

спутниковых радионавигационных систем. При этом основные характеристики поля сигналов (диапазоны рабочих частот, типы сигналов, пространственно-временные и энергетические параметры, направленность излучения) близки для ИРИ наземного, морского и воздушно-космического базирования. Поэтому близки требования к формированию поля помех, а также и оценки эффективности подавления информационных каналов поля сигналов.

В табл. 1.1 приведены характеристики сигналов электромагнитного излучения, формирующих поле сигналов ИРИ [14]. Электромагнитные волны с частотой излучения в диапазоне 1 Гц...30 кГц имеют четыре поддиапазона, представленные в табл. 1.2.

Таблица 1.1

Характеристики сигналов электромагнитного излучения

Диапазон		Длина волны	Частота излучения	Область применения
Радиоволны	Сверхдлинные	10...3 км	30...100 кГц	Атмосферные, и ионосферные и магнитосферные явления. Радиосвязь, радионавигация, в том числе космическая, радиолокация, в том числе загоризонтная
	Длинные	3 км...1 км	100 кГц...300 кГц	
	Средние	1 км...100 м	300 кГц...3 МГц	
	Короткие	100 м...10 м	3 МГц...30 МГц	
	Ультракороткие, сверхвысокочастотные	10 м...1 мм	30 МГц...300 ГГц	
Инфракрасное излучение		1 мм...780 нм	300 ГГц...429 ТГц	Излучение молекул и атомов при тепловых и электрических воздействиях. Лазерная локация, оптические линии связи, дисплеи и индикаторы
Видимое (оптическое) излучение		780...380 нм	429 ТГц...750 ТГц	
Ультрафиолетовое		380...10 нм	$7,5 \cdot 10^{14} \dots 3 \cdot 10^{16}$ Гц	Излучение атомов под воздействием ускоренных электронов. Лазерная локация
Рентгеновские		10 нм...5 пм	$3 \cdot 10^{16} \dots 6 \cdot 10^{19}$ Гц	Атомные процессы при воздействии ускоренных заряженных частиц. Медицина, технологии не разрушаемой дефектоскопии
Гамма		менее 5 пм	более $6 \cdot 10^{19}$ Гц	Ядерные и космические процессы, радиоактивный распад. Медицина, технологии не разрушающей дефектоскопии

Таблица 1.2

Электромагнитные излучения частотой 1 Гц...30 кГц

Диапазон	Длина волны	Частота излучения	Область применения
Крайне низкие частоты (КНЧ)	$3 \cdot 10^5 \dots 10^4$ км	1...30 Гц	Ионо-магнитосферные процессы, волны Шумана, вторичное излучение ионосферы при воздействии мощным излучением стандами типа HAARP, сверхдальняя стратегическая связь
Сверхнизкие частоты (СНЧ)	$10^4 \dots 10^3$ км	30...300 Гц	Вторичное излучение ионосферы при воздействии мощным излучением стандами типа HAARP, сверхдальняя стратегическая связь
Инфранизкие частоты (ИНЧ)	$10^3 \dots 10^2$ км	0,3...3,0 кГц	Вторичное излучение ионосферы при воздействии мощным излучением стандами типа HAARP, сверхдальняя стратегическая связь
Очень низкие частоты (ОНЧ)	$10^2 \dots 10$ км	3,0...30,0 кГц	Радионавигация, сверхдальняя стратегическая радиосвязь

Генерация электромагнитных волн в диапазоне 1 Гц...30 кГц является результатом естественных или техногенных воздействий на среду.

Генерация волн Шумана происходит в сферическом резонаторе Земля-ионосфера с накачкой электромагнитной энергией молниевых разрядов. Среднее значение первой гармоники частоты волн Шумана составляет примерно 7,83 Гц. Высшие гармоники соответственно вторая 14,1 Гц, третья 20,3 Гц, четвертая 26,4 Гц и пятая 32,4 Гц [14]. Спектральная плотность колебаний 0,1 мВ/м. Разведка и определение вариаций изменения параметров волн Шумана являются предметом исследований геофизических процессов в ионосфере.

Воздействие мощным электромагнитным излучением на ионосферу при определенных пороговых уровнях удельной плотности мощности воздействия примерно $6 \cdot 10^{-7}$ Вт/см² позволяют управлять вторичным излучением ионосферы на частотах модуляции излучения стелла. Этот эффект открыт в процессе проведения исследований на стелле СУРА (эффект Гетманцева). Мощность вторичного излучения ионосферы в этих условиях может составлять несколько киловатт в диапазоне частот от единиц до десятков килогерц. И эти излучения могут применяться в военных целях. В частности, для организации стратегической связи, в том числе с погруженными подводными лодками. Кроме того, формирование ионосферных линз (зеркал) позволяет переизлучать сигналы декаметрового диапазона в волноводный канал между ионосферными слоями F_1 и F_2 . За счет этого эффекта удается обеспечивать связь на тысячи километров с небольшим затуханием сигнала. При этом за счет ракурсного рассеивания возможна радиолокация земной поверхности.

Из имеющихся в мире шести нагревных стеллов наиболее мощным и многофункциональным является стелл НААРП (США, Аляска), переданный с 2014 года в ведение DARPA для использования в военных целях [14].

Представленные в табл. 1.1 и 1.2 обобщенные оценки формирования и использования информационных каналов по диапазонам рабочих частот определяют ранжирование каналов по степени угроз безопасности и приоритетов по подавлению этих каналов средствами РЭБ.

1.3. Оценки характеристик информационных каналов

Одной из наиболее важных характеристик сигналов источников радиоизлучения (ИРИ) информационных каналов является мощность излучения передающих систем. Передающая система объединяет передатчик и передающую антенну. Мощность излучения характеризуется энергетическим потенциалом:

$$P_{\text{из}} = P_{\text{прд}} G_{\text{ап}}, \quad (1.1)$$

где $P_{\text{прд}}$ – мощность передатчика на входе антенны;

$G_{\text{ап}}$ – коэффициент усиления передающей антенны в направлении на приемное устройство потребителя сигналов ИРИ (абонента).

Мощности передатчиков в зависимости от назначения ИРИ, диапазона рабочих частот информационных каналов может составлять от долей ватта, до мегаватт и более. Коэффициенты усиления антенн по направлению главного лепестка излучения также зависят от диапазона рабочих частот, типа и размеров антенн и могут составлять от 1,5 до 60 дБ и даже больше.

Важный показатель эффективности информационных каналов – дальность или зона действия. Дальность действия информационных каналов ИРИ систем связи и передачи данных при работе в свободном пространстве определяется как

$$D_{\text{max}} = \sqrt{\frac{P_{\text{из}} \eta \gamma}{4\pi P_{\text{пм}}}} = \sqrt{\frac{P_{\text{из}} A_{\text{пм}} \eta \gamma}{4\pi P_{\text{рпм}}}} = \sqrt{\frac{P_{\text{пду}} G_{\text{ап}} G_{\text{пм}} \lambda^2 \eta \gamma}{(4\pi)^2 P_{\text{рпм}}}}, \quad (1.2)$$

где $P_{\text{из}} = P_{\text{пду}} G_{\text{пду}}$ – энергетический потенциал передающего устройства ИРИ – как произведение мощности передатчика на коэффициент усиления передающей антенны;

$P_{\text{прм}}$ – эквивалентная чувствительность приемного устройства сигналов ИРИ, т. е. пороговый уровень сигнала, при котором обеспечивается требуемая точность передачи и выделения сообщений;

$A_{\text{пм}}$ – эффективная площадь приемной антенны;

$G_{\text{пм}}$ – коэффициент усиления приемной антенны в направлении на ИРИ;

$P_{\text{рпм}}$ – реальная чувствительность приемного устройства, обеспечивающая при заданной вероятности обнаружение сигналов ИРИ, определяемой уровнем отношения сигнал/шум на входе обнаружителя;

γ – коэффициент совпадения поляризаций сигнала ИРИ и антенн приемного устройства;

λ – длина волны излучаемого сигнала.

$$A_{\text{пм}} = \frac{G_{\text{пм}} \lambda^2}{4\pi}, \quad (1.3)$$

$$G_{\text{пм}} = \frac{k_a}{\Delta\varepsilon\Delta\beta}, \quad (1.4)$$

где коэффициент $k_a = (2 \dots 4,1) \cdot 10^4$ зависит от типа антенн (теоретическое максимальное значение коэффициента $k_a = 3602/\pi$);

$\Delta\beta$, $\Delta\varepsilon$ – значение ширины главного лепестка диаграммы направленности антенны приемного устройства по уровню половинной мощности в азимутальной и угломестной плоскостях соответственно.

Также как и дальность действия, существенно важными показателями эффективности ИРИ служат показатели скрытности от средств разведки противника, помехоустойчивости и помехозащищенности, электромагнитной совместимости, которые определяются дальностью действия и минимизацией вероятности несанкционированного доступа к каналу противником, а также исключением взаимных помех каналов друг на друга и высокой помехоустойчивостью в условиях преднамеренных помех противника.

Выражение (1.2) для дальности действия информационного канала справедливо в условиях распространения радиоволн в свободном пространстве. Практически имеет место затухание (потери) энергии радиоволны на трассе распространения в тропосфере и ионосфере. Поэтому реальная дальность действия относительно максимального значения определяется, как

$$D = D_{\text{max}} 10^{-0,1rD_{\text{max}}}, \quad (1.5)$$

где r – удельное (погонное) затухание волн в атмосфере дБ/км.

На рис. 1.3 представлена зависимость погонного затухания волн в атмосфере (кислороде и водяных парах) от диапазона несущей частоты сигнала ИРИ.

Величина ослабления в значительной степени зависит от метеорологических факторов, характеризующих состояние атмосферы (дождь, снег, пыль, туман). На рис. 1.4 представлены графики зависимости погонного ослабления от интенсивности осадков, поэтому при оценках реальной дальности действия ИРИ необходимо учитывать ослабление волн, значение которого растет с увеличением частоты сигнала ИРИ.

Задачи минимизации вероятности несанкционированного доступа средств разведки к информационным каналам ИРИ, исключения взаимных помех каналов друг на друга и высокой устойчивости против преднамеренных помех противника решаются технологиями узконаправленного излучения, частотным и временным разделением информационных каналов и помехоустойчивостью сигналов сообщений.

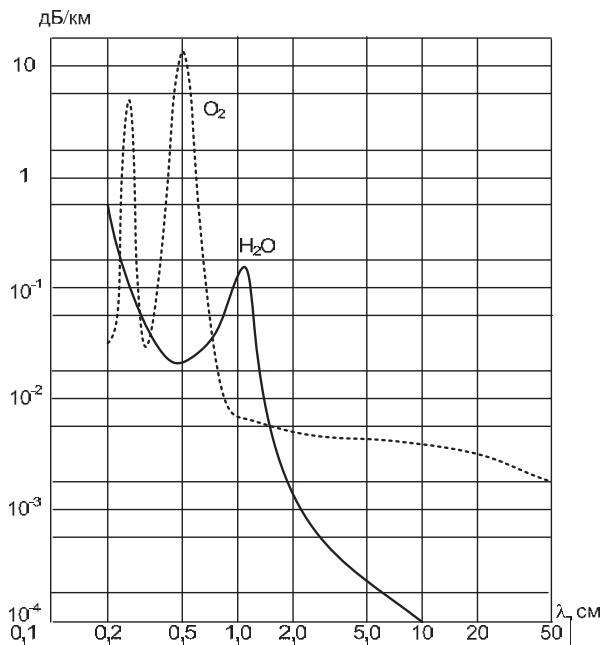


Рис. 1.3. Погонное ослабление в кислороде и водяных парах на разных длинах волн

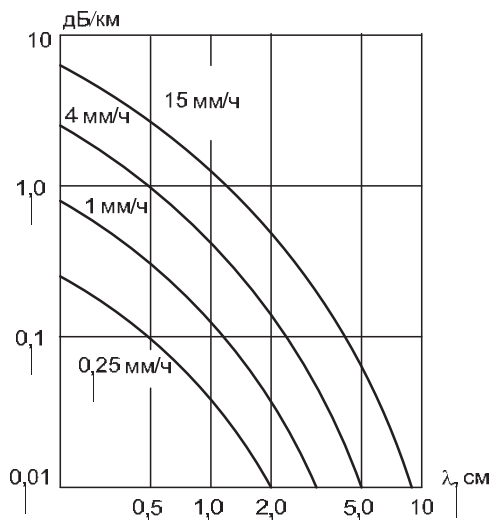


Рис. 1.4. Погонное ослабление от интенсивности осадков для разных длин волн сигналов ИРИ

Для средств пассивной радио- и радиотехнической разведки (РПТР) дальность обнаружения сигналов разведываемых ИРИ также определяется формулой (1.2). При этом средства разведки должны с высокой вероятностью обеспечивать обнаружение, определение координат, идентификация, анализ параметров и информационного содержания сигналов ИРИ.

Уровень мощности определяется коэффициентами усиления в боковых лепестках передающих антенн ИРИ.

При создании образцов ИРИ разрабатываются и принимаются технические решения, способствующие максимальному снижению уровней бокового излучения.

Теоретически для антенн с прямоугольным раскрытием $l_\beta \times l_\varepsilon$ относительный уровень боковых лепестков определяется диаграммой направленности

$$F(\beta, \xi) = \frac{\sin\left(\frac{\pi l_\beta}{\lambda} \sin \beta\right)}{\frac{\pi l_\beta}{\lambda} \sin \beta} \frac{\sin\left(\frac{\pi l_\varepsilon}{\lambda} \sin \xi\right)}{\frac{\pi l_\varepsilon}{\lambda} \sin \xi}, \quad (1.6)$$

где l_β и l_ε – значение ширины раскрывов антенны ИРИ в азимутальной плоскости и по углу места;
 λ – длина волны сигнала ИРИ.

На рис. 1.5 представлены средние типовые зависимости уровней боковых лепестков ДНА от уровня излучения в направлении главного лепестка, имеющего ширину диаграммы направленности 1...2 градуса в азимутальной плоскости. Зависимости характерны для авиационных РЛС типа, систем управления оружием, многофункциональных РЛС, РЛС бокового обзора и РЛС дальнего радиолокационного обзора (ДРЛО).

Как видно, значения уровней боковых лепестков определяются конструктивными особенностями антенн, условиями размещения РЛС на носителях, а также назначением и тактикой их применения.

Уровни боковых лепестков ДНА различных РЭС наземного, морского, воздушного и космического базирования составляют порядка 30 дБ в секторе $\pm 60^\circ$ от направления главного лепестка и (40...50) дБ в остальных углах излучения. При этом относительные уровни боковых лепестков ДНА близки для логопериодических и зеркальных антенн, а также активных фазированных антенных решеток (АФАР).

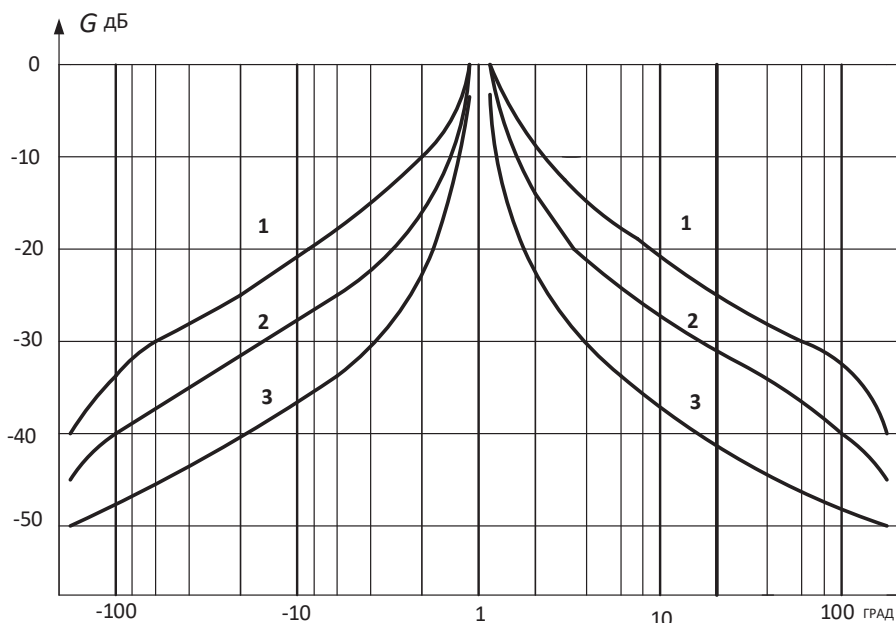


Рис. 1.5. Средние типовые значения уровней боковых лепестков ДНА РЛС авиационного базирования:
 1 – РЛС управления оружием, 2 – РЛС бокового обзора, 3 – РЛС ДРЛО

Для решения задач разведки и подавления информационных каналов характеристик ИРИ должны, как отмечалось выше, определяться из условий тактики применения и размещения на носителях средств РЭБ наземного, морского, воздушного и космического базирования, что определяет технические характеристики и состав аппаратуры конкретных станций, комплексов и систем РЭБ.

Тактика применения и задачи защиты объектов РЭС средствами РЭБ определили создание нескольких типов средств, включающих станции, комплексы и системы индивидуальной, групповой, зональной и пространственно-распределенных станций помех.

Независимо от типов средств РЭБ представленные ниже соотношения, определяющие основные характеристики РЭБ.

Уровень сигналов информационных каналов ИРИ на входе антенн приемных устройств средств РЭБ будет составлять:

$$P_{\text{вх}} = \frac{P_0 G_{0i}}{4\pi D_0^2}, \quad (1.7)$$

где P_0 – мощность передатчиков сигналов ИРИ,
 G_{0i} – коэффициент усиления передающей антенны ИРИ в направлении приемных устройств средств РЭБ,
 D_0 – дальность между ИРИ и приемными устройствами средств РЭБ.

Максимальная дальность (дальность прямой радиовидимости) обнаружения сигналов ИРИ в километрах определяется:

$$D_{0\text{max}} \approx (3,8 \div 4,2) (\sqrt{h_0} + \sqrt{h_{\text{прм}}}), \quad (1.8)$$

где h_0 – высота передающей антенны ИРИ в метрах,
 $h_{\text{прм}}$ – высота приемной антенны средств РЭБ в метрах.

В условиях размещения обнаружителя сигналов ИРИ на космических аппаратах (спутниках) при размещении ИРИ на поверхности земли максимальная дальность прямой видимости определяется:

$$D_{0\text{max}} = \sqrt{h_{\text{ка}}(2R + h_{\text{ка}})}, \quad (1.9)$$

где $h_{\text{ка}}$ – высота траектории полета космического аппарата-носителя приемного устройства средства разведки: $R \approx 6377$ км – радиус Земли.

Обнаружение сигналов ИРИ определяется уровнем мощности на входе обнаружителя приемных устройств средств РЭБ

$$P_{\text{р}} = \frac{P_0 G_{0i} A_{\text{эф}} \gamma}{4\pi D_0^2} = \frac{P_0 G_{0i} G_{\text{сп}} \lambda^2 \gamma}{(4\pi)^2 D_0^2}. \quad (1.10)$$

Эквивалентная чувствительность приемного устройства определяется реальной чувствительностью $P_{\text{р}}$ и коэффициентом усиления антенны $G_{\text{сп}}$ как:

$$P_{\text{эк}} = \frac{P_{\text{р}}}{G_{\text{сп}}}. \quad (1.11)$$

Значение реальной чувствительности определяется уровнем предельной чувствительности $P_{\text{пр}}$ и коэффициентом отношения сигнал/шум q_0 на входе обнаружителя приемного устройства

$$P_{\text{р}} = q_0 P_{\text{пр}}. \quad (1.12)$$

Предельная чувствительность зависит от мощности шума на входе приемной аппаратуры и определяется, прежде всего мощностью шума антенны и первого каскада приемника

$$P_{\text{пр}} = k q_i T \Delta F, \quad (1.13)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/гр·Гц – постоянная Больцмана;
 q_i – значение коэффициента шума антенны или первого каскада приемного устройства;
 T – рабочая температура приемного устройства в градусах Кельвина;
 ΔF – эквивалентная полоса пропускания обнаружителя, которая определяется полосой пропускания входного усилителя и обнаружителя:

$$\Delta F = \sqrt{\Delta F_{\text{вх}} \Delta F_{\text{обн}}}. \quad (1.14)$$

Подавление информационных каналов ИРИ обеспечивается станциями, (комплексам, системами) помех. Эффективность подавления станцией помех РЛС определяется энергетическим потенциалом станции помех, который равен:

$$P_{\text{п}} G_{\text{п}} = \frac{P_0 G_0^2 D_{\text{п}}^2 \Delta F_{\text{п}} \sigma Q}{4\pi G_{0i} D_0^4 \Delta F_0 \gamma} 10^{-0,2KD_0}, \quad (1.15)$$

где $P_{\text{п}}$ – выходная мощность передающих устройств станций помех;
 $G_{\text{п}}$ – коэффициент усиления антенны передающих устройств станций помех;
 P_0 – мощность передающего устройства ИРИ (РЛС);
 G_0 – коэффициент усиления главного лепестка антенны РЛС;
 $D_{\text{п}}$ – расстояние станция помех – подавляемая РЛС;
 $\Delta F_{\text{п}}$ – ширина спектра сигнала помехи;
 σ – эффективная поверхность рассеивания (ЭПР) защищаемых объектов;
 Q – коэффициент подавления РЛС как отношение значений мощности помехи к мощности сигнала на входе приемных устройств подавляемой РЛС;
 G_{0i} – уровень боковых лепестков РЛС, по которым обеспечивается подавление;
 D_0 – расстояние РЛС – объект разведки;
 ΔF_0 – полоса пропускания приемных устройств РЛС;
 γ – коэффициент несовпадения поляризаций антенн РЛС и станции помех;
 K – удельное затухание электромагнитных волн в среде распространения на трассе протяженностью 1 км.

При подавлении приемного устройства информационных каналов ИРИ, являющиеся каналами связи, энергетический потенциал станции помех

$$(P_{\text{п}} G_{\text{п}})_{\text{св}} = \frac{P_0 G_0 G_{\text{пр}} D_{\text{п}}^2 \Delta F_{\text{п}} Q}{G_{0i} D_0^2 \Delta F_0 \gamma} 10^{-0,1KD_0} \quad (1.16)$$

где $P_{\text{п}}$ – выходная мощность передающих устройств станций помех;
 $G_{\text{п}}$ – коэффициент усиления антенны передающих устройств станций помех;
 P_0 – мощность передающего устройства канала связи;
 G_0 – коэффициент усиления главного лепестка антенны передающего устройства канала связи;
 $G_{\text{пр}}$ – коэффициент усиления антенны приемника потребителя информационного канала ИРИ;
 $D_{\text{п}}$ – расстояние станция помех – подавляемые ИРИ;
 $\Delta F_{\text{п}}$ – ширина спектра сигнала помехи;
 Q – коэффициент подавления ИРИ – отношение значений мощности помехи к мощности сигнала на входе подавляемых приемных устройств потребителей сигналов ИРИ;

G_{0i} – уровень боковых лепестков антенн приемных устройств потребителей сигналов ИРИ, по которым обеспечивается подавление канала связи;
 D_0 – расстояние канала связи ИРИ – потребитель сигналов;
 ΔF_0 – полоса пропускания приемных устройств ИРИ;
 γ – коэффициент не совпадения поляризаций антенн ИРИ и станции помех;
 K – удельное затухание электромагнитных волн в среде распространения (в атмосфере) на одном километре трассы.

Коэффициент усиления антенны приемного устройства определяется эффективной поверхностью антенны $A_{эф}$ и длиной волны λ сигнала источника радиоизлучения, связан с шириной диаграммы направленности главного лепестка по уровню половинной мощности по азимуту $\Delta\beta$ и углу места $\Delta\epsilon$ (угловые градусы):

$$G_{св} = \frac{4\pi A_{эф}}{\lambda^2} = \frac{K_a}{\Delta\beta\Delta\xi}, \quad (1.17)$$

где K_a – коэффициент, равный $(2...3,6) \cdot 10^4$ в зависимости от вида антенн (теоретическое, максимальное значение этого коэффициента равно $3602/\pi \approx 4,1253 \cdot 10^4$), практически для зеркальных и рупорных антенн реальное значение коэффициента $K_a = (2 \dots 3) \cdot 10^4$.

Для многолучевых антенных систем или фазированных антенных решеток с возможностью сканирования в пределах угла $\Delta\beta$ по азимуту и $\Delta\xi$ по углу места эффективная площадь антенны определяется как:

$$A_{\theta\epsilon\phi} = A_{эф} \cos\theta_\beta \cos\theta_\epsilon = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \cos\theta_\beta \cos\theta_\epsilon. \quad (1.18)$$

Для фазированных антенных решеток при m парциальных диаграммах направленности антенн, имеющих коэффициент усиления G_i , значение коэффициента усиления главного лепестка ФАР определяется как:

$$G_\phi = mG_i. \quad (1.19)$$

Энергетический потенциал активной фазированной антенной решетки в условиях n парциальных антенн с коэффициентом усиления G_i и m передатчиков, каждый из которых имеет выходную мощность P_j , равен:

$$(PG)_\phi = mnG_iP_j \quad (1.20)$$

или, при равенстве числа антенн и передатчиков, соответственно:

$$(PG)_\phi = m^2G_iP_j. \quad (1.21)$$

При необходимости электронного сканирования в пределах угла θ необходимым условием исключения формирования дифракционных лепестков АФАР является обеспечение шага решетки с размерами между центрами парциальных антенн

$$d_\phi \leq \frac{\lambda_{\min}}{1 + \sin\theta_{\max}}, \quad (1.22)$$

где $\lambda_{\min}$ – минимальная длина волны излучения АФАР;
 $\theta_{\max}$ – максимальный угол отклонения от нормали главного лепестка АФАР.

При этом зависимость энергетического потенциал от угла сканирования для обеспечения необходимой эффективности подавления от угла сканирования определяется как

$$(PG)_\theta = \frac{(PG)_\phi}{\cos \theta_\beta \cos \theta_\xi}. \quad (1.23)$$

Коэффициент совпадения поляризаций сигналов ИРИ и антенн станций помех по мощности определяет уровень возможного снижения вероятности обнаружения сигналов ИРИ и эффективности подавления информационных каналов и составляет:

$$\gamma = \cos^2 \gamma_n, \quad (1.24)$$

где γ_n – угол различия поляризаций между сигналами ИРИ и антеннами станций помех.

На рис. 1.6 представлено изменение нормированных значений уровней сигналов ИРИ и мощности подавления информационных каналов сигналами помех от угла поляризации в условиях радиоконтакта ИРИ и станции помех главными лепестками антенн.

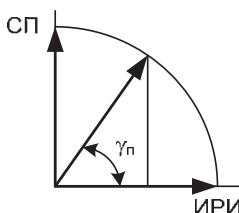


Рис. 1.6. Различие между поляризациями сигналов ИРИ и помехи

При индивидуальной защите объектов активными помехами, когда невозможно определить поляризацию сигналов ИРИ, практически устанавливается наклонная поляризация антенн станций помех. Такая установка обеспечивает при любых поляризациях сигналов ИРИ коэффициент поляризации равный $\gamma \approx 0,5$.

При обеспечении приема и подавления информационных каналов ИРИ по боковым и дальним лепесткам антенн ИРИ сигналами помех значения коэффициентов совпадения поляризаций для всех поляризаций составляет $\gamma \approx 1$. Уменьшение эффективности станций помех вследствие несовпадения поляризаций минимальны, что исключает необходимость определения поляризаций сигналов ИРИ и настройку совпадения поляризаций приемных и передающих антенн станций помех.

Коэффициент подавления Q сигналов ИРИ определяет требуемой эффективностью подавления информационных каналов противника и предусматривает необходимость увеличения энергетического потенциала станций помех в Q раз.

В условиях обеспечения зонального прикрытия гражданских объектов и объектов ВВСТ в большинстве случаев в качестве сигналов помех применяются прямошумовые прицельные по частоте или заградительные по спектру помехи. Такие помехи наиболее универсальны для подавления любых типов сигналов ИРИ. При этом коэффициент подавления определяется:

- для подавления импульсных некогерентных сигналов РЛС $Q \geq 2$;
- для подавления импульсных когерентных сигналов РЛС, работающих с накоплением сигналов по пачкам из N импульсов, $Q \geq \sqrt{N}$;
- для сложных сигналов РЛС с частотной внутриимпульсной модуляцией и коэффициентом сжатия $K_{сж}$ соответственно $Q \geq K_{сж}$;
- для сложных сигналов РЛС с фазокодовой манипуляцией при N_d дискретных в зондирующих сигналах соответственно $Q \geq N_d$.

Аналогичные значения коэффициентов подавления имеют место при формировании помех для подавления систем связи.

Для обеспечения индивидуальной защиты малоразмерных наземных объектов, самолетов и кораблей и формирования имитирующих однократных и многократных помех коэффициент подавления в большинстве составляет $Q \leq 3$.

Из (1.15), (1.16) видно, что отношение значений спектров сигналов помех и сигналов ИРИ также определяют энергетические потенциалы станций помех и, в этой части, при формировании прицельных по частоте помех, должно быть обеспечено равенство спектров помех и спектров сигналов информационных каналов ИРИ $\Delta F_n \approx \Delta F_0$.

В [20] приведены оценки эффективности средств РЭБ в условиях подавления РЛС, как отношения телесного угла по азимуту и углу места $(\beta_\varepsilon)_n$, прикрываемых помехой целей, к общему телесному углу работы РЛС в зоне обзора $(\beta_\varepsilon)_p$:

$$\mathcal{E}_n = \frac{(\beta_\varepsilon)_n}{(\beta_\varepsilon)_p} \rightarrow 1. \quad (1.25)$$

Эффективность подавления определяется назначением станции помех, обеспечивающей в условиях индивидуальной защиты объектов подавления – авиации, как правило, только по главному лепестку приемных антенн РЛС и по боковым лепесткам при групповой защите авиации.

Оценку (1.25) в равной степени можно применить и для определения эффективности станций помех, создаваемых для подавления систем связи. Телесный угол подавления канала связи $(\beta_\varepsilon)_n$ определяется пределами возможного изменения углового положения станции помех относительно приемного устройства подавляемого канала.

Очевидно, что значение $(\beta_\varepsilon)_n$ определяется вероятностью правильного обнаружения сигналов информационных каналов и зависит от отношения сигнал/шум на входах обнаружителей приемных устройств.

Для средств РЭБ принято считать достаточным уровень эффективности подавления в телесном угле работы РЭС значение $\mathcal{E}_n \geq 0,85$. Такая эффективность однозначно определяется энергетическим потенциалом станций помех выражения (1.15) и (1.16). При этом, как показывают теоретические исследования, полевые и летные испытания различных типов станций помех наземного, морского и воздушного базирования для обеспечения высокой эффективности – вероятности подавления информационных каналов ИРИ $\mathcal{E}_n \geq 0,85$, при зональной защите необходимо обеспечить подавление по уровню не хуже – 30 дБ по боковым лепесткам антенн приемных устройств подавляемых РЭС в условиях реализации требуемых значений ширины спектров и типов сигналов помех, а также коэффициентов подавления обнаружителей и совпадения поляризации.

Эффективность средств противодействия определяется не только энергетическими характеристиками, но и соотношениями временных циклограмм работы информационных каналов ИРИ и станций помех средств РЭБ. При этом эффективность во времени помех характеризуется коэффициентом скважности q_T :

$$q_T = \frac{T_n}{T_n + T_0}, \quad (1.26)$$

где T_n – время излучения сигналов помех;
 T_0 – длительность пауз при излучении сигналов помех.

Максимальный коэффициент скважности соответствует непрерывному излучению помех, когда время пауз равно нулю. Однако практическая реализация станций помех в большинстве случаев исключают использования непрерывных помех при одновременном приеме сигналов ИРИ. Это определяется следующими особенностями. Во-первых, невозможно реализовать требуемые значения развязки между приемными и передающими устройствами. Минимальное значение расстройки определяется как отношение излучаемой мощности передатчика к реальной чувствительности приемника $\nu = P_n/P_p$. Так,

например, при мощности передатчика станции помех $P_n=1000$ Вт и реальной чувствительности 10...9 Вт значение развязки должно быть не менее 120 дБ. При наземном и морском базировании за счет влияния земли, водной поверхности значение развязки составляет менее 70 дБ. Во-вторых, при авиационном и возможно космическом базировании средств РЭБ и при оптимальном размещении аппаратуры возможно реализовать развязку порядка 95...100 дБ. На развязку в этом случае существенно влияют особенности конструкции корпуса носителя станции помех и размещение антенн на носителе. В-третьих, при морском и авиационном (возможно космическом) базировании на циклограммы излучения сигналов помех влияют другие РЭС, размещаемые на носителе. На эти системы могут воздействовать излучения станции помех. Режим работы станции помех обеспечивается центральной системой управления РЭС носителя и скважность сигналов помех определяется приоритетами условий работы РЭС на носителе.

Таким образом, в станциях помех в реальных условиях невозможно обеспечить требуемые значения развязок между приемными и передающими устройствами, что приводит к необходимости вводить режимы раздельной работы на прием сигналов ИРИ и излучение помех. При этом для обеспечения максимального значения скважности сигналов помех в станциях помех определяются периоды T_c сигналов ИРИ и в ожидаемое время приема этих сигналов формируется строб τ_{ct} прекращения излучения сигналов помех на время до момента обнаружения и определения характеристик сигналов ИРИ.

Очевидно, в этих условиях скважность сигналов помех будет равна:

$$q_{ct} = \frac{T_c - \tau_{ct}}{T_c}. \quad (1.27)$$

Следует отметить, что скважность является обобщенным показателем суммарной потребляемой мощности станций помех от первичной сети электропитания

$$P_\Sigma = P_0 + q_T P_{\text{прд}}, \quad (1.28)$$

где P_0 – потребляемая мощность аппаратуры станции без передающего устройства;
 $P_{\text{прд}}$ – потребляемая мощность передающего устройства при излучении сигналов помех;
 q_T – скважность сигналов помех.

1.4. Типы средств РЭБ ранжированные по целям и задачам применения

Рассмотренные выше основные соотношения, позволяющие определять характеристики средств РЭБ, в значительной степени зависят от тактических задач применения и защиты объектов ВВСТ от возможности их обнаружения системами активной радиоэлектронной разведки, а также поражения управляемым и самонаводящимся, включая высокоточным оружием.

В настоящий момент используются три основных вида тактики применения средств РЭБ, обеспечивающих защиту объектов ВВСТ, а именно:

1. Индивидуальная защита (самозащита) определяется размещением на объекте ВВСТ средств РЭБ, которые обеспечивают защиту в основном только данного объекта.
2. Групповая (зональная) защита обеспечивает защиту средствами РЭБ группы или некоторой зоны с размещенными на ней объектами ВВСТ. При этом объекты ВВСТ не зависят от средств РЭБ. Для решения задач зональной защиты используются мощные станции помех.

3. Пространственно-распределенные системы РЭБ также обеспечивают зональную защиту объектов ВВСТ путем использования определенного количества маломощных средств РЭБ. Следует отметить, что при определенных условиях средства индивидуальной защиты также могут формировать взаимную пространственно-распределенную систему защиты объектов ВВСТ.

1.4.1. Средства РЭБ индивидуальной защиты

Объектами самозащиты средств РЭБ могут быть ударные вертолеты, самолеты тактической, дальней и стратегической авиации, корабли ВМФ, особоважные малоразмерные наземные объекты, а также стратегические крылатые и баллистические ракеты. В перспективе носителями средств РЭБ самозащиты могут встать космические аппараты военного и двойного назначения [20].

Особенностью решения задач самозащиты являются определение периодов времени облучения защищаемого объекта главным лепестком диаграммы направленности РЛС. В этих условиях станции помех должны обеспечивать формирования помех по главному лепестку диаграммы направленности подавляемой РЛС. При этом имеет место совмещение и равенство дальностей РЛС-объект и РЛС-станция помех ($D_0 = D_n$).

Энергетический потенциал станции помех индивидуальной защиты (выражение (1.15) при подавлении РЛС по главному лепестку преобразуется как:

$$(P_n G_n)_{\text{инд}} = \frac{P_0 G_0 \Delta F_n \sigma Q}{4\pi D_0^2 \Delta F_0 \gamma} 10^{-0,2KD_0}. \quad (1.29)$$

Время радиоконтакта (время формирования сигналов помех) станции помех и подавляемой РЛС составляет:

$$t_{\text{рк}} = \frac{\Delta\beta}{\Omega}, \quad (1.30)$$

где $\Delta\beta$ – ширина диаграммы направленности антенн РЛС в плоскости сканирования по азимуту;

Ω – угловая скорость сканирования в азимутальной плоскости антенны РЛС.

При индивидуальной защите однозначно обеспечивается подавление РЛС по дальности в пределах главного лепестка антенны РЛС на время радиоконтакта станции помех и РЛС (рис. 1.7).

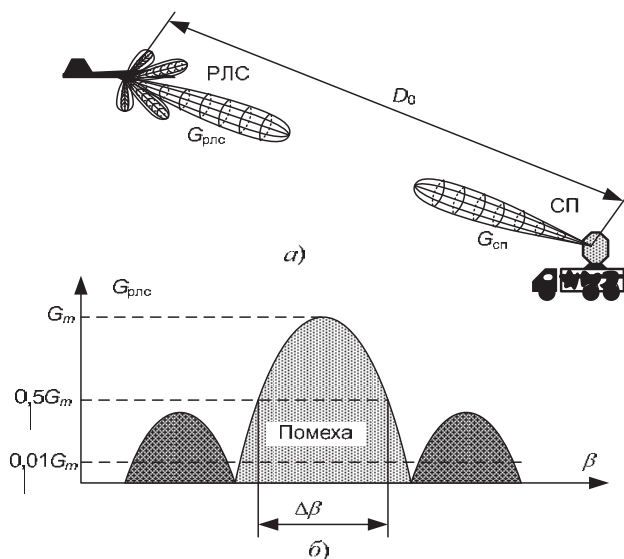


Рис. 1.7. Самозащита объектов от РЛС:

а – схема взаимного размещения РЛС и объекта,

б – помехи по главному лепестку диаграммы направленности антенны РЛС

На рис. 1.7 показано взаимное размещение РЛС и объекта в условиях самозащиты от обнаружения его РЛС (а) и вид помехи по главному лепестку диаграммы направленности антенны РЛС (б) в секторе $\Delta\beta$ диаграммы направленности РЛС по уровню половинной мощности излучения.

Для возможности реализовать энергетический потенциал станции помех, обеспечивающий подавление ИРИ по уровням первых (ближних) боковых лепестков, возможно подавление как по дальности, так и по угловым координатам в определенном секторе. Это особенно важно, в условиях защиты от наведения оружия огневого и самонаводящегося оружия. На рис. 1.7 б условно показана возможность подавления ИРИ по ближним боковым лепесткам по уровню минус 20 дБ.

1.4.2. Средства РЭБ зональной защиты

Защита гражданских объектов и объектов ВВСТ, пространственно-разнесенных в некоторой зоне на местности, от обнаружения и огневого поражения управляемым и самонаводящимся, в том числе высокоточным, обеспечивается зональной защиты средствами РЭБ. В этих условиях средства РЭБ, как правило, размещаются в пространстве независимо от местоположения защищаемых объектов.

Схема формирования РЭБ зональной защиты на примере наземной системы представлена на рис. 1.8, где станция помех прикрывает (защищает) объекты разнесены на некоторой площади. Для защиты требует формирование помех по уровням боковых лепестков антенн подавляемого РЭС (в нашем случае РЛС).

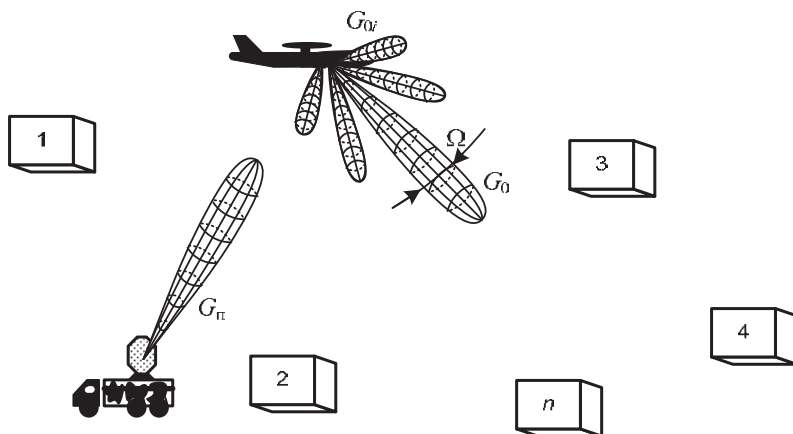


Рис. 1.8. Схема формирования станцией помех зонального прикрытия объектов

Для средств РЭБ морского и воздушного базирования применяется групповая и эскортная защита. При этом один носитель средств РЭБ обеспечивает защиту группы самолетов или кораблей, т. е. обеспечивает защиту некоторой зоны.

Специальные самолеты и вертолеты-носители средств РЭБ, так называемые барражировщики, также обеспечивают подавление в основном наземных РЛС ПВО в значительной зоне. Эти средства имеют высокий энергетический потенциал и обеспечивают подавление наземных РЛС по боковым лепесткам ДН их антенн.

Согласно (1.15) максимальное значение энергетического потенциала станций помех в условиях защиты n объектов в основном определяется энергетическим потенциалом излучения РЛС, минимальной дальностью РЛС – объект, уровнем боковых лепестков антенн РЛС, дальностью РЛС – станция помех и отношением спектров сигналов помехи сигналов излучения РЛС и, безусловно, значениями эффективной отражающей поверхности прикрываемых объектов.

Как было рассмотрено выше, при подавлении приемных устройств ИРИ по боковым лепесткам антенн при уровне -30 дБ и менее коэффициент совпадения поляризаций практически равен единице.

Площадь местности при зональной защите определяется дальностью прямой радиовидимости, эквивалентной чувствительностью приемной аппаратуры станций помех, сигнатурами (ЭПР) прикрываемых объектов и, безусловно, энергетическим потенциалом станции помех. При достаточном энергетическом потенциале, определяемом выражением (1.15), наземные станции помех обеспечивают подавление информационных каналов всех типов РЛС воздушно-космического базирования зоны с радиусом $D_n = 200$ и более километров от центра местоположения станции помех. При этом решается задача подавления информационных каналов ИРИ по угловым координатам и по дальности. Обеспечивается возможность противодействия обнаружению, идентификации объектов. Снижается вероятности их поражения управляемым и самонаводящимся оружием.

Аналогично, станции помех воздушного базирования, а именно станции барражирования и групповой защиты обеспечивают зональное подавление РЛС наземного и морского базирования, обеспечивая прикрытие ударной тактической, дальней и стратегической авиации.

Формирование систем РЭБ зональной защиты требует реализации высоких значений технических характеристик станций помех по эквивалентной чувствительности, энергетическому потенциалу, диапазону рабочих частот и, в определенной степени, по пропускной способности. Это в значительной степени значительно усложняет разработку таких станций, применение узконаправленных антенн в станциях помех и последовательного поиска по угловым координатам ИРИ, автосопровождение и подавления их. Для обеспечения эффективного подавления поля сигналов ИРИ при зональной защите объектов необходимо формирование системы (подразделений) станций помех, объединенной системой управления и целераспределения средств РЭБ, сопряженной с единой информационной системой средств типа ПВО.

На рис. 1.9 показана типовая структурная схема системы РЭБ наземного базирования зонального прикрытия наземных гражданских и объектов ВВСТ.

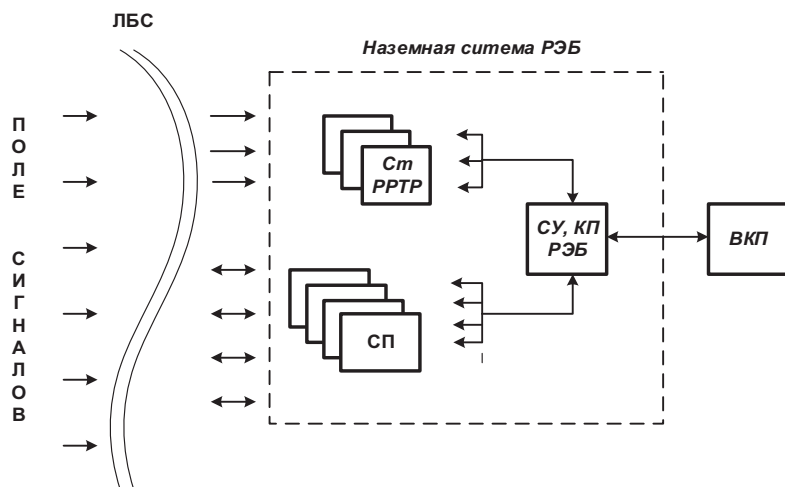


Рис. 1.9. Типовая структурная схема наземной системы РЭБ зонального прикрытия

Для обеспечения прикрытия наземных объектов в заданной зоне от обнаружения их РЛС воздушно-космического базирования, генерирующих поле сигналов информационных каналов, за линией боевого соприкосновения (ЛБС) формируется наземная система РЭБ в составе станций РПТР. Система обеспечивает обнаружение и определение характеристик поля сигналов и идентификации их типов, а также выбор станций помех (СП), обеспечивающих обнаружение и подавление приоритетных (наиболее опасных) РЛС.

Информация об обнаруженных целях передается в систему управления (СУ) – командный пункт (КП) системы, на которой принимается решение по подавлению информационных каналов поля сигналов. По командам КП станции помех подавляют выбранные цели в заданной зоне прикрытия наземных объектов. КП РЭБ имеет прямую и обратную связь с вышестоящим командным пунктом (ВКП), что обеспечивает единство взаимодействия системы РЭБ с другими службами.

Работа систем РЭБ любого базирования обеспечивается практически в реальном масштабе времени.

Представленная структурная схема системы РЭБ может быть выполнена с использованием мощных станций помех, каждая из которых обеспечивает зональное прикрытие объектов, или пространственно-распределенной системой РЭБ. Количественный и качественный состав системы РЭБ зональной защиты определяется размерами зоны защиты и задачами боевого применения средств РЭБ.

1.5. Средства радио- и радиотехнической разведки

Средства радио, радиотехнической разведки (РПТР), как составляющие системы РЭБ, обеспечивают обнаружения, определение местоположения и траектории движения, определение параметров сигналов и идентификацию РЭС в целях на постоянной основе обеспечения контроля сигналов источников радиоизлучения (ИРИ), а также определения опасных целей с последующим их подавления станциями помех.

Выполнение с высокой вероятностью на заданной дальности действия обнаружение, пеленгация, идентификация и анализа сигналов ИРИ определяются организационными и техническими проблемами, обусловленных большим значением рабочего диапазона частот и количеством сигналов ИРИ, неопределенностью характеристик сигналов, времени излучения их и местоположения носителей ИРИ в пространстве.

Это определяет структуру станций и систем РПТР, которые могут состоять из одной станции, обеспечивающий РПТР из одной точки или нескольких однотипных станций, формирующих пространственно разнесенную систему РПТР.

Типовая обобщенная структурная схема станции РЭР представлена на рис 1.10.

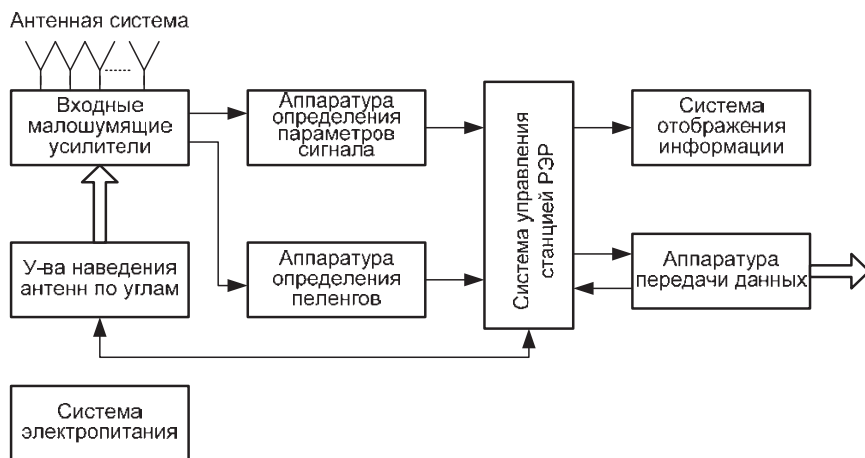


Рис. 1.10. Типовая обобщенная структурная схема станции РЭР

Принцип работы станции (системы) РЭР определяются алгоритмами функционирования аппаратуры и устройств в реальном масштабе времени, при установленных вероятностях ложной тревоги и пропуска сигналов ИРИ.

Однозначность определения и идентификации информационных каналов в реальном масштабе времени определяется селекцией по направлению (местоположение) ИРИ и селекцией информационных характеристик сигналов таких, как несущая частота, ширина спектра, вид модуляции и время излучения сигнала.

В условиях ведения радиоэлектронной разведки относительно стабильным являются координаты местоположения ИРИ. Это обстоятельство может облегчить селекцию целей с последующей их идентификацией.

Используются три типа систем ПРЭР – однокоординатные, определяющие только одну угловую координату (как правило – азимут) двухкоординатные, определяющие азимут и угол места, и трех координатные, определяющие азимут, угол места и дальность до ИРИ.

Техническая реализация этих систем определяет принципы ведения разведки сигналов ИРИ последовательным сканированием или без поиска в заданном секторе пространства определение координат ИРИ.

Однокоординатные станции (системы) РРТР в условиях последовательного сканирования заданного сектора обнаружения имеют узконаправленные в азимутальной плоскости диаграммы направленности антенн. По углу места ДНА определяется шириной требуемого предела разведки в угломестной плоскости. Механическим или электронным методами обеспечивается последовательное сканирование в азимутальной плоскости диаграммы направленности антенн, и при обнаружении сигналов ИРИ азимут β определяется угловым положением главного лепестка диаграммы направленности антенн станции разведки (рис. 1.11, а).

При беспойсковом методе пеленгации формируется многолучевая антенная система, в которой значение координаты азимут сигнала ИРИ определяется фактом обнаружения сигнала конкретным лепестком антенной системы станции разведки (рис. 1.11, б).

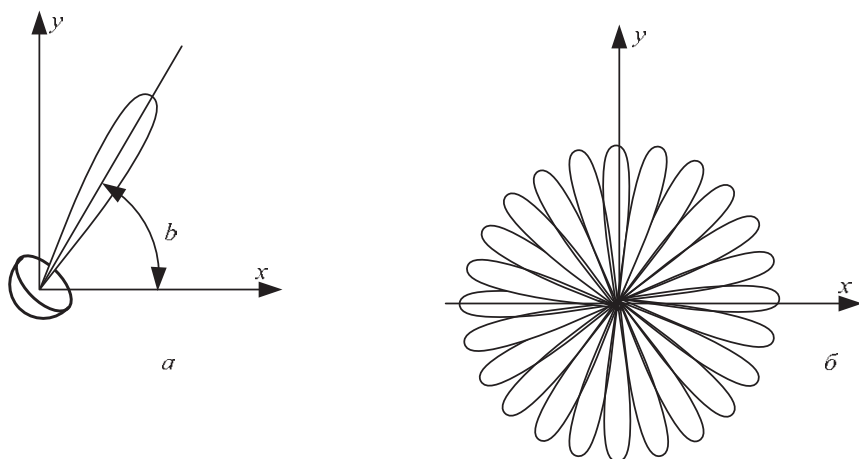


Рис. 1.11. Схема определение азимута сканирующей (а) и многолучевой антенной системы (б) станций ПРЭР

В двухкоординатных станциях (системах) РРТР определяются две угловые координаты ИРИ – азимут β и угол места ε . Как и в однокоординатной станции разведки определение угла места возможно:

- сканированием по спирали узконаправленной диаграммой направленности по азимуту и углу места;
- формированием в угломестной плоскости антенны многолучевой диаграммой направленности со сканированием в азимутальной плоскости, что уменьшает время поиска в число парциальных диаграмм направленности;

- формирование в азимутальной и угломестной плоскостях антенны с многолучевой диаграммой направленности, что приводит к возможности мгновенного определения угловых координат ИРИ;

На рис. 1.12 представлена схема антенной системы со сканированием в азимутальной плоскости и многолучевой по углу места.

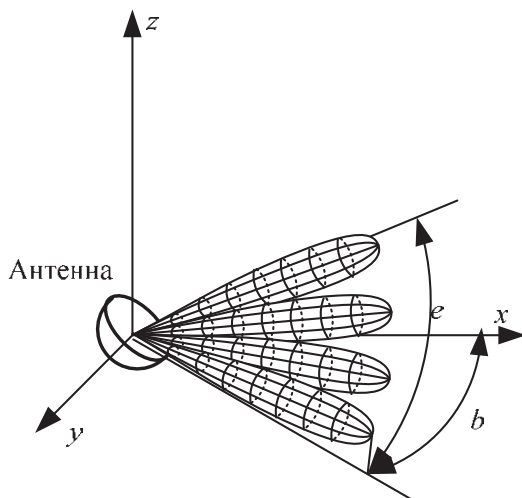


Рис. 1.12. Схема антенной системы двух координатной станции разведки со сканированием в азимутальной плоскости β и многолучевой по углу места ε

В трехкоординатных станциях (системах) ПРЭР определение угловых координат ИРИ обеспечивается или применением рассмотренных выше двухкоординатных ПРЭР или методов пространственно распределенных систем.

Определение координаты дальность до ИРИ пассивной радиоэлектронной разведки возможно в условиях формирования пространственно распределенной системы в составе нескольких разнесенных на некоторую базу станций РРТР.

Исключение составляет так называемые "одноточечные" методы определения дальности до ИРИ в КВ диапазоне длин волн в условиях приема, отраженных от ионизированных слоев ионосферы, зная высоту этих слоев над поверхностью земли можно определить угловые координаты ИРИ.

В настоящее время используются триангуляционные, разностно-дальномерные, фазовые и корреляционные пространственно распределенные системы, обеспечивающие обнаружение и определение координат местоположения ИРИ.

При триангуляционном методе определение координаты дальность обеспечивается в условиях полученных значений угловых координат относительно расстояний между станциями РРТР.

При разностно-дальномерном методе определение координат ИРИ обеспечивается в условиях измерения времени прихода сигналов на станции РРТР. Этот метод находит применение обнаружение и пеленгации импульсных сигналов РЛС.

Фазовые и корреляционные пространственно-распределенные системы обеспечивают определение угловых координат ИРИ, работая подобно триангуляционной системе.

Необходимо отметить, что указанные методы могут применяться для ПРЭР наземного, морского, воздушного и космического базирования. Применение конкретных методов и технологий создания аппаратуры РРТР определяется носителем и тактикой его применения в реальных условиях работы.

1.5.1. Однокоординатные станции РРТР

Определение одной угловой координаты азимута или угла места может быть выполнено поисковыми и беспойсковыми методами в заданном секторе пространства размещения ИРИ.

Определяется механическое или электронное сканирование. Поисковые методы используют в азимутальной плоскости узкой диаграммой направленности антенны станции РРТР и значение пеленга определяется датчиком углового положения антенны при обнаружении сигналов ИРИ (рис. 1.13).

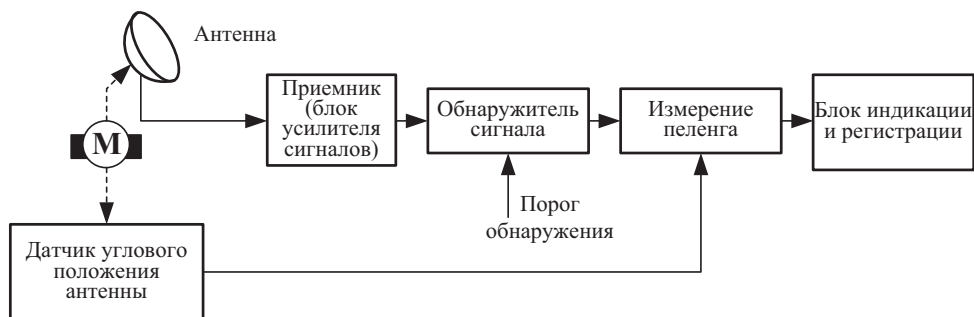


Рис. 1.13. Структурная схема станции РРТР с механическим сканированием

Одним из методов определения координат обнаруженных ИРИ является вычисление их по пачки принятых импульсов сигналов ИРИ. При сканировании в секторе диаграммой направленности уровни мощности сигналов ИРИ модулируются на проходе значением коэффициента усиления антенны.

На примере определения угловой координаты азимут:

$$P_{\beta} = P_{\text{вх}} G(\beta), \quad (1.31)$$

где P_{β} – уровень мощности сигнала на входе блока усилителя сигналов ИРИ;
 $P_{\text{вх}}$ – уровень мощности сигнала на входе антенны;
 $G(\beta)$ – зависимость коэффициента усиления антенны от пеленга.

С достаточной точностью можно считать, что

$$G(\beta) = \frac{G_0 \sin \beta}{\beta}, \quad (1.32)$$

где G_0 – коэффициент усиления в направлении главного лепестка диаграммы направленности антенны.

При такой аппроксимации коэффициента усиления антенны, зависимость мощности принимаемого сигнала от пеленга на проходе будет такой, как на рис. 1.14.

Как показано на рис. 1.14, на выходе обнаружителя сигналов ИРИ в результате сканирования формируется пакет обнаруживаемых сигналов, начало – конец которого определяется шириной диаграммы направленности антенны и уровнем порога обнаружения.

Данный метод позволяет определять угловые координату как импульсных, так и непрерывных сигналов ИПИ.

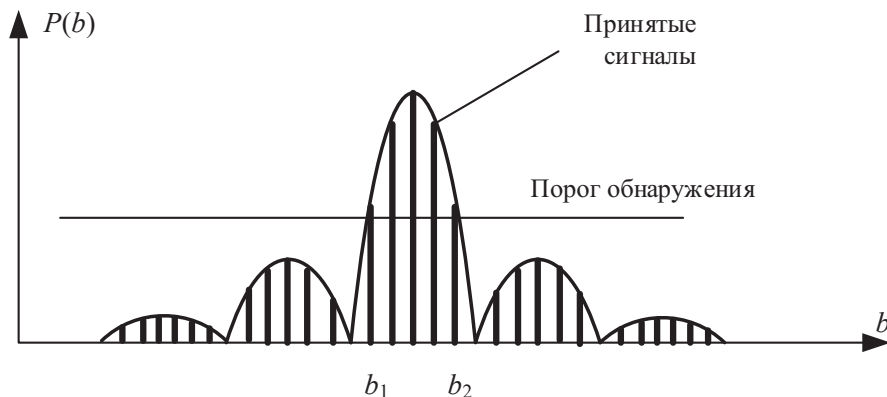


Рис. 1.14. Изменение уровня мощности сигналов ИРИ при методе сканирования углового сектора по азимуту или углу места

Угловая координата ИРИ (в частности – пеленг) станций разведки определяется как

$$\beta_c = \frac{\beta_1 + \beta_2}{2}. \quad (1.33)$$

Среднеквадратичная ошибка (СКО) определения пеленга будет равна

$$\sigma_\beta = \sqrt{\sigma_c^2 + \sigma_0^2}, \quad (1.34)$$

где $\sigma_c = \frac{\beta_\Delta}{6}$ – СКО определение пеленга сигнала ИРИ,
 σ_0 – СКО датчика привода сканирования.

Таким образом, точность определения угловых координат ИРИ определяется шириной главного лепестка диаграммы направленности антенн станций помех. При этом, уменьшение ширины диаграммы направленности антенны решает две задачи – повышения точности пеленгации и коэффициента усиления антенны и, следовательно, эквивалентной чувствительности станции РРТР и дальности разведки сигналов ИРИ.

Развитие технологий фазированных антенных решеток, в том числе пассивных для станций РРТР, позволяют обеспечить электронное положение (сканирование) главного лепестка диаграммы направленности ФАР станции разведки в заданном секторе обнаружения сигналов ИРИ.

Структурная схема станции РРТР с использованием ФАР представлена на рис 1.15. В состав станции входят ФАР с n парциальных облучателей, n каналный приемник с МШУ, диаграмма-образующее устройство (ДОУ), n каналный коммутатор, обнаружитель сигналов ИРИ, блок анализа сигналов ИРИ и определения угловой координаты ИРИ (азимута или угла места) и система управления (СУ) станции, система индикации и регистрации обнаруженных целей.

Значения угловой координаты ИРИ относительно станции РРТР определяется разностью фаз (задержки) сигналов ИРИ, принимаемых облучателями ФАР и зависят от отклонения фронта волны сигнала ИРИ к нормали плоскости апертуры ФАР, рис. 1.16.

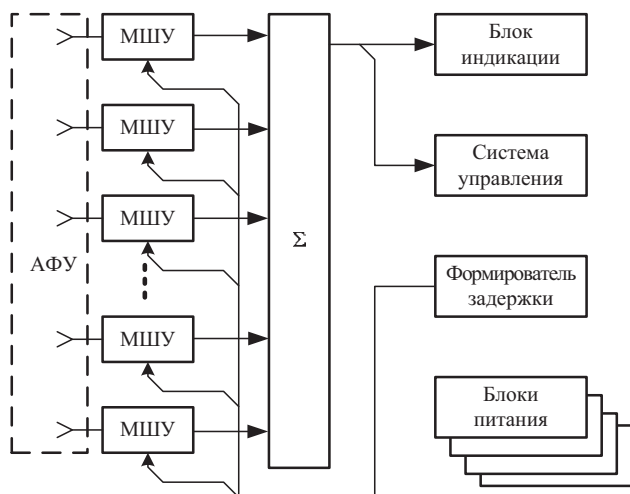
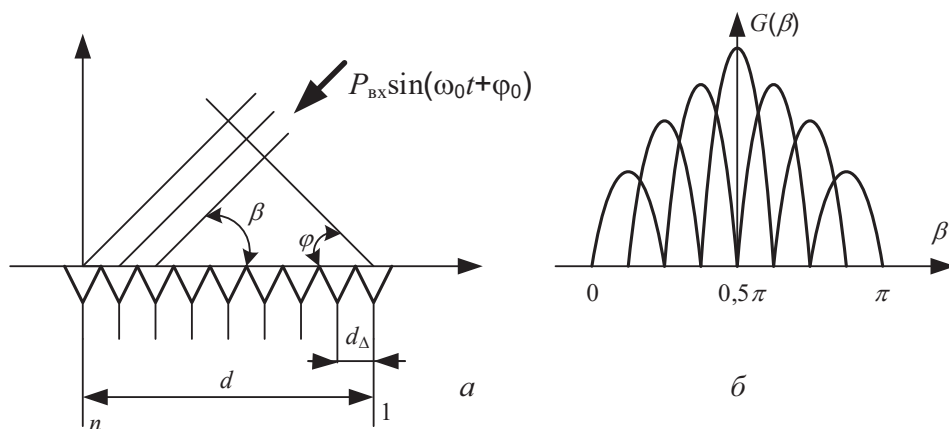


Рис. 1.15. Структурная схема станции ПРЭР с ФАР

Рис. 1.16. Схема размещения антенн ФАР и формирование задержки фаз φ (а) и изменение коэффициента усиления главного лепестка ФАР $G(\beta)$ от угла прихода β сигнала ИРИ (б)

Как показано выше для электронного сканирования в пределах угла $\theta_{\max}$ необходимым условием исключения формирования дифракционных лепестков ФАР является обеспечение согласования шага решетки (расстояния между центрами парциальных антенн) при минимальном значении длины волны сигнала ИРИ:

$$d_{\Delta} \leq \frac{\lambda_{\min}}{1 + \sin \theta_{\max}}. \quad (1.35)$$

При этом значение интегрального коэффициента усиления главного лепестка ФАР от угла сканирования плоскости азимута (угла места) определяется как

$$G_{\theta}(\beta) = \frac{G_{\max}}{\cos \theta \beta}. \quad (1.36)$$

При создании станции ПРЭР с ФАР формируется апертура решетки в составе n антенн (для одноканальных пеленгаторов это как правило плоские в решетки), конструктивно которые имеют размеры d . Антенны размещены друг от друга на расстоянии d_Δ , определяемое (1.35).

Значения уровней электрического (магнитного) поля сигналов на входе приемных антенн, размещенных в точках 1 и n (рис. 1.16), в некоторый произвольный момент t в условиях гармонической несущей излучения будут соответственно определяться:

$$\begin{aligned} U_i &= U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_i); \\ U_1 &= U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \end{aligned} \quad (1.37)$$

где U_i и U_1 – амплитуды электрического (магнитного) поля сигнала ИРИ на входе опорной 1 и i -ой антенн ФАР;

$\omega = 2\pi f$ – круговая частота излучения, f – несущая частота излучения;

φ_0 – начальная фаза сигнала излучения;

φ_i – разность фаз сигналов ИРИ в точках размещения i -ой антенн относительно опорной антенны 1 ФАР.

Значение разности фаз определяется разностью времени t_i прихода сигналов ИРИ на эти антенны и углом приема электромагнитной волны β относительно положения апертуры ФАР:

$$\varphi_i = \omega t_i = \frac{\omega d_i \cos \beta}{c} = \frac{2\pi d_i \cos \beta}{\lambda}, \quad (1.38)$$

где c – скорость распространения электромагнитных волн; λ – длина волны сигнала ЭМИ источника;

$d_i = n_i d_\Delta$ – соответственно равное расстоянию размещения i -ой антенны относительно опорной антенны.

Количественное значение разности фаз как видно из выражения (1.38) определяется отношением расстояния между приемными антеннами и длиной волны сигнала ИРИ d/λ .

В реальных ФАР максимальное расстояние между приемными антеннами выбираются из условий $\lambda \geq d$, что обеспечивает однозначное определение угловых координат сигналов ИРИ [15].

Из (1.36) значение пеленга угла приема электромагнитной волны β определяется как:

$$\beta = \arccos \frac{c \varphi_i}{\omega d_i} = \arccos \frac{\lambda \varphi_i}{2\pi d_i}. \quad (1.39)$$

Таким образом, изменяя значения задержки фаз φ_i для каждой антенны ФАР обеспечивается сканирование главным лепестком ФАР в секторе возможного обнаружения сигналов ИРИ.

Шаг изменения задержки фазы при сканировании в секторе пеленгации определяется шагом сканирования по угловым координатам. Обычно шаг по угловым координатам составляет значения ширины диаграммы направленности главного лепестка антенны ФАР β_Δ , а именно:

$$\varphi_i = \omega t_{i\Delta} = \frac{\omega d_i \cos \beta_\Delta}{c} = \frac{2\pi d_i \cos \beta_\Delta}{\lambda} = \frac{2\pi n_i d_\Delta \cos \beta_\Delta}{\lambda}. \quad (1.40)$$

Коэффициент усиления главного лепестка антенны ФАР и его зависимость от угла пеленга представлена на рис. 1.16 б. Этот коэффициент усиления равен:

$$G(\beta) = n G_a \sin \beta, \quad (1.41)$$

где G_a – коэффициенты усиления антенн, составляющих ФАР станции ПРЭР.

При таком коэффициенте усиления ширина диаграммы направленности главного лепестка антенны ФАР по углу β равна

$$\beta_\Delta = \frac{\beta_{a\Delta}}{n}, \quad (1.42)$$

где $\beta_{a\Delta}$ – ширина диаграммы направленности главного лепестка парциальных антенн, составляющих ФАР.

Максимальная ошибка определения угловых координат ИРИ при равномерном законе распределения равна $\pm \frac{1}{2} \beta_{\Delta}$.

Из (1.38) можно получить СКО значения фазы как сумму СКО определения несущей частоты сигнала σ_{ω} излучения и ошибки значения размещения антенн в конструкции ФАР σ_d :

$$\sigma(\varphi_{\tau}) = \frac{d_i \sigma_{\omega} + \omega \sigma_d}{c} \cos \beta. \quad (1.43)$$

Относительная СКО определения значения фазы задержки определяется:

$$\sigma_{\varphi} = \frac{\sigma(\varphi_{\tau})}{\varphi_{\tau}} = \sqrt{\frac{\sigma_{\omega}^2}{\omega^2} + \frac{\sigma_d^2}{d^2}}. \quad (1.44)$$

СКО определения значения угла пеленга получается также из (2.10):

$$\sigma_{\beta} = \sqrt{\frac{\sigma_{\varphi}^2}{\varphi^2} + \frac{\sigma_{\omega}^2}{\omega^2} + \frac{\sigma_d^2}{d^2} \operatorname{ctg} \beta} = \sigma_{\varphi} \sqrt{1 + \frac{1}{\varphi^2} \operatorname{ctg} \beta}. \quad (1.45)$$

Как видно из (1.44) и (1.45) относительное значение СКО фазы определяется относительными значениями СКО определения несущей частоты сигнала ИРИ, СКО конструкции размещения антенн ФАР. СКО определения угла пеленга зависит от значения СКО фазы и котангенса угла пеленга, что подтверждает ограниченность пределов пеленгования ИРИ.

Электронное сканирование сектора пеленгации может быть обеспечивать практически любую скорость сканирования, при этом максимальное значение скорости сканирования определяется минимальным временем излучения сигнала ИРИ с тем, чтобы обеспечить высокую вероятность обнаружения и пеленгации сигналов ИРИ.

1.5.1.1. Моноимпульсные методы на "проходе"

Одним из методов повышения точности пеленгации при сканировании сектора пеленгации является метод моноимпульсной пеленгации "на проходе", обеспечивающий повышение точности определения угловых координат сигналов ИРИ более чем на порядок, чем метод определения пеленгов по "пачке".

Структурная схема станции РРТР с моноимпульсным методом на проходе представлена на рис 1.17, в состав которой входят двухканальная антенная система (A_1, A_2).

Структурная схема станции РРТР с моноимпульсным методом на проходе представлена на рис 1.18, в состав которой входят двухканальная антенная система (A_1, A_2). Остальные блоки аппаратуры имеют те же функции, что и в станции определения пеленгов по пачке рис. 1.17.

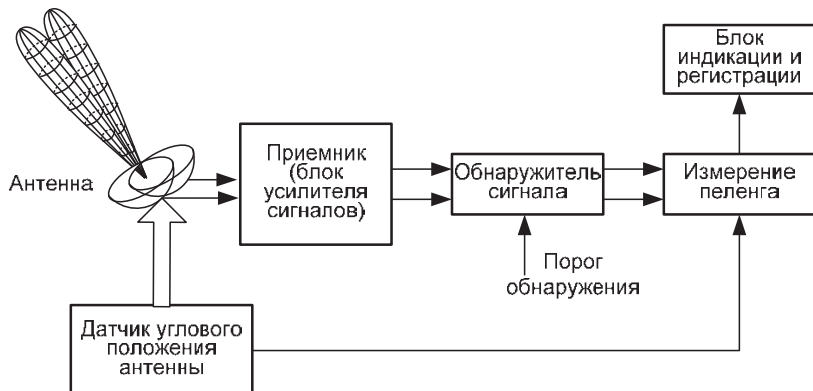


Рис. 1.17. Структурная схема станции РРТР механическим сканированием моноимпульсного метода определения пеленга на проходе

Антенная система станции формирует две диаграммы направленности, развернутые на угол, равный ширине диаграмм направленности, таким образом, чтобы главные лепестки которых пересекались на уровне 3 дБ.

На рис 1.18 представлена схема размещения диаграмм направленности антенн станции разведки и формирование пеленгационной функции от значений угла сканирования.

При сканировании антенной системой станции разведки в секторе обнаружения сигналов ИРИ уровни сигналов на входе блока расчета пеленга каждого канала будут соответственной равны для первого и второго каналов:

$$P_{1\beta} = G_{1\beta} K_1 P_{\text{вх}}, \quad (1.46)$$

$$P_{2\beta} = G_{2\beta} K_2 P_{\text{вх}}, \quad (1.47)$$

где K_1 и K_2 – коэффициенты передачи приемных каналов;
 $P_{\text{вх}}$ – уровень мощности сигналов на входе антенн.

Для обеспечения требуемого динамического диапазона приемной аппаратуры в реальных станциях ПРЭР проводят логарифмирование значений сигналов ИРИ и последующее вычитание этих значений логарифмов. Тогда значение пеленгационной функции от угла сканирования:

$$L(\beta) = \lg G_{1\beta} K_1 P_{\text{вх}} - \lg G_{2\beta} K_2 P_{\text{вх}} = \lg \frac{G_{1\beta} K_1}{G_{2\beta} K_2}, \quad (1.48)$$

которая не зависит от уровня входного сигнала ИРИ, а определяется положением антенной системы станции относительно угла пеленга ИРИ и коэффициентами передачи каналов передачи приемной аппаратуры.

Одной из основных характеристик пеленгационной функции $L(\beta)$ является крутизна в дБ/град., значение которой определяется параметрами антенной системы станции ПРЭР – шириной главного лепестка β_{Δ} и коэффициентом его усиления G . Пеленгационная функция может быть с достаточной степенью приближения линеаризована (пунктирная линия рис. 1.18).

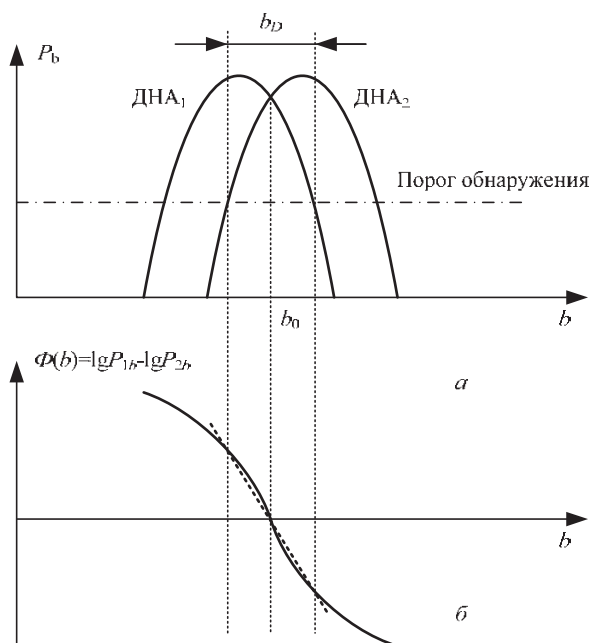


Рис. 1.18. Размещение антенн станции разведки по угловым координатам (панель а) и зависимость пеленгационной функции от угла сканирования (панель б)

В условиях идентичности коэффициентов передачи приемных каналов ($K_1 = K_2$) значение пеленга цели определяется при $L(\beta) = 0$, в так называемом равносигнальном направлении β_0 .

Данный метод нашел широкое применение в моноимпульсных системах автосопровождения и наведения оружия в РЛС ПВО, а также пассивных и активных головках самонаведения ракет. В моноимпульсных системах автосопровождения зона захвата цели превышает удвоенное значение ширины диаграммы направленности главного лепестка ДНА, при этом сигнал ошибки рассогласования и отработка системы автосопровождения ИРИ возможна даже при обнаружении сигнала в одном из каналов. Точность автосопровождения обеспечивается при обнаружении и сравнении сигналов в двух каналах.

В нашем случае ведение пассивной радиоэлектронной разведки при сканировании в секторе пеленгации, а также и повышение точности определения угловых координат, определяется необходимостью иметь однозначную информацию одновременно от всех каналов моноимпульсной антенной системы.

При сканировании в секторе обнаружения целей, как правило это 360° в круговую, с угловой скоростью Ω время наблюдения сигналов ИРИ будет $t_c = \frac{\beta_\Delta}{\Omega}$.

Для импульсных сигналов, имеющих период следования T_c , число отчетов значений пеленгационной функции $L(\beta)$ будет равно $m = \frac{t_c}{T_c}$ и тогда шаг квантования угла обнаружения определяется, как:

$$\beta_\delta = \Omega T_c. \quad (1.49)$$

При сканировании на проходе сигнала ИРИ угол пеленга относительно равносигнального направления для каждого i -го шага квантования

$$\beta_i = \beta_0 + L(\beta_{\delta i}, m_i), \quad (1.50)$$

где $L(\beta_{\delta i}, m_i)$ – функция пеленга обратная пеленгационной функции $L(\beta)$ – значение угла пеленга относительно равносигнального направления, которое определяется величиной номера шага квантования относительно значения равносигнального направления антенной системы РРТР.

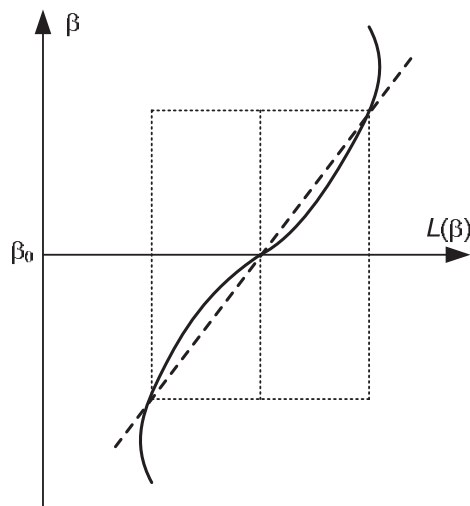


Рис 1.19. График зависимости угла пеленга (функции пеленга) от пеленгационной функции моноимпульсного пеленгатора

Суммирование (свертка) значений угловых координат ИРИ каждого шага – кванта обнаружения сигнала и усреднение по числу квантов получим среднее значение пеленга ИРИ:

$$\beta_{\text{ц}} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m [\beta_0 + L(\beta_{\delta i}, m)]. \quad (1.51)$$

Очевидно, что СКО определения пеленга в этом случае будет равна:

$$\sigma_{\text{м}} = \sqrt{\sigma_{\beta_{\delta}}^2 + \sigma_0^2}, \quad (1.52)$$

где $\sigma_{\beta_{\delta}}$ – СКО углового значения кванта функции пеленга, примерно равная $\frac{\beta_{\delta}}{6} = \frac{\Omega T_{\text{с}}}{6}$; σ_0 – СКО датчика вал-код привода сканирования положения антенной системы станции ПРЭР.

Операция сверстки (1.51) позволяет получить разрешение сигналов ИРИ с величиной шага квантования β_{δ} по угловым координатам целей в пределах главного лепестка диаграммы направленности станции, а также квазикогерентное накопление сигналов, что позволяет повысить эквивалентную чувствительность станции РРТР до $\sqrt{m}$ раз.

1.5.2. Беспойсковые однокоординатные методы пеленгации ИРИ

Беспойсковые однокоординатные методы пеленгации решают задачи обнаружения и определения угловых координат ИРИ одновременно в заданном секторе обнаружения целей.

Выполнение этих задач возможно за счет применения многоканальных антенных систем типа "ромашка" рис. 2.1 б или пассивных фазированных антенных решеток (ФАР).

Структурная схема беспойсковой многоканальной станции РТР с антенной системой типа "ромашка" представлены на рис. 1.20 и 1.21. В состав системы входят n антенн с парциальными диаграммами направленности, маломощные усилители сигналов ИРИ, блок обнаружения с установленным порогом отношения сигнал/шум, блок расчета угла пеленга ИРИ, аппаратура индикации обнаруженных целей.

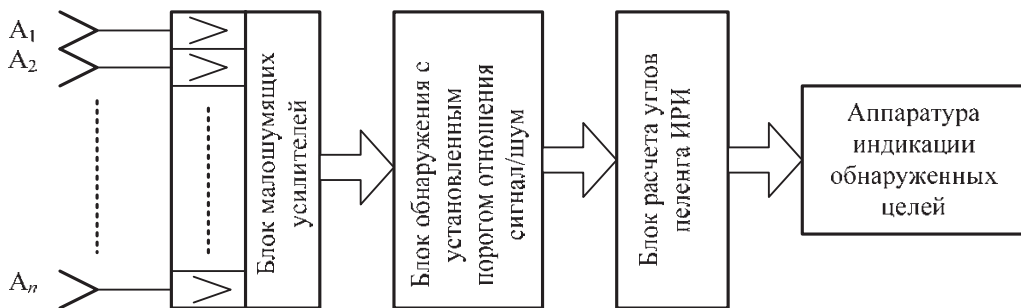


Рис. 1.20. Структурная схема без поисковой многоканальной станции ПРЭР

Для обеспечения сектора пеленгации в пределах углов $\beta_{\text{max}} \dots \beta_{\text{min}}$ число антенн, имеющих ширину диаграммы направленности главного лепестка по уровню коэффициента усиления $0,5\beta_{\Delta}$ количество каналов в станции РРТР будет равно

$$n = \frac{\beta_{\text{max}} - \beta_{\text{min}}}{\beta_{\Delta}}. \quad (1.53)$$

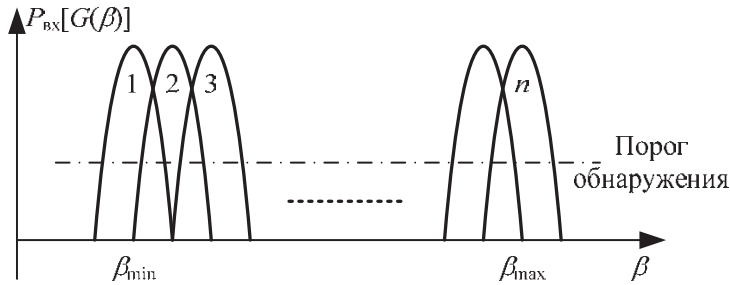


Рис. 1.21. Схема формирования сектора пеленга n канальной антенной системой

Однозначность определения угла пеленга сигнала ИРИ на стыках пересечения диаграмм направленности антенн определяется в блоке расчета угла пеленга ИРИ при сравнении уровней значений принимаемых сигналов ИРИ одновременно двумя каналами. При этом максимальная ошибка угла пеленга равна,

$$\beta_{\delta} = \pm 0,5\beta_{\Delta}, \quad (1.54)$$

т.е. значение ошибки имеет тот же уровень, как при методе определения пеленга «пачки» при сканировании на проходе.

Для повышения точности пеленгации возможно использование метода моноимпульсной пеленгации. В этом случае при обнаружении целей в круговую формируется n пеленгационных функций для каждой пары антенн, по значению которых определяются функция пеленга i -й цели $L(\beta_{\delta i})$ и соответственно ее угловые координаты относительно равносигнальных направлений

$$\beta_i = \beta_0 + L(\beta). \quad (1.55)$$

Среднеквадратичная ошибка оценки угла пеленга определяется суммой СКО значений равносигнального направления $\sigma_{\beta 0}$, значений функции пеленга $\sigma_{L(\beta)}$ и СКО неидентичности коэффициентов усиления приемных каналов станции ПРЭР $\sigma_{\Delta K}$

$$\sigma_i = \sqrt{\sigma_{\beta 0}^2 + \sigma_{L(\beta)}^2 + \sigma_{\Delta K}^2}. \quad (1.56)$$

При создании многоканальных без поисковых и поисковых в секторе пеленгации систем используются технологии фазированных антенных решеток.

Структурная схема станции с антенной системой пассивной типа ФАР представлена на рис. 1.22. В состав станции входят антенные блоки, формирующие ФАР, малошумящие усилители, диаграммообразующее устройство (ДОУ), блок обнаружения с установленным порогом отношения сигнал/шум, блок расчета угла пеленга ИРИ, аппаратура индикации обнаруженных целей.

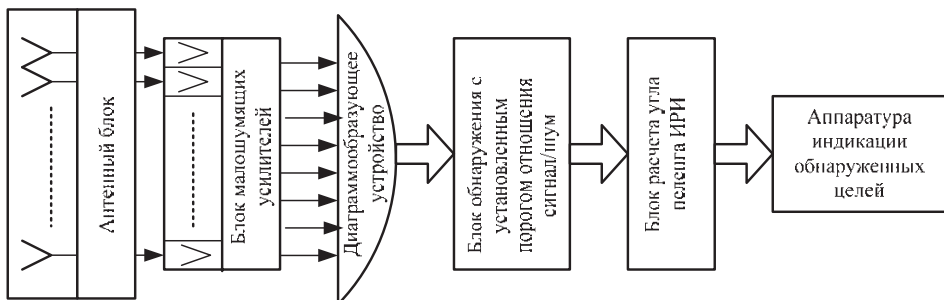


Рис. 1.22. Структурная схема без поисковой многоканальной станции РРТР с ФАР

Сигналы ИРИ принимаются ФАР, состоящей из n_1 антенн, поступают на вход n_1 малошумящих усилителей и после усиления в блок диаграммобразующего устройства. В одном из n_2 каналов на выходе ДООУ, являющейся фокусирующей линзой, в зависимости от угла β прихода сигнала ИРИ относительно плоскости апертуры антенн ФАР формируется (фокусируется) сигнал ИРИ. Номер n_{2i} канала ДООУ соответствует углу пеленга β_i сигналов ИРИ, определение значений которых выполняется в устройствах обнаружения и расчета углов пеленга.

Каждый приемный канал на выходе излучает в ДООУ принятый сигнал ИРИ. Так формируется сумма сигналов, принятых антеннами ФАР

$$U_D = \sum_{i=1}^{n_1} U_{\text{вх}i} \sin(\omega t + \varphi_0 + \varphi_{i\beta}), \quad (1.57)$$

где $U_{\text{вх}i}$ – значение уровня сигнала на выходе i -го канала усилителя;
 ω – несущая частота сигнала излучения;
 $\varphi_0, \varphi_{i\beta}$ – начальная фаза и фаза сигнала, зависящая от угла пеленга и номера (положения) i -й антенны в ФАР.

В ДООУ решается такая же задача, что и в рассмотренной выше станции РРТР с электронным сканированием на базе ФАР, а именно – определяется задержка фазы сигнала i -го канала на величину, зависящей от угла пеленга β и значению $d \equiv n_i d_\Delta$ – соответственно равное расстоянию размещения i -й антенны с шагом d_Δ относительно опорной антенны конструкции ФАР (2.9)

$$\varphi_i = \frac{\omega d_i \cos \beta}{c}. \quad (1.58)$$

На выходной "поверхности" ДООУ размещаются n_2 приемных каналов, положение которых соответствует возможным углам пеленга сигналов ИРИ, где фокусируются эти сигналы

$$U_\beta = \sum_{i=1}^{n_1} k_i U_{\text{вх}i} \sin(\omega t + \varphi_0), \quad (1.59)$$

где k_i – коэффициент потерь в ДООУ для i -го канала.

Значение угла пеленга определяется по максимуму уровней сигнала в i и $i \pm 1$ каналах обнаружения.

Как видно из (1.56) эквивалентная чувствительность станции ПРЭР с использованием пассивной ФАР в n_1 раз выше эквивалентной чувствительности одного канала, при этом коэффициент усиления диаграммы ФАР $G_\Phi = n_1 G_i$.

Количество и конструктивное размещение n_2 приемных каналов сигналов определяется требуемой точностью измерения угла пеленга ИРИ и равно отношению значения сектора пеленгования к точности определения угловых координат $n_2 = \frac{\Delta\beta}{\beta_\Delta}$, при этом число n_2 может

быть меньше, больше или равно числу антенн ФАР станции ПРЭР.

При этом сектор обнаружения $\Delta\beta$, как и в одноканальной станции со сканированием станции на базе ФАР, имеет ограничения из-за зависимости коэффициента усиления главного лепестка ФАР от угла пеленга ($G_\beta \rightarrow \cos\beta$). Практически сектор обнаружения, как отмечалось выше составляет $\pm 60^\circ$ от направления, ортогонального апертуре ФАР.

Среднеквадратические ошибки значений угла пеленга ИРИ определяются, как и станции со сканированием на базе ФАР, которые рассмотрены выше.

Высокие значения точности определения угловых координат ИРИ определяются фазовой неидентичностью приемных каналов усиления ФАР, что требует специальных схемных решений. Прежде всего калибровки приемных каналов тестовыми сигналами.

1.5.3. Двухкоординатные станции ПРЭР

Двухкоординатные станции РРТР определяют угловые координат азимута β и угла места ε источников радиоизлучения.

В настоящий момент разработаны несколько методов определения азимута и угла места координат ИРИ – сканирование по азимуту и углу места в секторе обнаружения узконаправленной диаграммой направленности, сканирование по азимуту многоканальной антенной в угломестной плоскости, сканирование в азимутальной плоскости K -лучевыми антеннами, двухкоординатные ФАР сканирующие и беспойсковые.

Сканирование узконаправленной антенной по строкам и по столбцам в некотором телесном может обеспечить поиск, обнаружение и определение координат ИРИ.

Точность угловых координат ИРИ определяется методом расчета среднего значения пачки обнаруживаемых сигналов ИРИ, как и в одноканальных станциях ПРЭР, рассмотренных выше.

Для уменьшения времени поиска в секторе пеленгации по азимуту и углу места применяются многоканальные (веерные) диаграммы направленности по углу места, с заданным сектором одновременной работе $\varepsilon_{\max}$, и одноканальные по азимуту рис. 1.23.

Сканирование в азимутальной плоскости такой антенной системой позволяет на проходе определять угол места цели по номеру луча многолучевой антенны, как

$$\varepsilon_{\text{ц}} = 0,5\Delta\varepsilon(2k \pm 1), \quad (1.60)$$

где k – номер (0, 1, 2...) парциального луча антенны по углу места относительно горизонта; $\Delta\varepsilon$ – ширина главного лепестка диаграммы направленности по углу места.

Очевидно, ошибка определения угла места равна $\pm 0,5\Delta\varepsilon$.

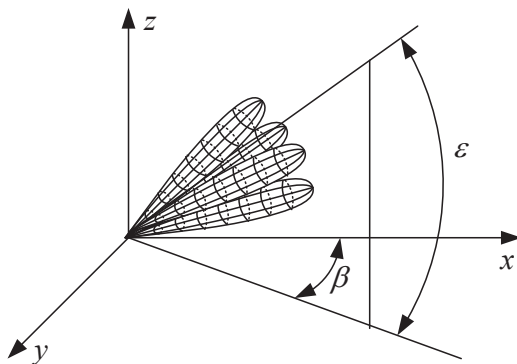


Рис. 1.23. Антенная система двух координатной станции ПРЭР

Формирование многолучевой в угломестной плоскости диаграммы направленности возможно как применением многоканальных приемных устройств, каждое из которых соединено со своей антенной, так и при использовании технологий пассивных ФАР.

В радиолокации один из вариантов определения угла места на проходе предусматривает формирование двух диаграмм направленности косеконсного типа (V-антенна). Оси диаграмм образуют некоторый угол (обычно 45°). При круговом обзоре сектора поиска угол места цели определяется по разности времени обнаружения цели одной и второй диаграммах антенн РЛС. Критерием идентификации ИРИ является значение дальности обнаруженной цели..

Применение метода V-лучевой антенны для РРТР не позволяет идентифицировать обнаруживаемые цели по критерию "дальность", так как пассивными методами дальность одной станцией радиотехнической разведки не определяется.

Однако, данный метод может быть применен для РПТР в условиях формирования трехлучевой антенной системы типа K -луч, представленной на рис. 1.24, где три антенны, имеющие косеконсную диаграмму направленности в плоскости угла места с максимальным значением ε_m обнаружение сигналов излучения ИРИ, обеспечивают определение азимута и угла места сигналов ИРИ при сканировании на проходе в секторе обнаружения.

Конструкция антенной системы организуется так, что:

- первая антенна $A1$ формирует диаграмму направленности OAB ортогонально плоскости горизонта;
- вторая антенна $A2$ формирует диаграмму направленности OCB , смещенную относительно первой антенны на угол γ_1 ;
- третья антенна $A3$ формирует диаграмму направленности OAD , смещенной относительно первой антенны на угол γ_2 .

Ширина диаграмм направленности в азимутальной плоскости минимизируется для получения высокой точности пеленга по азимуту.

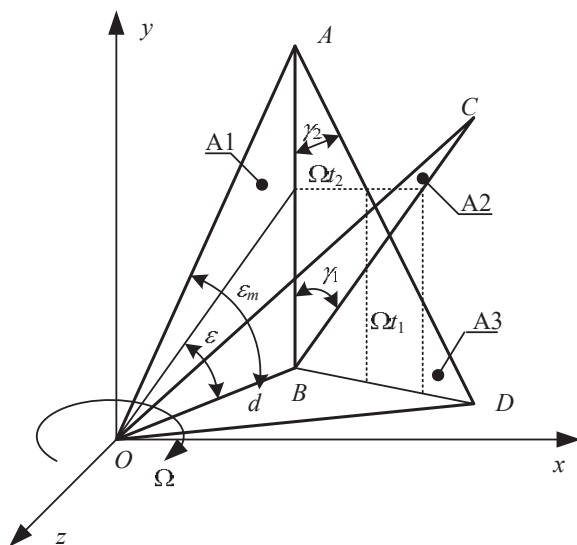


Рис. 1.24. Схема формирования k -антенной системы РПТР

При обзоре по азимуту с угловой скоростью Ω последовательно обеспечивается обнаружение сигналов ИРИ тремя антеннами с интервалами времени $t_1=t(2)-t(1)$ и $t_2=t(3)-t(1)$.

Из соотношений рис. 1.24 можно определить значение угла места обнаруженной цели как

$$\varepsilon = \arctg(\Omega t_1 \operatorname{ctg} \gamma_1) \quad (1.61)$$

или

$$\varepsilon = \arctg(\operatorname{tg} \varepsilon_m - \Omega t_2 \operatorname{ctg} \gamma_2). \quad (1.62)$$

В реальной обстановке работы станций РПТР обнаружения и пеленгации сигналов i -ой ИРИ возможно присутствие сигналов других целей, что приведет к неоднозначному определению их угла места.

Для станций РПТР измерение угла места пеленгуемых целей при круговом обзоре по азимуту производится по моментам времени обнаружения сигналов i -ой ИРИ тремя антеннами, как:

$$\operatorname{tg} \varepsilon_m = \Omega(t_{1i} \operatorname{ctg} \gamma_1 + t_{2i} \operatorname{ctg} \gamma_2). \quad (1.63)$$

Практическая реализация конструкций антенных систем станций ПРЭР выполняется, чтобы таким $\gamma_1 = \gamma_2 = 45^\circ$. Тогда:

$$\varepsilon = \arctg \Omega t_1, \quad (1.64)$$

$$\varepsilon = \arctg (\tg \varepsilon_m - \Omega t_2). \quad (1.65)$$

$$\varepsilon_m = \Omega(t_{1i} + t_{2i}). \quad (1.66)$$

Среднеквадратичные ошибки определения угла места определяются как:

$$\sigma_\varepsilon = \frac{\Omega \sigma_t}{1 + (\Omega t)^2}, \quad (1.67)$$

где СКО определения времени пеленгации каждой антенной станции ПРЭР

$$\sigma_{t_2} = \sqrt{\sigma_{t_{(1)}}^2 + \sigma_{t_{(3)}}^2} \approx \sqrt{2} \sigma_t, \sigma_{t_1} = \sqrt{\sigma_{t_{(1)}}^2 + \sigma_{t_{(2)}}^2} \approx \sqrt{2} \sigma_t, \quad (1.68)$$

при условии равенства ошибок времени пеленгации сигналов ИРИ каждой антенной σ_t .

Беспоисковые методы определение двух угловых координат ИРИ в заданном секторе решаются, как в однокоординатной станции РПТР технологиями ФАР путем формирования антенной решетки в плоскостях азимута и угла места.

1.5.4. Трехкоординатные системы пассивной радиоэлектронной разведки сигналов ИРИ

Рассмотренные выше методы и структурные схемы одно- и двухкоординатных станций РПТР не позволяют определять местоположения ИРИ – координату дальности до источника излучения. Определение координаты дальности возможно в условиях пространственно-разнесенной системы РПТР, когда известны характеристики пространственного размещения станций пеленгации (имеется некоторые параметры расстояния). Это триангуляционный и разностно-дальномерный методы.

В условиях априори известных траекторий распространения сигналов ИРИ, в частности в КВ диапазоне длин волн при отражении радиосигналов от ионосферы, высота ионизированных слоев которой над земной поверхностью в момент разведки известны, возможно определение местоположения ИРИ с одной точки размещения станции разведки путем измерения азимута и угла места приходящего сигнала с последующим расчетом координаты дальности.

1.5.5. Триангуляционный метод определения местоположения ИРИ

Триангуляционный метод определения координаты дальность до ИРИ базируется на расчете дальности по значениям углов пеленгов не менее двух станций пеленгации, разнесенных на базу d . Углы пеленга определяются одним из методов одно- или двухкоординатных станций ПРЭР.

На рис. 1.25 представлены схемы размещения двух a и трех b станций РПТР для решения задач определения координаты дальности до ИРИ. При этом не показана привязка положения станций к некоторой единой системе координат (геодезической или прямоугольной геоцентрической).

Дальность до ИРИ, например, от приемного модуля 1 a , по теореме синусов, будет равна:

$$L_{a1} = \frac{D \sin \beta_{2a}}{\sin(\beta_{1a} + \beta_{2a})}. \quad (1.69)$$

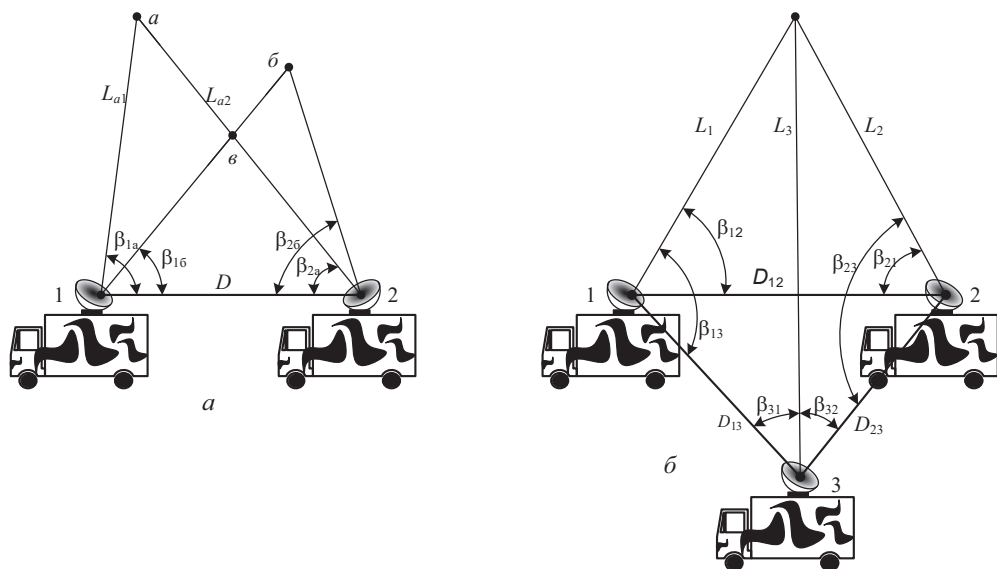


Рис. 1.25. Схема определения координаты дальность до ИРИ триангуляционным методом в горизонтальной плоскости

Как видно из схемы рис 2.25 *a*, в условиях использования одной базы (двух станций ПРЭР) при наблюдении одновременно больше двух ИРИ имеет место определение дальности ложных ИРИ на пересечении пеленгов истинных ИРИ (*a* и *b* – истинные, *v* – ложный). Очевидно, число ложных ИРИ равно, $n_l = C_q^2$ где q – количество ИРИ в зоне обнаружения их сигналов. Кроме того, допустимые значения оценок значений пеленга ограничены пределами углов порядка $\pm 70^\circ$ к базе, что исключает возможность вести обнаружение ИРИ вкруговую.

Для возможности пеленгации вкруговую и исключения ложных ИРИ необходимо иметь в составе системы определения местоположения ИРИ, как минимум, три приемных модуля. В этом случае исключение ложных ИРИ возможно за счет идентификации ИРИ. Критерием идентификации может быть соотношение значений углов пеленга относительно баз приемных модулей. При использовании такого критерия обеспечивается однозначное определение координаты местоположения конкретного ИРИ.

В системе обнаружения и пеленгации ИРИ, состоящей из трех приемных модулей, дальность от каждого приемного модуля до ИРИ рис. 2.25 *б* определяется, как:

$$L_1 = \frac{D_{12} \sin \beta_{21}}{\sin(\beta_{12} + \beta_{21})} = \frac{D_{13} \sin \beta_{31}}{\sin(\beta_{13} + \beta_{31})}, \quad (1.70)$$

$$L_2 = \frac{D_{12} \sin \beta_{12}}{\sin(\beta_{12} + \beta_{21})} = \frac{D_{23} \sin \beta_{32}}{\sin(\beta_{23} + \beta_{32})}, \quad (1.71)$$

$$L_3 = \frac{D_{13} \sin \beta_{13}}{\sin(\beta_{13} + \beta_{31})} = \frac{D_{23} \sin \beta_{23}}{\sin(\beta_{23} + \beta_{32})}. \quad (1.72)$$

Критерий идентификации местоположения *i*-го ИРИ, определяемый соотношениями значений углов пеленга, в условиях одновременной пеленгации множества ИРИ.

$$\frac{\sin \beta_{13i} \sin \beta_{21i} \sin \beta_{32i}}{\sin \beta_{12i} \sin \beta_{23i} \sin \beta_{31i}} = 1. \quad (1.73)$$

Из (1.69) следует, что для триангуляционного метода относительная среднеквадратическая ошибка определения дальности будет определяться суммой среднеквадратичных ошибок, определяемых точностью определения значений пеленга и базы между приемными модулями:

$$\sigma_L = \sqrt{\sigma_\beta^2 + \sigma_d^2}. \quad (1.74)$$

Составляющая СКО определения дальности за счет ошибки определения пеленга σ_β равна

$$\sigma_{D_\beta} = \frac{\cos \sqrt{2}\sigma_\beta + \sin \sqrt{2}\sigma_\beta \sqrt{\frac{L^2}{D^2 \sin^2 \beta} - 1}}{\cos \sigma_\beta + \sin \sigma_\beta \operatorname{ctg} \beta}, \quad (1.75)$$

где β – значение угла пеленга противолежащего дальности D до ИРИ.

Составляющая СКО определения дальности за счет ошибок значений базы σ_d равна

$$\sigma_d = \frac{\sigma_{d0}}{D}. \quad (1.76)$$

Как и в рассматриваемых ранее методах определения координат ИРИ СКО, ее значением при современных методах определения координат приемных модулей с использованием сетевых спутниковых систем позиционирования, обеспечивающих точность до десятков сантиметров, можно пренебречь.

В реальных системах определения угловых координат ИРИ значения СКО не превышают одного градуса. При этом возможны допущения, что $\cos \sqrt{2}\sigma_\beta = \cos \sigma_\beta \approx 1$ и $\sin \sigma_\beta \approx \sigma_\beta$. Тогда с достаточной степенью точности значения относительная СКО определяется, как:

$$\sigma_{D_\beta} \approx \frac{1 + \sqrt{2}\sigma_\beta \sqrt{\frac{L^2}{D^2 \sin^2 \beta} - 1}}{1 + \sigma_\beta \operatorname{ctg} \beta}. \quad (1.77)$$

Абсолютные значения среднеквадратичных ошибок определения дальности определяются как

$$\sigma_{D_\beta} = L \left(\frac{\cos \sqrt{2}\sigma_\beta + \sin \sqrt{2}\sigma_\beta \sqrt{\frac{L^2}{D^2 \sin^2 \beta} - 1}}{\cos \sigma_\beta + \sin \sigma_\beta \operatorname{ctg} \beta} - 1 \right) \quad (1.78)$$

или

$$\sigma_{D_\beta} \approx L \left(\frac{1 + \sqrt{2}\sigma_\beta \sqrt{\frac{L^2}{D^2 \sin^2 \beta} - 1}}{1 + \sigma_\beta \operatorname{ctg} \beta} - 1 \right). \quad (1.79)$$

Триангуляционный метод успешно применяется для определения местоположения неподвижных (малоподвижных) наземных объектов ИРИ пеленгаторами, установленных на воздушных и космических носителях. Размещенные на носителях пеленгаторы при известных координатах носителя обеспечивают последовательное, измерение угловых координат ИРИ, по значениям которых согласно определяется местоположение источника ИРИ. Так, на рис. 1.26, *а* иллюстрируется местоопределение наземного объекта по пеленгам с борта самолета радиотехнической разведки, а на рис. 1.26, *б* – с борта разведывательного ИСЗ. В качестве критериев идентификации ИРИ может использоваться условие (1.71) на основе определения ряда отчетов углов пеленга или селекция по параметрам сигналов ИРИ (несущей частоты, ширины спектра сигналов, длительности излучения, вида модуляции, поляризации).

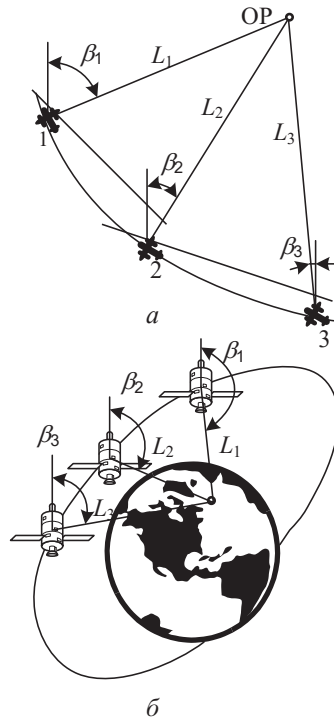


Рис. 1.26. Триангуляция при подвижном пеленгаторе

При размещении на борту воздушного или космического носителя средств РРТР, обеспечивающих определение угловых координат по азимуту и углу места определение координаты дальности до ИРИ может быть получено в азимутальной плоскости при известной высоте полета носителя и угла места на ИРИ относительно надира положения носителя.

На рис. 1.27 из схемы траектории полета носителя станции РРТР, используя теорему синусов, возможно определение местоположения ИРИ:

$$\frac{R}{\sin \varepsilon_i} = \frac{L_i}{\sin \alpha} = \frac{R + h_n}{\sin(\varepsilon + \alpha)}, \quad (1.80)$$

где h_n – высота носителя пеленгатора;
 ε_i – угол места ИРИ относительно надира положения носителя;
 α – угол между двух радиусов Земли в направлении на носитель РРТР и ИРИ;
 R – радиус Земли ($R \approx 6377$ км).

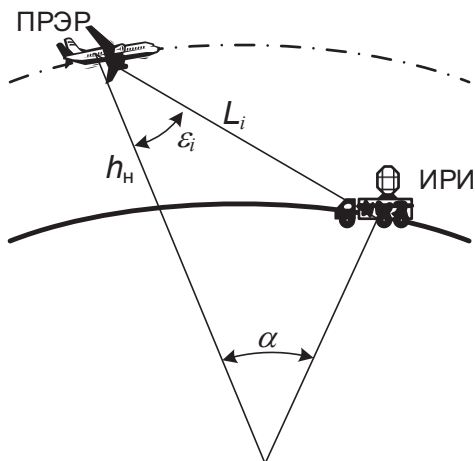


Рис. 1.27. Схема определения координаты дальности ИРИ в условиях базирования РРТР на воздушных (космических) носителях

Решая (1.80) относительно двух неизвестных α и L , получим уравнение, определяющее значение дальности до ИРИ от высоты полета носителя РРТР и угла места направления на ИРИ от носителя РРТР:

$$L_i^2 - 2L_i(R + h_n)\cos \varepsilon_i + h_n(2R + h_n) = 0 \quad (1.81)$$

и, соответственно, дальность до ИРИ:

$$L_i = (R + h_n)\cos \varepsilon_i + \sqrt{(R + h_n)^2 \cos^2 \varepsilon_i - h_n(2R + h_n)}. \quad (1.82)$$

Значение угла места из (1.81) равно:

$$\varepsilon_i = \arccos \frac{L_i^2 + h_n}{2L_i(R + h_n)}. \quad (1.83)$$

Среднеквадратическая ошибка определения координаты дальности равна сумме СКО определения высоты σ_h и угла места σ_ε относительно носителя РРТР, как:

$$\sigma_L = \sqrt{\sigma_h^2 + \sigma_\varepsilon^2}. \quad (1.84)$$

Значения СКО определения дальности от СКО значения высоты равно:

$$\sigma_{L_h} = \left[\cos \varepsilon - \frac{2(R + h)\sin^4 \varepsilon}{\sqrt{R^2 \cos \varepsilon - (2Rh - h^2)\sin^2 \varepsilon}} \right] \sigma_h \quad (1.85)$$

и, соответственно, СКО значения дальности от СКО угла места:

$$\sigma_{L_\varepsilon} = (R + h)(2\lg \varepsilon - \sin \varepsilon) \sigma_\varepsilon. \quad (1.86)$$

За счет кривизны поверхности Земли имеет место предельная наклонная дальность разведки сигналов ИРИ (дальность прямой радиовидимости), которая для высот несколько десятков километров может быть определена известным соотношением:

$$L_{\max} = (3, 8 \dots 4, 2) \left(\sqrt{h_n} + \sqrt{h_{\text{прд}}} \right), \quad (1.87)$$

где $h_n, h_{\text{прд}}$ – высоты носителя станции разведки и антенн сигналов излучения ИРИ относительно уровня моря в метрах.

Численные значения коэффициентов в (1.87) определяется уровнем дифракции на трассе распространения радиоволн. Безусловно, предельная дальность будет в условиях отсутствия естественных или искусственных экранов (горы, возвышенности, здания и сооружения), исключающие распространение радиоволн в направлении станции РРТР.

В условиях размещения РРТР на космическом носителе дальность прямой радиовидимости (максимальная дальность пеленгации) при $h_n \gg h_{\text{прд}}$ определяется как

$$L_{\max} = \sqrt{(2R + h_n) h_n}, \quad (1.88)$$

а максимальный угол места возможного пеленгования ИРИ на поверхности Земли на дальности прямой радиовидимости соответственно:

$$\varepsilon_{\max} = \arcsin \frac{R}{R + h_n}. \quad (1.89)$$

Точности определения координат определяются значениями точностей определения угловых координат высоты полета ИСЗ и соответственно баз формируемых в процессе полета носителя РРТР.

1.5.6. Разностно-дальномерные системы местоположения ИРИ

В состав разностно-дальномерной системы для однозначного определения угловых координат и дальности местоположения ИРИ входит четыре приемного пункта, обеспечивающие измерение разности приема сигналов ИРИ относительно центрального пункта комплекса РРТР (рис. 1.28). Разности моментов приема сигналов ИРИ однозначно определяют разности дальностей от двух пунктов разведки $\Delta\tau = \tau_1 - \tau_2 = D_1/c - D_2/c = \Delta D/c$.

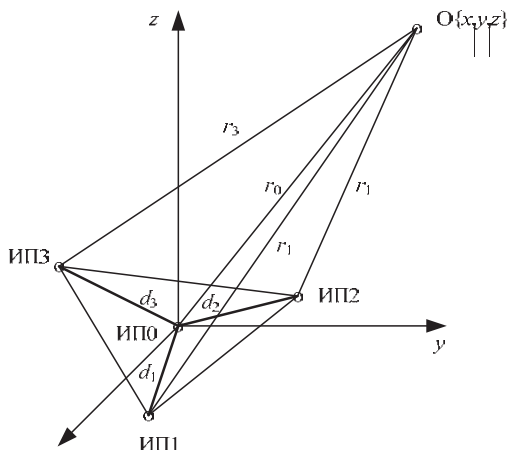


Рис. 1.28. Геометрия системы определения трех пространственных координат по измерениям разностей дальностей

В системе определяются три разности дальностей

$$\begin{aligned} \Delta D_1 &= D_0 - D_1; \\ \Delta D_2 &= D_0 - D_2; \\ \Delta D_3 &= D_0 - D_3. \end{aligned} \quad (1.90)$$

При расположении центрального измерительного пункта в начале координат, в точке $\{0,0,0\}$, расстояние D_0 составит

$$D_0 = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}, \quad (1.91)$$

а остальные расстояния $D_i, i=1, 2, 3$ равны

$$D_i = \sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 + (z-z_i)^2}. \quad (1.92)$$

Базовые линии $d_i, i=1, 2, 3$, геометрически равны

$$d_i = \sqrt{x_i^2 + y_i^2 + z_i^2}, \quad (1.93)$$

должны измеряться средствами сетевых спутниковых систем позиционирования.

С учетом (1.91) ... (1.93) искомые координаты объекта и дальность до него связываются системой уравнений

$$\begin{aligned} x_1x + y_1y + z_1z - D_0\Delta D_1 &= \frac{1}{2}(d_1^2 - \Delta D_1^2); \\ x_2x + y_2y + z_2z - D_0\Delta D_2 &= \frac{1}{2}(d_2^2 - \Delta D_2^2); \\ x_3x + y_3y + z_3z - D_0\Delta D_3 &= \frac{1}{2}(d_3^2 - \Delta D_3^2); \\ D_0^2 &= x^2 + y^2 + z^2. \end{aligned} \quad (1.94)$$

При известных (измеренных любыми, в частности – геодезическими методами) размерах баз d_i и координатах измерительных пунктов $\{x_i, y_i, z_i\}$, а также при измеренных радиотехническими методами разностях дальностей $\Delta D_i, i=1, 2, 3$, решение системы (1.94) дает искомые координаты источника излучения $\{x, y, z\}$ и дальность D_0 .

Итерационная процедура решения системы может быть построена, например, следующим образом.

1 итерация. В предположении $D_0 = D_0^{(0)} = 0$, решается однородная система линейных уравнений

$$\begin{aligned} x_1x + y_1y + z_1z &= \frac{1}{2}(d_1^2 - \Delta D_1^2); \\ x_2x + y_2y + z_2z &= \frac{1}{2}(d_2^2 - \Delta D_2^2); \\ x_3x + y_3y + z_3z &= \frac{1}{2}(d_3^2 - \Delta D_3^2). \end{aligned} \quad (1.95)$$

Относительно $\{x^{(0)}, y^{(0)}, z^{(0)}\}$. Решение

$$x^{(0)} = \frac{D_x}{D}; y^{(0)} = \frac{D_y}{D}; z^{(0)} = \frac{D_z}{D};$$

$$D = \begin{vmatrix} x_1 & y_1 & z_1 \\ x_2 & y_2 & z_2 \\ x_3 & y_3 & z_3 \end{vmatrix};$$

$$D_x = \begin{vmatrix} \frac{d_1^2 - \Delta r_1^2}{2} & y_1 & z_1 \\ \frac{d_2^2 - \Delta r_2^2}{2} & y_2 & z_2 \\ \frac{d_3^2 - \Delta r_3^2}{2} & y_3 & z_3 \end{vmatrix}; D_y = \begin{vmatrix} x_1 & \frac{d_1^2 - \Delta r_1^2}{2} & z_1 \\ x_2 & \frac{d_2^2 - \Delta r_2^2}{2} & z_2 \\ x_3 & \frac{d_3^2 - \Delta r_3^2}{2} & z_3 \end{vmatrix}; D_z = \begin{vmatrix} x_1 & y_1 & \frac{d_1^2 - \Delta r_1^2}{2} \\ x_2 & y_2 & \frac{d_2^2 - \Delta r_2^2}{2} \\ x_3 & y_3 & \frac{d_3^2 - \Delta r_3^2}{2} \end{vmatrix}. \quad (1.96)$$

На основании решения $\{x^{(0)}, y^{(0)}, z^{(0)}\}$ определяется второе приближение наклонной дальности $D_0^{(1)}$:

$$D_0^{(1)} = \sqrt{\left(x^{(0)}\right)^2 + \left(y^{(0)}\right)^2 + \left(z^{(0)}\right)^2}. \quad (1.97)$$

2 итерация. В предположении $D_0 = D_0^{(1)}$ решается линейная однородная система при

$$D_x = \begin{vmatrix} \frac{d_1^2 - \Delta r_1^2}{2} + r_0^{(1)} \Delta r_1 & y_1 & z_1 \\ \frac{d_2^2 - \Delta r_2^2}{2} + r_0^{(1)} \Delta r_2 & y_2 & z_2 \\ \frac{d_3^2 - \Delta r_3^2}{2} + r_0^{(1)} \Delta r_3 & y_3 & z_3 \end{vmatrix}; D_y = \begin{vmatrix} x_1 & \frac{d_3^2 - \Delta r_3^2}{2} + r_0^{(1)} \Delta r_1 & z_1 \\ x_2 & \frac{d_2^2 - \Delta r_2^2}{2} + r_0^{(1)} \Delta r_2 & z_2 \\ x_3 & \frac{d_3^2 - \Delta r_3^2}{2} + r_0^{(1)} \Delta r_3 & z_3 \end{vmatrix};$$

$$D_z = \begin{vmatrix} x_1 & y_1 & \frac{d_3^2 - \Delta r_3^2}{2} + r_0^{(1)} \Delta r_1 \\ x_2 & y_2 & \frac{d_3^2 - \Delta r_3^2}{2} + r_0^{(1)} \Delta r_2 \\ x_3 & y_3 & \frac{d_3^2 - \Delta r_3^2}{2} + r_0^{(1)} \Delta r_3 \end{vmatrix}. \quad (1.98)$$

И так далее. Итерационный процесс останавливается, когда шаговое приращение оценки наклонной дальности $\delta_i = D_0^{(i)} - D_0^{(i-1)}$ становится меньше ошибки измерения D .

Ошибки определения местоположения в пространстве в разностно-дальномерным методом определяются ошибками измерения значений расстояний до поверхностей положения цели. Если поверхность положения рассматривать как поверхность равного уровня некоторого поля D , то вектор, показывающий величину и направление максимальной скорости изменения поля, это $\text{grad } D$. Поле D наиболее быстро изменяется по направлению нормали к поверхности постоянного уровня. Поэтому

$$|\text{grad } D| = \frac{\partial D}{\partial n}, \quad (1.99)$$

где n – вектор, направленный по нормали к поверхности положения.

Переходя в (1.99) к конечным приращениям, можно получить

$$\Delta n = \frac{\Delta D}{|\text{grad } D|}. \quad (1.100)$$

Для однозначной непрерывной функции $D=D(x, y, z)$, имеющей непрерывные частные производные первого порядка, модуль градиента равен

$$|\text{grad } D|^2 = \left(\frac{\partial D}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial D}{\partial y}\right)^2 + \left(\frac{\partial D}{\partial z}\right)^2. \quad (1.101)$$

При измерениях угла места ИРИ ε геометрическим местом пространственного положения ИРИ будет поверхность кругового конуса с вершиной в точке расположения антенны пеленгатора. Уравнение этой поверхности

$$x^2 + z^2 - y^2 \operatorname{ctg}^2 \varepsilon = 0. \quad (1.102)$$

Тогда входящие в (1.99) частные производны составят

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varepsilon}{\partial x} &= -\frac{x \sin^2 \varepsilon}{y^2 \operatorname{ctg} \varepsilon}; \\ \frac{\partial \varepsilon}{\partial y} &= -\frac{\sin^2 \varepsilon \operatorname{ctg} \varepsilon}{y}; \\ \frac{\partial \varepsilon}{\partial z} &= -\frac{z \sin^2 \varepsilon}{y^2 \operatorname{ctg} \varepsilon}. \end{aligned} \quad (1.103)$$

И, в соответствии с (1.101),

$$|\text{grad } D| = \frac{\sin \varepsilon}{y}. \quad (1.104)$$

Поскольку, как следует из геометрических построений на рис. 1.28.

$$\sin \varepsilon = \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}}, \quad (1.105)$$

градиент поверхности положения при угломестных измерениях равен

$$|\text{grad } D| = \frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} = \frac{1}{D}. \quad (1.106)$$

При этом ошибка определения пространственного положения за счет погрешностей радиотехнического метода измерения угла места составит, в соответствии с (1.100)

$$n_\varepsilon = \frac{\Delta \varepsilon}{\text{grad } D} = \Delta_\varepsilon D, \quad (1.107)$$

а ее среднеквадратическое значение

$$\sigma_{n\varepsilon} = \sigma_\varepsilon D. \quad (1.108)$$

При измерениях азимута β ИРИ поверхностью положения будет плоскость, нормальная к плоскости горизонта и содержащая точки расположения ИРИ и антенны пеленгатора. Уравнение такой плоскости

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{x}{z}, \quad (1.109)$$

а модуль ее градиента равен, очевидно

$$|\text{grad } D| = \frac{1}{\sqrt{x^2 + z^2}}. \quad (1.110)$$

Тогда, в соответствии с (1.108), ошибка в определении поверхности положения $\alpha = \text{const}$ составит

$$\Delta n_\beta = \frac{\Delta \beta}{|\text{grad } D|} = \Delta_\beta D \cos \varepsilon. \quad (1.111)$$

Критерием идентификации разведываемых ИРИ разностно-дальномерным комплексом РРТР является селекция сигналов ИРИ по значениям излучаемых несущих частот, что обеспечивается синхронной перестрой приемников пунктов комплекса. Недостатком разностно-дальномерного метода является невозможность определения координат местоположения ИРИ с непрерывным излучением.

1.5.7. Корреляционный метод определения координат местоположения ИРИ

Для обнаружения и пеленгации сигналов малого уровня используются методы вычисления взаимокорреляционных функций принимаемых сигналов пространственно разнесенными приемными устройствами (модулями) РРТР.

Пусть имеются два сигнала $S_1(t)$ и $S_2(t)$, принимаемых двумя приемными модулями, разнесенных на некотором расстоянии d , которые имеют вид:

$$S_1(t) = S(t) + n_1(t) \quad \text{и} \quad S_2(t) = S(t - \tau_0) + n_2(t), \quad (1.112)$$

где τ_0 – временная задержка некоторого полезного сигнала S , а $n_1(t)$ и $n_2(t)$ – помехи, имеющие нормальное (гауссово) распределение. Оптимальная процедура определения величины задержки τ_0 предусматривает измерение положения максимума взаимокорреляционной функции этих сигналов относительно некоторого базового момента времени.

Традиционная схема корреляционной обработки приведена на рис. 1.29. В соответствии с этой схемой сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ после фильтрации в полосе ΔF и задержки одного из сигналов по времени на τ поступают на перемножитель и далее на интегратор (сумматор) с временем накопления T . На выходе коррелятора получается оценка величины корреляции сигналов C_{12} для данной задержки τ . Изменяя величину τ в требуемых пределах, можно построить функциональную зависимость C_{12} от τ .

При этом значение угла прихода сигнала (пеленг) относительно базы составляет

$$\beta = \arccos \frac{c\tau_0}{d}. \quad (1.113)$$

Расстояние между приемными модулями d может быть любым и не имеет ограничений, связанных с несущей частотой обнаруживаемого сигнала, как при фазовых методах.

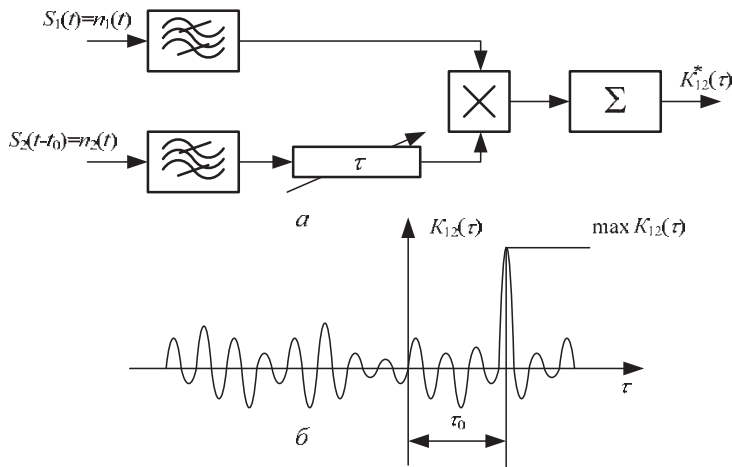


Рис. 1.29. Функциональная схема корреляционной обработки двух сигналов (а) и примерный вид корреляционной функции для сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ (б)

На рис. 1.30 представлены геометрические соотношения структуры из трех приемных модулей и показаны соответствующие времена задержки приема сигналов ИРИ этими приемными модулями. На этой схеме d_{12} , d_{13} , d_{23} значения расстояний между приемными модулями; β_{12} , β_{13} и β_{23} соответственно углы пеленга сигналов ИРИ относительно пар – баз.

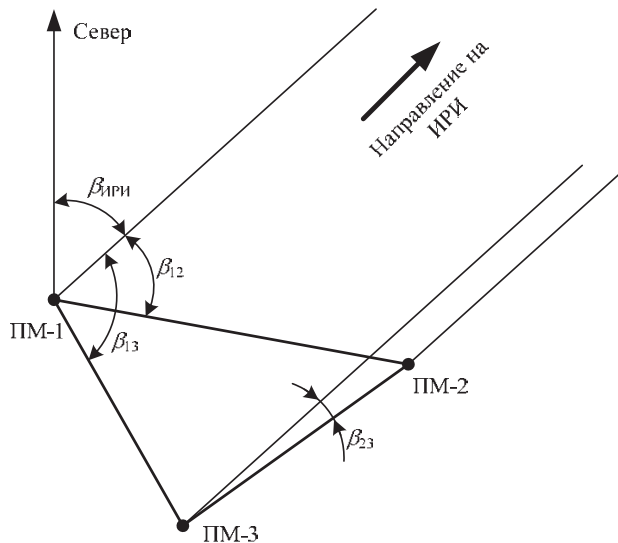


Рис. 1.30. Схема размещения пассивного средства радиотехнической разведки в составе трех приемных модулей

Угол пеленга ИРИ относительно направления на Север будет, с точностью до ошибок измерения, равен

$$\beta_{\text{ИРИ}} \cong \beta_{012} - \beta_{12} \cong \beta_{013} - \beta_{13} \cong \beta_{023} - \beta_{23}, \quad (1.115)$$

где β_{012} , β_{013} и β_{023} – углы пеленга относительно направления Север с разных приемных модулей.

Очевидно, точность определения угловых координат ИРИ зависит от точности вычислений значений аргументов максимумов автокорреляционных функций, т. е. от шумовой составляющей как сигналов ИРИ, так и от СКО маркирования принимаемых информационных пакетов на каждом из приемных модулей ПРСР.

Интервалы времени τ_{12} , τ_{13} и τ_{23} – это задержки прихода сигналов ИРИ для каждой пары соответствующих модулей. В общем случае для приемных модулей i и j значение времени задержки τ_{ij} равны:

$$\tau_{ij} = \frac{d_{ij} \cos \beta_{ij}}{c}, \quad (1.116)$$

где d_{ij} – расстояния между приемными модулями i и j ;
 β_{ij} – угол прихода электромагнитной волны относительно соответствующей базы протяженностью d_{ij} .

В реальных условиях обнаружение сигналов ИРИ, идентификация и анализ параметров этих сигналов требуют решения задач определения угловых координат азимута и угла места с последующим определением дальности относительно местоположения приемных модулей, измерителя (радиоинтерферометра).

На рис. 1.31 представлена схема приема сигнала ИРИ в азимутальной и угломестной плоскостях на примере двух приемных модулей.

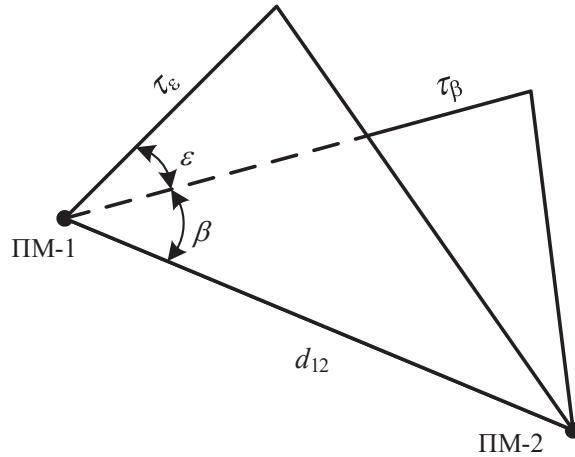


Рис. 1.31. Схема формирования временных задержек приема сигналов ИРИ в условиях распространения радиоволны в верхней полусфере

На рис. 1.31 β – угол азимута относительно базы размещения d_{12} приемных модулей и соответственно ϵ – угол места прихода радиоволны относительно азимутальной плоскости размещения базы.

Время задержки приема сигналов в условиях распространения к азимутальной плоскости под углом места ϵ будет равно:

$$\tau_\epsilon = \frac{d \cos \beta \cos \epsilon}{c}, \quad (1.117)$$

где $\frac{d \cos \beta}{c} = \tau_\beta$ – время задержки приема сигналов при распространении его в азимутальной плоскости при $\epsilon=0$.

Угол места ИРИ определяется как:

$$\varepsilon = \arccos \frac{\tau_{\varepsilon} C}{d \cos \beta} = \arccos \frac{\tau_{\varepsilon}}{\tau_{\beta}}. \quad (1.118)$$

При любых положениях направления прихода электромагнитной волны в верхней полусфере выполняется условие $\tau_{\beta} \geq \tau_{\varepsilon}$. Знак времени задержки определяет квадрант, в котором находится направление прихода радиоволны. При обнаружении сигнала ИРИ значение пеленга по азимуту автоматически принимается равным рассчитанному (установленному) значению пеленга ожидаемого обнаружения сигнала ИРИ.

В случае наличия трех приемных модулей (рис. 1.30) на систему обработки информации поступают три сигнала: S_1 , S_2 и S_3 , имеющих следующий вид:

$$S_1 = S(t) + n_1(t); \quad S_2 = S(t - \tau_1) + n_2(t); \quad S_3 = S(t - \tau_2) + n_3(t), \quad (1.119)$$

где $S(t)$ – сигнал ЭМИ, пришедший с некоторого неизвестного направления;
 τ_1 и τ_2 – задержки этого сигнала, зависящие, как указано выше, от геометрии размещения модулей и направления прихода сигнала ЭМИ;
 $n_1(t)$, $n_2(t)$, $n_3(t)$ – помехи на входе приемных модулей.

Система обработки для различных пар сигналов производит вычисление трех корреляционных функций C_{12} , C_{23} и C_{31} , изображенных на рис. 1.32.

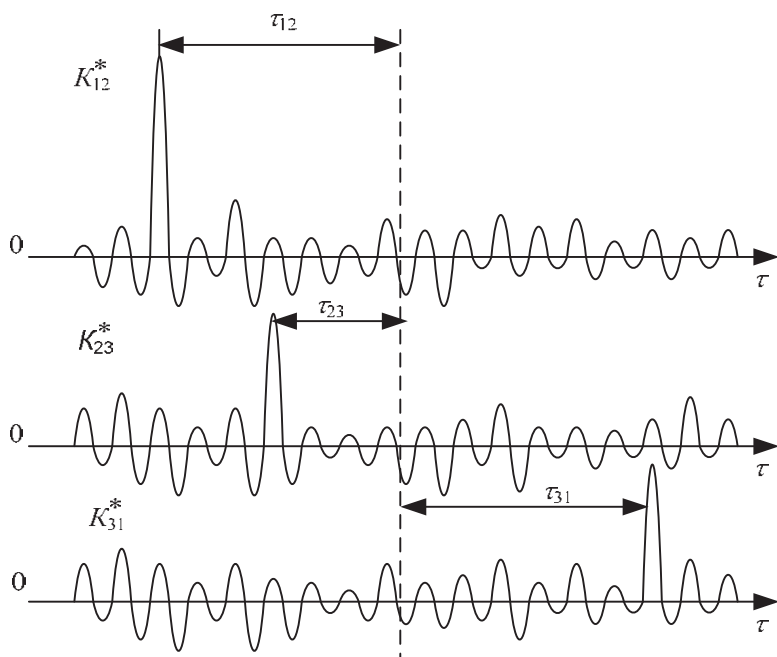


Рис. 1.32. Корреляционные функции и их положение по времени расчета относительно приемного модуля ПМ-1

$$K_{12}^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S_1(t) \cdot S_2(t - \tau_{12}) dt = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} [S(t) + n_1(t)] \cdot [S(t - \tau_{12}) + n_2(t)] dt, \quad (1.120)$$

$$K_{23}^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S_2(t) \cdot S_3(t - \tau_{23}) dt = \\ = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} [S(t - \tau_{12}) + n_2(t)] \cdot [S(t - \tau_{23}) + n_3(t)] dt, \quad (1.121)$$

$$K_{31}^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S_3(t) \cdot S_1(t) dt = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} [S(t) + n_1(t)] \cdot [S(t - \tau_{31}) + n_3(t)] dt. \quad (1.122)$$

Произведя перемножение под интегралом, корреляционные функции можно представить в виде суммы четырех интегралов:

$$K_{12}^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S(t) S(t - \tau_{12}) dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S(t) n_2(t) dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S(t - \tau_{12}) n_1(t) dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} n_1(t) n_2(t) dt, \quad (1.123)$$

$$K_{23}^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S(t) S(t - \tau_{23}) dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S(t) n_3(t) dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S(t - \tau_{23}) n_2(t) dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} n_2(t) n_3(t) dt, \quad (1.124)$$

$$K_{31}^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S(t) \cdot S(t - \tau_{31}) dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S(t) n_3(t) dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S(t - \tau_{31}) n_1(t) dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} n_1(t) n_3(t) dt. \quad (1.125)$$

В комплексе РРТР, состоящего из N приемных модулей и имеющих $m = C_N^2$ пар приемных модулей, для k -й базы относительно k -го ведущего модуля корреляционная функция определяется как

$$K_{ij}^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S_k(t) \cdot S_i(t - \tau_{ki}) dt = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} [S_k(t) + n_k(t)] \cdot [S(t - \tau_{ki}) + n_i(t - \tau_{ki})] dt, \quad (1.126)$$

или

$$K_{ij}^*(\tau) = K_{ss}^*(\tau) + K_{nn}^*(\tau) + K_{nk}^*(\tau) + K_{ni}^*(\tau), \quad (1.127)$$

где $K_{ss}^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S_k(t) \cdot S_i(t - \tau_{ki}) dt$, $K_{nn}^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} n_k(t) n_i(t - \tau_{ki}) dt$,

$$K_{nk}^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} [S_k(t) n_i(t)] dt, \quad K_{ni}^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S(t - \tau_{ki}) n_k(t) dt.$$

При базах имеющих значения не более 10 длин волн пеленгуемого сигнала и высокой идентичности характеристик приемных модулей можно с достаточной степенью приближения считать равными полезные сигналы в моменты $t - \tau_{ki}$ в приемных модулях, как и значения сигналов помех. В этих условиях значение сигнала ведущего k -го приемного модуля равно значению сигнала i -го модуля с запаздыванием (опережением) на τ_{ki} относительно k -го модуля $S_k(t) = S(t - \tau_{ki})$.

При обнаружении сигналов ИРИ на входе приемного устройства будет аддитивная смесь периодического детерминированного сигнала и шума, которые являются стационарными процессами второго порядка и центрированы:

$$S_x(t) = S_k(t) + n_k(t) = U_k \cos \omega t + n_k(t). \quad (1.128)$$

При условии независимости сигналов ИРИ и шума, которые в достаточной степени приближения являются центрированными, корреляционные функции сигнал-шум $C_{nk}(\tau)$ и $C_{ni}(\tau)$ равны нулю с точностью, определяемой временем интегрирования.

Корреляционная функция шума $C_{nn}(\tau)$ стремится к нулю, во-первых, из-за отсутствия когерентности шумов в аппаратуре приемных устройств и, во-вторых, автокорреляционная функция внешнего шума также стремится к нулю при увеличении значения задержки τ_{ki} . Чем шире полоса частот шума, тем быстрее убывает автокорреляционная функция.

Таким образом, при этих условиях значение корреляционной функции сигнал плюс шум будет иметь вид:

$$K_{ki}^*(\tau) = K_{ss}(\tau) + \mu(\tau_{ki}), \quad (1.129)$$

где $\mu(\tau_{ki})$ – ошибка, значение которой обратно пропорциональна времени интегрирования.

Преобразование Фурье автокорреляционной функции сигнала $C_{ss}(\tau)$ равно квадрату Фурье-преобразования сигнала – функции $S_k(t)$.

Отношение сигнал/шум по мощности до вычисления автокорреляционной функции на входе k -го приемного модуля определяется [15], как:

$$Q_n = \frac{U_k^2}{2\sigma_k^2}, \quad (1.130)$$

где U_k – уровень сигнала на входе k -го приемного модуля;
 σ_k – уровень шума.

Отношение сигнал/шум по мощности в результате вычисления автокорреляционной функции равно

$$Q_s = \frac{U_k^4 \Delta \Omega T}{2\sigma_k^4 \left(1 + \frac{U_k^2}{\sigma_k^2}\right)} = \frac{2Q_n^2 \Delta \Omega T}{1 + 2Q_n}, \quad (1.131)$$

где Ω – полоса пропускания приемного модуля;
 T – время интегрирования принимаемого сигнала.

Увеличение отношения сигнал/шум по мощности в результате вычисления автокорреляционной функции определяется как отношение:

$$q = \frac{Q_s}{Q_n} = \frac{U_k^2 \Delta \Omega T}{\sigma_k^2 \left(1 + \frac{U_k^2}{\sigma_k^2}\right)} = \frac{2\Delta \Omega T Q_n}{1 + 2Q_n}. \quad (1.132)$$

Для случая обнаружения сигналов слабых сигналов ИРИ, отношение сигнал/шум $Q_n \ll 1$, с достаточной степенью приближения значение увеличения отношения сигнал/шум составит:

$$q \approx 2\Delta \Omega T Q_n = \frac{\Delta \Omega T U_k^2}{\sigma_k^2}. \quad (1.133)$$

Очевидно, что возможность увеличения отношения сигнал/шум при вычислении решения автокорреляционной функции будет при условии, когда:

$$2\Delta \Omega T > \frac{1}{Q_n}. \quad (1.134)$$

Увеличение отношения сигнал/шум возможно методом последовательного вычисления автокорреляционной функции. Для M циклов вычисления автокорреляционной функции увеличение отношения сигнал/шум определяется как

$$D_M = \frac{Q_{SM}}{Q_n} = (2\Omega T Q_n)^{2^M - 1}. \quad (1.135)$$

Из выражения (1.132) отношение сигнал/шум для M последовательности вычисления автокорреляционной функции будет равно:

$$Q_{SM} = (2\Delta\Omega T)^{2^M - 1} Q_n^{2^M}. \quad (1.136)$$

При этом каждое последовательное вычисление автокорреляционной функции учитывает все частотные составляющие исходной функции сигнала $S_k(t)$ и в условиях более высоких отношений сигнал/шум.

При этом истинное значение пеленга ИРИ для каждой ij -ой базы-пары определяется соотношением

$$\beta_{ij} = \arccos \frac{\tau_{ij} c}{d}. \quad (1.137)$$

т.е. основывается на вычислении корреляционной функции при конкретном времени задержки τ_{ij} для этой базы-пары.

При m значений времени задержки ij -х пар-баз τ_{ij} , для которых в соответствии с рассмотренной выше методикой рассчитываются m значений корреляционных функций для обнаружения ИРИ под углом пеленга β_0 , тождественно равный

$$\beta_0 = \arccos \left[\frac{c\tau_{12}}{d_{12}} = \frac{c\tau_{13}}{d_{13}} = \dots = \frac{c\tau_{ij}}{d_{ij}} = \dots = \frac{c\tau_{m(m-1)}}{d_{m(m-1)}} \right]. \quad (1.138)$$

Для пеленгов других ИРИ соответствуют такие же отношения времен задержки баз-пар к расстояниям между приемными модулями этих пар, что является критерием идентификации обнаружения и определения угловых координат целей.

Максимальная ошибка определения угла пеленга для одной из любых баз-пар после дифференцирования выражение (1.138) при скорости распространения электромагнитной волны определяется как:

$$\Delta\beta_{ij} = \arcsin c \left(\frac{\Delta\tau}{d} - \frac{\tau\Delta d}{d^2} \right). \quad (1.139)$$

С учетом того, что ошибки измерения расстояния между приемными модулями при использовании систем позиционирования типа GPS или ГЛОНАСС составляют порядка десяти сантиметров, т.е. в реальных условиях $\frac{\tau\Delta d}{d^2} \ll 1$, с достаточной степенью приближения можно считать, что ошибка определения значения пеленга равна:

$$\Delta\beta_{ij} \approx \arcsin \frac{c\Delta\tau}{d}, \quad (1.140)$$

т. е. определяется ошибкой определения временной задержки сигналов между двумя парами приемных модулей.

Среднеквадратичная ошибка определения пеленга с вероятностью 0,997 при этом составляет:

$$\sigma_\beta \approx \arcsin \frac{c\Delta\tau}{6d} = \arcsin \frac{c\sigma_\tau}{d}. \quad (1.141)$$

Принимая во внимание то обстоятельство, что для конкретного угла пеленга ИРИ значения углов пеленгов принятых отчетов относительно направления на Север для каждой из баз будут тождественно равны, то при N базах среднее значение угла пеленга этого ИРИ будет равно

$$\beta_{\text{ИРИ}} = \frac{\sum \beta_{ij}}{N} = \frac{1}{N} \left(\sum_1^N \arccos \frac{c\tau_{ij}}{d_{ij}} + \sqrt{\sum_1^N \arcsin^2 \frac{c\sigma_{(\tau)ij}}{d_{ij}}} \right). \quad (1.142)$$

Среднеквадратичная ошибка σ_τ определяется среднеквадратичной ошибкой подсистемы единого времени, входящей в состав комплекса РРТР, при маркировании значений времени задержки прихода сигналов ИРИ между двумя приемными модулями σ_0 , дискретностью интервалов отчета положения максимумов корреляционной функции σ_s и установкой значений времени задержки σ_u

$$\sigma_\tau = \sqrt{\sigma_0^2 + \sigma_s^2 + \sigma_u^2}. \quad (1.143)$$

Как видно из приведенных соотношений, параметры точности пеленгации не зависят от частоты сигнала ИРИ, а определяются инструментальными погрешностями аппаратных решений системы радиоинтерферометра.

На рис. 1.33 представлена структурная схема комплекса РРТР в составе трех приемных модулей и аппаратуры вторичной обработки информации (ВТОИ), обеспечивающая решение задач обнаружения, пеленгации и анализа сигналов ИРИ.

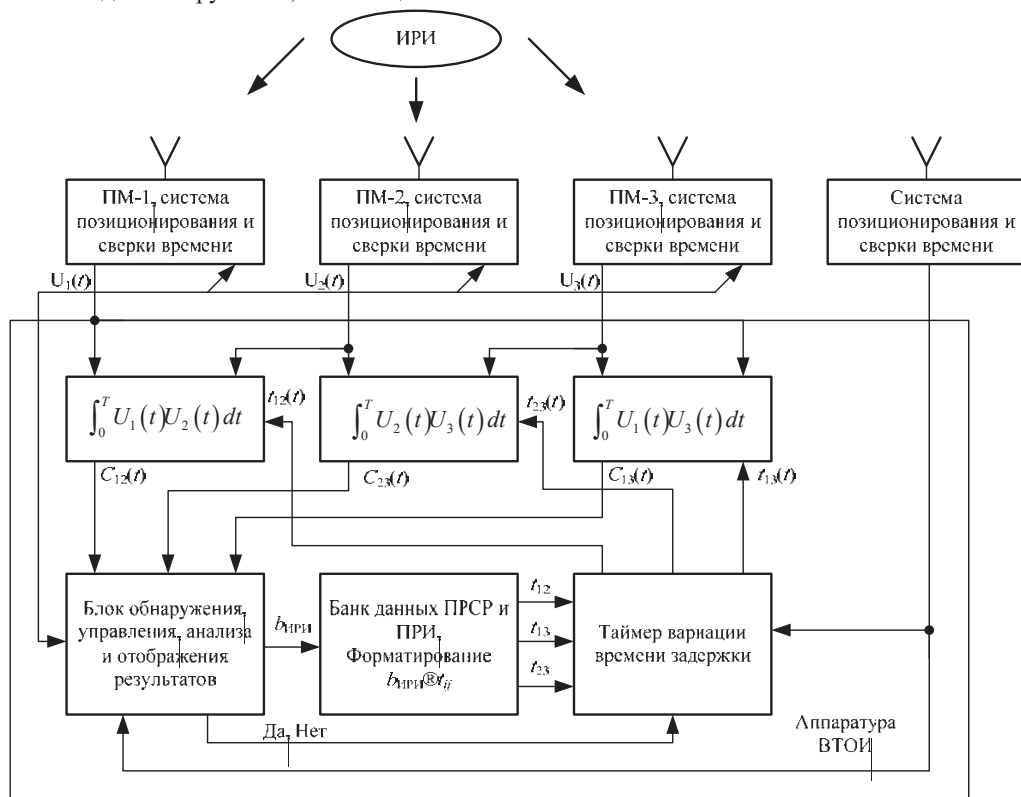


Рис. 1.133. Структурная схема комплекса РРТР в составе трех приемных модулей и аппаратуры вторичной обработки информации

Сигналы ИРИ, принятые приемными модулями ПМ-1, -2, -3, преобразуются в цифровую форму, маркируются метками времени сигналов 1PPS приемников спутниковых систем GPS, ГЛОНАСС и пакетами информации длительностью до 120 с поступают в аппаратуру вторичной обработки информации (ВТОИ) – блоки определения значений автокорреляционных функций сигналов ИРИ для каждой из трех пар – баз ПМ.

Значения автокорреляционных функций, полученных в результате одной или нескольких итераций поступают в блок обнаружения, идентификации, спектрального анализа сигналов ИРИ и управления режимами работы ПРСР автоматически по установленным программам поиска ИРИ или оператором клавиатура – дисплей с рабочего места оператора (РМО).

При обнаружении сигналов ИРИ формируется сигнал "ДА", обеспечивающий прекращение обнаружения на данном направлении путем изменения значений времени задержки или повторение режима обнаружения для повышения вероятности пеленгации этого сигнала.

Для сокращения времени обнаружения и вычисления значений автокорреляционных функций системой ПРСР в условиях большого числа сигналов ИРИ и необходимости их обнаружения в значительном секторе пеленгования целесообразно использовать алгоритм предварительной установки времени задержки τ_{ij} для ij -й пары-базы, соответствующие ожидаемому углу пеленга β_{ij} .

Вариации времени задержки τ_{ij} обеспечивают сканирование и обнаружение сигналов ИРИ в заданном угловом секторе.

1.5.8. Однопозиционный метод определения дальности

Основанием однопозиционного метода пеленгации является использование пространственной волны КВ диапазона, которая распространяются на значительные расстояния путем последовательного переотражения от ионизированных слоев ионосферы и поверхности Земли.

На рис. 1.34 представлена схема возможного определения координаты дальности до источника излучения в зависимости от значений угла места прихода волны при скачках распространения ионосфера – Земля для случаев:

- излучения ИРИ, находящегося в ионосфере в точке A_1 (блок 1);
- излучения ИРИ, находящегося на поверхности Земли из точки A (блок 2).

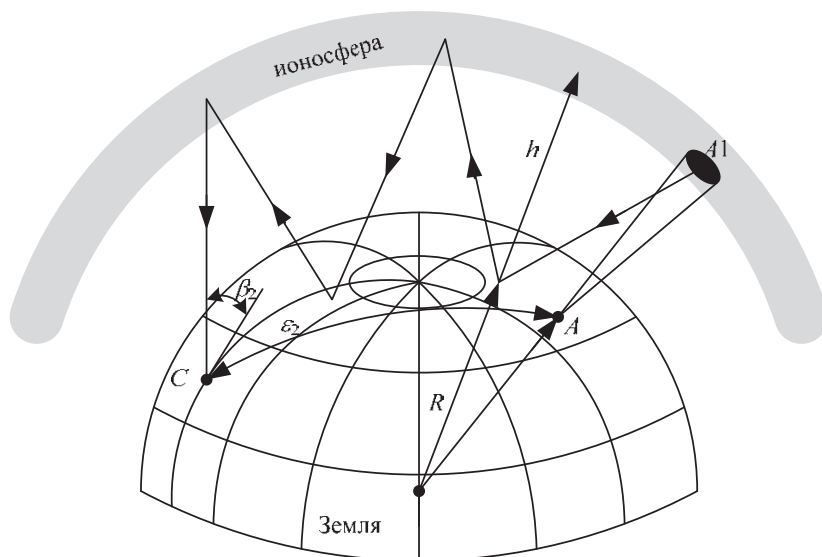


Рис. 1.34. Схема приема наземными пеленгаторами сигналов передатчика и вторичного излучения ионосферы в условиях скачкового распространения

Дальность возможного обнаружения сигналов ИРИ зависит от числа скачков волны n , высоты ионизированного слоя h и угла места β вектора излучения (приема) волны. Значе-

ние дальности до ИРИ, находящегося на поверхности Земли, определяется следующим выражением (R радиус Земли):

$$L_1 = 2nR \left[\arccos \left(\frac{R \cos \beta_1}{R+h} \right) - \beta_1 \right]. \quad (1.144)$$

На графиках рис. 1.35 представлены зависимости значения угла места прихода сигнала ИРИ от дальности до источников, находящийся на земной поверхности для уровней слоев отражения от ионосферы на высотах 80...120 км при одном и двух скачках сигналов излучения. Как видно из графиков имеется возможность определения местоположения ИРИ данным методом на дальностях 2500...4500 км.

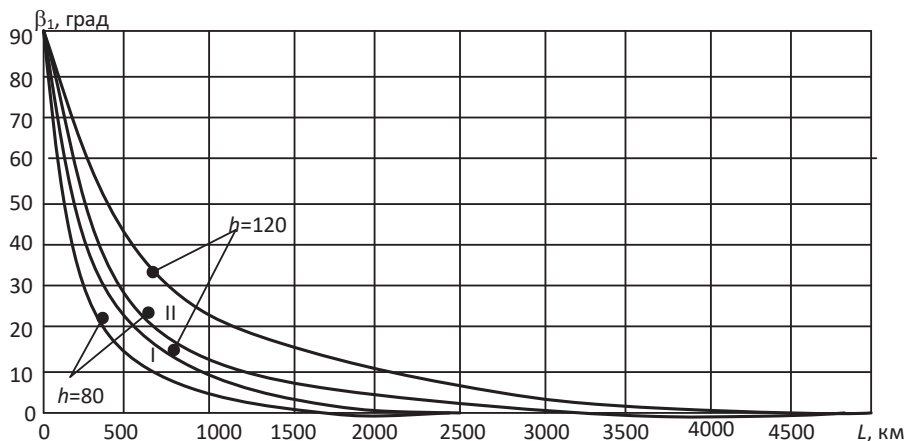


Рис. 1.35. Зависимость углов прихода сигналов ИРИ от расстояния между передающими и приемными системами при отражении от ионосферы на высотах $h = 80...120$ км (I – однократное отражение; II – двукратное отражение)

Аналогично, значение дальности сигналов ИРИ в условиях размещения источника излучения на большой высоте (например, в ионосфере) определяется как:

$$L_2 = (2n-1)R \left[\arccos \left(\frac{R \cos \beta_2}{R+h} \right) - \beta_2 \right]. \quad (1.145)$$

На рис. 1.36 представлены графики зависимости значения угла места прихода сигнала ИРИ от дальности до источников, находящийся над земной поверхностью на высотах 100 и 300 км при одном и двух скачках сигналов излучения. При этом дальность обнаружения и определения местоположения ИРИ может составлять 3500...10000 км.

Таким образом, определив значение угла места вектора распространения радиоволны, можно рассчитать дальность до источника излучения.

Следует отметить, что это метод широко применяется в загоризонтных РЛС и пассивных, так называемых однопозиционных пеленгаторах – дальномерах в КВ диапазоне рабочих частот.

Значения относительной среднеквадратичной ошибки значений координаты дальности определяется как

$$\sigma_L = - \frac{1 + \frac{R \sin \xi}{\sqrt{(R+h)^2 - R^2 \cos^2 \xi}}}{\arccos \left(\frac{R \cos \xi}{R+h} - \xi \right)} \sigma_\xi. \quad (1.146)$$

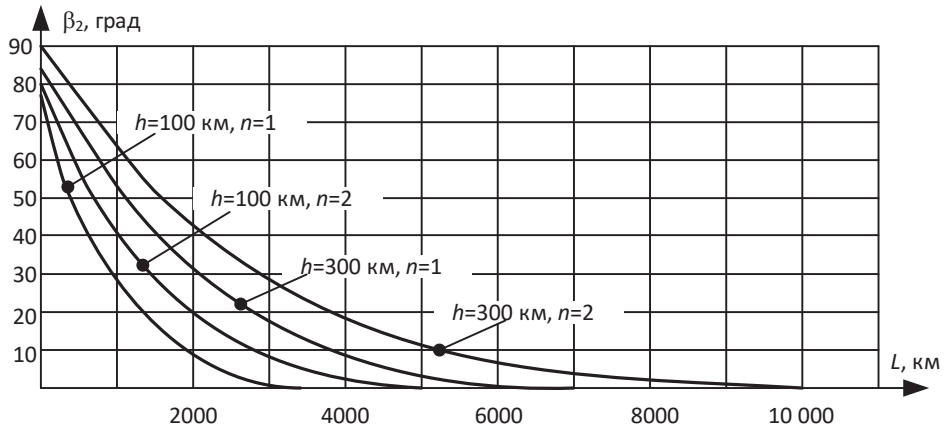


Рис. 1.36. Зависимость углов β_2 прихода сигнала от дальности L_2 при формировании сигнала в ионосфере на высотах $h = 300$ км и $h = 100$ км при $n=1$ и $n=2$

Так, например, при угле места приема сигналов ИРИ относительное значение СКО координаты дальности при СКО $\sigma_\epsilon = 3^\circ$ и односкачковом распространении равно $\sigma_L = 0,11$, т. е. на дальности порядка 1000 км для наземных источников СКО определения местоположения составит ~ 110 км где имеют место поверхностные типы волн. Соответственно для ИРИ размещенного в ионосфере на высотах порядка 300 км при тех же условиях и значении СКО определения угла места на дальности порядка 3000 км определение местоположения составит ~ 330 км.

ГЛАВА 2

Радиопомехи при РЭБ

2.1. Факторы, определяющие условия создания помех

Конфликтные взаимодействия радиоэлектронных систем развиваются в пространстве и во времени. Когда самолет с передатчиком помех на борту входит в зону обнаружения радиолокатора, между самолетом (передатчиком помех) и радиолокатором возникает взаимодействие по схеме замкнутого контура "радиолокатор – самолет (передатчик помех) – радиолокатор". В среде взаимодействия между элементами этого контура распространяются электромагнитные волны. Связующими звеньями между пространством взаимодействия и радиоэлектронной системой (радиолокатором, передатчиком помех) служат антенны. Приемная антенна улавливает энергию электромагнитных волн, распространяющихся в атмосфере (в космическом пространстве), и направляет ее в линию передачи в виде токов высокой частоты. Передающая антенна, наоборот, преобразует энергию электромагнитных колебаний, подводимую по линии передач к антенне, в энергию электромагнитных волн, распространяющихся в пространстве. Области пространства взаимодействия между самолетом с передатчиком помех на борту и РЛС ограничиваются максимальной дальностью обнаружения самолета, т. е. излучаемой мощностью радиолокатора и чувствительностью его приемника, способностью самолета переотражать радиолокационный сигнал в направлении радиолокатора, а также мощностью передатчика станции помех и чувствительностью его приемника. Эти параметры с учетом дальности между радиолокатором и самолетом определяют на входе радиолокационного приемника уровни сигнала, отраженного от самолета, и сигнала помехи. Так как основным звеном радиолокатора, осуществляющим взаимодействие через пространство с самолетом, является его антенная система, то она во многом будет определять уровень отраженного от объекта радиолокационного сигнала на входе приемника радиолокатора и требования к мощности помехи. Чем больше величина этого сигнала, тем более мощным должен быть передатчик помех. Поскольку электромагнитное излучение передатчика помех воздействует на радиолокатор через его антенную систему, параметры антенны радиолокатора непосредственно влияют на эффективность воздействия помех. Необходимо также отметить, что момент включения передатчика помех существенно влияет на эффективность РЭП. Например, в случае подавления РЛС обнаружения, передатчик помех должен быть включен в строго согласованное с реальной радиоэлектронной обстановкой время, так как преждевременное его включение будет своего рода предупреждением ПВО об опасности, а задержка приведет к своевременному обнаружению радиолокационной цели (самолета). Поскольку взаимодействие между радиолокатором и самолетом осуществляется в околоземном пространстве, на результаты взаимодействия будут влиять электрофизические характеристики атмосферы и подстилающей поверхности. Совокупность факторов, определяющих взаимодействие радиолокатора с защищаемым объектом с передатчиком помех на борту, иллюстрируется схемой на рис. 2.1.

Таким образом, энергетические характеристики помех и возможности подавления радиолокатора во многом зависят от параметров антенной системы, способности защищаемого объекта переотражать радиолокационные сигналы, условий распространения радиоволн в пространстве взаимодействия, а также и от взаимного расположения радиолокатора, защищаемого объекта и передатчика помех. В связи с этим необходимо оценить способность различных объектов переотражать электромагнитные колебания, дать общее представление о радиолокационных антеннах с точки зрения их роли в радиоэлектронной борьбе, а также определить влияние условий распространения радиоволн на их ослабление в пространстве взаимодействия.

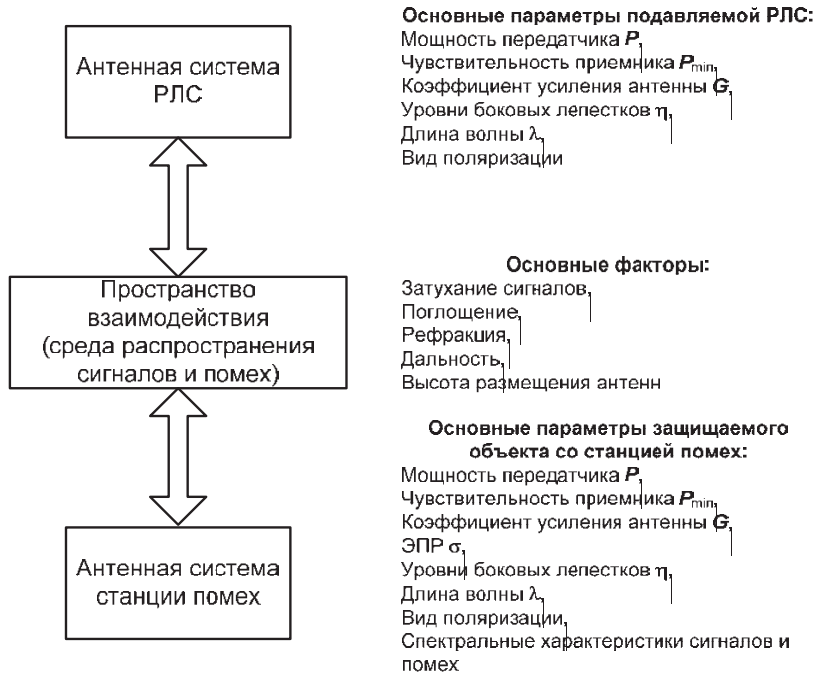


Рис. 2.1. Факторы, определяющие характер взаимодействия радиолокатора и объекта с передатчиком помех на борту

2.2. Эффективная поверхность рассеяния защищаемых объектов

Объектами защиты с помощью средств радиоподавления могут быть различные летательные аппараты (самолеты, вертолеты, ДПЛА, ИСЗ, ракеты, боевые блоки баллистических ракет), а также корабли и наземные сооружения. Наиболее важная характеристика этих объектов для радиоподавления – их отражающая способность, определяющая свойство переизлучать энергию падающей на объект электромагнитной волны. Физическая сущность возникновения отраженных сигналов заключается в том, что электромагнитная волна, падающая на объект, вызывает на его поверхности вынужденные колебания свободных и связанных зарядов, синхронные с колебаниями поля падающей волны. Эти колебания создают вторичное электромагнитное поле, распространяющееся во всех направлениях от объекта. Часть электромагнитной энергии поступает на вход радиолокационного приемника и фиксируется в виде отраженного объектом сигнала. Отражающие свойства зависят от формы и размеров объектов, материала, из которого они выполнены, длины и поляризации падающей волны, направления облучения и приема. Количественно отражение характеризуется эффективной отражающей поверхностью (ЭПР) объекта, устанавливающей пропорциональность между мощностью отраженного объектом сигнала P и плотностью потока мощности облучающей его электромагнитной волны

$$P_{\text{отр}} = \sigma P_1, \quad (2.1)$$

где σ – ЭПР; $P_1 = \frac{PG_{\text{рлс}}}{4\pi R^2}$;

P – мощность передатчика;

$G_{\text{рлс}}$ – КНД передающей антенны РЛС;

R – дальность до объекта.

В общем случае ЭПР зависит от направления облучения и приема. График зависимости ЭПР от угла облучения (приема) называется диаграммой ЭПР (индикатрисой) объекта. Индикатрису или ЭПР можно получить расчетным или опытным путем. Расчетный метод определения ЭПР применим в основном только для объектов простейших форм, а ЭПР реальных объектов определяют, как правило, опытным путем с помощью непосредственных радиотехнических измерений, выполняемых на реальных объектах или на их моделях [24]. Для примера на рис. 2.2 приведена экспериментальная зависимость ЭПР истребителя от азимутального угла при горизонтальной поляризации на частотах 9150, 2600 и 545 МГц [20].

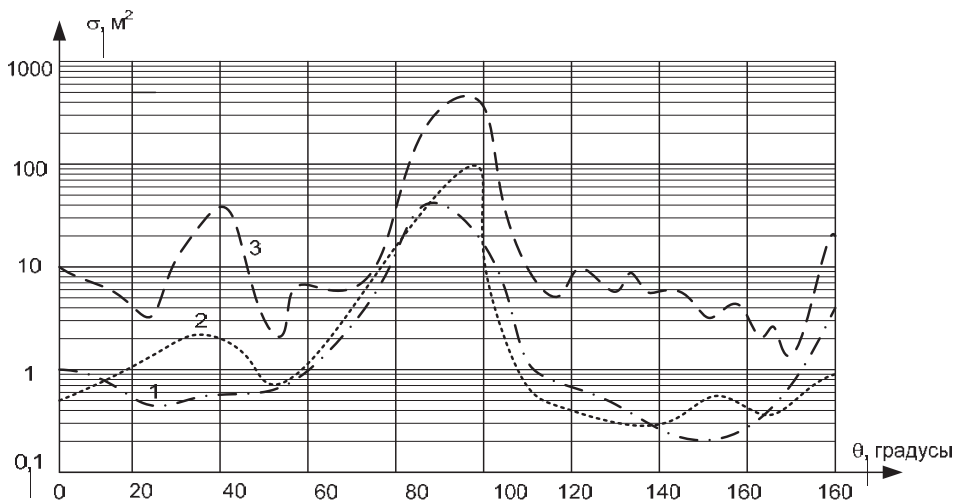


Рис. 2.2. Зависимость ЭПР самолета F-86 от при горизонтальной поляризации

ЭПР имеет максимум в области углов $80...100^\circ$, составляющий величину 300 м^2 . С увеличением длины волны ЭПР истребителя возрастает. При облучении самолета с хвоста (180°) ЭПР выше, чем при облучении с носа самолета (0°). При изменении положения объекта относительно РЛС меняются фазовые соотношения между сигналами, отраженными от различных его элементов. В результате возникают флуктуации результирующего сигнала в точке приема, характер которых определяется типом объекта. Модуляционные особенности отраженных от реальных объектов радиолокационных сигналов необходимо учитывать при радиолокационном подавлении РЭС, особенно при создании имитационных помех, когда важно обеспечить хорошее подобие сигналов помех сигналам реальных объектов. В противном случае становится возможной селекция создаваемых ложных целей. Предпринимаются серьезные усилия для снижения ЭПР и других демаскирующих признаков самолета. Традиционный путь снижения ЭПР самолетов первоначально состоял в использовании радиопоглощающих материалов. Например, такая технология была применена в самолете-разведчике SR-71. Однако эта технология не позволяет снизить ЭПР самолетов до значений, при которых можно было бы говорить о "самолете-невидимке".

Самолет с низкими демаскирующими признаками должен иметь уникальную конфигурацию и быть построен из материалов, которые как поглощают, так и преломляют радиолокационные сигналы. Стратегический бомбардировщик B-52 имеет большую ЭПР (до 100 м^2) из-за наличия высокого вертикального стабилизатора и большого корпуса, а также из-за расположенных на крыльях, гондолах реактивных двигателей, являющиеся хорошими отражателями. Первоначальный вариант бомбардировщика B-1 имел ЭПР, равную 10 м^2 , а ЭПР модифицированного варианта B-1B едва достигала 1 м^2 . Такие малые значения ЭПР обеспечиваются

путем введения целого ряда технических новшеств, которые объединяются под общим названием "технология Stealth". На новых самолетах нет острых кромок и выступающих углов управляющих плоскостей на крыльях самолета, которые хорошо отражают радиолокационные сигналы. Передняя кромка крыла и фюзеляжа плавно закруглена, а образующие треугольник фюзеляж, кабина и крыло придадут ему вид летящего клина. Двигатели скрыты в фюзеляже. Для этой цели заменяется, где возможно, металлическая обшивка на поглощающие материалы на основе графитовых пластиков, обладающих повышенной прочностью. Скрытые воздухозаборники реактивных двигателей устанавливаются на нижней части летающего крыла. Канал воздухозаборника имеет зигзагообразную конструкцию с тщательно рассчитанными изгибами, которые сводят к минимуму отражения радиолокационных сигналов. Кроме снижения радиолокационной заметности предпринимаются меры для охлаждения выхлопа реактивного двигателя, что способствует защите самолета от ракет с тепловой головкой самонаведения и от обнаружения ИК-датчиками. Снижение ЭПР самолетов помимо уменьшения дальности радиолокационного обнаружения позволяет уменьшить энергетические требования к мощности передатчика помех.

Применение сформулированных конструктивных принципов иллюстрируется примером рис. 2.3. На рис. 2.3 показаны: 1 – экранирующая сетка воздухозаборника; 2 – кили с наклоном внутрь; 3 – внешняя конструкция, разделенная на грани для уменьшения отражений; 4 – защищенное от отражений электромагнитных волн сопло двигателя; 5 – центральный киль для рассеивания горячих выхлопных газов двигателя; 6 – задняя кромка крыла с обратной стреловидностью.

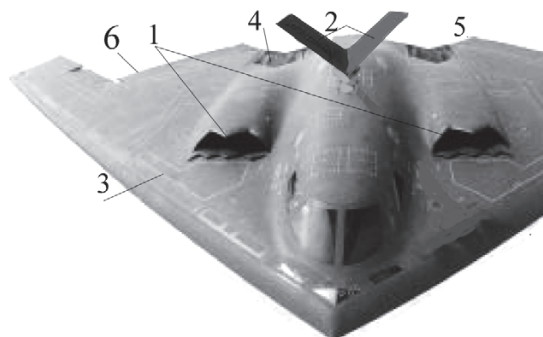


Рис. 2.3. Самолет, выполненный по технологии Stealth

Для уменьшения вклада, вносимого антеннами в ЭПР маскируемого объекта, технология Stealth предусматривает применение антенн, малоотражающих в главных лепестках диаграммы направленности.

Диаграмма ЭПР кораблей имеет более тонкую лепестковую структуру, чем диаграмма самолетов, что объясняется значительно большими размерами и сложной конструкцией кораблей. Экспериментальные исследования показывают, что флуктуации ЭПР корабля, как и самолета, приближенно описываются экспоненциальным законом распределения. В зависимости от водоизмещения корабля его усредненную ЭПР для 50-го процентиля можно определить с помощью эмпирической формулы [20]:

$$\sigma = 52\sqrt{fD^3}, \quad (2.2)$$

где σ – ЭПР;
 f – несущая частота зондирующего сигнала РЛС, МГц;
 D – водоизмещение корабля в килотоннах.

Формула (2.2) была получена путем обработки результатов измерений ЭПР кораблей различного класса в натурных условиях в диапазоне 3,25; 10 и 23 см.

В табл. 2.1 приведены усредненные значения ЭПР ряда типовых реальных объектов, для защиты которых используется радиоэлектронное подавление РЭС.

Т а б л и ц а 2.1

Среднее значение ЭПР типовых объектов

Наименование объекта	ЭПР, м ²
B-52	100
FB-111	7
F-4	6
B-1	0,7
B-2	0,1
F-117F	0,025
Реактивный бомбардировщик-	15...20
Подводная лодка в надводном положении	30...40
Малый корабль (50...200) т	10...50
Средний корабль (1000...3000) т	$6 \cdot 10^3 \dots 2,5 \cdot 10^4$
Большой корабль 10^4 т	200000
Автомобиль, танк	7...10
Рубка подводной лодки	1
Головная часть баллистической ракеты	$1 \dots 10^{-3}$
Человек	0,5...1,2

ЭПР наземных гражданских объектов (заводы, мосты, плотины ГЭС, различные строительные сооружения) в значительной степени определяются конструкцией, размерами и материалами, из которых созданы объекты. Как и для объектов ВВСТ эффективная поверхность рассеивания наземных объектов зависит от частоты зондирующих сигналов и углов зондирования, при этом значение ЭПР для отдельных объектов может меняться на несколько порядков от угла визирования – угла места положения наземного объекта на воздушную цель. На рис. 2.4 в качестве примера представлено измеренное значение ЭПР нефтеперегонного завода в сантиметровом диапазоне длин в зависимости от угла визирования авиационной РЛС. Как видно, значение ЭПР на 3 порядка изменяется от угла визирования, чем меньше угол места, тем большее значение имеет ЭПР. Эта особенность – изменения ЭПР от угла визирования типовых наземных и особенно промышленного назначения объектов определяет возможности обнаружения наземных объектов на значительных дальностях от авиационных РЛС.

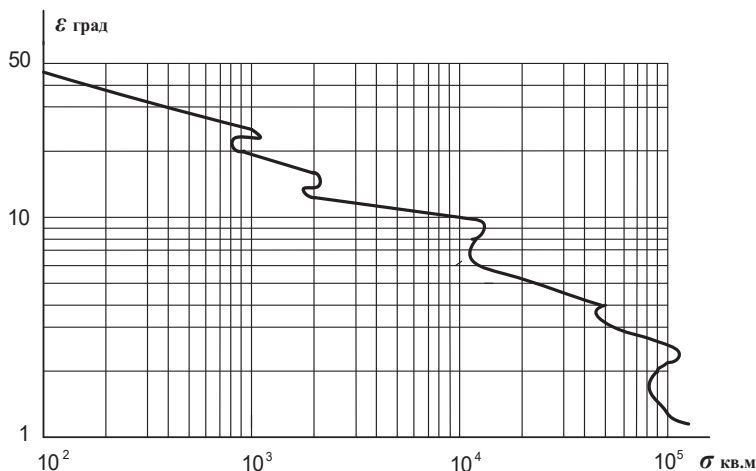


Рис. 2.4. Зависимость ЭПР нефтеперегонного завода от угла места визирования в см диапазоне длин волн

На рис. 2.5 представлена схема взаимного положения воздушных целей относительно обнаруживаемых наземных объектов. Как видно из рисунка значение угла места – угла визи-

рования (ε) зависят от дальности (D) воздушная цель ($Ц$) – наземный объект ($С$), а также высоты полета цели (h).

При радиусе Земли R из треугольника $ОЦС$ взаимная связь значений параметров цель – наземный объект определяется как:

$$\left(\frac{h}{D \cos \varepsilon} - \operatorname{tg} \varepsilon \right) \operatorname{ctg} \frac{1}{2} \arcsin \frac{D \cos \varepsilon}{h + R} = 1. \quad (2.3)$$

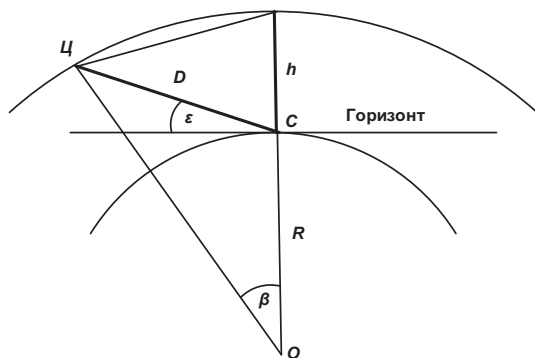


Рис. 2.5. Схема зависимости угла визирования воздушными целями наземных объектов

При полете воздушной цели известны значения высоты и возможной дальности до наземного объекта, что позволяет определить угол визирования ε и, следовательно, получить оценку уровня ЭПР наземного объекта согласно (2.3). В условиях подавления воздушных целей наземными средствами РЭБ при защите наземных объектов значения энергетических потенциалов станций помех должен определяться уровнем изменения ЭПР объектов от угла места.

2.3. Антенны в технике РЭП

Функционирование любой аппаратуры РЭП немыслимо без антенных устройств, и как бы ни был совершен передатчик помех, его возможности по защите объекта в конечном счете определяются параметрами антенных устройств с учетом их размещения на реальном объекте, где существенными являются ограничения на массу и габаритные размеры аппаратуры. В силу того, что передатчик помех должен располагать возможностью мгновенной реакции на угрозу, антенное устройство должно быть способно эффективно работать в широком частотном диапазоне и излучать (принимать) радиоволны практически во всех направлениях. Последнее означает, что ДНА должна быть по возможности близкой к круговой, т. е. слабонаправленной (усиление 0...5 дБ). Естественно, что в этом случае энергетический потенциал передатчика помех будет в основном определяться практически реализуемой выходной мощностью оконечных каскадов передатчика помех. Это означает, что антенна должна пропускать большие мощности. Достоинством слабонаправленных антенн является простота, низкая стоимость и способность работать при отсутствии информации о направлении на подавляемые РЭС. Если сектор одновременного подавления ограничить шириной в несколько десятков и более градусов, то перекрытие всего требуемого сектора может быть достигнуто применением нескольких антенн, диаграммы направленности которых соответственно ориентированы в пространстве и подключаются поочередно к общему передатчику. Однако в этом случае необходимо устройство для определения направления на подавляемые РЭС. По мере увеличения ЭПР защищаемых объектов (например, кораблей) и необходимости обеспечения все больших отношений помеха/сигнал технические требования к антеннам станций помех ужесточаются.

В современных условиях требуется эффективная излучаемая мощность помехи в пределах от 10 кВт до 1 МВт при подавлении одновременно многих РЭС. К сожалению, возможности повышения эффективной излучаемой мощности помехи путем увеличения выходной мощности передатчика помех ограничены. Средний уровень СВЧ мощности широкополосных усилителей непрерывного излучения в настоящее время составляет 1...2 кВт, а уровень импульсной мощности – 5...7 кВт, что требует для обеспечения реализации высокого энергетического потенциала станций помех применять антенны с высоким коэффициентом усиления, т. е. узконаправленные антенны. Применение узконаправленных антенн зеркальных или рупорных приводит к необходимости путем сканирования по угловым координатам электромеханическими приводами обеспечивать наведение, поиск и сопровождение подавляемых РЭС, что снижает эффективность РЭП за счет временным задержек организации подавления.

Обеспечение высоких значений эффективности возможно применением многолучевых антенных решеток, способными мгновенно концентрировать мощность в узком луче в направлении подавляемых РЭС помех большой мощности. Для систем РЭП с такими антеннами эффективная мощность излучения помехи определяется соотношением

$$P_{\Pi} G_{\Pi} = N^2 G_1 H_1, \quad (2.4)$$

где P_{Π} – мощность передатчика помех;
 G_{Π} – КНД передающей помехи антенны;
 G_1 – коэффициент усиления антенного элемента решетки;
 N – число элементов активной антенной решетки;
 P_1 – выходная мощность усилителя элемента решетки.

Можно видеть, что если коэффициент усиления антенного элемента решетки равен 10 дБ, мощность усилителя элемента решетки 100 Вт и число элементов 10, то эффективная излучаемая мощность такого передатчика помех составит 10 кВт. Рассмотренный пример показывает практическую возможность достижения в аппаратуре помех мегаваттного уровня. Из (24) ясно, что путем применения более узконаправленного излучающего элемента можно наращивать излучаемую мощность помехи до требуемого уровня. Однако это приводит к соответствующему сужению углового рабочего сектора решетки, что, в свою очередь, ведет к необходимости увеличения числа решеток на борту объекта для защиты в требуемом секторе. Кроме того, очень узкий луч не всегда приемлем, так как во многих случаях направление на подавляемую РЭС (например, на ГСН противорадиолокационной ракеты) не совпадает по направлению с излучателем (например РЛС подсвета цели), который будет пеленговаться и на который будет наводиться узкий антенный луч решетки).

Наряду с концентрацией мощности помехи в нужном направлении антенна должна обеспечивать заданную поляризацию и часто не просто фиксированную, а с изменяемыми параметрами. Это еще более усложняет структуру, увеличивает массу и габаритные размеры антенных устройств передатчика помех, еще более ужесточает проблему их размещения на реальных объектах. При этом следует учесть, что такие антенные системы должны быть широкополосными и работать с перекрытием по частоте на октаву и более.

Современный боевой самолет буквально "облеплен" антеннами. Еще больше антенных систем несет боевой корабль. Поэтому, говоря об антенных системах, следует учитывать их вклад в ЭПР защищаемого объекта. При создании помех РЛС ДНА передатчика помех направлена на подавляемый радиолокатор, который нацелен максимумом своей ДНА на защищаемый объект. В этом случае, радиолокационный сигнал, принятый антенной передатчика помех, может отразиться от какой-либо неоднородности антенно-фидерного тракта и переизлучиться через ту же антенну в обратном направлении к РЛС. Наиболее сильное обратное излучение от антенны будет наблюдаться при наличии неоднородности типа короткозамкнутой или разомкнутой линии. В результате антенна может рассматриваться как пассивный ретранслятор радиолокационных сигналов, по эффекту действия аналогичный переотражающему объекту с ЭПР, определяемой выражением:

$$\sigma_{\text{экв}} = \frac{G_{\text{п}}^2 \lambda^2}{4\pi} |\Gamma| \eta \gamma, \quad (2.5)$$

где $G_{\text{п}}$ – коэффициент усиления помеховой антенны;
 λ – длина волны;
 $|\Gamma|$ – коэффициент отражения;
 η – КПД;
 γ – коэффициент, учитывающий потери из-за рассогласования по поляризации.

Так, при $G_{\text{п}}=20$ дБ и наличии в антенно-фидерном факте неоднородности типа короткозамкнутой или разомкнутой линии ЭПР антенны составит $0,75 \text{ м}^2$ в трехсантиметровом диапазоне волн. Коэффициент усиления эквивалентного ретранслятора

$$K_{\text{экв ретр}} = 2G_{\text{п}} [\text{дБ}] - 10 \lg \left[\frac{\text{КСВН} + 1}{\text{КСВН} - 1} \right]. \quad (2.6)$$

Например, если антенна нагружена на вход (выход) ЛБВ с КСВН<2, то при коэффициенте усиления антенны 20 дБ эквивалентное усиление ретранслятора составит 30,5 дБ, что эквивалентно ЭПР около $0,5 \text{ м}^2$.

Таким образом, антенна современного передатчика помех это не просто элемент согласования линии передачи с открытым пространством, но также и устройство, которое, если не принять меры, может увеличить ЭПР защищаемого объекта.

2.4. Влияние земной поверхности на распространение сигналов помех

Сигналы помех, как и радиолокационные сигналы, переносятся радиоволнами и поэтому подчиняются всем закономерностям, свойственным условиям распространения электромагнитных колебаний. В связи с этим на распространение радиоволн будут влиять поверхность Земли и характеристики атмосферы или космического пространства. Земная поверхность влияет на распространение сигналов помех тем, что в точке приема наблюдается интерференция радиоволн, прошедших по прямому пути, с радиоволнами, переотраженными земной или водной поверхностью. В тех направлениях, где эти поля окажутся в фазе, произойдет усиление результирующего поля, а там, где они окажутся в противофазе – его ослабление. Напряженности электрического поля прямой и переотраженной волн отличаются друг от друга по амплитуде и фазе из-за различия коэффициента усиления помеховой антенны в направленный на приемник РЛС и участок отражения от поверхности Земли. На уровне напряженности будут влиять и изменения амплитуды и фазы волны при отражении от земной поверхности.

Если высота шероховатостей подстилающей поверхности мала по сравнению с длиной волны, то происходит зеркальное отражение. Количественно изменение амплитуды и фазы отраженной волны характеризуется коэффициентом отражения. Этот коэффициент зависит от электрических параметров воды или почвы, длины волны, угла скольжения, поляризации и характера поверхности (лес, луг, снег и т. п.) [10].

В случае горизонтальной поляризации коэффициент отражения сравнительно слабо зависит от угла скольжения для морской и пресной воды, песка и суглинка. При изменении угла скольжения от 0 до 28° коэффициент отражения при горизонтальной поляризации для воды изменяется от 1,0 до 0,9, а для песка и суглинка – от 1,0 до 0,5. При вертикальной поляризации зависимость коэффициента отражения от угла скольжения более существенная, так как наблюдается значительное ослабление при углах Брюстера. Коэффициент отражения при вертикальной поляризации значительно меньше, чем при горизонтальной.

Большое влияние на коэффициент отражения оказывает растительный покров. В этом случае наблюдается очень слабая зависимость коэффициента отражения от угла скольжения и его величина очень мала (около 0,1). Поляризация практически не влияет на коэффициент

отражения для поверхностей, покрытых растительностью, отражение носит в большей степени диффузионный характер, чем зеркальный. С увеличением длины волны облучающего поверхность сигнала и высоты растительного покрова коэффициент отражения растет. При прочих равных условиях отраженный от подстилающей поверхности сигнал только при малых углах скольжения соизмерим с прямым сигналом. Следовательно, при этих углах будет происходить их интерференция, которая ухудшает обнаружение целей. В результате дальность обнаружения низколетящих целей оказывается малой по сравнению с дальностью обнаружения в свободном пространстве и пропорциональна корню восьмой степени от энергии излучения РЛС.

В случае создания помех радиолокаторам для защиты низколетящего летательного аппарата влияние отраженного от подстилающей поверхности сигнала помехи будет проявляться в угловых ошибках пеленгации цели и тем больших, чем выше относительный уровень переотраженного сигнала. Если его уровень соизмерим с уровнем прямого сигнала, то при когерентности этих сигналов возможны значительные угловые возмущения, превышающие угол места цели, так как в этом случае пеленгуется двухточечная цель, состоящая из излучателя помехи и его антипода. В силу того, что коэффициент отражения от реальных подстилающих поверхностей мал, обеспечение таких условий может быть достигнуто соответствующим выбором формы ДНА передатчика помех. Влияние поверхности Земли сказывается на появлении лепестковости в ДНА передатчика помех, что может привести к возникновению направлений, в которых уровень помехи ниже, чем при отсутствии этого влияния Земли. Кроме того, при полете ЛА с передатчиком помех на борту на малой высоте подстилающая поверхность, переотражая излучаемые сигналы помех обратно к самолету, может понизить чувствительность приемного устройства, а в случае наличия ретрансляционного передатчика помех – даже вызвать его самовозбуждение. Таким образом, подстилающая поверхность создает специфические условия для функционирования передатчиков помех, которые необходимо учитывать при защите низколетящих самолетов.

2.5. Распространение радиоволн в атмосфере

Кривизна Земли ограничивает дальность прямой видимости и, следовательно, радиогоризонт. Однако рефракция радиоволн в атмосфере приводит к тому, что радиогоризонт оказывается на дальности, большей дальности прямой видимости. Обычно с увеличением высоты показатель преломления радиоволн в атмосфере падает (рефракция положительная). Так как скорость распространения радиоволн через преломляющую среду (атмосферу) обратно пропорциональна показателю преломления, то верхняя часть волны движется в атмосфере быстрее, чем нижняя. В результате этого волна преломляется вниз, что обуславливает эффект огибания Земли радиоволнами и распространения радиоволн за горизонт. С учетом положительной рефракции расстояние d , км, до радиогоризонта равно:

$$d = (3,56 \dots 4,12) \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2} \right), \quad (2.7)$$

где h_1 и h_2 – высоты расположения антенн над поверхностью Земли в метрах в точках приема и передачи.

При распространении радиоволн в атмосфере также происходит их поглощение, рассеяние и ослабление газами и гидрометеорами. На волнах, длиной больше нескольких сантиметров, поглощением радиоволн атмосферными газами на трассах сравнительно малой протяженности можно пренебречь. На более коротких волнах приходится принимать во внимание молекулярное поглощение радиоволн в водяных парах и в кислороде воздуха, которое имеет место при отсутствии осадков. Это явление связано с тем, что энергия радиоволн затрачивается на возбуждение колебаний атомов и вращение молекул. Поскольку большинство энергетических уровней возбуждения дискретны, переход с одного уровня на другой при поглощении энергии радиоволн носит ярко выраженный резонансный характер рис. 2.6.

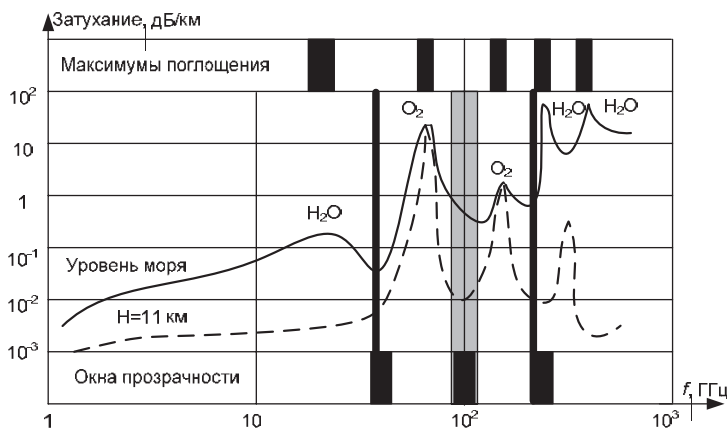


Рис. 2.6. Зависимость затухания радиосигналов в атмосфере от частоты

Особенно сильно влияние поглощения радиоволн наблюдается на уровне моря, где имеется большая насыщенность атмосферы парами воды. Так, даже на $\lambda=3$ см удельное затухание радиоволн в этом случае достигает 0,003 дБ/км. С увеличением высоты трассы распространения радиоволн содержание паров воды падает и удельное затухание на $\lambda=3$ см снижается до 0,0015 дБ/км. На этой высоте укорочение длины волны сопровождается резонансными полосами поглощения в кислороде. Например, на $\lambda = 0,5$ см удельное затухание достигает 20 дБ/км, а на $\lambda = 0,25$ см уменьшается более чем на порядок и составляет 1 дБ/км. Следующие резонансные пики поглощения в кислороде слабо уменьшаются и становятся более узкими. При этом удельное затухание между резонансными пиками на $\lambda = 0,3$ см составляет около 0,01 дБ/км и обнаруживает тенденцию к уменьшению с укорочением длины волны.

Ослабление в облаках и в дожде должно учитываться во всем диапазоне волн короче 10 см. Особенно сильно это явление сказывается на волнах длиной 1 и 3 см и короче. Ослабление радиоволн, вносимое облаками, зависит от концентрации в них воды. Обычно концентрация воды M изменяется от 1 до 2,5 г/м³. Ослабление равно

$$K_0 = K_1 M, \text{ дБ/км.} \quad (2.8)$$

Для водного облака $K_1 - 0,063$ дБ/км·м³/г при температуре 10 °С и $\lambda = 3,2$ см. Отсюда $K_0 = (1...2,5) \cdot 0,063 = (0,063...0,15)$ дБ/км. Вносимое облаками ослабление радиоволн уменьшается с увеличением длины волны. Например, при изменении длины волны от 1 до 3 см ослабление радиоволн уменьшается на порядок. У ледяных облаков ослабление почти на два порядка ниже, чем у водяных. Ослабление, вызываемое дождем, зависит от его интенсивности, температуры и длины волны. При дожде с интенсивностью 25 мм/час и температуре 18 °С потери на $\lambda = 3,0$ см составляют 0,65 дБ/км, а при интенсивности 100 мм/ч – 3,24 дБ/км. С повышением температуры ослабление радиоволн дождем уменьшается. Град и снег вносит потери, составляющие примерно 1 % от потерь, вызываемых дождем. Ослабление, вносимое туманом, зависит от расстояния видимости.

При температуре 0 °С удельное затухание, вносимое туманом, приведено в табл. 2.2 для различных длин волн и расстояний видимости.

Т а б л и ц а 2.2

Удельное затухание, вносимое туманом			
Видимость, м	Затухание, дБ/км,		
	$\lambda=1,25$ см	$\lambda=3,2$ см	$\lambda=10$ см
80	1,25	0,2	0,02
90	0,25	0,04	0,004
300	0,045	0,007	0,001

Ослабление зависит от температуры, с увеличением которой вносимые потери падают. Так, при температуре 15° и 25 °С ослабление составляет соответственно 0,6 и 0,4 от ослабления радиоволн в тумане при $t = 0$ °С. Более подробные данные по ослаблению радиоволн в атмосфере можно найти в соответствующих справочниках. При расчетах ослабление радиоволн в атмосфере в разгах, вызываемое прохождением радиосигнала в одну сторону, может учитываться коэффициентом

$$N_1 = 10^{-0,1K_n D}, \quad (2.9)$$

где K_n – удельные потери радиосигнала, дБ/км;

D – протяженность участка трассы с дополнительными потерями, км.

При прохождении радиосигнала дважды через одну и ту же область затухание соответственно увеличится. При реальных расчетах предпочтительнее пользоваться величиной затухания в децибелах. Например, если на трассе распространения действует несколько факторов влияния, то сначала следует найти величину ослабления радиосигнала в децибелах от каждого фактора, а затем определить их общий эффект сложением полученных потерь.

При одинаковых условиях сигнал помехи по сравнению с радиолокационным сигналом будет ослабляться намного меньше, так как длина пути распространения радиосигнала помехи в 2 раза меньше длины трассы распространения радиолокационного сигнала. Например, если в первом случае суммарные дополнительные потери сигнала на трассе составляют 10 дБ, то для сигнала помехи они будут 5 дБ. Это означает, что если отношение помеха/сигнал на входе радиолокатора при учете потерь только на распространение радиоволн в свободном пространстве равно α дБ, а дополнительные потери из-за поглощения или затухания радиоволн в атмосфере в одну сторону составляют N_1 дБ, то отношение помеха/сигнал в реальных условиях будет больше на N_1 дБ, т. е. равно $(\alpha + N_1)$ дБ.

2.6. Энергетические соотношения при создании активных помех РЛС и ГСН

Энергетические соотношения при создании активных помех целесообразно рассматривать применительно к двум основным типам передатчиков помех: генераторному и ретрансляционному. Особенностью генераторного передатчика помех является независимость выходной мощности передатчика помех от расстояния между подавляемым радиолокатором и постановщиком помех, т.е. от уровня мощности радиолокационного сигнала, облучающего носитель этого постановщика помех. Генераторный передатчик помех обычно включается по команде, например, от приемника предупреждения об облучении, когда уровень сигнала на его входе от подавляемого радиолокатора превысит заданную пороговую величину. После включения передатчик помех излучает постоянный уровень мощности, равный произведению выходной мощности передатчика помех и коэффициента усиления передающей антенны в направлении на подавляемую РЭС.

Для ретрансляционного передатчика помех характерны два режима работы: режим постоянного коэффициента усиления (линейный ретранслятор) и режим постоянной выходной мощности. В первом случае ретранслятор характеризуется полным коэффициентом усиления, равным произведению коэффициентов усиления приемной и передающей антенн и усилителя. Во втором случае ретранслятор, помимо коэффициента усиления характеризуется максимальной выходной мощностью. Важная характеристика ретранслятора – реализуемый динамический диапазон входных сигналов, при которых обеспечивается либо линейный режим усиления, либо уровень постоянной выходной мощности. Ретрансляционные передатчики помех могут разрабатываться для работы преимущественно в определенном режиме. Тем не менее, в зависимости от расстояния между ним и подавляемым радиолокатором один и тот же ретранслятор может работать либо в линейном режиме, либо в режиме переизлучения сигналов с постоянным уровнем выходной мощности. Например, при значительном удалении, когда радиолокационный сигнал на входе ретранслятора сравнительно мал, ретранс-

лятор может работать в линейном режиме. Но при приближении его к радиолокатору, когда уровень входного сигнала существенно возрастает, выходной усилитель мощности начинает работать в режиме насыщения, и мощность сигнала помехи перестает изменяться пропорционально мощности радиолокационного сигнала на входе ретранслятора.

Энергетические соотношения целесообразно рассматривать для основных способов радиоэлектронной защиты – для самозащиты и прикрытия. При самозащите передатчик помех находится на защищаемом объекте, а в случае помех прикрытия – на объекте, пространственно не совпадающем с защищаемым объектом.

2.7. Уравнение противорадиолокации при создании помех РЛС с помощью передатчика генераторного типа

При энергетической оценке действия активных помех на РЛС необходимо учитывать взаимное расположение защищаемого объекта, постановщика помех и РЛС, а также диаграммы направленности антенн РЛС и передатчиков помех. Рис. 2.7 иллюстрирует информационное взаимодействие РЛС и передатчика помех генераторного типа, создающего помехи прикрытия.

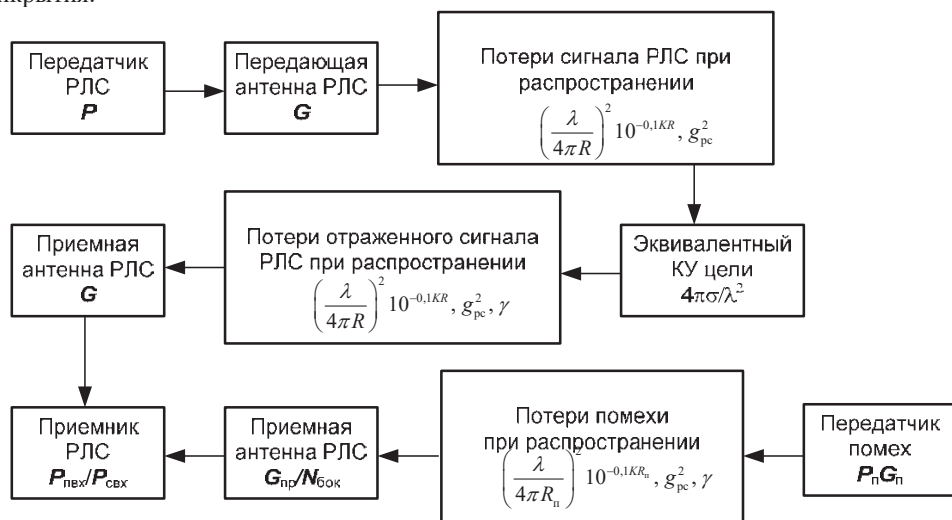


Рис. 2.7. Схема для определения энергетических характеристик отраженного от цели радиолокационного сигнала и сигнала помехи, создаваемого с помощью передатчика генераторного типа

Для этого случая отношение помеха/сигнал на входе приемника РЛС при создании помех прикрытия можно определить из следующих соображений, учитывающих влияние подстилающей поверхности и ослабление радиоволн на трассе распространения, а также потери сигналов в случае рассогласования поляризации приемной антенны РЛС и передатчика помех. Ослабление радиолокационного сигнала в атмосфере в данном случае учитывается коэффициентом $10^{-0,2KR}$, так как радиолокационный сигнал проходит атмосферу дважды (K – удельное затухание радиоволн в атмосфере, дБ/км, R – протяженность трассы в атмосфере, км).

Влияние земной и водной поверхности на распространение радиолокационных и помеховых сигналов можно учесть введением в соответствующие энергетические соотношения множителя g , который представляет собой отношение реальной напряженности электрического поля в точке приема к напряженности электрического поля в этой же точке при распространении радиоволн в свободном пространстве. В случае распространения радиоволн в одну сторону этот множитель по мощности равен g^2 , а при распространении в обоих направлениях – g^4 .

Минимальные энергетические потери сигнала помехи наблюдаются только в случае, когда поляризация антенны передатчика помех согласована с поляризацией приемной антенны подавляемого радиолокатора. В остальных случаях наблюдается увеличение потерь из-за различий поляризаций. Если в передатчике помех и РЛС используются линейно-поляризованные антенны, то $\gamma = \cos \Delta\theta_n$, где $\Delta\theta_n$ – угол между векторами поляризации.

В случае линейно-поляризованных антенн небольшие отклонения от точного согласования по поляризации приводят к малым потерям мощности помехи. Например, при $\Delta\theta_n = 10^\circ$ потери составляют всего 0,1 дБ. Однако при больших отклонениях возможно полное подавление сигнала помехи.

Множитель g^2 может меняться от 0 (отраженный от поверхности и прямой сигналы в точке приема равны по амплитуде, но противофазны) до 4 (отраженный от поверхности и прямой сигналы равны по амплитуде и синфазны). С учетом ослабления волн в атмосфере и из-за влияния поверхности Земли выражение для мощности радиолокационного сигнала, отраженного от ЛА, примет следующий вид

$$P_{с\text{ вх}} = \frac{PG}{(4\pi R^2)^2} \frac{G_{пр} \sigma \lambda^2}{4\pi} 10^{-0,2KR} g_{рс}^4, \quad (2.10)$$

где P – мощность передатчика РЛС;

G и $G_{пр}$ – усиление соответственно передающей и приемной антенн РЛС в направлении на защищаемый ЛА;

σ – эквивалентная поверхность рассеяния ЛА;

R – удаление ЛА от РЛС;

$g_{рс}^4$ – коэффициент, учитывающий влияние подстилающей поверхности на сигнал РЛС, отраженный от ЛА;

$10^{-0,2KRg_{рс}^4}$ – коэффициент, учитывающий затухание сигнала в атмосфере.

Уровень сигнала помехи на входе приемника РЛС для передатчика помех генераторного типа равен

$$P_{с\text{ вх}} = \frac{P_n G_n}{4\pi R_n^2} \frac{G_{пр\text{ п}}(\theta) \lambda^2}{4\pi} 10^{-0,2KR} g_{рс}^4 \gamma, \quad (2.11)$$

где P_n – мощность передатчика помех;

G_n – усиление передающей антенны передатчика помех в направлении РЛС;

R_n – удаление передатчика помех от РЛС;

$G_{пр\text{ п}}(\theta)$ – усиление приемной антенны РЛС в направлении на передатчик помех;

γ – коэффициент, учитывающий потери сигнала помехи из-за различия поляризационных характеристик антенн передатчика помех и подавляемой РЛС;

$g_{рс}^4$ – коэффициент, учитывающий влияние подстилающей поверхности на сигнал помехи;

$10^{-0,2KR}$ – коэффициент, учитывающий затухание сигнала помехи в атмосфере;

$\frac{P_n G_n}{4\pi R_n^2}$ – плотность потока мощности помехи на расстоянии R_n ;

$\frac{G_{пр\text{ п}}(\theta) \lambda^2}{4\pi}$ – эффективная поверхность приемной антенны РЛС.

Для подавления нескольких радиолокаторов, использующих линейную горизонтальную и вертикальную поляризации, передатчик помех должен применять систему либо с круговой поляризацией, либо с наклонной ($\theta = 45^\circ$). В этом случае потери мощности сигнала по-

мехи составят 3 дБ и нет необходимости в сложном устройстве определения и управления поляризацией помеховой антенны.

Используя (2.9) и (2.10), находим отношение мощности помехи к мощности отраженного от цели сигнала на входе приемника РЛС (α_n):

$$\alpha_{n \text{ прикр}} = \left(\frac{P_{\text{пр п}}}{P_{\text{пр с}}} \right)_{\text{вх}} = 4\pi\gamma \frac{P_n G_n}{PG} \frac{1}{N_{\text{бок}}} \frac{R^4}{R_n^2 \sigma} 10^{0,1K(2R-R_n)} \frac{g_{\text{пс}}^2}{g_{\text{рс}}^4}, \quad (2.12)$$

где $N_{\text{бок}} = \frac{G_{\text{пр}}}{G_{\text{пр п}}(0)}$ – относительный уровень боковых лепестков приемной антенны

РЛС в направлении на постановщик помех.

Выражение (2.12) для отношения помеха/сигнал характерно для случая, когда передатчик помех не совмещен с целью, т. е. для прикрытия защищаемого самолета вынесенным постановщиком помехи. Если передатчик помех совмещен с целью (случай самозащиты) коэффициенты усиления приемной антенны радиолокатора в направлении на цель и передатчик помех совпадают ($N_{\text{бок}}=1$):

$$\alpha_{n \text{ самозащ}} = \left(\frac{P_{\text{пр п}}}{P_{\text{пр с}}} \right)_{\text{вх}} = 4\pi\gamma \frac{P_n G_n}{PG} \frac{R^4}{\sigma} 10^{0,1KR} \frac{g_{\text{пс}}^2}{g_{\text{рс}}^4}. \quad (2.13)$$

Тогда из (2.12), (2.13) можно видеть, что коэффициент α_n в случае генераторных помех прикрытия зависит прямо пропорционально удалению защищаемого самолета от РЛС в 4 степени и обратно пропорционально удалению постановщика помех от РЛС во 2 степени. Чем больше излучаемая мощность передатчика помех, тем больше уровень помехи и, следовательно, больше коэффициент α_n . Чем больше излучаемая мощность РЛС и σ защищаемого самолета, тем меньше α_n . В случае самозащиты α_n изменяется прямо пропорционально 2 степени удаления самолета от РЛС.

Коэффициент α_n определяет эффект воздействия сигнала помехи на радиолокатор. Для каждого радиолокатора существует минимальное значение $\alpha_{n \text{ min}}$ начиная с которого сигнал помехи создает требуемый помеховый эффект (маскировку сигнала цели, срыв сопровождения и т. д.). Он зависит от структуры радиолокационных и помеховых сигналов, параметров радиолокационного приемника, вида обработки сигнала в радиолокационном приемнике и типа индикатора, а также от режима работы РЛС (обзор, автоматическое и ручное сопровождение).

При приближении защищаемого самолета к РЛС на дальность R^* отношение помеха/сигнал может настолько уменьшиться, что помеха перестает создавать требуемый эффект. Граница, при приближении защищаемой ЛА к которой помеха перестает быть эффективной, определяется условием:

$$\alpha_n = \alpha_{n \text{ min}}.$$

Область пространства, в которой выполняется условие $\alpha_n \geq \alpha_{n \text{ min}}$, называется зоной подавления РЭС помехами и находится численным или графическим решением уравнений противорадиолокации. Пренебрегая потерями в среде распространения ($K=0$, $g_{\text{пс}}=g_{\text{рс}}=1$) и предполагая равенство ширины полосы пропускания приемника РЛС ширине спектра помехи, эти уравнения имеют вид:

для помех прикрытия

$$\alpha_n = \alpha_{n \text{ min}} = 4\pi\gamma \frac{P_n G_n}{PG} \frac{1}{N_{\text{бок}}} \left(\frac{R^*}{R_n^*} \right)^2 \frac{R^{*2}}{\sigma}, \quad (2.14)$$

а для самозащиты

$$\alpha_{\Pi} = \alpha_{\Pi \min} = 4\pi\gamma \frac{P_{\Pi} G_{\Pi}}{PG} \frac{1}{N_{\text{бок}}} \frac{R^{*2}}{\sigma}. \quad (2.15)$$

Отсюда следует, что минимальная дальность действия генераторного передатчика помех прикрытия равна:

$$R_{0 \text{ прикр}} = \sqrt[4]{\alpha_{\Pi \min} \frac{N}{4\pi\gamma} \frac{PG}{P_{\Pi} G_{\Pi}} \sigma R_{\Pi}^2}, \quad (2.16)$$

а для самозащиты

$$R_{0 \text{ прикр}} = \sqrt{\alpha_{\Pi \min} \frac{N}{4\pi\gamma} \frac{PG}{P_{\Pi} G_{\Pi}} \sigma}. \quad (2.17)$$

Если заданы значения α_{Π} , $R_{0 \text{ самозаш}}$, R_{Π} и параметры РЛС, то можно определить требуемую мощность передатчика помех, используя выражения:

для помех прикрытия

$$(P_{\Pi} G_{\Pi})_{\text{прикр}} = \frac{\alpha_{\Pi \min}}{4\pi\gamma} = PG \frac{\sigma}{R_0^2} \left(\frac{R_{\Pi}}{R_0} \right)^2 N_{\text{бок}}, \quad (2.18)$$

для самозащиты

$$(P_{\Pi} G_{\Pi})_{\text{прикр}} = \frac{\alpha_{\Pi \min}}{4\pi\gamma} = PG \frac{\sigma}{R_0^2}. \quad (2.19)$$

Сравнение полученных выражений показывает, что для помех прикрытия из вынесенного за пределы зоны поражения района барражирования требуемая мощность передатчика

помех в $\left(\frac{R_{\Pi}}{R_0} \right)^2 N_{\text{бок}}$ раз больше требуемой мощности передатчика помех для самозащиты.

Если передатчик помех одинаково удален от РЛС (как и прикрываемый объект, $R_{\Pi}=R_0$), но не совмещен с защищаемым объектом, то требуемая мощность передатчика помех для прикрытия должна быть больше мощности передатчика самозащиты всего в $N_{\text{бок}}$ раз. С энергетической точки зрения наиболее благоприятные условия наступают, когда постановщик помех прикрытия находится впереди защищаемых объектов.

В этом случае требуемая излучаемая мощность уменьшится в $\left(\frac{R_{\Pi}}{R_0} \right)^2$ раз по сравнению с передатчиком помех прикрытия, находящимся в удаленной зоне. Однако такой постановщик помех подвергается большей опасности, так как он вынужден находиться в зоне поражения огневых средств ПВО.

2.8. Уравнение противорадиолокации применительно к ретрансляционному передатчику помех

В ретрансляционном передатчике помех сигнал помехи формируется путем усиления и модуляции принятого радиолокационного сигнала с последующим излучением сформированного сигнала помехи в направлении подавляемого радиолокатора.

Ретрансляционный передатчик можно охарактеризовать максимальной излучаемой выходной мощностью ($P_{\Pi} G_{\Pi}$) и его полным коэффициентом усиления, равным произведению коэффициентов усиления усилителя ретранслятора, приемной и передающей антенн, т. е.

$$G_{\text{пр ретр}} K_y G_{\text{пер ретр}} = K_{\text{пол}}.$$

Пусть РЛС сопровождает один самолет, а другой самолет-постановщик помех создает помехи, для его защиты. Так как РЛС сопровождает один самолет, то отраженный от него сигнал РЛС принимается основным лепестком ДНА РЛС. Тогда на постановщике помех радиолокационный сигнал принимается ретранслятором через боковые лепестки ДН передающей антенны РЛС, усиливается, наделяется помеховой модуляцией и излучается в направлении РЛС, воздействуя на нее через боковые лепестки ДН приемной антенны.

Схема для определения энергетических характеристик сигналов в случае создания помех прикрытия с помощью ретрансляционного передатчика приведена на рис. 2.8.

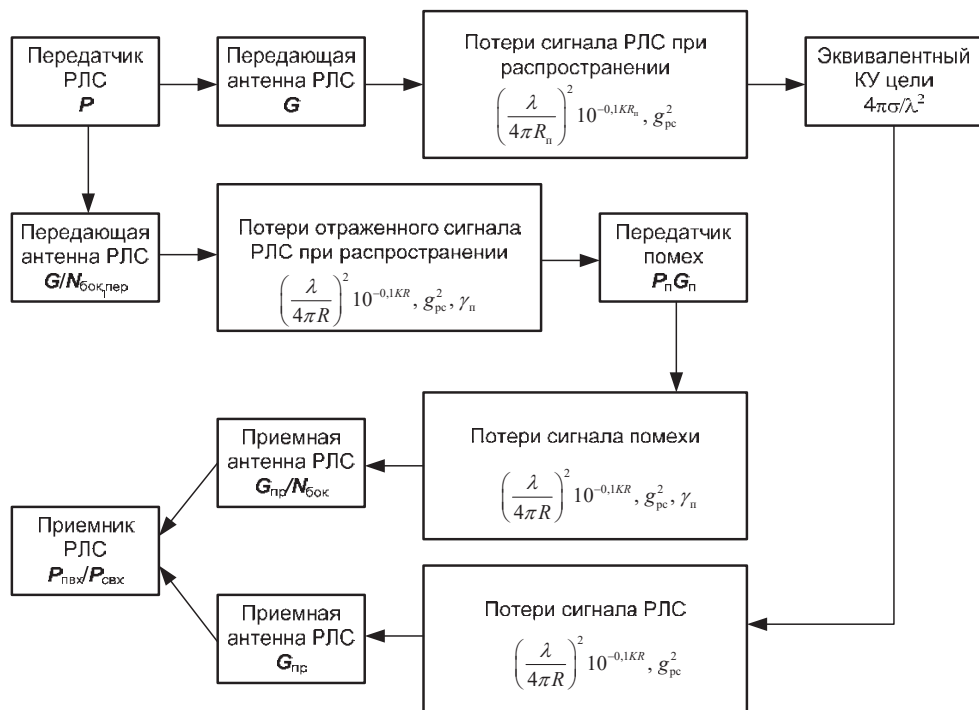


Рис. 2.8. Схема для определения энергетических потерь радиолокационного сигнала и помехового сигнала прикрытия для ретрансляционного передатчика с постоянным коэффициентом усиления

Согласно этой схеме отношение помеха/сигнал на входе подавляемого радиолокационного приемника равно:

$$\alpha_{\text{п}} = \left(\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}}_{\text{вх}} \right) = \gamma^2 \frac{K_{\text{полн}}}{K_{\text{ц}}} \left(\frac{R}{R_{\text{п}}} \right)^4 \frac{10^{-0,2K(R_{\text{п}}-R)} g_{\text{пс}}^2}{N_{\text{бок пер}} N_{\text{бок пр}} g_{\text{рс}}^2} \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}}}{P G}. \quad (2.20)$$

Из (2.19), пренебрегая потерями в среде распространения ($K=0, g_{\text{пс}}=g_{\text{рс}}=1$) найдем значение полного коэффициента усиления ретранслятора в случае создания помех прикрытия:

$$K_{\text{полн ретр}} = \frac{\alpha_{\text{п}} K_{\text{ц}}}{\gamma^2} N_{\text{бок пер}} N_{\text{бок пр}} \left(\frac{R_{\text{п}}}{R} \right). \quad (2.21)$$

Если принять $N_{\text{бок пр}} = N_{\text{бок пер}} = 1$, а $R_{\text{п}} = R$, то можно получить выражение для полного коэффициента усиления ретранслятора в случае самозащиты. Можно видеть, что для получения на входе приемника подавляемого радиолокатора одного и того же отношения помеха/сигнал, полный коэффициент усиления ретранслятора, создающего помехи прикрытия, должен быть больше полного коэффициента усиления ретранслятора самозащиты на величину, определяемую потерями сигнала из-за приема и воздействия по боковым лепесткам ДНА подавляемой РЛС, а также различиями расстояний защищаемого самолета и постановщика помех от РЛС, т. е.

$$\left(K_{\text{полн ретр}}\right)_{\text{прикр}} = \left(K_{\text{полн ретр}}\right)_{\text{самозащ}} N_{\text{бок пер}} N_{\text{бок пр}} \left(\frac{R_{\text{п}}}{R}\right)^4. \quad (2.22)$$

В данном случае отношение помеха/сигнал зависит от удаления РЛС как от защищаемой цели, так и от постановщика помех. Предположим, что дальность до постановщика помех остается неизменной, тогда нормированное отношение помеха/сигнал к значению $\alpha_{\text{п}} = f(R)$ при $R = R_{\text{п}}$ изменяется пропорционально четвертой степени расстояния между радиолокатором и прикрываемым самолетом.

Максимальная выходная мощность ретрансляционного передатчика помех прикрытия определяется минимальной дальностью подавления и $\alpha_{\text{п min}}$ и может быть найдена путем умножения уровня радиолокационного сигнала, принятого по боковым лепесткам передающей антенны РЛС, на коэффициент усиления передающей антенны передатчика помех, что после преобразований выражается формулой:

$$(PG)_{\text{п вых}} = \frac{\alpha_{\text{п min}}}{4\pi\gamma} PG_{\text{пер}} \frac{\sigma}{R_0^2} N_{\text{бок пер}} \left(\frac{R_{\text{п}}}{R_0}\right)^2. \quad (2.23)$$

Можно видеть, что максимальная мощность ретрансляционного передатчика помех в случае прикрытия связана с максимальной мощностью ретрансляционного передатчика помех самозащиты следующим выражением:

$$(PG)_{\text{п max прикр}} = N_{\text{бок пр}} \left(\frac{\alpha_{\text{п min}}}{4\pi\gamma_1} PG \frac{\sigma}{R_0^2} \frac{R_{\text{п}}}{R_0^2}\right)_{\text{пер}} = (P_{\text{п}} G_{\text{вых max}}) N_{\text{бок пр}} \left(\frac{R_{\text{п}}}{R_0}\right)^2. \quad (2.24)$$

Мощность радиолокационного сигнала на входе усилителя ретранслятора в случае прикрытия

$$P_{\text{прикр}} = \frac{(PG)_{\text{п прикр}}}{4\pi R_{\text{п}}^2} \gamma_1 \frac{G_{\text{пр}} \lambda^2}{4\pi} = \gamma_1 PG \frac{G_{\text{пр р}}}{N_{\text{бок пр}}} \frac{\lambda^2}{(4\pi R_{\text{п}})^2}_{\text{пер}}. \quad (2.25)$$

2.9. Энергетические соотношения для противодействия полуактивной системы ГСН ракеты с помощью ретрансляционного передатчика помех

Определим отношение помеха/сигнал для случая противодействия ГСН полуактивной системы с помощью ретрансляционного передатчика помех для случая самозащиты, воспользовавшись схемой, представленной на рис. 2.9.

В этом случае мощность сигнала помехи на входе приемника ГСН для линейного режима усиления ретранслятора

$$P_{\text{п.гсн}} = \frac{PG}{4\pi R_1^2} \gamma^2 \frac{G_{\text{пр.ретр}} \lambda^2}{4\pi} K_{\text{ц}} G_{\text{пер.ретр}} \frac{1}{4\pi r^2} \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} 10^{-0,1K(R_1+r)} g_{\text{рс}}^2 g_{\text{рс.гсн}}^2, \quad (2.26)$$

где $\gamma^2 = \gamma^1 \gamma^2$.

Мощность радиолокационного сигнала, отраженного от цели, на входе приемника ГСН:

$$P_{с.гсн} = \frac{PG}{4\pi R_1^2} \sigma \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} K \frac{1}{4\pi r^2} 10^{-0,1K(R_1+r)} g_{рс}^2 g_{рс.гсн}^2. \quad (2.27)$$

Отсюда отношение помеха/сигнал на входе приемника ГСН:

$$\alpha_{п} = \left(\frac{P_{п}}{P_{с}} \right)_{вх.пр.гсн} = \gamma^2 K_{полн.ретр.о} \frac{\lambda^2}{4\pi\sigma} = \gamma^2 \frac{K_{полн.ретр.о}}{K_{ц}} \quad (2.28)$$

и не зависит от дальности R_1 и r , а определяется только параметрами ретрансляционного передатчика помехи и защищаемого ЛА. Это является следствием линейного режима работы ретрансляционного передатчика помех.

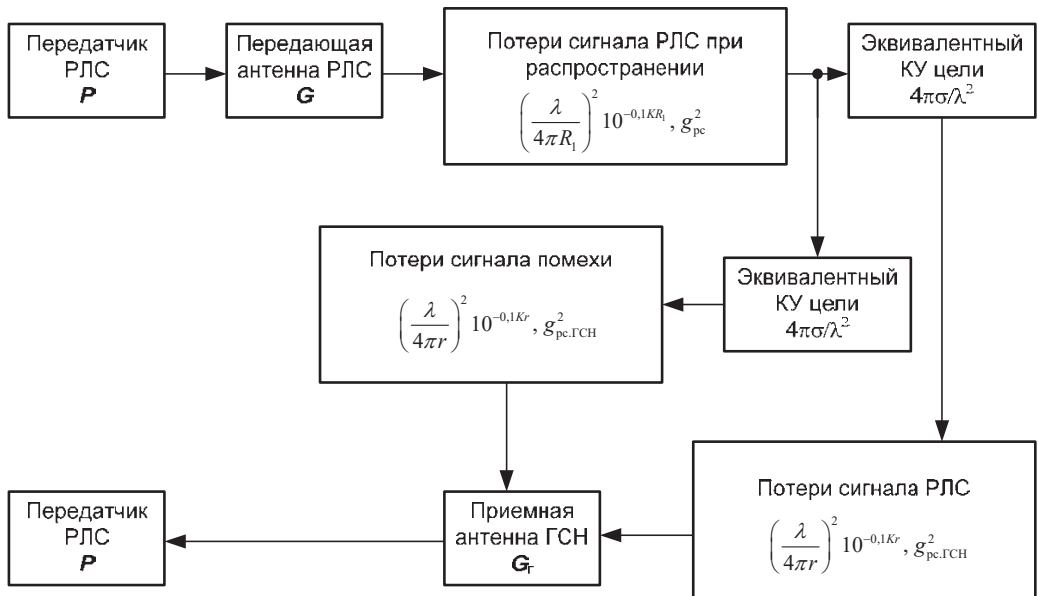


Рис. 2.9. Схема для определения энергетических характеристик сигнала помехи и сигнала, отраженного от цели, в случае создания помех самозащиты ГСН с помощью ретранслятора с постоянным коэффициентом усиления

Если усилитель ретранслятора на расстоянии R от РЛС насыщается и его излучаемая мощность (PG) остается неизменной в течение полета ракеты,

$$\alpha_{п} = \left(\frac{P_{п}}{P_{с}} \right)_{вх.пр.гсн} = 4\pi\gamma \frac{(PG)_{п}}{PG} \frac{R_1^2}{\sigma}, \quad (2.28)$$

то $\alpha_{п}$ пропорциональна квадрату R_1 . При этом $R_1 \leq R_{1огр}$.

Рассмотрим энергетические соотношения для противодействия ГСН с помощью ретрансляционного передатчика, создающего помехи прикрытия.

В соответствии со схемой, приведенной на рис. 2.19, для случая создания ГСН помех прикрытия, отношение помеха/сигнал на входе приемника ГСН равно:

$$\alpha_{\text{п ГСН}} = \gamma^2 \frac{K_{\text{полн}}}{K_{\text{ц}}} \left(\frac{R}{R_{\text{п}}} \right)^2 \left(\frac{r}{r_{\text{п}}} \right) \frac{1}{N_{\text{бок.пр.п}} N_{\text{бок.пер}}}. \quad (2.30)$$

Отсюда полный коэффициент усиления ретранслятора для создания помех прикрытая

$$\alpha_{\text{п}} = \left(\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} \right)_{\text{вх.пр.ГСН}} = \gamma^2 K_{\text{полн.ретр.о}} \frac{\lambda^2}{4\pi\sigma} = \gamma^2 \frac{K_{\text{полн.ретр.о}}}{K_{\text{ц}}}, \quad (2.31)$$

а максимальная излучаемая мощность передатчика помех прикрытия для защиты ударного самолета до минимальной дальности $R_0=R_{\text{мин}}$ определяется как

$$(P_{\text{п}} G_{\text{п}})_{\text{max}} = \alpha_{\text{п}} P G \frac{1}{4\pi\gamma^2 R_0^2} N_{\text{бок.пр.ГСН}} \left(\frac{r_{\text{п}}}{r} \right)^2. \quad (2.32)$$

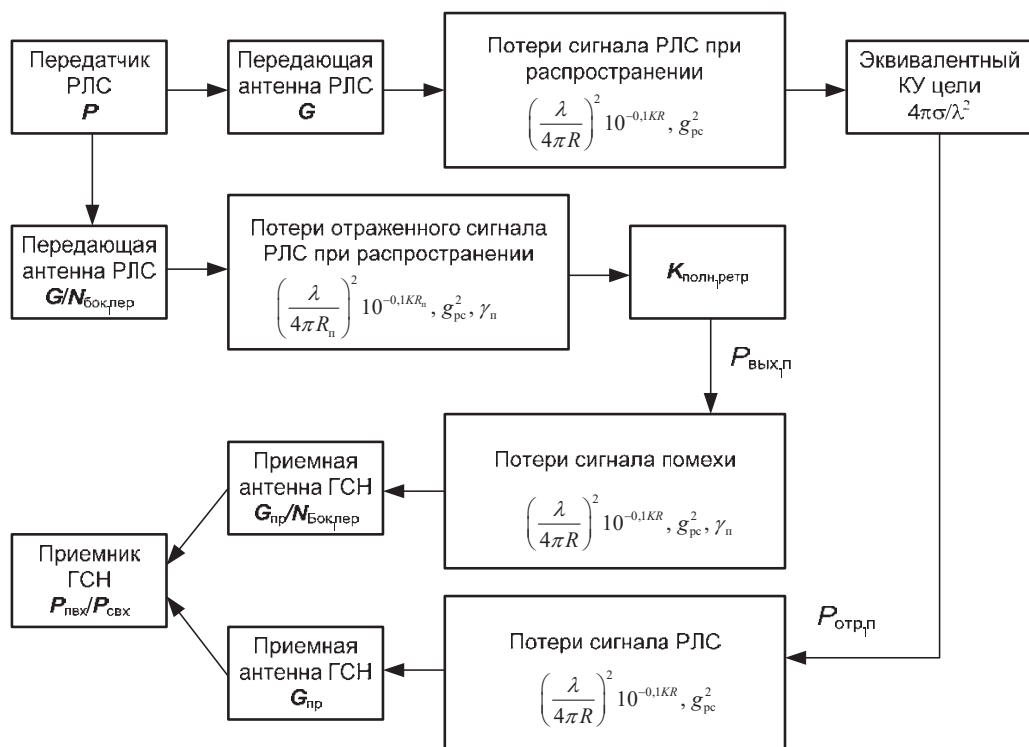


Рис. 2.10. Схема определения энергетических потерь сигнала подсвета и помехи при создании помех прикрытия ГСН ретрансляционным передатчиком с постоянным коэффициентом усиления

По сравнению со случаем самозащиты излучаемая мощность прикрытия в $N_{\text{бок.пр.ГСН}} \left(\frac{r}{r} \right)^2$ раз больше при одинаковой минимальной дальности защиты. Полученные выше выражения для отношения помеха/сигнал на входе подавляемого радиолокационного приемника РЛС или ГСН позволяют определить основные характеристики генераторных (максимальная излучаемая мощность, чувствительность их приемных устройств) и ретранс-

ляционных (максимальная излучаемая мощность, коэффициент усиления ретранслятора и чувствительность) передатчиков помех в различных вариантах защиты.

Как следует из приведенных энергетических соотношений, дальность прикрытия летательного аппарата вынесенным передатчиком помех R связана с дальностью от РЛС до постановщика помех R_n и энергетическими параметрами РЛС и передатчика помех:

$$R^4 = \frac{\alpha(PG)_{\text{РЛС}}}{4\pi(PG)_{\text{п.экв}}} R_n^2, \quad (2.33)$$

где $(PG)_{\text{п.экв}}$ – эквивалентная излучаемая мощность передатчика помех в полосе пропускания подавляемого радиолокационного приемника с учетом ослабления сигнала помехи боковыми лепестками ДНА подавляемого радиолокатора. Очевидно,

$$(PG)_{\text{экв}} = \frac{P_n G_n}{N_{\text{бок.пр.РЛС}}} \frac{\Delta f_c}{\Delta f_n}, \quad (2.34)$$

где Δf_c и Δf_n – соответственно ширина спектра сигнала и помехи.

При $P_n G_n = 50$ дБ Вт, $N_{\text{бок}} = 20$ дБ и $\Delta f_c / \Delta f_n = 10$ дБ, эквивалентная излучаемая мощность передатчика помех составит 20 дБ Вт. Если $(PG)_{\text{РЛС}} = 70$ дБ Вт, а отношение $\frac{(PG)_{\text{РЛС}}}{(PG)_{\text{п.экв}}} = 50$ дБ

и постановщик помех барражирует от подавляемого радиолокатора на удалении 50 км, то прикрытие самолета с ЭПР равной 5 м² и $\sigma_n = 6$ дБ обеспечивается до минимальной дальности 4 км. При удалении барражировщика на 100 км минимальная дальность подавления возрастет до 5 км.

Если отношение $\frac{K_{\text{р.экв}}}{K_y} = 40$ дБ, то при удалении постановщика помех на 60 км мини-

мальная дальность прикрытия составит 6 км. Коэффициент подавления, описываемый отношением помеха/сигнал на входе подавляемого радиолокационного приемника, имеет статистический характер. Это связано с тем, что отраженный от цели сигнал флуктуирует из-за случайных изменений ЭПР цели и условий распространения радиоволн. Уровень сигнала помехи, в свою очередь, также имеет случайный характер, обусловленный, например, изрезанностью ДН антенн передатчика помех (радиолокатора) и частотной характеристики усилителя передатчика помех, а также влиянием земной и волной поверхностей.

2.10. Энергетические соотношения при создании помех радиoliniям управления зенитными ракетами

Зенитный ракетный комплекс, использующий способ полуактивного самонаведения или наведения с ретрансляцией сигнала "через ракету", имеет канал передачи информации между ракетой и РЛС, а также канал визирования ракеты. Так, на ракете могут приниматься команды управления, передаваемые с РЛС, и в то же время с ракеты на радиолокатор может также передаваться информация.

В соответствии с этим объектами радиоэлектронного подавления в рассматриваемом случае являются:

- канал визирования ракеты;
- канал приема команд управления ЗУР;
- канат приема информации, сбрасываемой с ракеты на РЛС, при наведении "через ракету".

Аналогичные каналы обмена информацией могут быть не только в системах ЗРК, но и в других системах наведения оружия класса "воздух-поверхность", например, планирующей

бомбы с телевизионным наведением. Подавление радиолинии управления приводит к разрыву контура наведения ракеты и к полному нарушению функционирования ЗРК. Создание помех радиолинии управления или каналу визирования ракеты может осуществляться как непосредственно с ударного самолета (самозащита), так и с вынесенного постановщика помех.

На ракете подавление канала приема команд управления путем воздействия помехи при самозащите или с помощью вынесенного постановщика помех происходит через боковые или задние лепестки ДН антенны хвостового приемника зенитной ракеты. В большинстве ситуаций для обеспечения эффективности помехи мощность помехи на входе хвостового приемника сигналов управления должна быть такой, чтобы конкурировать с сигналом управления. В других случаях, например, когда на входе приемника команд нет сигнала управления, мощность помехи в приемнике должна превосходить определенный пороговый уровень. Отношение помеха/сигнал на входе подавляемого приемника команд можно описать выражением:

$$\alpha_{\Pi} = \frac{P_{\Pi.ВХ}}{P_{с.ВХ}} = \frac{(P_{\Pi} G_{\Pi})_{\text{ЭКВ}}}{(PG)_{\text{ПУ}}} \frac{G_{\text{бок.пр.А}}}{G_{\text{пр.А}}} \gamma \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^2 = \frac{(P_{\Pi} G_{\Pi})_{\text{ЭКВ}}}{(PG)_{\text{ЛУ}}} \gamma \frac{1}{N_{\text{бок}}} \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^2, \quad (2.35)$$

где $(PG)_{\text{ПУ}}$ – эквивалентная мощность передатчика команд линии управления;
 $G_{\text{пр.А}}$ – коэффициент усиления приемной антенны хвостового приемника в направлении на РЛС;
 R_1 и R_2 – удаление ракеты от РЛС и атакующего самолета;
 $(P_{\Pi} G_{\Pi})_{\text{ЭКВ}}$ – эффективная мощность передатчика помех в полосе пропускания хвостового приемника;
 $G_{\text{бок.пр.А}}$ – коэффициент усиления приемной антенны хвостового приемника в направлении на ударный самолет;
 γ – коэффициент, учитывающий потери сигнала помехи в приемнике из-за различий поляризации антенн передатчика помех и приемника;
 $N_{\text{бок}}$ – относительный уровень боковых лепестков ДН хвостовой приемной антенны в направлении атакующего самолета (отношение усиления хвостовой приемной антенны в направлении РЛС к усилению антенны в направлении на атакующий самолет).

Отсюда требуемая эквивалентная мощность передатчика помех самозащиты

$$(P_{\Pi} G_{\Pi})_{\text{ЭКВ}} = \frac{\alpha_{\Pi}}{\gamma} (P_{\Pi} G_{\Pi})_{\text{ЗУ}} N_{\text{бок}} \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2. \quad (2.36)$$

Так как ракета приближается к цели, отношение R_2/R_1 уменьшается и действие помехи становится более эффективным. Для эффективного подавления линии радиоуправления необходимо обеспечить такое отношение помеха/сигнал на входе линейной части подавляемого приемника в пределах его полосы пропускания, чтобы вносимая ошибка в приеме команд могла обеспечить промах ракет, превышающий в несколько раз радиус поражения боевой части ракеты (например, в 3 раза и более).

В случае создания помех линии приема команд управления ракетой с помощью вынесенного постановщика помех:

$$(P_{\Pi} G_{\Pi})_{\text{ЭКВ}} = \frac{\alpha_{\Pi}}{\gamma} (PG)_{\text{ЗУ}} N_{\text{бок}} \left(\frac{R_1}{R_{2\Pi}} \right)^2. \quad (2.37)$$

где $R_{2\Pi}$ – удаление постановщика помех от ракеты.

Удаление ракеты от радиолокатора меняется от нуля до максимальной дальности, соответствующей дальней границе зоны поражения подавляемого ЗРК. Энергетический потенциал передатчика помех линии управления должен быть выбран таким образом, чтобы обеспечить подавление командной линии на большей ее части диапазона дальностей.

Поскольку помеха должна быть эффективной вплоть до минимальных дальностей, соответствующих ближней границе зоны поражения, реализация ее возможна путем увеличения эффективной мощности передатчика помех либо за счет приближения постановщика помех к подавляемому радиолокатору. Если постановщик помех барражирует вне зоны поражения ЗРК, минимальная дальность подавления линии управления практически мало меняется. В то же время при самозащите с приближением ударного самолета к РЛС сокращается минимальная дальность подавления радиолинии приема команд управления.

Для подавления линии радиопередачи возможно также применение передатчиков помех одноразового действия, которые могут находиться между РЛС и ракетой. Это позволяет создать условия для прохождения сигнала помехи на вход подавляемого приемника через главный луч ДН его антенны.

Рассмотрим энергетические соотношения для случая подавления линии приема информации с ракеты. При этом помеха должна приниматься приемным устройством, расположенным на РЛС.

При использовании для этой цели постановщика помех из зон барражирования при расчетах можно полагать наклонную дальность до него постоянной. Отношение помеха/сигнал на входе подавляемого приемника будет равно:

$$\alpha_{\Pi} = \left(\frac{P_{\Pi}}{P_c} \right)_{\text{вх}} = \gamma \frac{(P_{\Pi} G_{\Pi})_{\text{экв}}}{(PG)_{\text{р}}} \left(\frac{R_1}{R_{3\Pi}} \right)^2 \frac{1}{N_{\text{бок.пр.РЛС}}}, \quad (2.38)$$

где $(PG)_{\text{р}}$ – эквивалентная излучаемая мощность передатчика на ракете;

$R_{3\Pi}$ – удаление самолета постановщика помех от РЛС;

$N_{\text{бок.пр.РЛС}}$ – усиление приемной антенны РЛС в направлении на постановщик помех.

Из (2.38) следует, что после пуска ракеты с увеличением ее удаления от РЛС отношение помеха/сигнал достигает критической величины, при которой нарушается прием информации с ракеты. На дальностях до ракеты, меньших критической, прием информации возможен. Таким образом, вокруг РЛС существует зона радиусом

$$R_1 \leq \sqrt{\frac{\alpha_{\Pi} (PG)_{\text{р}} N_{\text{бок.пр.РЛС}}}{\gamma (P_{\Pi} G_{\Pi})_{\text{экв}}}} R_{3\Pi}, \quad (2.39)$$

внутри которой может быть осуществлен прием информации с ракеты. Вне этой зоны радиолиния приема информации с ракеты оказывается подавленной. Задача радиоэлектронного подавления радиолинии приема информации с ракеты состоит в сокращении приема информации до такой степени, при которой снижается эффективность наведения ракеты.

Когда ракета приближается к цели, отношение дальностей увеличивается и, следовательно, воздействие помехи становится более эффективным, особенно, если ДН приемной антенны радиолинии, расположенной на РЛС, имеет одинаковое усиление в направлении передатчика помех и ракеты. Так как ракета должна располагать возможностью широкого набора траекторий, зависящих от тактики поражения цели, то прием антенной канала приема информации этой линии связи будет происходить по главному антенному лучу ($N_{\text{бок.пр}}=1$). Также может использоваться антенная система с узким лучом, который направляется на ракету только тогда, когда нужно принять информацию. В этом случае подавление линии приема информации с ракеты может происходить не по главному лучу, а по боковым лепесткам в зависимости от взаимного положения РЛС, ракеты и постановщика помех.

Рассмотренные выше энергетические соотношения для радиоэлектронного подавления линии обмена информацией между зенитной ракетой и РЛС могут использоваться при подавлении радиолокаторов визирования ракеты, например, в ЗРК с теленаведением. Увеличение дальности действия канала сопровождения зенитной ракеты в таких комплексах достигается применением активного ответа. Для этого на ракете устанавливается ответчик, ко-

торый принимает сигнала РЛС и излучает ответные сигналы на той же или другой несущей частоте. Запросные и ответные сигналы могут быть кодированы. Ответные сигналы принимаются, декодируются в приемнике и отображаются на индикаторе или используются в следящих системах для определения дальности и угловых координат ракеты.

Отношение помеха/сигнал на входе приемника канала визирования ракеты по

$$\alpha_{\text{п.самлзащ}} = \gamma \frac{(P_{\text{п}} G_{\text{п}})_{\text{самлзащ.экв}}}{(PG)_{\text{экв}}} \frac{1}{N_{\text{бок.пр}}} \left(\frac{R_1}{R_3} \right)^2, \quad (2.40)$$

где R_3 – удаление ударного самолета от РЛС,

$$\alpha_{\text{п.прикр}} = \gamma \frac{(P_{\text{п}} G_{\text{п}})_{\text{пр.экв}}}{(PG)_{\text{отв}}} \frac{1}{N_{\text{бок.пр}}} \left(\frac{R_1}{R_{3\text{п}}} \right)^2. \quad (2.41)$$

Дальность действия передатчика помех по каналу визирования ракеты:

$$R_3 = \left[\frac{\gamma}{\alpha_{\text{пор}}} \frac{(P_{\text{п}} G_{\text{п}})_{\text{самоз.экв}}}{(PG)_{\text{отв}}} \frac{1}{N_{\text{бок.пр}}} \right]^{0,5} R_1, \quad (2.42)$$

$$R_{3\text{п}} = \left[\frac{\gamma}{\alpha_{\text{пор}}} \frac{(P_{\text{п}} G_{\text{п}})_{\text{пр.экв}}}{(PG)_{\text{отв}}} \frac{1}{N_{\text{бок.пр}}} \right]^{0,5} R_1. \quad (2.43)$$

Отсюда мощность передатчика помех для подавления канала визирования ракеты. В случае самозащиты

$$(P_{\text{п}} G_{\text{п}})_{\text{самозащ}} = \left[\frac{\alpha_{\text{пор}}}{\gamma} (PG)_{\text{отв}} \frac{\Delta f_{\text{п}}}{\Delta f_{\text{пр}}} N_{\text{бок.пр}} \right] \left(\frac{R_3}{R_1} \right)^2 \quad (2.44)$$

и для случая прикрытия

$$(P_{\text{п}} G_{\text{п}})_{\text{прикр}} = \left[\frac{\alpha_{\text{пор}}}{\gamma} (PG)_{\text{отв}} \frac{\Delta f_{\text{п}}}{\Delta f_{\text{пр}}} N_{\text{бок.пр}} \right] \left(\frac{R_{3\text{п}}}{R_1} \right)^2. \quad (2.45)$$

Передатчик помех может воздействовать на ракетный приемник сигналов запроса, на приемник сигналов ответчика или на то и другое одновременно. В первом случае эффективное воздействие помех вызывает нарушение синхронизации ответчика с запросным сигналом или его ложный запуск. Во втором случае может быть нарушен прием сигналов ответчика, в результате чего возникает маскировка дальности и появление угловой ошибки пеленгации ракеты.

Для создания помех линиям управления ракет применяется следующая тактика. Самолет-постановщик помех летит вдоль линии боевого соприкосновения. На нем установлена аппаратура радиотехнической разведки и создания помех по командам от наземного центра. Самолетная аппаратура радиотехнической разведки измеряет характеристики всех принимаемых радиосигналов и передает полученную информацию на наземный центр управления, размещенный позади линии боевого соприкосновения. С помощью мощной наземной ЭВМ центра управления анализируется тактическая ситуация и по радиолинии на самолет передаются команды, в каком направлении и какому средству нужно создавать помехи. Формирование помех может осуществляться в реальном масштабе времени. Для этой цели используются несколько таких самолетов поддержки боевых действий. При этом не обязательно, чтобы системы радиотехнической разведки и создания помех находились на

одном носителе. Например, одна система радиотехнической разведки может обеспечить необходимой информацией для командного управления многие постановщики помех линии управления. Обычно системы передачи информации между РЛС и ракетой применяют кодирование сигнала. Однако код может быть вскрыт. Если передатчик линии связи РЛС с ракетой работает на частоте, лежащей вне рабочего диапазона ГСН зенитной ракеты, то исключается возможность режима наведения ГСН на передатчик помех линиям связи. Когда в линии связи используются амплитудно- или частотно-модулированные псевдослучайными последовательностями сигналы, то помимо шумовых помех, могут использоваться дезинформирующие помехи, среди которых можно выделить передачу ложных команд, способных вызвать, например, преждевременный подрыв боевой части (БЧ) ракеты. Однако на формирование таких помех отводится весьма мало времени, не более времени полета ракеты. Кроме того, могут быть использованы помехи с модуляцией сигналом, содержащим многократно повторенную тактовую частоту кода, сигналом многократно воспроизводящим запись команды с дополнительной фазовой модуляцией или без нее.

2.11. Основные энергетические соотношения при РЭП радиотехнической связи и передачи данных

Подверженность линии радиосвязи и передачи данных воздействию преднамеренных помех зависит от уровней мощности радиосигнала, помехи и собственного шума на входе приемника и их структуры. Спектральная плотность теплового шума определяется соотношением

$$N(f) = \frac{hf_{\text{пр}}}{\exp\left(\frac{hf_{\text{пр}}}{kT}\right) - 1}, \quad (2.46)$$

где $h=6,63 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка; $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж·К – постоянная Больцмана; T – шумовая температура (в градусах Кельвина); $\Delta f_{\text{пр}}$ – полоса пропускания приемника.

Для частот радиодиапазонов энергия кванта очень мала $hf_{\text{пр}} \ll kT$. Поэтому справедливо приближение $N(f) \cong kT$, именуемое формулой Найквиста, и уровень мощности собственных шумов на входе приемника определяется как

$$N = kT_{\text{эф}} \Delta f_{\text{пр}}. \quad (2.47)$$

Мощность принимаемого сигнала на входе приемника в полосе пропускания линейной части приемника, согласованной с полосой сигнала, равна:

$$P_{\text{пр.с}} = \frac{PGG_{\text{пр.с}}\lambda}{(4\pi)^2 R^2 L_{\text{с}} L_{\text{пр.с}}}, \quad (2.48)$$

где P – мощность передатчика линии связи;
 G – коэффициент усиления передающей антенны линии связи в направлении на приемник;
 $G_{\text{пр.с}}$ – коэффициент усиления приемной антенны линии связи в направлении на передатчик линии связи;
 λ – длина волны;
 R – расстояние между передатчиком и приемником линии связи;
 L – коэффициент, учитывающий дополнительные потери сигнала в канале связи сверх потерь при распространении его в свободном пространстве;
 $L_{\text{пр.с}}$ – коэффициент, учитывающий потери сигнала в приемнике.

Аналогичное выражение можно получить для сигнала помехи на входе подавляемого приемника в полосе пропускания линейной части:

$$P_{\text{пр.п}} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} G_{\text{пр.п}} \lambda}{(4\pi)^2 R_{\text{п}}^2 L_{\text{п}} L_{\text{пр.п}}}, \quad (2.49)$$

где $P_{\text{п}}$ – мощность передатчика помех;

$G_{\text{п}}$ – коэффициент усиления антенны передатчика помех в направлении на подавляемый приемник;

$G_{\text{пр.п}}$ – коэффициент усиления антенны приемника в направлении на передатчик помех;

$R_{\text{п}}$ – расстояние между передатчиком помех и подавляемым приемником;

$L_{\text{п}}$ – коэффициент, учитывающий дополнительные потери сигнала помехи связи сверх потерь при распространении его в свободном пространстве;

$L_{\text{пр.п}}$ – коэффициент, учитывающий потери сигнала помехи в приемнике.

Путем сравнения дальности радиосвязи в отсутствие помех и при их наличии можно оценить степень ухудшения условий работы линии радиосвязи. Дальность радиосвязи при отсутствии помех

$$\left(\frac{P_{\text{пр.с}}}{N} \right) = \frac{P G G_{\text{пр.с}} \lambda}{(4\pi)^2 R_{\text{с}}^2 L_{\text{пр.с}} k T_{\text{эф}} f_{\text{пр}}}, \quad (2.50)$$

а при наличии на входе приемника преднамеренных помех

$$\left(\frac{P_{\text{пр.с}}}{N + P_{\text{пр.п}}} \right)_{\text{вх}} = \frac{P G G_{\text{пр.п}} \lambda R_{\text{п}}^2 L_{\text{п}} L_{\text{пр.п}}}{R_{\text{с}}^2 L_{\text{с}} L_{\text{пр.с}} (4\pi)^2 \left[R_{\text{п}}^2 L_{\text{п}} L_{\text{пр.п}} k T_{\text{эф}} f_{\text{пр}} + P_{\text{п}} G_{\text{п}} G_{\text{пр.п}} \lambda^2 \right]}, \quad (2.51)$$

Используя соответствующий критерий качества радиосвязи (разборчивость речи, вероятность ошибки при приеме символов или другие), можно определить соответствующие минимальные отношение сигнал-шум по мощности на входе подавляемого приемника, при котором обеспечивается требуемое качество передачи информации. Это отношение сигнал/шум определяет максимальную дальность радиосвязи. Если дальность между передатчиком и приемником превышает максимальную дальность, то качество связи может резко снизиться. Если же существует обратное соотношение, то обеспечивается нормальная радиосвязь. Используя пороговые значения отношения сигнал/шум $(\text{с/ш})_{\text{min}}$ и сигнал/помеха $(\text{с/п})_{\text{min}}$, можно определить максимальную дальность радиосвязи: при отсутствии помех

$$R_{\text{max}} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P G G_{\text{пр.с}}}{\left(\frac{\text{с}}{\text{ш}} \right)_{\text{min}} L_{\text{с}} L_{\text{пр.с}} k T_{\text{эф}} \Delta f_{\text{пр}}}}, \quad (2.52)$$

при воздействии помех

$$R_{\text{max.пом}} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P G G_{\text{пр.с}} L_{\text{п}}}{\left(\frac{\text{с}}{\text{п}} \right)_{\text{min}} L_{\text{с}} \left[L_{\text{п}} L_{\text{пр.с}} k T_{\text{эф}} \Delta f_{\text{пр}} + \frac{(P G)^* G_{\text{пр.п}}}{\left(\frac{4\pi R_{\text{п}}}{\lambda} \right)^2} \right]}}, \quad (2.53)$$

где $(P_{\text{п}} G_{\text{п}})$ – мощность помехи в полосе пропускания приемника.

Отсюда отношение максимальной дальности радиосвязи при воздействии помех к максимальной дальности радиосвязи без воздействия помех

$$m = \frac{R_{\max, \text{пом}}}{R_{\max}} = \sqrt{\frac{\left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\min} / \left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{пор}}}{1 + \frac{(P_{\Pi} G_{\Pi}) G_{\text{пр.п}}^*}{\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) L_{\Pi} L_{\text{пр.п}} k T_{\text{эф}} \Delta f_{\text{пр}}}}}, \quad (2.54)$$

Из полученных энергетических соотношений, полагая $L_c = L_{\text{прм}}$ можно получить выражение для минимальной излучаемой мощности передатчика помех в полосе пропускания подавляемого приемника, вызывающей нарушение радиосвязи

$$(P_{\Pi} G_{\Pi})_{\min}^* = \frac{L_{\Pi} \left(\frac{R_{\Pi}}{R}\right)^2}{L_c} = \left[\frac{P G G_{\text{пр.с}}}{\left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{пор}} G_{\text{пр.п}}} \left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)^2 L_c L_{\text{пр.п}} k T_{\text{эф}} \Delta f_{\text{пр}} \right], \quad (2.55)$$

Если излучаемая мощность передатчика помех превышает полученную минимальную мощность передатчика помех, то радиосвязь нарушается. Максимальная дальность от передатчика помех до подавляемого приемника, на которой достигается нарушение радиосвязи,

$$R_{\max} = R \sqrt{\frac{(P_{\Pi} G_{\Pi})^* G_{\text{пр.п}}^* L_c \left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{пор}}}{L_{\Pi} \left[P P G_{\text{пр.с}} - \left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)^2 \right] L_c L_{\text{пр.п}} k T_{\text{эф}} \Delta f_{\text{пр}}}}, \quad (2.56)$$

Если $R_{\Pi} < R_{\Pi \max}$, то $(c/\Pi) < (c/\Pi)_{\text{пор}}$ и радиосвязь нарушается. Когда $R_{\Pi} > R_{\Pi \max}$, то $(c/\Pi) > (c/\Pi)_{\text{пор}}$ и нарушения радиосвязи не происходит.

Представляет практический интерес случай воздействия сигнала помехи, когда на входе приемника этот сигнал значительно превышает уровень мощности собственных шумов. В этом случае отношение удаления передатчика помех от подавляемого приемника к расстоянию между приемником и передатчиком линии связи определяется как

$$\frac{R_{\Pi}}{R} = \sqrt{\left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{пор}} \frac{L (P_{\Pi} G_{\Pi})^* G_{\text{пр.п}}}{P G G_{\text{пр.с}}}}. \quad (2.57)$$

Если распространение сигналов и помехи происходит по одной и той же трассе, то $L_c \sim L_{\Pi}$ и данным выражением можно пользоваться для расчетов. Однако, если трассы распространения оказываются разными, то расчеты становятся затруднительными, так как коэффициенты L_c и L_{Π} зависят от R и R_{Π} соответственно. Эти коэффициенты учитывают дополнительное увеличение потерь сигнала связи и помехи соответственно на трассах распространения относительно потерь на этих трассах в свободном пространстве.

Коэффициент L_c , строго говоря, является функцией от R и точный расчет мощности полезного сигнала на входе приемника должен учитывать кривизну земной поверхности, высоту антенн, наличие препятствий, многолучевость и другие факторы. Многие модели рас-

пространения радиоволн основаны на предположении, что теоретические потери L над неровной поверхностью пропорциональны квадрату расстояния между источником и приемником сигнала:

$$L = KR^2. \quad (2.58)$$

При измерении потерь L и уровня полезного сигнала $P_{\text{пр.с}}$ для различных трасс одинаковой протяженности часто получается большой разброс значений указанных параметров из-за разности путей распространения по профилю трассы. Тем не менее, параметры, измеряемые для одной трассы в течение длительного периода времени, могут проявить себя и на соизмеримых дальностях и могут использоваться для расчета среднего значения и стандартного отклонения потерь.

Экспериментальные результаты подтверждают, что потери обычно имеют распределение, близкое к логарифмическому нормальному, а стандартное отклонение потерь возрастает с частотой сигнала и неровностью поверхности, но относительно мало чувствительно к длине трассы и высоте антенны. В случае связи с подвижным объектом мощность принимаемого сигнала претерпевает дополнительные изменения в течение коротких интервалов времени из-за многолучевости распространения радиоволн.

Для оценки влияния Земли на распространение радиоволн были выполнены расчеты напряженности электрического поля с использованием формул В. А. Введенского для условия прямой видимости.

Результаты расчета приведены на рис. 2.9 для сухой почвы при излучаемой мощности 10 Вт, высоте расположения антенн 1 м, коэффициенте направленного действия антенн 1,5 и длине волны 2 м. На этом же рисунке представлены результаты экспериментальных измерений, проведенных с использованием передатчика со штыревой антенной и десятиваттным усилителем мощности и при приеме с помощью селективного вольтметра. Измерения проводились в полевых условиях при расстояниях 16...90 м и 500...2000 м.

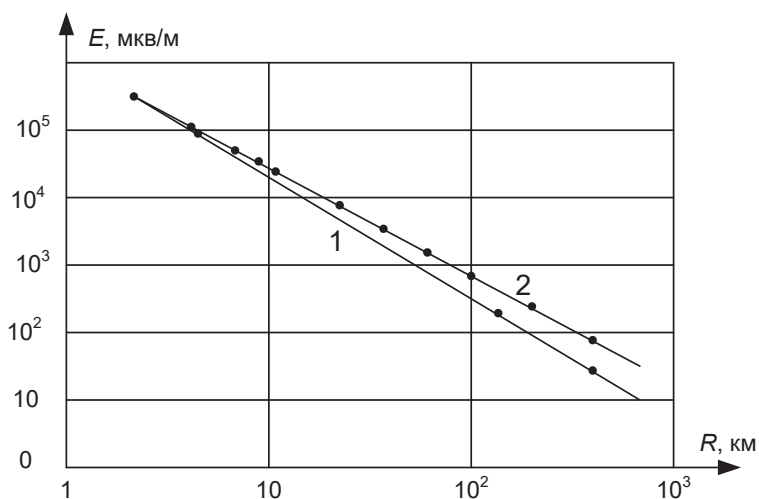


Рис. 2.11. Зависимости напряженности электрического поля от расстояния с учетом влияния поверхности Земли:

- 1 – расчетная при кортикальном четвертьволновом штыре;
- 2 – расчетная при горизонтальном полуволновом вибраторе; (•) – эксперимент

Полученные в обоих случаях результаты совпадают с расчетными и имеют ту же зависимость от расстояния, которая была получена расчетным путем, – амплитуда полей

с увеличением расстояния убывает пропорционально квадрату расстояния, а интенсивность сигнала, или мощность его, убывает пропорционально расстоянию в четвертой степени.

На рис. 2.12 представлены расчетные и экспериментальные данные потерь сигнала с частотой 40 МГц для случая распространения в свободном пространстве (1), с учетом влияния гладкой земной поверхности (2) и экспериментально измеренные (3). Можно видеть, что если при распространении радиоволн в свободном пространстве при удвоении дальности, то в случае распространения над идеальной гладкой земной поверхностью удвоение дальности приводит к изменению потерь на 12 дБ.

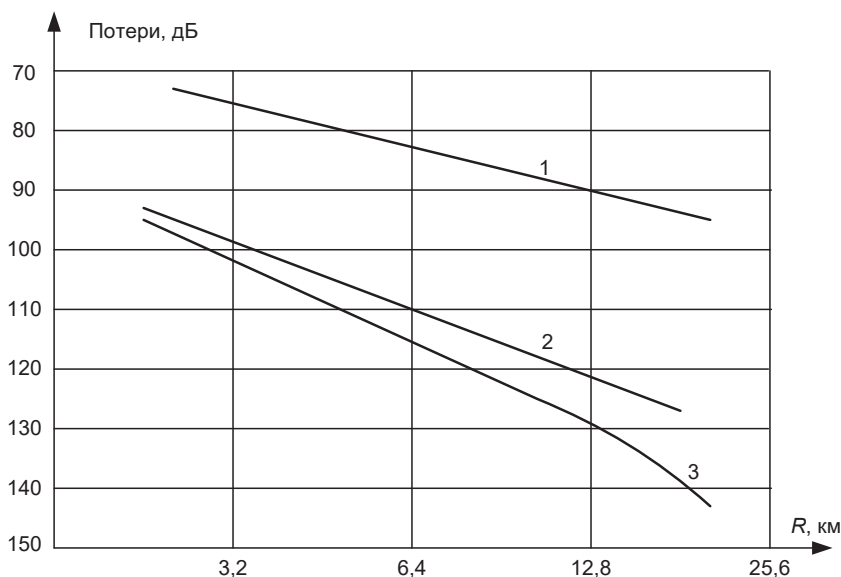


Рис. 2.12. Зависимость потерь радиосигнала с частотой 40 МГц от расстояния при распространении:
1 – свободное пространство, 2 – идеальная гладкая земная поверхность,
3 – экспериментальные данные

В то же время многочисленные экспериментальные результаты измерения потерь при влиянии Земли показывают несколько большую величину. Причем потери растут с увеличением дальности и показатель степени возрастает до 5.

Таким образом, теория и эксперимент показывают, что из-за близости радиотрассы к Земле ослабление поля вдоль нее происходит пропорционально квадрату расстояния (в свободном пространстве эта зависимость пропорциональна расстоянию в первой степени). В свою очередь мощность сигнала вдоль таких радиотрасс будет убывать пропорционально четвертой степени расстояния (т. е. $P \sim 1/R^4$ вместо $1/R^2$ когда влияние Земли не учитывается). При наличии на трассе холмов, строений или лесистого покрова степень затухания поля от расстояния превышает 2.

Величина показателя степени может быть уточнена экспериментальным путем. Для иллюстрации на рис. 2.13. приведены расчетные графики коэффициента передачи мощности в зависимости от расстояния между антеннами для открытого пространства в городе при высоте расположения антенн $h_1=0,5$ м и $h_2=1,5$ м для сигналов равных частот. Данные зависимости также подтверждают, что показатель степени затухания при распространении радиоволн в условиях Земли равен 4. На практике в черте города условия распространения более сложные и, как правило, худшие.

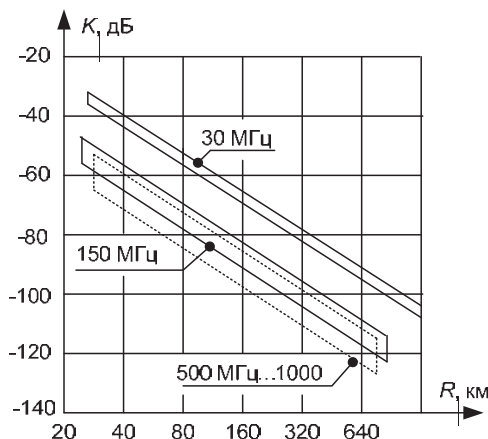


Рис. 2.13. Зависимость коэффициента передачи мощности в городе на открытом пространстве для сухой почвы ($G_1=G_2=0$ дБ). Нижняя линия соответствует $h_1=h_2=0,5$ м, верхняя — $h_1=h_2=1,5$ м

Учитывая сложность расчета на модели распространения, для аналитических оценок целесообразно иметь уравнение для средних значений мощности принимаемого сигнала. Если уровень мощности полезного сигнала на входе приемника рассматривать как среднее значение, а диапазон дальностей R ограниченным, то во многих случаях можно записать:

$$L = KR^2 \approx \frac{1}{K_c} R^n, \quad (2.59)$$

где n — числовой показатель степени;

K_c — коэффициент, не зависящий от R , но являющийся функцией других параметров, таких, например, как высота антенны над Землей.

Подставляя (2.58) в (2.47), можно получить:

$$P_{\text{пр.с}} = \frac{K_c P G G_{\text{пр.с}} \lambda}{(4\pi)^2 R^n}. \quad (2.60)$$

Для применения этого уравнения необходимы конкретные значения n и K_c . Эти значения могут быть получены экспериментально или с помощью модели распространения электромагнитной волны. Дифференцируя обе части (2.58), получаем:

$$n \approx \frac{d \log(P_{\text{пр.с}})}{d \log(R)}. \quad (2.61)$$

Таким образом, оценка n состоит в том, чтобы найти частные производные от $P_{\text{пр}}$ и R в децибелах. Если n меняется на протяжении R , то трасса должна быть разбита на достаточно малые участки, в пределах которых n можно считать постоянной величиной. Если n определено для конкретной дальности R , то соответствующая величина K_c может быть рассчитана с помощью уравнения для одного значения функции $P_{\text{пр}}$ и R в пределах этой дальности.

Для линий связи диапазона ОВЧ экспериментальные исследования показывают, что для широкого диапазона дальностей $n \approx 4$. Пели учесть затухание в атмосфере, то

$$P_{\text{пр.с}} = \frac{K_c P G G_{\text{пр.с}} \lambda^2}{(4\pi)^2 (R)^n}. \quad (2.62)$$

При определении уровня сигнала помехи на входе подавляемого приемника $P_{\text{пр.с}}$ нужно учесть относительные поляризационные потери, так как передатчик помех не может обеспечить согласование поляризации помехи с рабочей поляризацией подавляемого приемника. Эти относительные потери обычно описываются коэффициентом, величина которого лежит в пределах $(0 \leq u \leq 1)$. Кроме того, следует также учесть потерю сигнала помехи из-за фильтрующих свойств приемника, описываемых функцией $f(\Delta f_{\text{пр}}, \Delta f_{\text{п}})$, где $\Delta f_{\text{пр}}$ – эффективная полоса пропускания приемника, $\Delta f_{\text{п}}$ – ширина спектра сигнала помехи. Если спектр сигнала помехи полностью сосредоточен в полосе пропускания приемника, то $f(\Delta f_{\text{пр}}, \Delta f_{\text{п}}) = 1$. Если же спектр помехи превышает полосу пропускания приемника, то $f(\Delta f_{\text{пр}}, \Delta f_{\text{п}}) = \Delta f_{\text{пр}} / \Delta f_{\text{п}}$.

С учетом сказанного, средняя величина мощности сигнала помехи на входе приемника будет равна:

$$P_{\text{пр.п}} = \frac{K_{\text{п}} P_{\text{п}} G_{\text{п}} G_{\text{пр.п}} \lambda^2 \gamma \eta}{(4\pi)^2 (R_{\text{п}})^m} f(\Delta f_{\text{пр}}, \Delta f_{\text{п}}) e^{-\beta R_{\text{п}}}, \quad (2.63)$$

где $P_{\text{пр.п}}$ – уровень сигнала помехи на входе приемника;
 $K_{\text{п}}$ – коэффициент, аналогичный $K_{\text{с}}$;
 $P_{\text{п}}$ – мощность передатчика помех;
 $G_{\text{п}}$ – усиление антенны передатчика помех;
 $G_{\text{пр.п}}$ – усиление приемной антенны в направлении передатчика помех;
 η – коэффициент качества помехи, описанный ниже;
 $R_{\text{п}}$ – расстояние от передатчика помех до приемника;
 β – коэффициент затухания сигнала помехи на трассе.

Из (2.62) и (2.63) получается отношение уровня сигнала помехи к уровню полезного сигнала на входе приемника:

$$\alpha_{\text{п}} = \frac{K_{\text{п}} P_{\text{п}} G_{\text{п}} G_{\text{пр.п}} \lambda^2 \gamma \eta}{K_{\text{с}} P G G_{\text{пр.с}}} \frac{R^n}{R^m} f(\Delta f_{\text{пр}}, \Delta f_{\text{п}}) e^{(\alpha R - \beta R_{\text{п}})}, \quad (2.64)$$

где $\alpha_{\text{п}}$ – отношение помеха/сигнал на выходе приемника.

Это уравнение связывает среднее значение отношения помеха/сигнал на входе подавляемого приемника с параметрами линии связи и передатчика помех.

Для энергетических расчетов используют пороговый коэффициент подавления $\alpha_{\text{п min}}$, который равен отношению минимально необходимой мощности помехи в виде белого гауссовского шума к мощности полезного сигнала на входе приемника (в пределах полосы пропускания линейной части приемника), при котором с заданной вероятностью исключается возможность качественного приема информации подавляемой линией связи. Реальный помеховый сигнал может значительно отличаться от белого гауссовского шума и, следовательно, для эффективного нарушения функционирования линий связи потребуется другая мощность передатчика помех.

Отличие реального сигнала помехи от белого гауссовского шума учитывается коэффициентом качества помехи, определяемым отношением коэффициентов подавления при воздействии на подавляемый приемник белого гауссовского шума и реального сигнала помехи соответственно. Коэффициент качества помехи обычно меньше единицы, но в ряде случаев может быть и больше.

Из (2.62), (2.63) также следует, что:

$$\frac{R^n}{R^m} = \alpha_{\text{п min}} \frac{1}{\eta} \frac{P G}{P_{\text{п}} G_{\text{п}}} \frac{K_{\text{с}}}{K_{\text{п}}} \frac{\Delta f_{\text{п}}}{\Delta f_{\text{пр}}}. \quad (2.65)$$

Поскольку для конкретных линий связи и передатчика помех каждый параметр правой части в (2.65) является постоянной величиной, то и отношение расстояния R к расстоянию $R_{\text{п}}$ для заданного $\alpha_{\text{п min}}$ так же будет постоянной.

При сравнительно малых размерах района расположения линий связи и передатчика помех (сотни метров) можно предположить, что условия распространения радиоволн будут практически одинаковыми для сигналов связи и помех. Для этих условий и $n=m$ и $K_c=K_n$. Кроме того, учитывая специфику применения линий связи можно с большой вероятностью предположить, что в линии связи и передатчике помех используются антенны с ненаправленной диаграммой, т. е. $G_{пр.с}=G_{пр.п}$. Тогда (2.64) можно записать для заградительной помехи, спектр которой шире полосы пропускания приемника, в виде:

$$\frac{R}{R_n} = \sqrt[n]{\alpha_n \min \frac{1}{\eta} \frac{PG}{P_n G_n} \frac{K_c}{K} \frac{\Delta f_n}{\Delta f_{пр}}} = C. \quad (2.66)$$

Величина параметра C определяет размеры области, в пределах которой воздействие помехи эффективно.

Соотношение (2.65) позволяет определить размеры области, в пределах которой воздействие помех эффективно для случая, когда расстояние R фиксировано, а положение передатчика помех относительно приемника может меняться. Геометрическим местом точек, для которых достигается пороговое соотношение помеха/сигнал, будет окружность радиусом $\rho=R/C$, центр которой совпадает с положением приемника. Граница зоны подавления описывается уравнением:

$$x^2 + y^2 = \frac{R^2}{C^2}. \quad (2.67)$$

Линия связи будет эффективно подавлена, если удаление передатчика помех от подавляемого приемника не больше ρ . Значение параметра C определяется количественными соотношениями основных характеристик линии связи и передатчика помех. Если $C=1$, то максимальная дальность подавления $R_{n \max}=R$. Перемещение передатчика помех внутрь зоны приведет к увеличению отношения помеха/сигнал на входе приемника, т. е. к повышению эффективности воздействия помех.

Степень подавления линии передачи информации можно оценивать коэффициентом сокращения ее дальности действия в условиях воздействия помех:

$$R_n = \frac{R}{K}, \quad (2.68)$$

где
$$K = \sqrt[n]{\alpha_n \frac{1}{\eta} \frac{PG}{P_n G_n} \frac{\Delta f_n}{\Delta f_{пр}}}.$$

В общем виде, когда условия распространения сигналов линий связи и передатчика помех различны, дальность подавления линии связи в условиях воздействия на нее помех будет определяться выражением:

$$R_n = \frac{R^{\frac{n}{m}}}{C^m}. \quad (2.69)$$

Если передатчик помех поднят над Землей на такую высоту, что ее влиянием можно пренебречь, показатель степени $m \rightarrow 2$. Так как линия связи функционирует в условиях влияния земной поверхности, то для нее показатель степени $n=4$. При этом дальность подавления помехой

$$R_n = \frac{R^2}{C^2}. \quad (2.70)$$

В данном случае может быть получен энергетический выигрыш или расширение зоны подавления помехой.

2.12. Основные энергетические соотношения при радиоэлектронном подавлении радиолинии связи ретрансляционным передатчиком помех

Ретрансляционный передатчик помех принимает информационный сигнал, наделяет его помеховой модуляцией, усиливает до требуемого уровня и излучает его в направлении подавляемого приемника.

Для случая распространения радиоволн в свободном пространстве можно получить выражения для сигналов на входе подавляемого приемника от связного ($P_{с\text{ вх}}$) и ретрансляционного ($P_{п\text{ вх}}$) передатчиков:

$$P_{с\text{ вх}} = \frac{PG}{4\pi R^2} \frac{G_{пр}\lambda^2}{4\pi};$$

$$P_{п\text{ вх}} = \frac{PG}{4\pi r^2} \frac{G_{пр.р}\lambda^2}{4\pi} k_y G_{пер.р} \frac{1}{4\pi R_{п}^2} \frac{G\lambda^2}{4\pi},$$
(2.71)

где PG – излучаемая мощность связного передатчика;
 $G_{пр}$, $G_{пр}$ – коэффициенты усиления антенны подавляемого приемника соответственно в направлении на связной передатчик и ретрансляционный передатчик;
 $G_{пр.р}$ – коэффициент усиления приемной антенны ретранслятора в направлении на связной передатчик;
 k_y – коэффициент усиления ретранслятора;
 $G_{пер.р}$ – коэффициент усиления передающей антенны ретранслятора в направлении на подавляемый приемник;
 r – расстояние от связного передатчика до ретранслятора;
 $R_{п}$ – расстояние от ретранслятора до подавляемого приемника.

Отсюда отношение помеха/сигнал на входе подавляемого приемника

$$\alpha^n = \left(\frac{P_{п}}{P_{с}} \right) = k_{пол.р} \frac{R^2}{r^2} \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 R_{п}^2} \frac{G'_{пр}}{G_{пр}},$$
(2.72)

где $k_{пол.р} = G_{пр.р} k_y G_{пер.р}$ – полный коэффициент усиления ретранслятора.

Если в (2.71) подставить коэффициент защитной дальности $k_3 = \frac{R_{п}}{R}$, то

$$\alpha_{п} = k_{пол.р} \frac{1}{k_3^2 \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)} \frac{G'_{пр}}{G_{пр}},$$
(2.73)

откуда

$$k_{пол.р} = \alpha_{п} k_3^2 \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \frac{G'_{пр}}{G_{пр}}.$$
(2.74)

Передатчик помех ретрансляционного типа характеризуется не только полным коэффициентом, но и излучаемой мощностью помехи. Если положить $G'_{пр} = G_{пр}$, когда приемная антенна подавляемого приемника имеет круговую ДН в азимутальной плоскости, то излучаемая мощность передатчика помех

$$\left(P_{вых} G_{пер.р} \right) = \frac{PG}{\left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2} k_{пол.р} = \alpha_{пор} PG \left(\frac{R_{п}}{R} \right)^2 = \alpha_{пор} PG k_3^2.$$
(2.75)

Для шумовой помехи

$$\alpha_{\text{пор}} = \alpha_{\text{п}} \frac{\Delta f_{\text{ш}}}{\Delta f_{\text{с}}}, \quad (2.76)$$

где $\Delta f_{\text{ш}}$ – ширина помехи спектра сигнала помехи;
 $\Delta f_{\text{с}}$ – ширина полосы пропускания подавляемого приемника.

Рассмотрим энергетические соотношения для случая подавления наземным ретрансляционным передатчиком помех наземной линии связи. Для приведенных выше геометрических соотношений мощность полезного сигнала на входе подавляемого приемника будет определяться соотношением:

$$(P_{\text{с}})_{\text{вх}} = \frac{k_{\text{с}} P G G_{\text{пр}} \lambda^2}{(4\pi)^2 R^n}, \quad (2.77)$$

где $k_{\text{с}}$ – величина, независимая от G , но являющаяся функцией других параметров, таких как высота антенн над земной поверхностью.

Для линий связи диапазона ОВЧ экспериментальные исследования распространения радиоволн показывают, что часто справедливым оказывается $n=4$ в широком диапазоне дальностей.

Аналогично можно определить уровень сигнала ретрансляционной помехи на входе подавляемого приемника:

$$(P_{\text{п}})_{\text{вх}} = \frac{k_{\text{с}} k_{\text{п}}}{(4\pi)^2 r^n} P G G_{\text{пр.п}} k_{\text{у}} G_{\text{пер.п}} \lambda^2 \frac{G_{\text{пр}}}{(4\pi)^2 R_{\text{п}}^n}, \quad (2.78)$$

Отсюда отношение помеха/сигнал на входе подавляемого приемника:

$$\alpha_{\text{п}} = \left(\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} \right)_{\text{вх}} = k_{\text{п}} k_{\text{полн.п}} \left(\frac{R}{r} \right)^n \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 R_{\text{п}}^n}. \quad (2.79)$$

Полный коэффициент усиления ретранслятора:

$$k_{\text{полн.п}} = \frac{\alpha_{\text{п}} (4\pi)^2 2r^n}{k_{\text{п}} \lambda^2} \left(\frac{R_{\text{п}}}{R} \right)^n = \frac{\alpha_{\text{п}} (4\pi)^2 2r^n}{k_{\text{п}} \lambda^2} k_{\text{э}}^n. \quad (2.80)$$

Полученные энергетические соотношения позволяют определить излучаемую мощность ретранслятора из следующего выражения:

$$(P_{\text{п}} G_{\text{п}})_{\text{вых}} = \alpha_{\text{п}} \frac{k_{\text{п}}}{k_{\text{с}}} P G k_{\text{э}}^n = \alpha_{\text{п}} P G \left(\frac{R}{r} \right)^n \frac{k_{\text{п}}}{k_{\text{с}}}. \quad (2.81)$$

Интересный для практики случай – распространение сигнала передатчика связи происходит в свободном пространстве, а сигнал ретрансляционной помехи распространяется в условиях влияния земной поверхности. В этом случае можно получить следующие энергетические соотношения для ретрансляционного передатчика помех: отношение помеха/сигнал на входе подавляемого приемника

$$\alpha_{\text{п}} = k_{\text{п}} k_{\text{полн.п}} \left(\frac{R}{r} \right)^2 \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 R_{\text{п}}^n}; \quad (2.82)$$

полный коэффициент усиления ретранслятора излучаемая мощность ретранслятора

$$k_{\text{полн.р}} = \alpha_{\text{п}} \left(\frac{r}{R} \right)^2 \frac{(4\pi)^2 R_{\text{п}}^n}{k_{\text{п}} \lambda^2}; \quad (2.83)$$

излучаемая мощность ретранслятора

$$P_{\text{п}} G_{\text{п}} = \alpha_{\text{п}} P G \frac{R_{\text{п}}^n}{R^2} k_{\text{п}}. \quad (2.84)$$

Если ретрансляционный передатчик помех поднят высоко над земной поверхностью и осуществляет подавление наземной линии связи, то на входе подавляемого приемника сигнал от наземного передатчика линии связи

$$P_{\text{с.вх}} = \frac{k_{\text{с}} P G}{(4\pi)^2 R^n} G_{\text{пр}} \lambda^2, \quad (2.85)$$

а сигнал помехи

$$P_{\text{п.вх}} = \frac{P G}{(4\pi)^2 r^2} k_{\text{полн}} \frac{1}{4\pi R_{\text{п}}^2} \frac{G_{\text{пр}} \lambda^2}{4\pi}. \quad (2.86)$$

Отсюда отношение помеха/сигнал на входе подавляемого приемника

$$\alpha_{\text{п}} = \frac{k_{\text{полн}}}{k_{\text{с}}} \left(\frac{\lambda}{4\pi R_{\text{п}}} \right) \frac{R^n}{r^2}, \quad (2.87)$$

а излучаемая мощность ретранслятора

$$P_{\text{п}} G_{\text{п}} = \alpha_{\text{п}} P G_{\text{с}} \frac{R_{\text{п}}^2}{R^n}. \quad (2.88)$$

В случае, если передатчик канала связи поднят высоко над земной поверхностью, а ретрансляционный передатчик помех и подавляемое приемное устройство находятся на поверхности, то основные характеристики ретранслятора и отношение помеха/сигнал на входе подавляемого приемника определяются выражением:

$$k_{\text{полн}} = \alpha_{\text{п}} \left(\frac{r}{R} \right)^2 \frac{(4\pi)^2 R_{\text{п}}^n}{k_{\text{п}} \lambda^2}, \quad (2.89)$$

а излучаемая мощность ретранслятора

$$P_{\text{п}} G_{\text{п}} = \alpha_{\text{п}} P G \frac{R_{\text{п}}^2}{R^n} k_{\text{п}}. \quad (2.90)$$

Таким образом, приведенные выше энергетические соотношения позволят рассчитать энергетические характеристики передатчиков помех генераторного и ретрансляционного типов для подавления радиолинии связи.

ГЛАВА 3

РЛС как объекты РЭБ

3.1. Нарушение работоспособности РЛС организованными помехами

Возможности нарушения работоспособности большинства радиолокационных средств вытекают непосредственно из принципа их работы. РЛС излучают зондирующие радиосигналы в пространство и принимают сигналы отраженные (рассеянные) объектами (радиолокационными целями). Излучение сигналов демаскирует радиолокационное средство и позволяет обнаружить пространственные координаты его местоположения. Также, анализируя зондирующие сигналы, средства радиотехнической разведки могут определить основные характеристики режима работы РЛС. Оценить параметры зондирующего сигнала: рабочую частоту, вид излучения (непрерывный, квазинепрерывный, импульсный), поляризацию, вид и параметры модуляции сигнала (АМ, ЧМ, ФКМ), ширину спектра, длительность импульса, частоту следования импульсов, мощность излучения. Непосредственная задача РЭП может заключаться в создании условий, при которых отраженный от объекта сигнал будет замаскирован более мощным помеховым сигналом, в результате чего исключается возможность извлечения полезной информации, или в создании сигналов, несущих ложную информацию о радиолокационных целях и воздушной обстановке в целом. В результате помехового воздействия на РЛС могут вырабатываться неверные решения. Разумеется, методы создания той или иной помехи могут быть различными, обусловленными различиями подавляемых РЛС и количеством объектов, участвующих в РЭП.

Современные радиолокационные системы решают широкий круг задач, связанных с обнаружением радиолокационных объектов, определением их местоположения в пространстве и оценкой параметров их движения. В соответствии с этим радиоэлектронное воздействие на радиолокационную систему в большинстве случаев требует знания конкретных функциональных характеристик аппаратуры, определяющих возможности решения возложенных на систему задач. Наибольшего эффекта радиоэлектронное подавление достигает тогда, когда оно организуется целенаправленно с учетом индивидуальных особенностей подавляемой аппаратуры. С этой точки зрения приемную радиолокационную систему можно представить в виде совокупности устройств, изображенных на рис. 3.1.

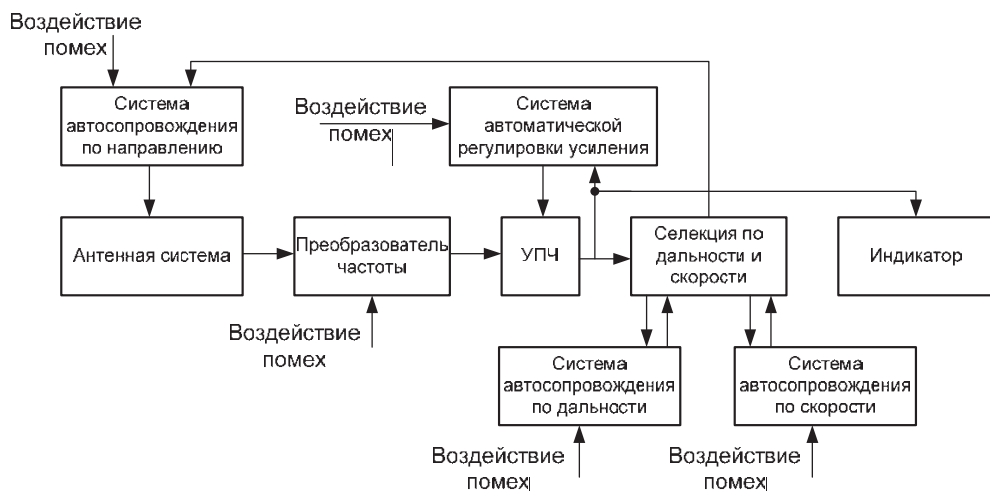


Рис. 3.1. Структурная схема приемной радиолокационной системы с точки зрения возможностей создания ей помех

Как видно, основным устройством, определяющим, возможность работы системы в целом, является приемная антенна. Она обеспечивает прием сигналов, без чего невозможно выполнение ни одной задачи, возложенной на РЛС. Особо важную роль приемная антенная система играет в обеспечении работы системы определения угловых координат цели и обеспечения работы системы автоматического сопровождения цели по направлению (АСН). Сигналы, принятые антенной от цели, проходят преобразование частоты, после чего поступают на усилитель промежуточной частоты (УПЧ), обеспечивающий поднятие их уровня до необходимой величины. Как правило, в радиолокационных системах, предназначенных для точного определения координат цели и параметров ее движения, УПЧ снабжается системой автоматической регулировки усиления (АРУ), позволяющей обеспечивать требуемый динамический диапазон приемника и устраняющий амплитудные искажения принимаемых сигналов, способные существенно нарушить точность работы угломерных систем. С выхода УПЧ после видеодетектирования сигналы поступают на индикатор.

За УПЧ обычно следуют системы селекции по дальности и скорости, обеспечивающие измерение дальности и скорости обнаруженной и выбранной цели, а также работу систем автоматического сопровождения выбранных целей по дальности (АСД) и скорости (АСС). С выхода системы селекции целей сигналы поступают на угломерную систему, обеспечивающую АСН.

Каждое из перечисленных устройств может быть объектом РЭП. Так, антенная система в совокупности с системой АСН может являться объектом РЭП, нацеленным на срыв режима автосопровождения цели по направлению или существенное искажение оценок угловых координат цели. Известен большой набор средств РЭП угломерных систем. Часть из них рассчитана на подавление конкретных типов угломерных систем. При их создании обычно учитывается информация о принципах и параметрах системы АСН подавляемой РЛС. Например, применительно к РЭС с коническим сканированием луча эффективной является помеха с амплитудной модуляцией на частоте сканирования. Но для этого нужно знание частоты сканирования луча РЛС и синхронизация огибающей модуляции помехи с огибающей модуляции отраженных сигналов РЛС от цели.

При РЭП РЛС с сопровождением "на проходе" (с линейным сканированием) эффективна помеха, создающая энергетическую асимметрию принимаемого сигнала. Реализация ее возможна путем переизлучения усиленной части пачки зондирующих импульсов РЛС. Иными словами, при создании помех конкретным типам угломерных радиолокационных систем требуется достаточно полная и точная информация о принципах работы подавляемой системы и определенная синхронизация работы передатчика помех с работой подавляемой РЛС. Наряду с такими помехами существуют и помехи более универсального характера. Универсальность их сказывается в том, что они применимы к угломерным радиолокационным системам различных типов и поэтому не требуют для своей реализации знаний принципов и параметров работы подавляемых РЛС. К таким видам помех угломерным системам, работающим в режиме автоматического сопровождения цели по направлению, относятся: поляризационные, когерентные, мерцающие помехи; помехи, воздействующие по боковым лепесткам ДНА; перенацеливающие на подстилающую поверхность, на активные или пассивные ловушки (выбрасываемые и буксируемые), на дискретные дипольные образования. Как правило, перечисленные виды угловых помех требуют повышенных уровней мощности.

Преобразователь частоты условно можно рассматривать как объект воздействия помехи по зеркальному каналу и двухчастотной помехи. В первом случае помеха создается на частоте, сдвинутой относительно несущей частоты РЛС на удвоенную величину промежуточной частоты приемника подавляемой РЛС. Формируемая по сигналу зеркальной частоты пеленгационная характеристика делает неустойчивой АСН. Двухчастотная помеха представляет собой совокупность двух помеховых сигналов, разнесенных по частоте на величину промежуточной частоты подавляемого приемника. Механизм воздействия такой помехи связан с ее детектированием в преобразователе частоты и формированием пеленгационной характеристики, исключающей возможность работы системы пеленгации цели.

Система АРУ может являться объектом воздействия прерывистой помехи с изменяющимся коэффициентом заполнения. При большом уровне мощности такая помеха может ввести приемник в режим насыщения и нарушить передачу амплитудных соотношений принимаемых сигналов, что отрицательно скажется на работе угломерной системы, особенно моноимпульсного типа, поскольку нарушается амплитудно-фазовый баланс каналов.

Объектом воздействия помехи, расстроенной по частоте примерно на половину ширины полосы пропускания усилителя, может стать УПЧ. Такая помеха создает условия, при которых принимаемый сигнал помехи проходит приемник на скачках амплитудно-частотной характеристики УПЧ или фильтра доплеровской селекции. Такой вид помехи эффективен при подавлении многоканальных приемных систем моноимпульсного типа, поскольку приводит к разбалансу по амплитуде и фазе приемных каналов и, как следствие, к нарушению работы угломерной системы.

Системы АСД и АСС предназначены для обеспечения слежения за выбранными целями по дальности и скорости. Работа этих систем неразрывно связана с операциями селекции интересующих целей по указанным параметрам. В соответствии с этим усилия при организации РЭП в этом случае могут быть направлены на создание как маскирующих, так и имитационных (дезинформирующих) помех. Особую роль при этом играют имитационные (уводящие) помехи, способные вызвать срыв режима автосопровождения цели по дальности и/или скорости и перевод систем АСД и АСС в режим сопровождения цели по помехе. В этом случае существенно облегчается создание угловых помех. Анализ показывает, что большинство известных помех системе АСН требует значительной большей мощности по сравнению с помехами другим системам РЛС. Комбинирование данных помех с уводящими помехами по дальности и скорости приводит к снижению требуемой для их реализации мощности до уровня мощности, необходимой при создании эффективной помехи системам АСД и АСС. В соответствии с этим значение помех системам АСД и АСС следует оценивать не изолированно от помех другим системам РЛС.

Индикатор обеспечивает визуальную информацию об обстановке в пространстве, составляющем зону ответственности радиолокационной системы. Поэтому основная цель средств РЭП в отношении данного структурного устройства РЛС состоит в том, чтобы нарушить возможность наблюдения за обстановкой или исказить реальную картину этой обстановки. Первая цель может быть достигнута с помощью активных, пассивных маскирующих помех, вторая цель – с помощью имитационных и комбинированных помех.

Проведенное рассмотрение радиолокационного приемника как объекта РЭП свидетельствует о необходимости комплексного подхода к оценке возможностей и эффективности радиоэлектронного подавления РЛС. Изолированное рассмотрение функциональных систем, входящих в РЛС, не позволяет в полной мере оценить эффективность РЭП РЛС. Так, например, подавление только систем АСД и АСС еще не решает задачи РЭП. Если при этом работоспособность угломерной системы будет сохранена, РЛС может выполнить боевую задачу, например, связанную с обеспечением полуактивного наведения ракет или управлением наведения ракет триангуляционным методом. Если при этом учитывать открывающиеся благоприятные энергетические возможности по созданию угловых помех и использовать эти возможности, то вероятность подавления систем АСД и АСС резко возрастает. В соответствии с этим возрастает роль помех системам селекции целей в комплексе средств РЭП, повышается важность изыскания путей создания таких помех в целях эффективной защиты объектов электронными методами.

3.2. Классификация методов радиоэлектронного подавления РЛС

Основу методов РЭП составляют активные и пассивные помехи, нацеленные на создание маскирующего или дезинформирующего эффекта. Помимо них к основным методам РЭП следует также отнести методы силового энергетического подавления, рассчитанные на выведение из строя определенных элементов приемных устройств, например, детекторов и транзисторов, в результате чего приемник становится неработоспособным; методы воздей-

ствия на окружающую среду, в которой распространяются радиосигналы подавляемых РЭС, сводящиеся к созданию искусственных ионизированных образований в атмосфере, порождающих отражения и преломление радиоволн, искажение формы зондирующего и отраженного от объекта сигналов, ослабляющих мощность зондирующих и отраженных сигналов; методы уменьшения эффективной площади рассеяния (ЭПР) целей, позволяющие увеличивать скрытность проникновения объектов на защищаемую территорию и снижающие дальность возможного обнаружения таких объектов с помощью радиолокационных средств; методы уничтожения РЭС с помощью наведения на них ракет по их излучению: методы противорадиолокационного маневра, позволяющие защищаемому объекту своевременно уклониться от поражающих средств системы ПВО. Для наглядности основные методы подавления РЭС представлены в виде структурной схемы на рис. 3.2.

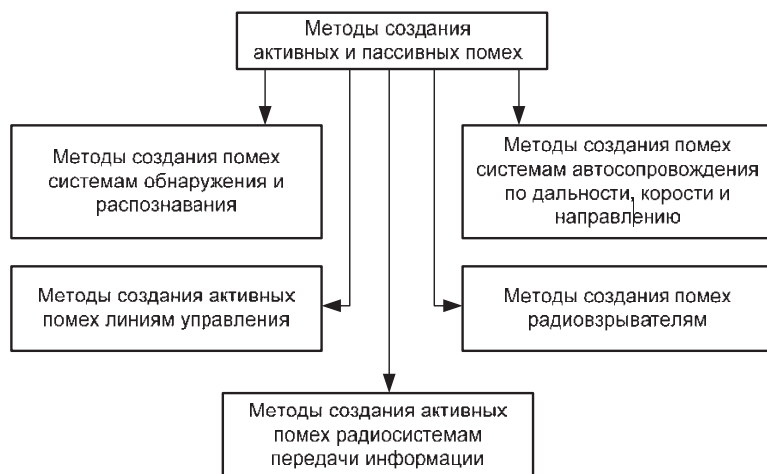


Рис. 3.2. Классификация методов создания активных и пассивных помех

В связи с широким использованием цифровых методов обработки информации в системах управления оружием стало возможным также создание компьютерных помех, внедряющих деструктивные программные воздействия в вычислительные системы и среды.

Перечисленные методы, кроме методов создания активных и пассивных помех, имеют универсальный характер в том смысле, что не зависят от конкретного исполнения РЭС и в данной книге не рассматриваются. Что касается методов создания помех, то в подавляющем большинстве их характер определяется функциональными и конструктивными особенностями подавляемого РЭС. Поэтому их классификацию целесообразно проводить применительно к основным функциональным системам РЭС, к которым относятся системы обнаружения, распознавания, селекции и автоматического сопровождения целей по дальности, скорости и направлению, а также системы управления и передачи информации, радиовзрыватели.

Схема такой классификации, представленная на рис. 3.2, имеет укрупненный характер, поскольку не предусматривает детализации методов, обусловленной спецификой принципов работы каждой из перечисленных систем. Детализация методов будет дана позднее, при рассмотрении методов и техники создания помех радиолокационным системам различных типов.

Как видно на рис. 3.2, методы создания помех по принятой классификации разбиваются на методы создания помех радиолокационным системам обнаружения и распознавания, методы создания помех радиолокационным системам автоматического сопровождения по дальности, скорости и направлению, методы создания помех линиям управления, системам связи и радиовзрывателям. К пассивным помехам относятся дипольные отражатели, искус-

ственные ионизированные образования, ложные цели и ловушки, т. е. все возможности деструктивного воздействия на среды распространения сигнала подавляемых систем. Их действие может носить как маскирующий, так и имитационный характер.

Активные помехи создаются с помощью передатчиков помех. По эффекту действия они могут разделяться на маскирующие и имитационные. К активным маскирующим помехам относятся шумовые и хаотические импульсные помехи. В их задачу входит маскировка сигналов, отраженных от реальных целей, на индикаторах РЛС, исключая обнаружение и распознавание целей. Активные имитационные помехи обычно предназначаются для дезинформации и создают в системах обработки ложную информацию. Эти помехи более скрытного действия, чем маскирующие. При их действии может происходить перегрузка соответствующих информационных каналов РЭС. В результате перегрузок снижается пропускная способность информационных каналов, становясь недостаточной для обработки всей информации, необходимой для выделения истинной цели. При этом помеховый сигнал, имитирующий цель, не должен существенно отличаться по своим параметрам от истинного, иначе он может селектироваться на его фоне. Среди активных помех выделены помехи линиям радиопередачи и передачи информации, использующим кодированные сигналы и имеющим специфические особенности при их подавлении по сравнению с подавлением радиолокационных каналов.

Помехи радиолокационным системам автоматического сопровождения можно классифицировать по признаку объекта воздействия. Применяются помехи системам сопровождения по дальности (РЛС с импульсным и непрерывным ЧМ-излучением), по скорости (РЛС с непрерывным излучением), по дальности и скорости (РЛС с когерентно-импульсным излучением) и по направлению (РЛС с любым видом излучения) рис. 3.3.



Рис. 3.3. Классификация помех радиолокационным системам автоматического сопровождения целей

Поскольку помехи системам сопровождения по дальности и/или скорости вызывают рассогласование строка селекции с отраженным от цели сигналом, они будут способствовать созданию энергоемких помех по направлению и повышать эффективность перенацеливающих помех.

В свою очередь, помехи системам автоматического сопровождения по направлению можно разбить на односточечные помехи (поляризационные, на частоте сканирования, помехи на комбинированных частотах), многоточечные (мерцающие и немерцающие из нескольких объектов, когерентные) и помехи из вынесенной точки (помехи из зон барражирования и перенацеливающие помехи) рис. 3.4. Перенацеливающие помехи можно классифицировать по объектам, на которые нацеливаются радиоэлектронные средства. В настоящее время известны перенацеливания на земную или водную поверхность, дипольные образования, на активные сбрасываемые или буксируемые ловушки.



Рис. 3.4. Классификация помех автоматическому сопровождению по направлению

Можно видеть, что класс активных помех намного шире класса пассивных помех. Это неслучайно, поскольку активные методы формирования создают существенно большие и более разнообразные возможности для подавления РЭС по сравнению с пассивными помехами. В то время как пассивные помехи используют, в основном, один параметр – интенсивность отраженного радиолокационного сигнала, активные помехи используют все параметры, содержащиеся в радиолокационном сигнале, свойства антенных и приемных систем радиолокаторов, а также особенности приемных устройств обработки информации. По ширине частотной полосы активные помехи можно разделить на заградительные, прицельные и ответные (ретрансляционные). Заградительные помехи имеют достаточно широкий спектр частот, во много раз превышающий полосу пропускания приемника РЛС; прицельные – сравнительно узкий спектр, соизмеримый с полосой пропускания подавляемого приемника. Ответные или ретрансляционные помехи характеризуются высокой точностью наведения помехи по частоте и спектру помехи, мало отличающимся от спектра реального сигнала.

Формирование активных помех может осуществляться генераторным; ретрансляционным; ретрансляционно-генераторным способами.

По энергетическому уровню методы создания активных помех можно разделить на силовые и комбинированные. Силовые методы являются наиболее энергоемкими, так как для своей реализации они требуют мощных передатчиков помех из-за необходимости обеспечения требуемого энергетического превышения сигналом помехи сигнала отраженного от защищаемого объекта. Комбинированные методы создания помех менее энергоемкие и предусматривают предварительный срыв селекции цели по дальности и/или скорости или перевод строга селекции с отраженного от цели сигнала на сопровождение ложного сигнала, что создает благоприятные энергетические условия: эффективного воздействия помех автоматическому сопровождению цели по направлению из-за того, что в строге селекции РЛС отсут-

ствуется отраженный сигнал. В этом случае энергетический уровень сигнала помехи на входе приемника подавляемой РЛС определяется только превышением некоторого порогового уровня над уровнем собственных шумов, при котором еще возможно сопровождение цели при отсутствии организованных помех.

Различные виды радиоэлектронного подавления вызывают в радиолокационных системах управления оружием следующие основные эффекты:

- нарушение процесса обнаружения (пропуск цели);
- дезориентацию оператора РЛС;
- задержку обнаружения цели или задержку начала автосопровождения цели;
- сопровождение ложной цели;
- перегрузку систем обработки информации чрезмерным количеством ложных целей;
- нарушение способности измерения радиолокационными средствами дальности, скорости и направления цели;
- создание ошибок в измерении дальности, скорости и направления цели;
- срыв автосопровождения цели или ракеты.

Достижение указанных эффектов возможно при правильной реализации перечисленных методов создания помех в аппаратуре РЭП и ее установке на соответствующих защищаемых объектах.

Так как РЭС развиваются и модернизируются, средства и методы РЭП также должны непрерывно совершенствоваться. Успехи в РЭБ зависят не только от уровня технического прогресса в области радиоэлектроники, являющейся ее основной элементной базой, но и также от состояния научных разработок методов радиоэлектронного подавления, степени их реализации в аппаратуре и от успехов в разработке принципов эффективного применения этой аппаратуры в боевых действиях.

Опыт разработки средств РЭП указывает на настоятельную необходимость непрерывного совершенствования технической базы радиоэлектронного подавления и создания средств целевого назначения для выполнения конкретных оперативно-тактических задач. При этом критериями эффективности этих средств будут военная применимость и соответствие их основным принципам современной войны с учетом результатов строгого анализа характера угрозы. В связи с этим можно отметить следующие основные направления в РЭБ:

- прогнозирование успехов противника в радиоэлектронной технике и в РЭП;
- развитие и интеграция систем РЭП, когда на самолете или корабле системы наведения на РЛС, предупреждения об излучении, создания активных и пассивных помех соединяются в единый бортовой комплекс обороны самолета (корабля), и создание единого интегрированного комплекса систем РЭС и РЭП;
- широкое использование ЭВМ и цифровых процессоров в радиоэлектронных комплексах защиты для обработки и анализа информации об окружающей радиоэлектронной обстановке в реальном масштабе времени, выявления объектов подавления, формирования сигналов помех, выбора оптимального режима противодействия и управления подсистемами РЭП;
- внедрение автоматического, в том числе с использованием искусственного интеллекта и полуавтоматического режима работы передатчиков помех с привлечением оператора для контроля и управления при возникновении нестандартной радиоэлектронной обстановки;
- увеличение энергетического потенциала передатчиков помех путем непосредственного наращивания выходной мощности их оконечных устройств и/или применением направленных антенных систем на основе многолучевых антенных решеток (МЛАР) и активных фазированных антенных решеток (АФАР); управление и концентрация мощности помехи по направлению, частоте и времени излучения для повышения эффективности противодействия в условиях наличия многих угроз;

- контроль эффективности воздействия помех на РЭС управления оружием (УО) для создания адаптивных систем РЭП.

Опыт современных военных конфликтов показывает, что средства РЭБ являются необходимыми факторами обеспечения успеха боевых действий всех видов вооруженных сил и неотъемлемой частью любой военной операции. Из анализа опыта их применения видно, что использование этих средств значительно повышает "выживаемость" самолета при преодолении современной ПВО. Конечно, неожиданности при ведении РЭБ всегда возможны. Однако их эффект может быть минимизирован, если учесть уроки РЭБ, и при разработке средств противодействия исходить из следующих положений:

- системы РЭБ должны обладать структурой, позволяющей гибко и быстро реагировать на новые угрозы;
- следует быстро использовать полученные в ходе боевых действий разведанные; средства противодействия должны рассматриваться как составная часть всей системы вооружения.

3.3. Основные типы РЛС и особенности их функционирования в условиях РЭБ

Множество РЛС разной структуры и функционального назначения объединяет следующие типы: импульсные, непрерывные и импульсно-доплеровские.

Импульсные РЛС излучают в пространство радиопульсы с периодом повторения, согласованным с максимальной дальностью обнаружения. Отраженный от цели сигнал после соответствующей обработки в приемнике индицируется на экране индикатора или фиксируется автоматическим устройством обнаружения.

РЛС с непрерывным сигналом использует высокостабильный гетеродин, как показано на рис. 3.5.

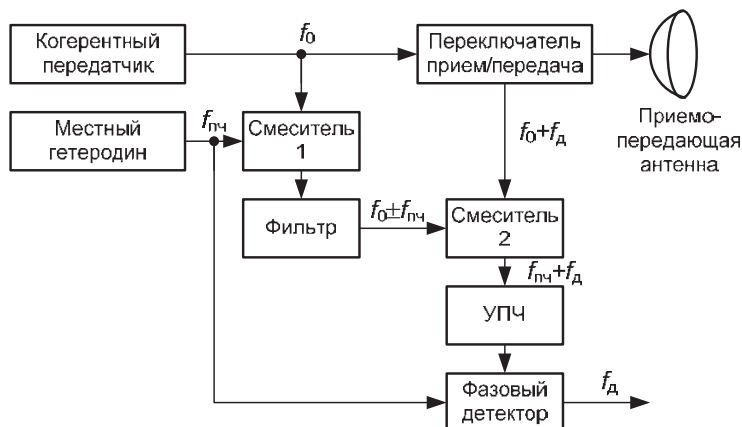


Рис. 3.5. Упрощенная структурная схема РЛС с непрерывным излучением

Колесание гетеродина поступает на первый смеситель, где формируются биеия с излучаемым колебанием частоты, формируемым передатчиком. В результате формируется колебание на частоте $f_0 \pm f_{пч}$. Этот сигнал подается на второй смеситель, где формируются биеия с сигналом, отраженным целью. В результате формируется сигнал на частоте гетеродина, смещенной на частоту доплеровского сдвига. Этот сигнал подается на фазовый детектор вместе с колебанием гетеродина. На выходе фазового детектора выделяется сигнал только доплеровской частоты, по которой обеспечивается обнаружение и селекция движущихся целей. Для того, чтобы измерить дальность, частота передатчика модулируется по некоторому периодическому закону. По задержке модулирующей функции измеряется дальность.

Структурная схема импульсно-доплеровской РЛС представлена на рис. 3.6. В этом случае разрешающая способность по дальности такая же, как и в обычных импульсных РЛС, но за счет использования высокой частоты повторения зондирующих импульсов возникают проблемы разрешения неоднозначности измерения дальности. Для однозначности измерений обычно применяется частоты повторения, обеспечивающие однозначность определения дальности, или переключение трех сменных частот следования импульсов.

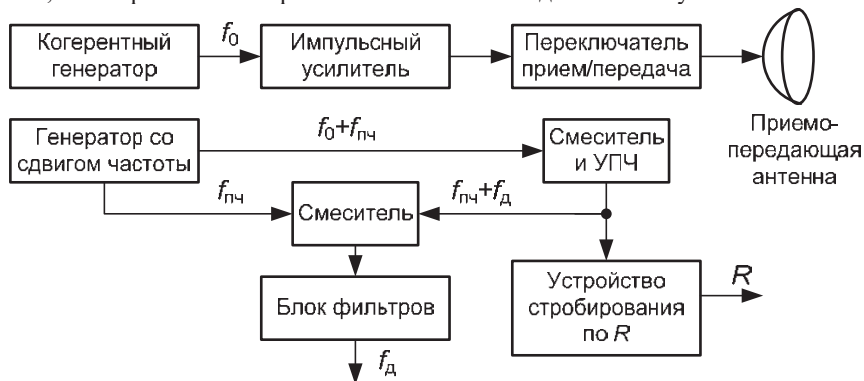


Рис. 3.6. Структурная схема импульсно-доплеровской РЛС

Набор активных помех, реализуемых в современных системах РЭП РЛС, по целевому назначению можно разбить на две основные группы: маскирующие помехи и имитационные.

В задачу активных маскирующих помех входит сокрытие информации о наличии целей в зоне радиолокационного наблюдения. К наиболее универсальным видам маскирующих помех относятся шумовые помехи. Действие их при достаточной мощности приводит к тому, что экраны индикаторов РЛС полностью или частично засвечиваются помехой, вследствие чего отметки реальных целей оказываются замаскированными. Шумовые помехи подавляют в РЛС каналы обнаружения, селекции по дальности и скорости, а также затрудняют угловую селекцию при большой мощности помехи из-за их воздействия по боковым лепесткам диаграммы направленности приемной антенны. Маскирующие шумовые помехи РЛС обнаружения могут быть сформированы следующими способами:

Прямошумовая помеха формируется за счет усиления дробового или теплового шума электронных приборов в заданном диапазоне частот. Также помеха, подобная шумовой и обладающая постоянной интенсивностью в широкой полосе частот, формируется при флуктуационной модуляции гармонического несущего колебания по амплитуде, фазе или частоте. Помеха может формироваться путем запоминания принятого зондирующего радиолокационного сигнала и формирования из запомненных копий помехового сигнала протяженной длительности вплоть до заполнения межимпульсного интервала. В результате формируется наименее энергоемкий вид маскирующей помехи.

В зависимости от ширины спектра различают прицельную и заградительную шумовые помехи. Прицельная шумовая помеха характеризуется узким спектром, соизмеримым с полосой пропускания приемника подавляемой РЛС, и в этом отношении имеет энергетические преимущества перед заградительной помехой. С учетом разброса приемников РЛС по полосе пропускания и возможной неточности наведения частоты помехи на несущую частоту РЛС ширина спектра прицельной шумовой помехи обычно выбирается равной 10 МГц.

Заградительная помеха характеризуется широким спектром шумов, достигающим величины 300...500 МГц. В принципе, в отличие от прицельной, заградительная помеха может одновременно воздействовать на несколько РЛС, в том числе и на РЛС с перестройкой несущей частоты. Но это дается ценой энергетических потерь, поскольку для достижения одинакового эффекта передатчик заградительной помехи должен иметь значительно большую

мощность, чем передатчик прицельной шумовой помехи, и много энергии растрачивается бесполезно на прикрытие помехой участков диапазона частот, которые не используются РЛС.

Канал обнаружения является важнейшим каналом РЛС любого типа. Поэтому неслучайно, что в подавляющем большинстве случаев при РЭП РЛС предусматриваются режимы создания шумовых помех. При этом реализуются как заградительные, так и прицельные по частоте шумовые помехи.

Кроме прицельных и заградительных помех применяются скользящие по частоте шумовые помехи, представляющие собой сравнительно узкополосный шум $\Delta f \sim (30 \dots 40)$ МГц), перестраиваемый в широкой полосе частот. Такие помехи позволяют в определенной мере сохранить преимущества прицельных и заградительных шумовых помех, поскольку обеспечивают в течение определенного времени высокую плотность мощности помехи во всех перекрываемых рабочих каналах РЛС. Эффект маскировки можно также создать при перестройке частоты передатчика помех по хаотическому закону без применения узкополосного шума. Эффективность перестраиваемых помех также определяется скважностью воздействия на РЛС.

К разряду маскирующих помех можно отнести также несинхронные импульсные помехи с низкой и высокой частотами посылок. Такие помехи создают крупно- или мелкозернистую структуру засветки индикаторов с яркостной отметкой или множество перемещающихся по определенному или хаотическому закону импульсных отметок на амплитудных индикаторах, затрудняя обнаружение реальной цели. Следует отметить, что рассмотренные активные маскирующие помехи относятся к категории "силовых" средств радиоэлектронного подавления, поскольку предусматривают подавление РЛС ценой достаточно большой мощности.

К маскирующим помехам относится также двухчастотная помеха скрытного действия. Принцип создания ее состоит в том, что в направлении подавляемой РЛС излучаются два высокочастотных сигнала, частоты которых находятся в пределах рабочего диапазона РЛС и разнесены на величину, равную промежуточной частоте приемника РЛС. При действии такой помехи на выходе смесителя приемника РЛС за счет детектирования будет формироваться сигнал промежуточной частоты, который может вызвать перегрузку приемника и препятствовать приему полезной информации. Скрытность двухчастотной помехи обусловливается тем, что ее действие может не сопровождаться помеховыми признаками на индикаторах.

В задачу имитационных помех входит не сокрытие (маскировка) полезной информации, а создание информации ложной информации о радиолокационных целях. При воздействии таких помех на каналы обнаружения это, как правило, проявляется в избыточности информации, создаваемой с помощью помеховых сигналов с параметрами, мало чем отличающимися от параметров реальных отраженных сигналов. Примером такой помехи каналу обнаружения РЛС является многократная ответная помеха (МОП). Принцип создания ее состоит в том, что передатчик помех в ответ на принятый импульс РЛС излучает на той же частоте серию аналогичных по форме импульсов, разбросанных по дальности и углу и имитирующих множество целей.

Наличие такой помехи затрудняет оператору выбор истинной цели и снижает эффективность работы системы обнаружения и целеуказания. Поэтому вместо реальной цели может быть предпринят перехват многих ложных целей, что приведет к распылению сил и средств ПВО и скажется на вероятности прорыва боевых самолетов к объекту. В целях повышения эффективности многократная ответная помеха может комбинироваться с шумовой помехой, в результате чего имитируются цели, прикрываемые постановщиком помех, и создается иллюзия большей вероятности того, что ложные цели являются реальными.

Учитывая широкое распространение маскирующих и имитационных помех, разработчики РЛС большое внимание уделяют помехозащищенности. Наиболее эффективным методом помехозащиты является перестройка несущей частоты от импульса к импульсу.

В этом случае исключаются помехи, создаваемые на ближних дальностях к РЛС. Введение возбуждения частоты повторения импульсов приводит к расплывчатости помеховых меток на экране индикатора на дальностях, меньших дальности до постановщика помех, или их полное устранения.

3.4. Воздействие помех на каналы радиолокационного распознавания

Радиолокационное распознавание входит в состав основных функций, выполняемых РЛС обнаружения, поэтому при радиоэлектронном подавлении РЛС обнаружения предусматривается наряду с созданием помех каналу обнаружения еще и нарушение функций распознавания. Иными словами, вопросам противодействия радиолокационному распознаванию также уделяется значительное внимание, что подтверждается опытом локальных войн на Ближнем Востоке и в Южной Атлантике.

Разработано много методов, способных в той или иной степени нарушить или ухудшить распознавание целей. Некоторые из них заключаются в создании маскирующих помех, затрудняющих обнаружение целей. В этом случае функции обнаружения и распознавания неразделимы. Поэтому все методы, рассмотренные выше и предназначенные для создания маскирующих помех каналу обнаружения, в равной мере относятся и к распознаванию. Другие методы сводятся к созданию ложной информации, препятствующей правильному распознаванию целей и, естественно, снижающей эффективность системы обороны.

Классификация методов противодействия радиолокационному распознаванию представлена на рис. 3.7.

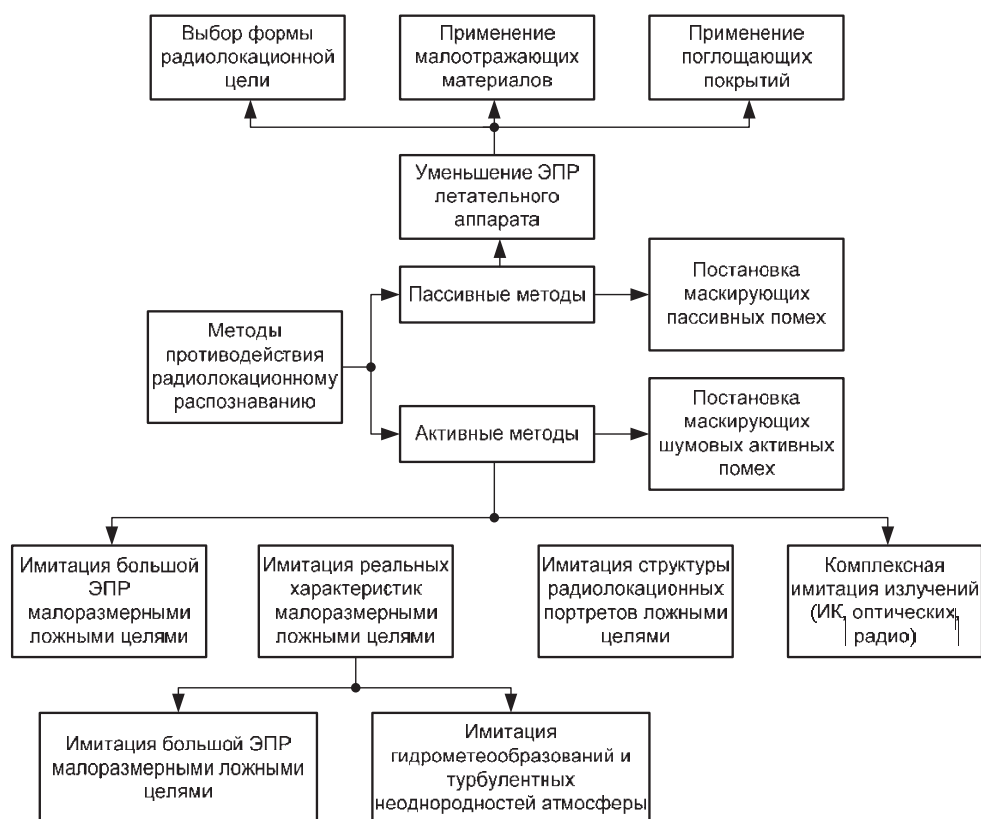


Рис. 3.7. Классификация методов противодействия радиолокационному распознаванию

Уменьшение ЭПР реальных целей реализуется по программе Stealth, нацеленной на создание самолетов, беспилотных летательных аппаратов и крылатых ракет, обнаружение которых радиолокационными и инфракрасными средствами затруднено. Основные направления снижения ЭПР предусматривают:

- совершенствование конфигурации планера, что предполагает уменьшение размеров плоскостей,
- устранение возникновения "блестящих точек", образующихся стыками поверхностей, острыми кромками, угловыми элементами;
- специальную конструкцию воздухозаборников и выхлопных сопел двигателей, вынос их в верхнюю часть летательного аппарата;
- освоение технологий производства и обработки композиционных материалов, не отражающих электромагнитную энергию, с целью замены ими материалов в конструкции ЛА;
- создание высокoeffективных покрытий, поглощающих или рассеивающих энергию радиолокационных сигналов; уменьшение ИК излучения двигателей ЛА.

Оптимальной конфигурацией самолета представляется конструкция "летающее крыло". Такая конструкция создает благоприятные аэродинамические характеристики и позволяет разместить большое количество аппаратуры и топлива за счет увеличения внутреннего объема ЛА по сравнению с внутренним объемом обычного самолета того же размера.

Отражающие свойства поверхности нижней части ЛА приближаются к отражающим свойствам металлического листа. Как известно, плоский металлический лист теоретически обладает радиолокационной видимостью только при ортогональном облучении. Во всех других случаях он переотражает падающую на него электромагнитную энергию по законам геометрической оптики в сторону, не совпадающую с направлением на облучающую его РЛС.

В качестве композиционных материалов используется кевлар, стекловолокно, графито-кевларовое волокно и другие. Затухание радиоволн в таких материалах достигает 20 дБ. Но их применение имеет и недостатки. Так, например, ухудшается экранировка бортового оборудования от внешнего электромагнитного поля и атмосферного электричества, электромагнитного импульса, образующегося при ядерных взрывах. Это важно, так как на борту ЛА имеется большое количество устройств цифровой обработки сигналов.

К недостаткам композитов также относятся: высокая стоимость изготовления и обработки, недостаточная усталостная прочность, малая термостойкость, в результате чего происходит их выгорание на сверхзвуковых скоростях полета; высокий коэффициент трения и большая удельная масса покрытия.

Необходимая толщина поглощающего покрытия зависит от несущей частоты РЛС. При уменьшении мощности отраженного сигнала до 1 % от падающей мощности толщина d определяется по формуле

$$d = \frac{1,15}{\beta} = \frac{0,279}{f \epsilon_r},$$

где ϵ_r – диэлектрическая постоянная поглощающей среды;

f – несущая частота;

β – постоянная затухания.

Расчеты показывают, что при несущей частоте 94; 35; 10 и 1,0 ГГц толщина требуемого покрытия равна 0,3; 1; 3 и 30 см соответственно. Как видно, при более низких частотах реализация покрытий проблематична и практически нереальна.

Другим недостатком поглощающих покрытий является их узкополосность. Например, при использовании ферритового материала типа NZ-51 уменьшение отражаемой мощности до 1 % достигается только в диапазоне частот 0,6...1 ГГц. Таким образом, применение широкополосных сигналов может снижать эффект влияния поглощающих покрытий на величину ЭПР.

Помимо рассмотренного пассивного метода снижения ЭПР, может применяться и активный метод, сущность которого заключается в формировании СВЧ-излучений, амплитуда

и фаза которых подстраиваются таким образом, чтобы максимально скомпенсировать отраженный в сторону РЛС сигнал.

Искажение диаграммы обратного вторичного излучения реальных целей может осуществляться путем нанесения на поверхности ЛА проводящих и поглощающих покрытий, образующих распределенный колебательный контур с управляемыми параметрами. Подключая дополнительно регулируемые элементы в такой колебательный контур, осуществляют регулировку затухания контура по определенному закону. При этом изменяются величина и закон флуктуации ЭПР реальной цели, в результате чего затрудняется распознавание цели. Могут быть и другие методы искажения характеристик отраженных от цели сигналов.

Имитация большой ЭПР малоразмерными ложными целями может осуществляться путем установки на малоразмерных ложных целях уголкового отражателя и линз Лунеберга (при противодействии распознаванию в высокочастотной части диапазона частот) или передатчиков ответных помех с сигналами, максимально приближенными по своим параметрам к сигналам, отраженным от реальных целей (при работе в диапазоне частот ниже 1 ГГц, где пассивные средства типа уголкового отражателя имеют очень большие размеры, что не позволяет их использовать на малоразмерных объектах). В последнем случае превышение имитируемой ЭПР может поддерживаться на определенном уровне путем сравнения уровней входного и выходного сигналов ответчика и соответствующего регулирования коэффициента усиления передатчика ответных помех.

Имитация спектральных характеристик реальных целей. В одном из патентов предложена пассивная ложная цель в виде ракеты для имитации бомбардировщика. Ложная цель движется со скоростью бомбардировщика и имитирует рыскание, вращения и линейные размеры бомбардировщика. Предлагаемая ложная цель представляет собой буксируемые ракетой проволочные тросы с укрепленными на них диполями различной длины, движущиеся по спирали. Для имитации бомбардировщика, предполагается, что достаточно 850 диполей, длины которых соответствуют резонансному отражению сигналов в диапазонах S (3 ГГц), X (9 ГГц), K (25 ГГц). Обычно используются диполи шести "резонансных" размеров.

Известны ложные цели, имитирующие вертолеты. При этом имитируется несущий винт, а в некоторых вариантах и рулевой винт.

Применение дистанционно пилотируемых ЛА в качестве ложных целей, имитирующих средства постановки помех, противорадиолокационные ракеты и другие реальные воздушные цели, позволяет противодействовать радиолокационному распознаванию и отвлечь значительную часть активных средств ПВО для борьбы с ними.

Известны устройства, имитирующие сигналы, отраженные от гидрометеорообразований и турбулентных неоднородностей атмосферы.

Имитация ложных целей естественного происхождения. Спектр сигналов ложных целей естественного происхождения (отражения от земли, гидрометеорообразований, птиц и др.) находится в диапазоне частот от 0 до 500 Гц. Поэтому для имитации таких целей часто используются генераторы шумов.

Комбинированная ложная цель содержит источник видимого света для противодействия оптическим системам обнаружения и распознавания, а также светопрозрачный отражатель для радиолокационной имитации цели – противодействия радиолокационным сигналам. Радиолокационный отражатель выполняется из проволочной сетки с размером ячейки около $0,1 \lambda$. При имитации ИК-излучения для более достоверной имитации бомбардировщика предлагается использовать сжигание топлива для реактивных двигателей.

Имитация временной структуры радиолокационных портретов реальных целей позволяет создавать ложные дальностные радиолокационные портреты целей для РЛС с широкополосными сигналами и сжатием по длительности. Структурная схема имитатора показана на рис. 3.8.

Зондирующий импульс от РЛС, для которой создается имитируемый радиолокационный портрет, поступает через приемную антенну, усилитель, устройство грубой задержки и

устройство точной задержки на выход имитатора. Устройство грубой задержки осуществляет задержку по времени, соответствующую расстоянию до ближайшей блестящей точки имитируемой цели. Линия задержки с отводами обеспечивает имитацию остальных блестящих точек цели. Амплитудные и фазовые модуляции выполняются с помощью эталонных сигналов, соответствующих характеристикам целей и нормируемым в блоке эталонов, где записаны коды радиолокационных дальностных портретов имитируемых целей на всех ракурсах от 0 до 360°. С выхода модуляторов сигналы, имитирующие соответствующие блестящие точки, поступают на сумматор и далее в передающую антенну. Данное устройство позволяет имитировать не только одномерные, но и двумерные, а также трехмерные радиолокационные портреты целей. Для этого необходимо иметь на платформе несколько разнесенных в пространстве антенн. Для реализации этого способа также необходим быстродействующий контроллер с большим объемом памяти.

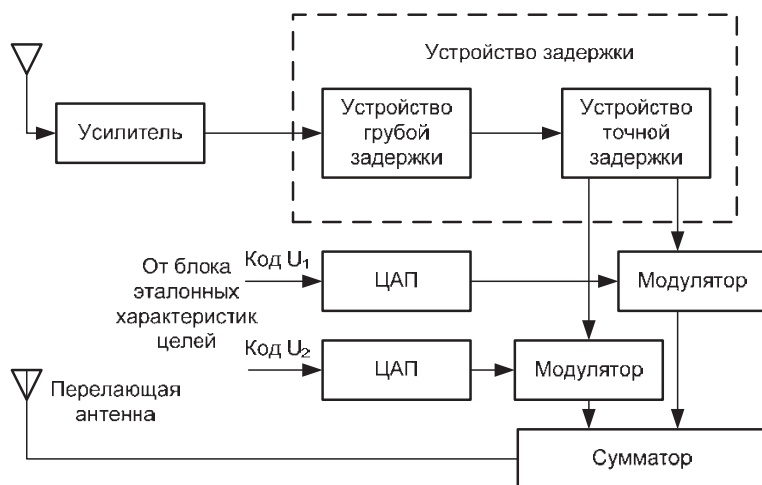


Рис. 3.8. Устройство для имитации радиолокационных портретов реальных целей

ГЛАВА 4

Помеховое воздействие на каналы сопровождения по дальности

Каналы селекции радиолокационных целей по дальности имеются во всех радиолокационных системах, предназначенных для автоматического сопровождения целей в пространстве и наведения средств поражения на опасные цели. Они измеряют дальность, повышают избирательность системы наведения и самонаведения, благодаря чему обеспечивается работа только по выбранной цели, а также помехозащищенность систем за счет сокращения времени открытого состояния приемных устройств [20].

Целевое назначение помех по дальности состоит в том, чтобы сорвать селекцию целей или ввести погрешность в определение дальности, нарушить непрерывность измерения координат цели и заставить перейти на ручное сопровождение. Действие помех на каналы селекции целей в определенной мере ухудшает помехозащищенность угломерного канала, поскольку срыв автосопровождения цели по дальности приводит к необходимости повторного поиска, в процессе которого возможен захват ложной цели, расположенной в другом направлении. Это влечет за собой перенацеливание угломерной системы по направлению, увеличение угловых ошибок или даже срыв автосопровождения. Нарушение селекции целей также облегчает создание помех системе автосопровождения по направлению.

Эффективное подавление систем автоматического сопровождения цели вынуждает перейти в режим ручного сопровождения, что превращает комплекс, по существу, из много-целевого в одноцелевой. Дальность используется в расчетах упрежденного угла при пусках ракет с командным управлением и стрельбе зенитной артиллерии. Если дальность будет определяться с ошибкой, то упрежденная точка встречи также будет определяться с ошибкой, что скажется на точности стрельбы. При пуске ракеты-перехватчика ошибки в расчете упрежденной точки могут привести к увеличению перегрузок ракеты при ее движении и снижению вероятности поражения цели.

Таким образом, каналы селекции целей по дальности выполняют важные функции в составе радиолокационных систем. Обеспечению их помехозащищенности разработчики радиолокационной техники уделяют большое внимание. В свою очередь, разработчики средств РЭП должны уделять достаточное внимание методам создания помех каналам селекции целей. При этом основной задачей, как и при радиопротиводействии другим функциональным каналам, является создание эффекта маскировки полезной информации, сосредоточенной в отраженных от цели сигналах, с одной стороны, и имитации ложной радиоэлектронной обстановки, с другой. Это может быть достигнуто применением различных средств РЭП, основными из которых являются:

- уводящие помехи;
- прицельные и заградительные по частоте шумовые помехи;
- пассивные помехи;
- многократные ответные помехи;
- комбинированные помехи;
- помехи РЛС со сжатием импульса;
- накрывающие по дальности помехи.

Ниже рассматриваются особенности каждого из перечисленных видов помех и методы их реализации.

4.1. Принцип создания уводящей по дальности помехи

Обычный метод создания уводящей по дальности помехи при подавлении импульсно-некогерентного радиолокатора основан на следующей процедуре.

1. Сигнал подавляемой РЛС принимается, усиливается с минимальной задержкой и излучается, создавая для РЛС мощный сигнал подсвета.
2. Большая мощность сигнала помехи приводит к уменьшению усиления приемника РЛС вследствие действия АРУ, при этом происходит подавление в приемнике РЛС истинного (отраженного) сигнала от цели и захват стробом дальности сигнала помехи – перенацеливание РЛС на помеху.
3. Временное положение сигнала помехи формируется с последовательно возрастающей задержкой или опережением от импульса к импульсу относительно истинного сигнала цели до положения, соответствующего нескольким длительностям строба дальности РЛС. Закон увода может быть разным. Но если одновременно реализуется уводящая по скорости помеха, то производная по времени функция закона формирования уводящей по дальности помехи должна соответствовать закону формирования уводящей по скорости помехи во все соответствующие моменты времени. Максимальное ускорение по дальности не должно превышать возможности системы сопровождения по дальности подавляемого радиолокатора.
4. После достижения требуемой величины увода строба дальности передатчик помех выключается или излучается мощный шумовой импульс на рабочей частоте РЛС для обеспечения в РЛС срыва сопровождения по дальности.
5. РЛС переходит в режим повторного поиска по дальности. Если это возможно, то истинная цель захватывается радиолокатором на сопровождение по дальности.
6. Процесс излучения помехи при необходимости повторяется.

4.1.1. Однопрограммная уводящая по дальности помеха

Процесс формирования такой помехи может быть реализован с помощью ретранслятора с устройством запоминания сигналов РЛС на время, равное максимальному времени увода по дальности. Обычно это время составляет несколько микросекунд. СВЧ устройство памяти содержит ЛБВ и линию задержки, соединенные по схеме рециркулятора [8]. Оно формирует широкий импульс на несущей частоте РЛС в ответ на каждый принятый радиолокационный импульс. Формирователь импульсов с программируемой задержкой запускается синхронизирующим сигналом, сформированным при приеме радиолокационного импульса, и может генерировать линейную, параболическую, экспоненциальную или любую другую форму закона увода. Каждый из импульсов выходной последовательности данного формирователя открывает импульсную ЛБВ, так чтобы обеспечивалось формирование уводящей по дальности помехи. На рис. 4.1 изображены экраны индикатора по дальности РЛС сопровождения СОН-4 в случаях, когда ретранслятор открыт и излучает запомненный рециркулятором сигнал длительностью 20 мкс (рис. 4.1, а) и сигнал уводящей по дальности помехи, полученный путем стробирования запомненного в рециркуляторе сигнала синхронным видеоимпульсом с программируемой задержкой (рис. 4.1, б).

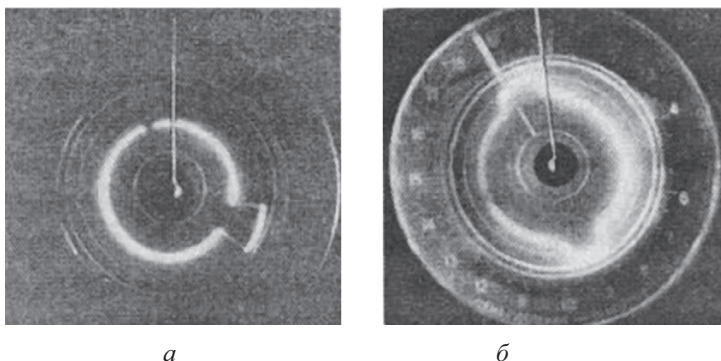


Рис. 4.1. Изображения индикатора сопровождения по дальности

В результате действия уводящей помехи радиолокационный дальномер, который до этого сопровождал цель, перешел на сопровождение помехового импульса, что привело к рассогласованию строга дальности с целью в сторону больших дальностей (до 1 км). Может быть применен рециркулятор на промежуточной частоте, а также быстродействующие цифровые системы запоминания сигнала, с которых сигналы считываются в необходимые интервалы времени с сохранением их спектров и временной структуры.

Для запоминания может быть использован приемник поиска и захвата или источник прямошумовой помехи с набором входных фильтров для настройки на частоту подавляемого радиолокатора. Во всех случаях генерируется сигнал, спектр которого близок к спектру СВЧ-сигнала РЛС, или шумовой сигнал, спектр которого накрывает спектр радиолокационного сигнала. При практическом создании уводящих помех параметры временных циклов формирования уводящей помехи могут меняться в значительных пределах. Поскольку атака длится относительно малое время, важной характеристикой является максимальное время увода, которое фактически определяет количество реализуемых в течение одной атаки циклов увода. При этом необходимо учитывать, что всегда имеется первоначальная задержка в системе формирования ответной помехи. Для эффективного действия помехи величина этой задержки должна составлять малую часть длительности строга дальности подавляемой РЛС. Начальный цикл увода необходим только для создания условия захвата и обработки сигнала помехи системой АРУ РЛС и обычно составляет доли секунды. Закон увода может быть линейным или параболическим. Очень важен начальный участок цикла изменения относительной задержки помехового импульса, так как реализуемое при этом ускорение не должно превосходить допустимую величину для подавляемой системы автосопровождения по дальности РЛС. Скорость увода не должна превышать максимально возможную скорость перестройки строга дальности РЛС. В противном случае следящая система по дальности автоматически сбросит с автосопровождения сигнал помехи. После того, как увод достиг максимального значения, уводящая по дальности помеха выключается на короткое время, и затем процесс повторяется вновь. Если радиолокационный сигнал больше не принимается передатчиком помех, то излучение уводящей по дальности помехи прекращается до появления другого радиолокационного сигнала.

Наряду с однопрограммной применяются многопрограммные уводящие по дальности помехи.

4.1.2. Многопрограммная уводящая по дальности помеха

Многопрограммная уводящая по дальности помеха отличается тем, что одновременно или последовательно используется несколько программ формирования уводящих помех по дальности. На рис. 4.2 *а* показана иллюстрация последовательного метода, реализующего три программы увода, хотя может быть и другое число программ.

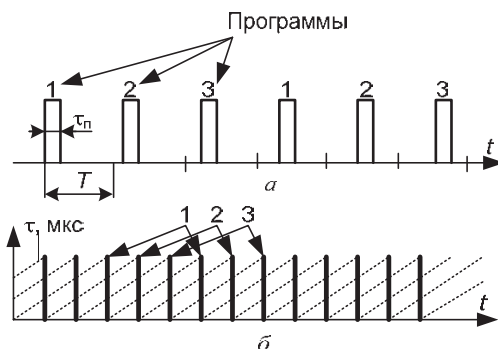


Рис. 4.2. Последовательным (а) и одновременный (б) методы создания трехпрограммной уводящей помехи по дальности

Последовательности из каждых третьих импульсов рассматриваются как отдельные последовательности импульсов. Каждой последовательности соответствует своя программа увода по дальности. При этом методе только один помеховый импульс излучается в ответ на каждый принятый импульс подавляемой РЛС. Переключение между программами может осуществляться с целью формирования амплитудно-модулированных помех, таких как АМ помехи на частоте сканирования, которые могут быть использованы для срыва автосопровождения по угловым координатам. На рис. 4.2, б показан метод одновременного формирования многопрограммного увода по дальности. На каждый принятый импульс подавляемой РЛС излучаются, например, три помеховых импульса. По задержке они разделены на величину, примерно равную максимальному уводу, деленному на три. Программы могут быть идентичными или различными. При нескольких циклах уводящей по дальности помехи с примерно постоянным ускорением выходные импульсы помехи будут стремиться группироваться на начальном этапе цикла задержки, что может привести к наложению импульсов помехи. Временная программа работы системы РЭП должна исключить наложение импульсов. Это приводит к ограничению числа циклов уводящей по дальности помехи, практически реализуемых в аппаратуре помех.

Оба упомянутые выше метода требуют наличия устройств запоминания несущей частоты РЛС и программных схем управления для циклического формирования трех основных участков цикла уводящей помехи по дальности: излучения помехи с минимальной задержкой, программного изменения задержки и паузы в излучении помехи. Для метода одновременного формирования нескольких программ уводящей по дальности помехи необходимо увеличение коэффициента заполнения излучения помехи. Преимущество обоих методов заключается в том, что следящая система РЛС по дальности после ее увода с сигнала цели и выключения помехи имеет малые возможности повторного обнаружения и перезахвата сигналов, отраженных от цели.

4.1.3. Уводящая по дальности помеха с программируемым изменением мощности

Существуют РЛС с автоматическим сопровождением по дальности, в которых для обеспечения защиты от воздействия уводящих по дальности помех применяются схемы выделения сигнала с наименьшим уровнем мощности. Этот метод помехозащиты предполагает, что помеховый сигнал всегда значительно превосходит по амплитуде сигнал, отраженный от цели. В соответствии с этим истинный сигнал цели на начальном участке цикла увода по дальности определяется путем захвата из двух сигналов меньшего по амплитуде и его последующего автосопровождения. Для радиоэлектронного подавления такой радиолокационной системы требуется обычная система создания уводящей по дальности помехи, в которой дополнительно обеспечивается изменение мощности сигнала помехи. Она изменяется таким образом, чтобы ответный помеховый сигнал на входе РЛС в течение начального интервала цикла помехи по своему уровню был меньше уровня отраженного от цели сигнала. На интервале цикла увода мощность помехи постепенно возрастает до значения максимальной выходной мощности передатчика помех. В этом случае строб дальности РЛС, работающей в соответствии с логикой выделения и сопровождения наиболее меньшего сигнала, будет отслеживать ложный сигнал уводящей помехи и уводиться им до максимальной дальности увода, где после выключения помехи система АСД будет переходить в поиск.

Эффективность использования этого метода для подавления РЛС, не имеющих схем выделения наименьших сигналов, ниже, чем эффективность обычной уводящей по дальности помехи. Поэтому на начальном этапе цикла строб дальности РЛС будет следить за самым сильным сигналом, которым является истинный сигнал цели, а не помеха. После начала увода мощность уводящей по дальности помехи станет выше мощности отраженного сигнала в момент времени, когда сигнал помехи уже выйдет из строга дальности. Поэтому при использовании уводящей по дальности помехи в условиях противодействия РЛС обоих типов (без защиты и с защитой) необходимо использовать как обычный метод формирования уводящей

по дальности помехи, так и метод с программным изменением мощности помехи. Последовательное применение во времени двух этих методов формирования уведящей по дальности помехи синхронизируется таким образом, чтобы обеспечить работу одной из программ на этапе увода по дальности, а другой – на начальном этапе.

4.1.4. Уводящая по дальности помеха, использующая несколько помеховых импульсов

Формирование такой помехи предусматривает создание нескольких разнесенных по периоду повторения импульсов РЛС. Данный метод создания помех используется против РЛС с автоматическим сопровождением по дальности, работающих с постоянной или плавно изменяющейся несущей частотой. Он аналогичен обычной уведящей по дальности помехе, в которой дополнительно формируется множество импульсов, распределенных по периоду повторения, и используется длительное запоминание частоты радиолокационных сигналов. Принимаемая последовательность радиолокационных импульсов с фиксированной несущей частотой используется для настройки передатчика помех на несущую частоту РЛС. Поскольку система запоминания частоты обеспечивает формирование непрерывного сигнала с несущей частотой импульсов РЛС, одновременно можно реализовать несколько помеховых сигналов с различной дальностью.

При этом помеховый импульс перемещается либо в направлении РЛС, либо от нее относительно положения носителя с передатчиком помех этого типа.

4.1.5. Уводящая помеха системе сопровождения цели по дальности путем смещения "энергетического центра"

Задача метода смещения энергетического центра отраженного целью импульса состоит в нарушении сопровождения по дальности обычной импульсной РЛС сопровождения, когда отсутствуют системы запоминания частоты в аппаратуре помех для формирования уведящей помехи по дальности. Многие системы сопровождения оценивают дальность по положению, когда отраженный радиолокационный импульс располагается посередине между двумя соседними временными stroбами. В этом случае система сопровождения по дальности интегрирует сигналы с выхода схемы стробирования и результаты сравнивает энергетически. Если средняя величина результирующего сигнала отличается от нуля, то система сопровождения будет регулировать положение stroбов до тех пор, пока эта величина не станет равной нулю. При противодействии такой системе сопровождения по дальности передатчик помех создает большое отношение помеха/сигнал, обеспечивающее подавление отраженного сигнала от постановщика помех сигнала до очень малой величины из-за действия системы АРУ приемника РЛС. В результате помеховый импульс становится импульсом, который радиолокационный приемник вынужден сопровождать. После ретрансляции усиленного в течение короткого времени отраженного сигнала передатчик помех последовательно уменьшает длительность ретранслируемого импульса. При этом система сопровождения будет смещать расщепленный stroб по дальности в соответствующем направлении. Скорость, с которой stroб дальности уводится, должна быть согласована с возможностями дальномерной системы сопровождения по ускорению. Эта скорость должна быть небольшой и увеличиваться во времени так, чтобы система сопровождения по дальности начала непрерывно перемещаться от энергетического центра реального отраженного от цели сигнала. Ретранслятор полностью выключается в момент, когда достигается максимальная скорость перемещения stroба дальности (она сравнима с пределом по ускорению для системы сопровождения по дальности). Если при этом наступает срыв сопровождения, то никаких дальнейших действий не предпринимается. Если срыва не происходит, то весь процесс может быть повторен. Данный тип передатчика уведящих помех по дальности недорогой, но он не так эффективен, как передатчик уведящих помех, применяющий систему запоминания частоты и

обеспечивающий увод импульса полной длительности на величину, превышающую несколько длительностей радиолокационного импульса. Поэтому недостатком рассматриваемого метода РЭП является малая величина увода по дальности, что делает невозможным полное исключение отраженного сигнала из строба дальности, когда помеховый импульс выключен.

4.1.6. Уводящая по дальности помеха, перенацеливающая строб дальности РЛС на сигнал с ложной дальностью

Данный вид РЭП основан на использовании совместно с уводящей по дальности помехой второго помехового сигнала, обычно смещенного по дальности на некоторую фиксированную величину. В этом случае после увода строба дальности РЛС с сигнала цели он переводится на сопровождение второго помехового сигнала и удерживается на нем после окончания цикла увода. При этом строб дальности РЛС будет отслеживать ложную дальность по помеховому сигналу. В данной ситуации отношение помеха/сигнал значительно увеличивается. Благодаря этому могут быть успешно применены энергетические методы создания помех по угловым координатам. Этот метод обеспечивает перенацеливание строба дальности подавляемой РЛС на помеховый сигнал и не позволяет ему переходить в режим поиска, при котором возможен повторный перехват и последующее сопровождение сигнала цели. Для повышения надежности перенацеливания мощность уводящей помехи может программно снижаться при приближении к местоположению импульса с ложной дальностью.

Следует заметить, что одновременно можно использовать несколько перенацеливающих импульсов на разных дальностях относительно импульса подавляемой РЛС. Но если такой метод применяется при подавлении импульсной РЛС, то это приводит к увеличению радиолокационной заметности цели. В результате РЛС будет способна сопровождать цель по угловым координатам и, вероятно, обеспечивать получение необходимой информации, хотя и с ошибкой по дальности. Этого достаточно для успешного наведения ракеты на цель. Поэтому такой метод не рекомендуется использовать самостоятельно, его необходимо применять в сочетании с помехами нарушения сопровождения по угловым координатам. Например, перенацеливающий сигнал может быть промодулирован по амплитуде для создания помехи на частоте сканирования или быть сигналом от пассивной или активной ловушки или от вынесенного постановщика помех.

4.1.7. Уводящая по дальности помеха системе сопровождения по дальности, работающей в режиме поиска цели

Этот метод создания помех используется для подавления импульсной радиолокационной головки самонаведения при работе ее в режиме поиска по дальности. При этом осуществляется следующая последовательность операций: во-первых, обеспечивается захват радиолокационного строба следящей системы по дальности сигналом помехи; во-вторых, помеховый импульс уводится во времени в том же направлении, в котором движется поисковый строб дальности с увеличивающейся скоростью и мощностью, в-третьих, следящая система по дальности разгоняется настолько, что строб дальности ГСН продолжает свой цикл поиска по инерции без захвата истинного сигнала цели. Иными словами, этот метод РЭП препятствует переходу ГСН из режима поиска в режим сопровождения. Но его нельзя применять, если ГСН уже перешла в режим сопровождения цели по дальности. При этом предполагается, что ГСН имеет стабильный (прогнозируемый) период повторения импульсов и фиксированную несущую частоту.

Такая ситуация может быть иллюстрирована случаем атаки низколетящей крылатой ракеты, оснащенной ГСН, надводного судна, имеющее на борту систему РЭП. Когда крылатая ракета летит в направлении на защищаемый корабль, предполагается, что строб дальности ее ГСН движется от большой дальности к меньшей и затем вновь возвращается

назад, пытаясь обнаружить отраженный от корабля сигнал, причем строб дальности ведет поиск от самой большой дальности до минимальной. Оптимальным моментом времени для начала действия сигнала уводящей по дальности помехи является тот момент, когда строб дальности ГСН достигает положения сигнала, отраженного от корабля. В этот момент сигнал помехи захватывается стробом дальности, после чего помеха по параболическому закону изменения задержки уводит строб дальности в направлении меньших дальностей сначала с постоянной скоростью, а затем с ускорением. В это же самое время мощность помехового импульса увеличивается. Скорость движения строга импульса увеличивается и после того, как он сместится с отраженного сигнала цели. В результате строб дальности ГСН может оказаться неспособным захватить истинную цель. Проблематичным для этого метода является то, что логика функционирования аппаратуры РЭП не имеет возможности определить, когда строб дальности ГСН достигнет временного положения, соответствующего пространственному положению корабля. Эту проблему можно преодолеть ценой несколько более сниженной эффективности помехи относительно той, которая обеспечивается при ранее описанном методе формирования. Для этого необходимо одновременное использование нескольких циклов уводящей по дальности помехи в ответной последовательности помеховых сигналов. Величина увода, если это необходимо, может быть различной от цикла к циклу в зависимости от конкретного применения данного вида РЭП.

При создании помех следящей системе по дальности может быть применен также метод, который не требует для своей практической реализации устройств формирования уводящей по дальности помехи. На каждый импульс, принятый аппаратурой помех защищаемого корабля, генерируется на рабочей несущей частоте РЛС широкий помеховый импульс несимметричной формы с наклоном амплитуды плоской части импульса в направлении от переднего фронта импульса к заднему. Поскольку поисковый строб дальности ГСН движется в направлении уменьшения дальности, то он перейдет на сопровождение передней части помехового импульса в силу отслеживания стробом энергетического центра помехи, который смещен с сигнала цели в сторону переднего фронта несимметричного импульса помехи. Имеющаяся при этом тенденция перемещения строга дальности ГСН с сигнала цели на помеху приводит к пропуску следящей системой дальности ГСН отраженного от корабля сигнала. Излучение широкого помехового импульса несимметричной формы должно осуществляться в ответ на каждый принятый радиолокационный импульс. Поэтому работа аппаратуры РЭП будет независима от момента времени достижения стробом дальности ГСН положения отраженного от защищаемого корабля сигнала.

4.1.8. Уводящая по дальности помеха РЛС с непрерывным ЧМ-излучением

В отличие от создания уводящей по дальности помехи РЛС с импульсным излучением при подавлении РЛС с непрерывным ЧМ-излучением система запоминания частоты в системе РЭП не требуется, так как радиолокационный сигнал постоянно присутствует на входе аппаратуры создания помех. Вместо запоминания частоты сигнала РЛС в аппаратуре помех производится устранение дальномерной частотной модуляции, после чего получают помеху на несущей частоте РЛС с малыми частотными изменениями. Для формирования уводящей по дальности помехи этот сигнал может затем модулироваться по частоте дальномерной функцией с нарастающим смещением по времени. Следует отметить, что данный тип передатчика помех работает в режиме одновременного приема и излучения, что требует при установке такой аппаратуры помех на летательном аппарате обеспечения необходимой развязки между ее приемной и передающей антеннами. Структурная схема устройства, обеспечивающего формирование уводящей по дальности помехи РЛС с ЧМ непрерывным излучением, приведена на рис. 4.3. Эпюры сигналов, поясняющие работу устройства формирования уводящей помехи, представлены на рис. 4.4.

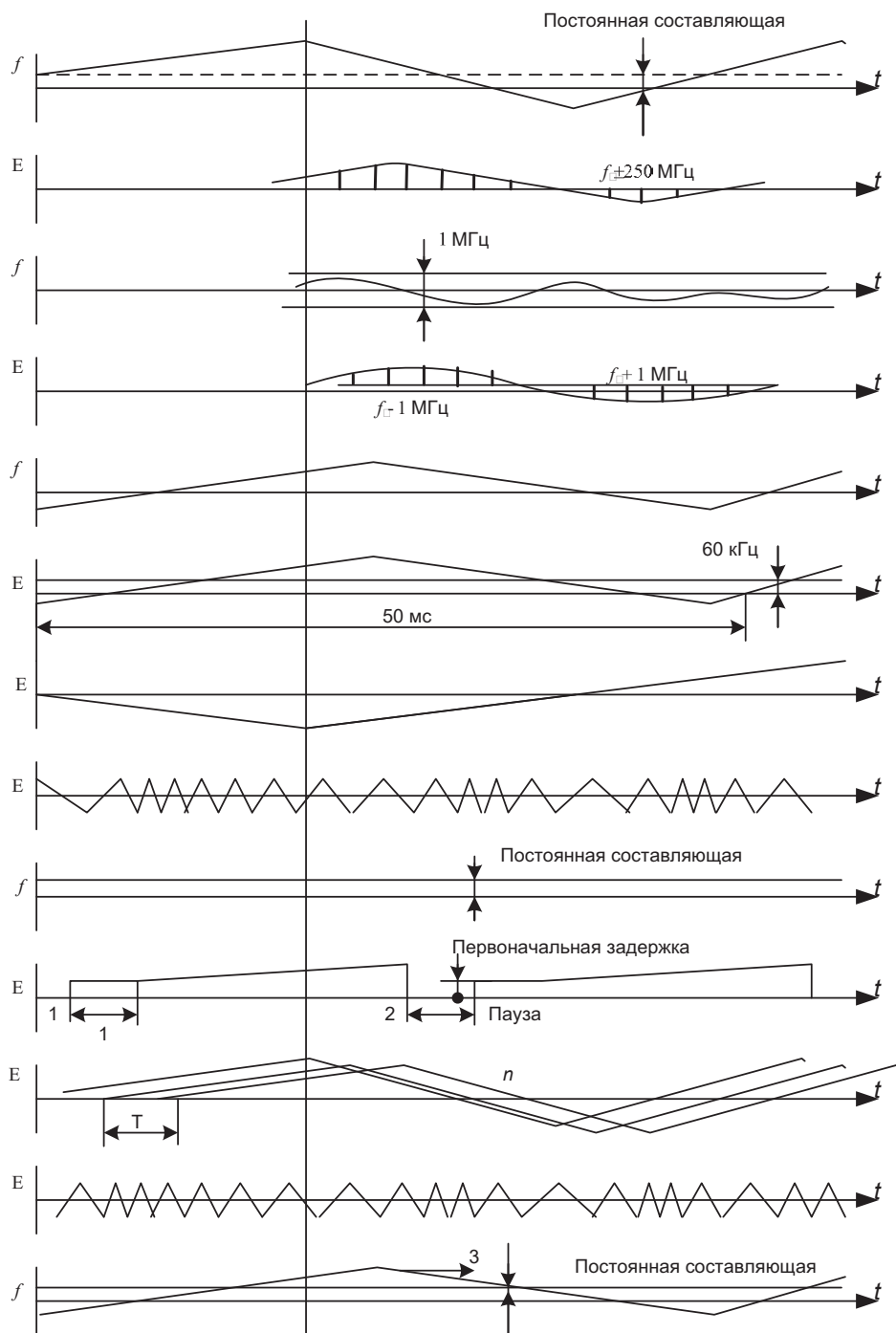


Рис. 4.4. Эпюры сигналов, поясняющие работу устройства формирования уводящей по дальности помехи РЛС непрерывного излучения с ЧМ

Выходной сигнал этой системы АПЧ показан на рис. 4.4 точка С. Этот сигнал имеет непрерывный спектр, локализованный в пределах полосы 1 МГц. В нем устранена неопределенность, связанная с несущей частотой ЧМ радиолокационного сигнала, и сохраняется информация, содержащаяся в его частотной модуляции. Этот сигнал поступает на вход смесителя № 2, являющегося составной частью системы точной АПЧ в основной полосе, ширина которой равна 1 МГц. Характеристика частотного дискриминатора этой АПЧ приведена на рис. 4.3 точка D. Точность слежения за частотой входного сигнала в этой системе АПЧ составляет порядка 500 Гц. Как и ранее, постоянная времени перестраиваемого по частоте генератора № 2 велика по сравнению с периодом дальномерной модуляции РЛС, равным для рассматриваемого примера 50 мс. Перестраиваемый по частоте генератор № 2 будет отслеживать с помощью системы АПЧ входной сигнал, поступающий с точки С на полосовой фильтр, и обеспечивать прохождение выходного сигнала АПЧ рис. 4.3 точка E). Время захвата системы точной АПЧ № 2 должно быть больше 0,1 с. Частотный дискриминатор, включенный на выходе полосового фильтра, работает в полосе низких видеочастот, его выходной сигнал показан на рис. 4.3, точка F. Сигнал с выхода этого дискриминатора используется для определения девиации частоты и закона ЧМ радиолокационного сигнала. В состав данной схемы входит фазовращатель, который необходим для компенсации фазового сдвига, обусловленного интегрированием в цепи перестраиваемого по частоте генератора № 2. Связь по переменной составляющей обеспечивает устранение влияния постоянной составляющей, в результате формируется инвертированный сигнал треугольной формы рис. 4.3, точка G. Генератор пилообразного напряжения формирует сигнал переменной частоты, начинающийся с отрицательного наклона пилы и с возрастающей во времени частотой рис. 4.3, точка H.

Указанные полярность пилообразного напряжения и соответствующее изменение его частоты обеспечивают отслеживание треугольного закона модулирующей функции, которая затем используется для фазовой модуляции по спирали первой ЛБВ. Результирующий сигнал показан на рис. 4.3, точка I. Поскольку дальномерная ЧМ теперь устранена из принятого радиолокационного сигнала, этот сигнал уже может быть использован для его наделения помеховой ЧМ. Выходной сигнал частотного дискриминатора рис. 4.3, точка F поступает также на линию задержки с отводами. Схема временного управления многопозиционным переключателем имеет временную функцию рис. 4.4, точка J. На рис. 4.3 точка K приведен восстановленный сигнал дальномерной модуляции треугольной формы с прогрессивно нарастающей задержкой (соответственно 1-, 2-, n -я позиции). Управление частотой помехового сигнала обеспечивается за счет фазовой модуляции по спирали второй ЛБВ последовательностью пилообразных напряжений рис. 4.3, точка L. Изменение частоты промоделированного СВЧ-сигнала показано на рис. 4.3, точка M. Сигнал помехи будет иметь девиацию ± 50 кГц, при этом модулирующая функция помехового сигнала будет медленно смещаться по времени. Как упоминалось ранее, частотная модуляция дальномерной поднесущей радиолокационного сигнала устраняется в аппаратуре помех до усиления во второй ЛБВ. Система подобного типа может обеспечить отношение помеха/сигнал более 20 дБ.

4.2. Прицельные и заградительные по частоте шумовые помехи

Шумовые помехи (ШП) являются наиболее универсальным видом маскирующих помех. Действие их при достаточной мощности приводит к тому, что экраны индикаторов РЛС, в том числе и индикаторы дальности, полностью или частично засвечиваются помехой, вследствие чего отметки реальных целей оказываются замаскированными. Эффект действия шумовых помех на канал селекции по дальности не отличается от эффекта действия на канал обнаружения (визуальный канал) РЛС. Как правило, при подавлении канала обнаружения помехой подавляется и канал селекции цели по дальности. Поэтому существует преемственность методов и техники создания маскирующих шумовых помех указанным каналам РЛС.

Однако применительно к РЛС сопровождения, шумовые помехи могут комбинироваться с уводящими помехами по дальности, самостоятельное действие которых обычно

переводит ее в режим полуавтоматического или ручного периодического перезахвата цели по дальности. При этом для существенного затруднения сопровождения по дальности цели может быть использовано либо поочередное действие шумовой и уведящей помехи, либо одновременное, но в определенном соотношении по мощности. Непрерывная ШП соответствующей мощности полностью исключает возможность даже грубой оценки дальности до цели. В то же время для нарушения селекции цели по дальности в части всего диапазона дальностей используется помеха в виде широкого шумового радиоимпульса, накрывающего отметку цели. Длительность шумового импульса определяет вносимую неопределенность в оценку дальности до цели. Форма огибающей широкого импульса может быть равномерной по длительности или возрастающей (убывающей) к краям помехового импульса, что приводит к направленному дрейфу строка селекции РЛС по дальности к краям импульса. Ограниченная длительность "накрывающей" по дальности помехи позволяет создавать одним передатчиком шумовые помехи многим РЛС на основе временного разделения излучения помехи.

4.3. Применение пассивных помех РЛС

Одними из первых, нашедших практическое применение средств создания пассивных маскирующих помех радиолокационным станциям, были дипольные отражатели. Дипольные помехи не потеряли актуальности и на современном этапе развития конфликта РЛС и средств РЭБ. Сбрасываемые, например, с самолетов дипольные отражатели разносятся ветром и образуют протяженное отражающее облако. В результате на экранах незащищенных РЛС образуется интенсивная засветка, маскирующая цели в пределах облака диполей.

Как и в случае шумовых помех, маскирующий эффект по каналу обнаружения будет сопровождаться аналогичным эффектом по каналу селекции по дальности. В соответствии с этим при оценке возможностей создания пассивных помех каналу селекции целей по дальности можно пользоваться результатами рассмотрения дипольных отражателей как средств РЭП.

4.4. Многократные ответные помехи, создающие ложные цели

Многократная ответная помеха относится к разряду дезориентирующих (имитационных) помех. Принцип создания ее состоит в том, что передатчик помех в ответ на принятый зондирующий импульс РЛС излучает на той же частоте серию аналогичных по форме импульсов, разбросанных по дальности и углу и имитирующих множество целей. Наличие такой помехи затрудняет оператору выбор истинной цели и снижает эффективность работы РЛС, в том числе канала сопровождения цели по дальности. В этом случае высока вероятность захвата на сопровождение ложной цели со всеми вытекающими из этого последствиями. Следует отметить, что при нарушении селекции целей по дальности ложные цели, создаваемые с помощью различных устройств РЭП, играют большую роль. При желании такие цели могут располагаться в любом месте в пределах рабочих дальностей подавляемого радиолокатора, иметь тактико-технические характеристики, аналогичные реальным целям.

4.4.1. Генератор ложных сигналов с делением частоты

Такой генератор создает ложные цели подавляемому радиолокатору следующим образом.

1. Частота входного высокочастотного импульсного сигнала делится на целое число, в результате чего формируется легко управляемая промежуточная частота, на которой можно использовать акустические или цифровые линии задержки при получении больших временных задержек, например порядка сотен микросекунд.
2. Сигнал ложной цели промежуточной частоты умножается до значения первоначальной частоты входного высокочастотного импульса сигнала, усиления и излучения высокочастотного сигнала.

Преимуществом такого метода генерирования ложных целей является то, что высокочастотная полоса частот сжимается пропорционально коэффициенту деления, поэтому широкие высокочастотные полосы передатчика помех могут быть достигнуты при более низких их значениях на промежуточной частоте. Например, высокочастотная рабочая полоса от 1500 до 4500 МГц при использовании деления на десять сжимается до рабочей полосы промежуточных частот от 150 до 450 МГц. В этом состоит различие с генератором ложных сигналов, использующим процесс гетеродинирования, при котором сохраняется на промежуточной частоте та же ширина полосы частот, что и на высоких частотах, в результате чего ограничение рабочей полосы частот передатчика помех на промежуточной частоте сохраняет силу и в более низком диапазоне СВЧ.

Структурная схема генератора ложных целей с делением частоты представлена на рис. 4.5. В генераторе используется предварительный усилитель на ЛБВ с низким уровнем шумов, включаемый перед частотным делителем. Частота входного сигнала делится в частотном делителе, после чего сигнал проходит через входной направленный ответвитель на УНЧ, выходной направленный ответвитель, частотный умножитель, усилитель на ЛБВ и затем излучается. Дополнительные ложные цели также генерируются путем рециркуляции на промежуточной частоте принятого импульсного сигнала в негенерирующем контуре запоминания. Более детально процесс генерации ложных целей в этом случае описан ниже.

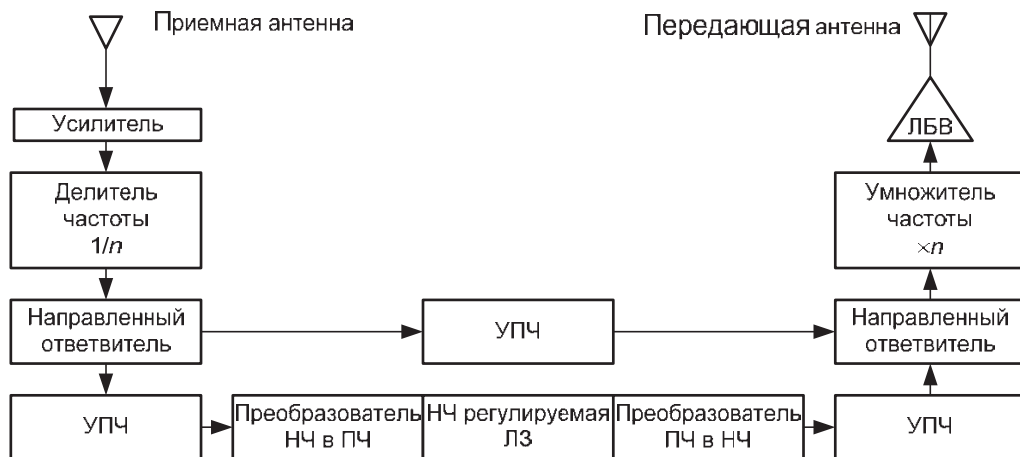


Рис. 4.5. Структурная схема генератора ложных целей с делением частоты сигналов

4.4.2. Генератор ложных целей с поиском и захватом по частоте

Такой генератор помех создает ложные цели некогерентному радиолокатору, применяя для этого приемник поиска и захвата в качестве системы высокочастотного запоминания сигнала. Структурная схема генератора показана на рис. 4.6. Каждый принятый импульсный сигнал подавляемого радиолокатора поступает на приемник поиска и захвата, который захватывает частоту принятого сигнала. При методе поиска и захвата обычно используется свип-генератор, который подсоединяется к контуру обратной связи, содержащему дискриминатор частоты, но может применяться любой другой тип системы поиска и захвата. Например, приемник поиска и захвата, который будет захватывать частоту сигнала подавляемого радиолокатора за время длительности импульса, будет обеспечивать применимость этого метода для радиопротиводействия некогерентным радиолокаторам со скачкообразной перестройкой частоты.

ты от импульса к импульсу. Если используется приемник поиска и захвата со свиврирующим гетеродином, то в каждый момент обычно может захватываться только один входной сигнал, так что он будет использоваться в основном против одиночных радиолокаторов обнаружения или слежения, т. е. в ситуации "один на один". В случае следящего радиолокатора схема поиска и захвата может обеспечивать запоминание частоты, требуемое для создания уводящей помехи по дальности. На выходе приемника поиска и захвата формируется непрерывный сигнал на частоте, примерно равной частоте перехваченного сигнала. Точность наведения по частоте является функцией, обратно пропорциональной времени захвата. Она может ограничиваться чувствительностью дискриминатора, динамическим диапазоном и кратковременной стабильностью генератора. Если наведения по частоте с точностью до ширины полосы пропускания радиолокатора невозможно достигнуть, то можно применять амплитудную или частотную модуляцию шумами для расширения спектра сигнала, чтобы обеспечить перекрытие частоты сигнала подавляемого радиолокатора. Детектор, показанный на входе генератора рис. 4.6, снабжает синхронизирующими импульсами устройство программирования ложных целей. При необходимости можно создать много ложных целей.

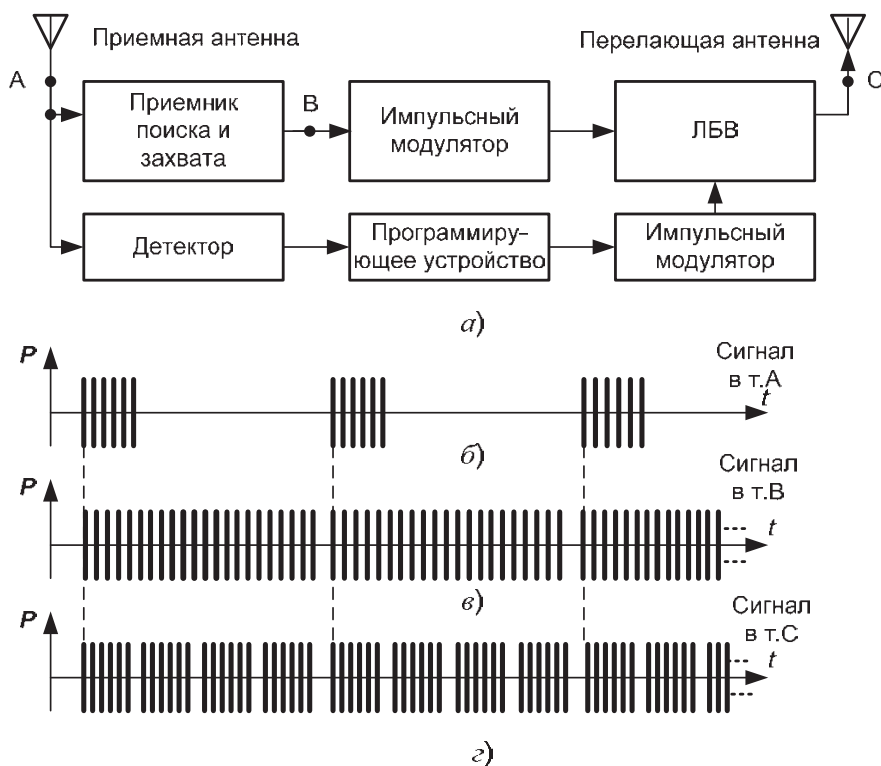


Рис. 4.6. Структурная схема генератора ложных целей с поиском и захватом (а) и эпюры принятой (б), преобразованной (в) и излучаемой (г) импульсных последовательностей

Каждый ложный импульс используется для запуска высокочастотного импульсного модулятора и отпирания оконечного импульсного усилителя.

4.4.3. Генератор ложных целей с взаимнообратным преобразованием частоты

В данном случае ложные цели радиолокатору создаются путем преобразования входного радиочастотного сигнала по частоте в сигнал промежуточной частоты, лежащей

обычно в диапазоне 50...500 МГц, где можно использовать низкочастотные линии задержки для получения больших задержек по времени (порядка 250 мкс), и обратного преобразования промежуточной частоты в высокую частоту для последующего усиления и передачи сигналов ложных целей.

На рис. 4.7, а показана структурная схема рассматриваемого генератора ложных целей. Непосредственно на выходе приемной антенны имеется маломощный усилитель для усиления сигнала перед его преобразованием по частоте. Сигнал гетеродина используется как для входного, так и выходного смесителей для обеспечения преобразования сигнала промежуточной частоты в высокочастотный сигнал, очень близкий к частоте подавляемого радиолокатора. Кратковременная нестабильность этого гетеродина в интервале времени между приемами сигналов радиолокатора и передачей сигналов ложных целей – единственный источник частотной ошибки. Пониженный по частоте сигнал проходит направленный ответвитель, широкополосный УПЧ, второй направленный ответвитель и выходной преобразователь.

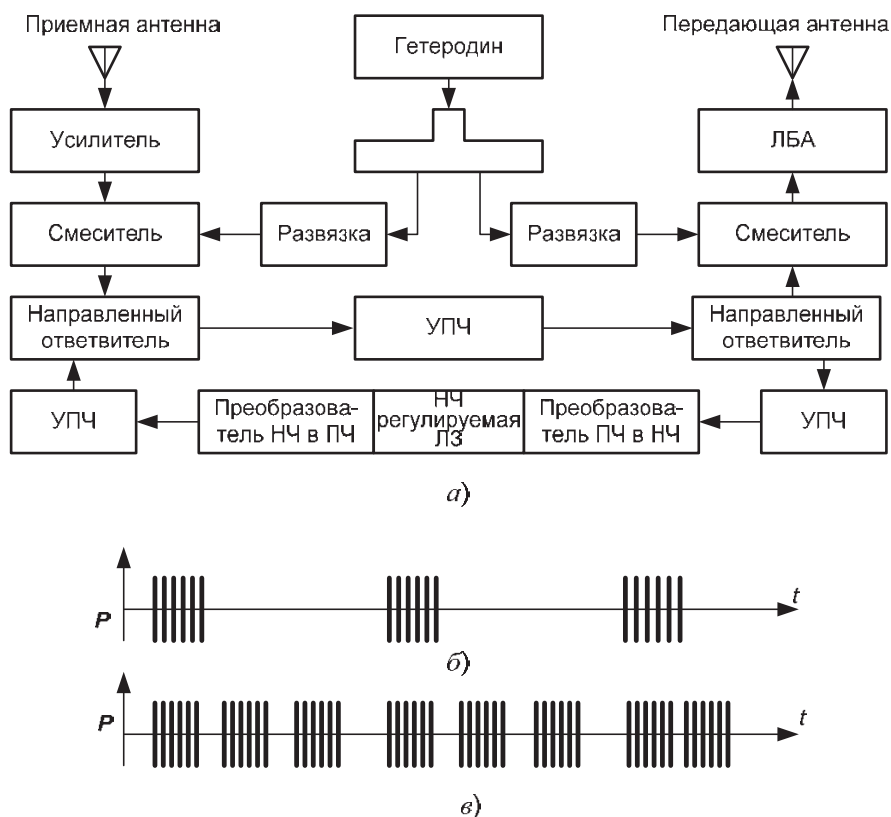


Рис. 4.7. Структурная схема генератора ложных целей с взаимнообратным преобразованием частоты (а) и эпюры принятой (б) и передаваемой (в) импульсных последовательностей

Второй направленный ответвитель обеспечивает подачу сигнала на вход цепи обратной связи с низкочастотной линией задержки (ЛЗ), где он задерживается по промежуточной частоте и поступает обратно на первый направленный ответвитель. Задержанные сигналы затем повторно усиливаются и снова циркулируют через линию задержки. Это позволяет получить много задержанных импульсов на каждый входной импульс подавля-

емого радиолокатора. Поскольку в низкочастотной ЛЗ имеют место потери мощности сигнала, для компенсации их могут потребоваться усилители, включаемые до и после линии задержки. Контур запоминания, состоящий из ответвителей, УПЧ и низкочастотной ЛЗ, имеет коэффициент передачи, немного меньше единицы, поэтому процесс рециркуляции повторяется до тех пор, пока сигнал в контуре не затухнет. Многие десятки повторяющихся сигналов можно легко сформировать, если потери в цепи обратной связи сделать однородными в пределах полосы пропускания по промежуточной частоте. На рис. 4.7 б и в показаны импульсные последовательности входного радиолокационного сигнала и импульсная последовательность выходных импульсов ложных целей соответственно. Поскольку от одного сигнала можно формировать много ложных импульсов, некоторые из таких импульсов могут перекрыть несколько периодов следования импульсов подавляемого радиолокатора, создавая тем самым ложные цели на дальностях, меньших, чем истинная дальность до носителя средств РЭП, содержащего генератор ложных целей. Однако такие ложные цели на более близких расстояниях могут создаваться только тогда, когда подавляемый радиолокатор имеет фиксированную несущую частоту, фиксированную частоту следования импульсов и не является когерентным.

Существует много вариантов реализации этой основной идеи. Например, могут использоваться ЛЗ, имеющие различные величины задержек, в комбинации с линией задержки, показанной на структурной схеме рис. 2.15, для того чтобы получить ложные цели в различных последовательностях и комбинациях. Также могут применяться линии с переменной задержкой. Пока понижающий и повышающий смесители запитываются одним и тем же гетеродином, несущая частота сигналов ложных целей будет всегда истинной. Поскольку полоса пропускания генератора ложных целей данного типа ограничена полосой пропускания на промежуточной частоте, другие варианты будут включать методы увеличения эффективной высокочастотной полосы пропускания. Для того чтобы перекрыть более широкую полосу выходных частот, можно применить быстро свипирующий по частоте гетеродин, но при этом импульсы входного сигнала должны иметь "окраску" в соответствии с их частотой, с тем чтобы частота свипирующего гетеродина могла быть правильно установлена для каждого сигнала ложной цели, приходящего с выходного смесителя. Можно также использовать много гетеродинов (перекрывающих полосу), но и в этом случае входной радиочастотный сигнал должен иметь "окраску", для того чтобы правильная частота гетеродина включалась, когда должен прерваться импульс ложной цели, соответствующий конкретному входному радиочастотному импульсу, должен передаваться.

4.4.4. Имитация ложных целей когерентной РЛС сопровождения

Имитация ложных целей может быть применена к противодействию каналу сопровождения по дальности любому типу когерентной РЛС, включая РЛС сопровождения с ФКМ со сжатием импульса и/или скачкообразной перестройкой несущей частоты. Для имитации использует два или более ЛА. Один самолет принимает радиоимпульс главного лепестка ДНА РЛС и передает его на другой самолет, который, в свою очередь, после усиления ретранслирует радиоимпульс в направлении РЛС, принимающей его через боковые лепестки ДНА. Импульс помехи будет задержан относительно отраженного радиолокационного импульса от первого самолета из-за задержки при распространении и задержки в ретрансляторе второго самолета. В этом случае задержанный радиоимпульс на экране индикатора РЛС выглядит как ложная цель, но более удаленная. Доплеровский сдвиг несущей этого импульса включает составляющую относительной скорости самолетов плюс составляющие скоростей самолетов относительно РЛС. Задержка между импульсами действительной и имитируемой целей будет меняться в зависимости от относительного перемещения ЛА по мере приближения к РЛС. Имитируемая цель обрабатывается РЛС как истинная, поскольку она представляет собой ретранслированную копию радиолокационного сигнала.

4.5. Создание помех по дальности РЛС с последетекторным интегрированием

Последетекторное интегрирование предусматривает накопление принимаемых импульсов для повышения отношения сигнал/помеха. Иногда его называют некогерентным интегрированием, поскольку накопление сигналов осуществляется по видеочастоте и фазовые отношения интегрируемых сигналов никакой роли не играют. Радиопротиводействие таким радиолокационным системам основано на формировании повторяющихся с частотой следования импульсов РЛС шумовых импульсов со спектром, согласованным с полосой пропускания подавляемого приемника. Реализация данного метода РЭП может быть различной. На рис. 4.8 представлена структурная схема одного из вариантов передатчика повторяющихся шумов, формируемых с помощью модуляции высокочастотного сигнала последовательно-стью серий шумов, образованных многократным повторением рециркуляции выборки видеошума.

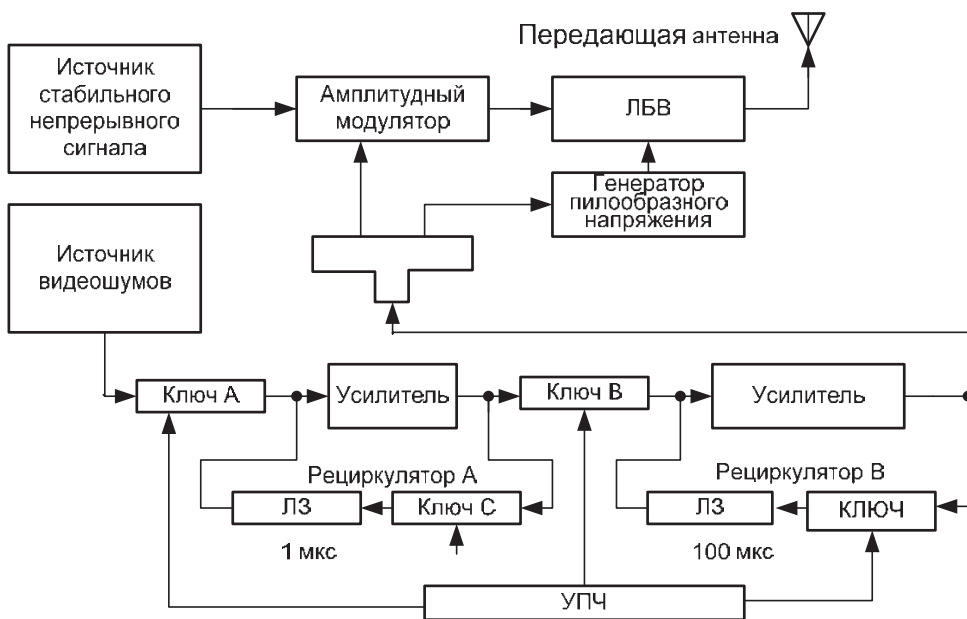


Рис. 4.8. Структурная схема передатчика повторяющихся шумов

Работа схемы иллюстрируется осциллограммами рис. 4.9.

Как видно из рисунка, источник видеошумов стробируется импульсом длительностью 1 мкс с периодом повторения 10 мс. Этот сигнал поступает на вход рециркулятора А. Ключ С замыкает петлю обратной связи на время 100 мкс, обеспечивая 99 циркуляций входного шумового импульса рис. 4.9, *е*. При разработке рециркулятора должны быть приняты меры для того, чтобы нарастание собственных шумов за 100 мкс было бы значительно меньше амплитуды последнего рециркулирующего импульса. Включение ключа В обеспечивает поступление 100-микросекундного псевдошумового импульса в рециркулятор В. Это предотвращает возникновение любых паразитных шумовых сигналов в промежутках времени между 100 мкс шумовыми импульсами, поступающими в рециркулятор В, который включается на время 10 мс, обеспечивая 99 циркуляций входного псевдошумового импульса рис. 4.9, *з*. По прошествии 10 мс устройство приводится в исходное состояние, и цикл повторяется. Таким образом, выборка шума длительностью 1 мкс повторяется 100 мкс, а затем полученная

последовательность повторяется в течение 10 мс. Выходной непрерывный сигнал рециркулятора В разветвляется и подается на амплитудный и частотный модуляторы. Метод ЧМ использует фазовую пилообразную модуляцию. Таким образом, сигнал одночастотного высокочастотного источника дважды модулируется, усиливается и излучается в направлении подавляемой радиолокационной системы.

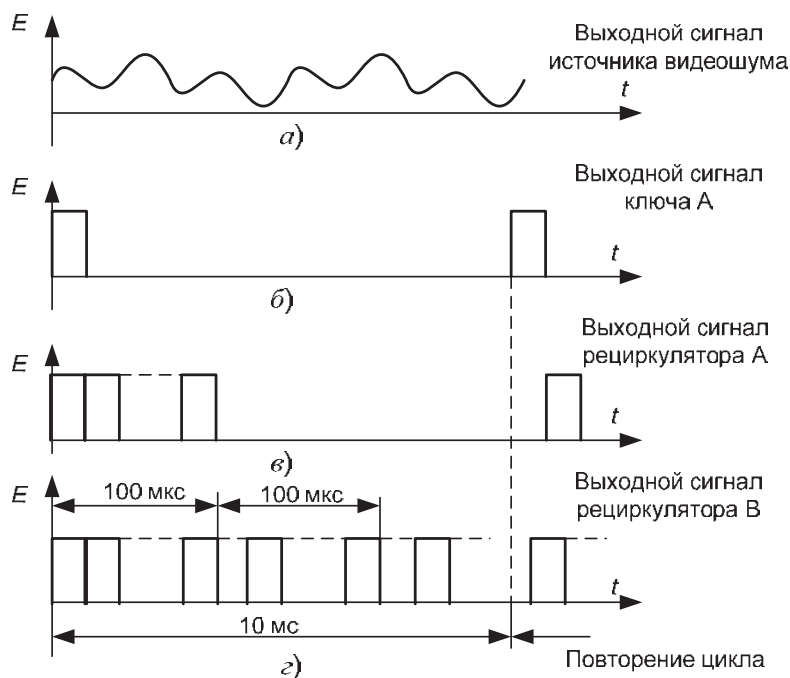


Рис. 4.9. Осциллограммы сигналов, поясняющие принцип работы передатчика помех

Описанное устройство создаст сигнал помехи с шириной полосы 1 МГц. В зависимости от конкретной ситуации могут быть использованы другие типы источников ВЧ-сигналов для создания помех, другие числовые значения и параметры рециркуляторов. На рис. 4.10, а показана структурная схема другого варианта передатчика повторяющихся шумов. Устройство состоит из приемной и передающей антенных систем, настраиваемого приемника, системы управления частотой, источника ВЧ-сигнала и выходного усилителя на ЛБВ. Сигнал передатчика модулируется в амплитудном модуляторе, вход которого соединен с регистром сдвига с обратной связью. Принятые радиолокационные импульсы рис. 4.10, б позволяют ждущему мультивибратору так синхронизировать регистр сдвига с обратной связью, чтобы он начинал работать в той же точке каждого периода повторения радиолокационных импульсов рис. 4.10, в.

При использовании этого метода РЭП радиолокационный приемник принимает сигнал с псевдослучайной модуляцией, который интегрируется одновременно с полезным сигналом, что приводит к снижению эффективности накопителя видеосигналов. На рис. 4.11 показана структурная схема устройства, использующего ретрансляцию задержанной выборки сигналов. В зависимости от конкретных условий управление двумя переключателями осуществляется синхронно с частотами коммутации в диапазоне от 1 кГц до 10 МГц.

между приемной и передающей антеннами, так как передача и прием никогда не осуществляются одновременно. Однако антенная система должна быть тщательно сконструирована, поскольку может возникнуть паразитная связь, если приемная и передающая антенны разнесены так, что за время распространения выходного сигнала к приемной антенне устройство находится в состоянии приема. Хотя это и не самое главное, этот метод создает ложные цели во временной области, при этом необходима линия задержки с запаздыванием, равным половине временного интервала между сигналами ложных целей.

4.6. Технические средства создания помех радиолокационным системам сопровождения по дальности

Для создания уводящих помех необходимо воспроизводить задержанный по времени сигнал. Это обусловлено тем обстоятельством, что при создании уводящих помех по дальности и ложных целей импульсным РЛС длительность создания помехи на частоте РЛС превосходит длительность зондирующего импульса РЛС, поступающего на вход системы РЭП. Излучение помехи происходит в основном тогда, когда на входе системы РЭП сигнал РЛС отсутствует. Запоминающие устройства также используются для обеспечения высокого уровня развязки между приемом и передачей, давая возможность передавать запомненный сигнал так, чтобы передача и прием никогда не совпадали во времени.

В системах РЭП используются различные типы запоминающих устройств: рециркуляторы радиоимпульсов; потенциальные скопы, работающие на ПЧ; настраиваемые по частоте генераторы гармонических колебаний или источники шума; линии задержки; запоминающие устройства рециркуляторного типа и взаимодействующие пространственно-разнесенные ретрансляторы, в работе которых используется задержка при распространении в окружающем пространстве. Наиболее важными характеристиками запоминающих устройств любого типа являются следующие: частотный диапазон; динамический диапазон; чувствительность; длительность запоминания частоты; спектральные характеристики запомненного сигнала; когерентность; быстродействие; способность одновременно запоминать несколько сигналов; информационная доступность (произвольная и регламентированная во времени); способность считывания без разрушения информации; стоимость, размеры, масса и энергетические характеристики.

4.6.1. Рециркуляторы радиоимпульсов

При реализации увода строга дальности сигнал помехи излучается в моменты времени после приема радиолокационного импульса, длительность которого может составлять доли микросекунды, поэтому в станции помех необходимо устройство для запоминания частоты этого импульса на довольно длительный период, обеспечивающий требуемое рассогласование строга дальности РЛС с отраженным от цели сигналом. Один из методов запоминания частоты в этом случае основан на использовании рециркулятора импульсов, обеспечивающего высокое быстродействие при обработке сигналов от импульса к импульсу, широкую мгновенную полосу и высокую пропускную способность [8]. На рис. 4.12, *а* показана структура типового рециркуляционного устройства запоминания частоты, в состав которого входит ЛБВ основного тракта ретрансляции помехи.

На вход устройства могут поступать различные импульсные последовательности с изменяющимися длительностью импульсов и частотой повторения. Однако длительность входного радиоимпульса обычно нормируется с помощью стробирующей схемы до величины, равной длительности запаздывания в линии задержки. Нормированный по длительности входной радиоимпульс усиливается ЛБВ и разветвляется по мощности на две части. Одна часть поступает на выход как часть формируемого импульса помехи, а другая через ответвитель, коммутатор, линию задержки и второй ответвитель поступает снова на вход ЛБВ. Коммутатор управляется импульсом, формируемым логическим устройством. Этот импульс определяет длительность запоминания частоты. Коэффициент усиления разомкну-

того контура равен 10...15 дБ. После окончания стробимпульса и размыкания коммутатора происходит подготовка устройства к обработке следующего входного радиосигнала. Поскольку длительность импульса на выходе входной стробирующей системы равна запаздыванию в линии задержки, радиоимпульс после первой циркуляции поступит на вход ЛБВ в момент прохождения через него заднего фронта входного радиоимпульса. Передний фронт второго радиоимпульса поступит на вход ЛБВ в момент прохождения через него первого радиоимпульса контура и т. д. В результате на выходе устройства сформируется широкий СВЧ радиоимпульс, частота заполнения которого равна частоте заполнения входного радиоимпульса. При формировании уводящей помехи по дальности этот широкий радиоимпульс стробируется и излучаются радиоимпульсы длительностью, равной длительности импульса подавляемой РЛС. Рабочая точка контура запоминания показана на рис. 4.12, б в месте пересечения амплитудной характеристики ЛБВ и характеристики вносимых потерь контура. Входной импульс усиливается ЛБВ в точке А амплитудной характеристики усилителя. Несмотря на потери в контуре, мощность импульса после первой циркуляции (точка В) превышает мощность входного импульса, потому что усиление ЛБВ превышает затухание в контуре на 10...15 дБ. Процесс рециркуляции с нарастанием мощности сигнала продолжается до тех пор, пока в результате уменьшения коэффициента усиления ЛБВ в области насыщения оно не сравняется с потерями в контуре. Стабилизация рабочей точки контура, таким образом, происходит в области глубокого насыщения ЛБВ. Разработчики ЛБВ затратили немало усилий, совершенствуя характеристики ЛБВ, используемых в запоминающих устройствах рециркуляционного типа. Хорошая работа ЛБВ в рециркуляторе зависит от формы амплитудных характеристик, скорости нарастания шумов при рециркуляции, характеристик взаимодействия сигналов, влияния окружающей температуры, степени преобразования амплитудной модуляции в фазовую [20].

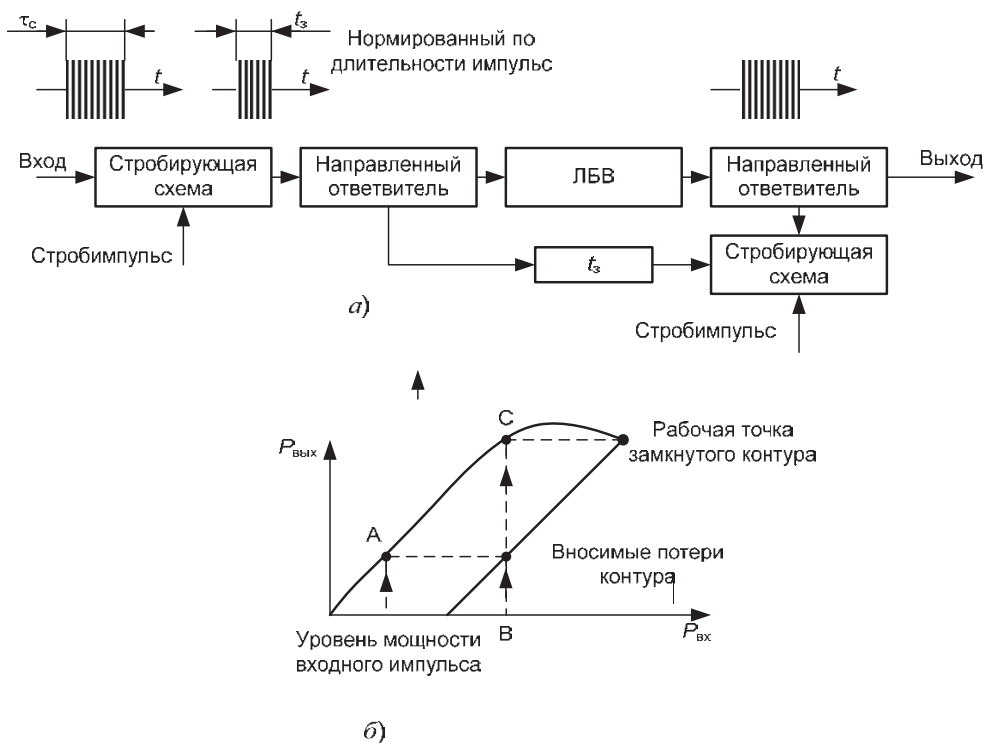


Рис. 4.12. Структурная схема рециркуляционного запоминающего устройства (а) и его характеристика (б)

Так как контур характеризуется достаточно широкой рабочей полосой и достаточно большим усилением, а усилитель генерирует собственный шум, этот шум при замыкании контура будет нарастать с преобладанием спектральной составляющей, соответствующей максимальному значению характеристик усиления контура. При значительном усилении этой составляющей контур перестанет функционировать как устройство запоминания частоты, превращаясь в генератор собственных колебаний. Нарастанию собственных колебаний препятствует присущее любому усилителю свойство подавления слабых сигналов в условиях насыщения. Это подавление происходит при наличии любого достаточно мощного сигнала, причем чем глубже насыщение, тем сильнее подавление. В усилителе с плоским участком амплитудной характеристики в режиме насыщения коэффициент подавления слабого сигнала достигает 6 дБ [20]. Подавление слабых сигналов происходит в пределах всей частотной полосы пропускания усилителя. Таким образом, в нормальных условиях входной радиоимпульс, амплитуда которого обычно устанавливается предусилителем на достаточно большом уровне, должен воспрепятствовать нарастанию собственных колебаний в контуре. Если рабочий диапазон рециркулятора слишком велик и не позволяет реализовать нужное число рециркуляции радиоимпульсов, т. е. имеет место чрезмерное нарастание собственных шумов, то частотную полосу рециркулятора можно разделить на поддиапазоны. Для обеспечения требуемой частотной неравномерности кольца рециркулятора в него включаются эквалайзеры, которые компенсируют различия в потерях и/или усилении в кольце путем введения частотно-зависимого затухания. Часто используются резонаторные эквалайзеры или компенсация обеспечивается подстройкой усилителей. Точность запоминания частоты или, в общем случае, спектральная чистота запомненного сигнала играет очень важную роль, когда станция помех используется против когерентной РЛС.

Когерентная РЛС представляет собой РЛС, зондирующие импульсы которой связаны между собой определенным соотношением фаз. При приеме отраженных импульсов обрабатываются только те из них, у которых фаза несущей частоты не выходит за определенные пределы (учитывая доплеровский эффект) по сравнению с фазой передаваемого импульса. Поэтому при создании уводящих помех по дальности необходимо обеспечивать когерентность запомненного сигнала [8]. Известно, что огибающая спектра импульсного сигнала на входе устройства запоминания частоты определяется функцией $\sin x/x$. Если частота центральной компоненты этого спектра такова, что электрическая длина замкнутого контура равна целому числу волн, то после каждой циркуляции фаза не будет отклоняться от значения фазы центральной компоненты входного радиоимпульса, т. е. фаза и частота не изменятся. В этом случае запомненный сигнал будет когерентным. Однако, если электрическая длина замкнутого контура равна нечетному числу полуволн, соответствующему частоте центральной компоненты спектра, то после циркуляции фаза будет смещаться на 180° . В этом случае энергия будет концентрироваться в боковых составляющих спектра, отстоящих на $\tau/2$ по обе стороны от центральной частоты входного сигнала, т. е. при длительности радиоимпульса 0,2 мкс данный разнос будет равен $\pm 2,5$ МГц. Результатом этого явления будет как потеря мощности сигнала помехи в приемнике РЛС, так и нарушение фазирования (когерентности). Энергетические потери рециркулированного сигнала будут зависеть от отношения ширины полосы спектра сигнала помехи к полосе пропускания приемника подавляемой РЛС [20].

При приеме радиоимпульсов длительностью, равной запаздыванию в рециркуляторе, на выходе рециркулятора формируется пакет радиоимпульсов, суммарная длительность которых в число циркуляции раз больше, чем длительность входного радиоимпульса. Радиоимпульсы в пакете имеют одинаковую несущую частоту, но могут отличаться друг от друга по фазе, когда суммарный набег фазы в рециркуляторе на несущей частоте не кратен 2π . Следует также отметить, что рециркулированный радиоимпульс когерентен входному, так как он формируется из его выборки. Ширина спектра рециркулированного импульса зависит от индекса фазовой манипуляции $\Delta\varphi$. По мере увеличения $\Delta\varphi$ происходит смещение максимума спектра в сторону меньших частот, и спектр становится несимметричным.

При $\Delta\varphi = \pi$, спектр снова симметричен относительно несущей частоты. При этом амплитуда составляющей на несущей частоте равна нулю, а энергия рециркулированного сигнала концентрируется в областях, отстоящих от несущей на величину $\pm\tau_3/2$, где τ_3 – запаздывание в рециркуляторе. При нечетном числе импульсов в пакете и $\Delta\varphi = \pi$ амплитуда спектральной составляющей на несущей частоте равна $1/N$, где N – число импульсов в пакете.

В связи с расширением спектра рециркулированного сигнала при наличии фазовой манипуляции наблюдаются энергетические потери при прохождении его через приемное устройство. Увеличение числа рециркулированных радиоимпульсов в радиолокационном строге селекции по дальности приводит к возрастанию энергетических потерь при $\Delta\varphi \rightarrow \pi$. Так, при $N = 3$ максимальные потери составляют 7,2 дБ. Однако максимальные энергетические потери рециркулированного сигнала в радиолокационном приемнике носят вероятностный характер из-за того, что несущая частота РЛС не связана непосредственно с собственными частотами рециркулятора. Поэтому для исключения случаев, когда потери оказываются максимальными, применяют вобуляцию набега фазы в рециркуляторе. В результате обеспечивается некоторый усредненный уровень энергетических потерь.

В когерентно-импульсных РЛС в результате доплеровской фильтрации используется одна центральная составляющая спектра радиолокационного импульсного сигнала. Поэтому энергетические потери рециркулированного сигнала в таком приемнике будут определяться уровнем спектральной составляющей на несущей частоте РЛС. При отсутствии фазовой манипуляции в сигнале амплитуда составляющей на частоте несущей максимальна и уменьшается с ее появлением. Существуют значения набега фазы, при которых амплитуда сигнала на несущей равна нулю. Положение нулей при изменении набега фазы на интервале $[0; \pi]$ зависит от числа рециркулированных радиоимпульсов в строге дальностной селекции и определяется величиной $\Delta\varphi = 2\pi/N$. Так как набег фазы в рециркуляторе зависит от несущей частоты сигнала на входе, возможны случаи, когда амплитуда рециркулированного сигнала на выходе фильтра доплеровской селекции приемника импульсно-доплеровской РЛС будет равна нулю. Этот факт может быть использован в РЛС для снижения эффекта действия помех, формируемых с помощью рециркулятора. Известны методы концентрации энергии рециркулированного сигнала вблизи несущей частоты, которые состоят в создании амплитудных различий в серии задержанных сигналов, в задержке на соответствующий временной интервал соседних циркуляции или формировании их с разной длительностью [20].

Наличие в рециркулированном сигнале помехи фазовой манипуляции, приводящей к энергетическим потерям при его обработке в приемнике РЛС, величина которых зависит от несущей частоты, позволяет использовать это обстоятельство для защиты РЛС от воздействия уводящей помехи по дальности. Способ защиты основан на таком изменении несущей частоты РЛС, чтобы амплитуда сигнала уводящей помехи по дальности, наблюдаемая на экране индикатора типа А РЛС, была минимальна. Изменение несущей частоты РЛС при этом сравнительно невелико и составляет величину, равную $2/\tau_3$. Если запаздывание в рециркуляторе равно 0,2 мкс, то минимумы сигнала рециркулированной помехи будут наблюдаться через 5 МГц при перестройке несущей частоты РЛС. Для реализации этого способа защиты от воздействия уводящей помехи в РЛС необходимо ввести устройства плавного изменения несущей частоты передатчика РЛС и контроля уровня сигнала помехи.

Для нейтрализации возможности снижения эффективности помех, создаваемых на основе рециркулятора, необходимо сконцентрировать энергию сигнала помехи на несущей частоте, например, введением в рециркулятор фазовращателя для управления набегом фазы [20]. Для концентрации энергии сигнала помехи, формируемой с помощью рециркулятора импульсов, в полосе пропускания приемника подавляемого радиолокатора следует обеспечить условия, при которых в рециркулированном сигнале помехи отсутствует нестабильность фазы или ее величина находится в допустимых пределах. Эти условия обеспечи-

ваются, если полный набег фазы в рециркуляторе на несущей частоте РЛС кратен целому числу 2π радиан. Рециркулятор является очень широкополосным устройством, его мгновенный диапазон может достигать нескольких гигагерц. Так как обычно реализуемая задержка в рециркуляторе в диапазоне СВЧ составляет десятые доли микросекунды, то несущие частоты, на которых выполняется условие концентрации энергии помехи, будут чередоваться через несколько мегагерц, и вероятность того, что несущая частота РЛС совпадет с этой сеткой собственных частот рециркулятора мала. В связи с этим для эффективного воздействия помехи необходимо настроить рециркулятор на несущую частоту путем изменения в нем набег фазы, например, увеличением или уменьшением задержки. Для этого нужно измерить разность фаз между входным радиоимпульсом и его задержанной выборкой и в соответствии с ней изменить фазовый набег в рециркуляторе, для чего в него нужно ввести мгновенный измеритель разности фаз и быстродействующий фазовращатель (рис. 4.13).

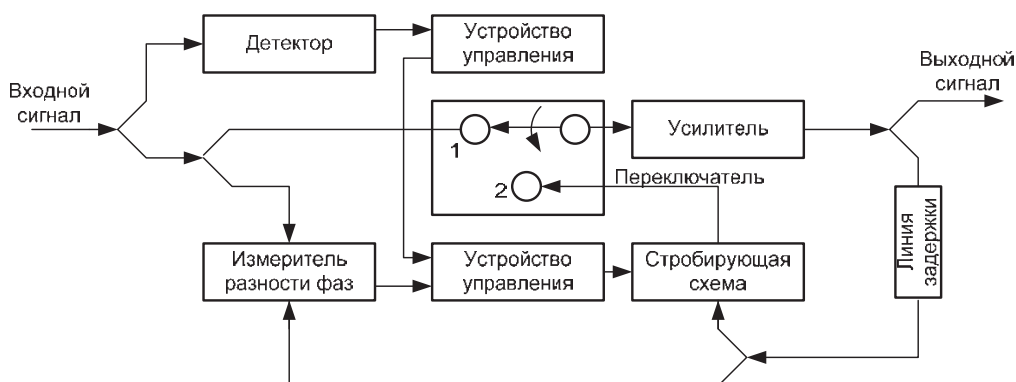


Рис. 4.13. Структурная схема рециркулятора с автоподстройкой набег фазы

Входной радиоимпульс поступает на вход детектора, измерителя разности фаз и через переключатель на усилитель, линию задержки и на другой вход измерителя фазы.

Переключатель через время, равное запаздыванию в линии задержки, переключается в положение 2, и начинается рециркуляция выборки входного радиоимпульса. Одновременно в измерителе фазы определяется разность фаз между входным радиосигналом и задержанной из него выборкой, и на фазовращатель подается соответствующее напряжение, которое устанавливает в рециркуляторе набег фазы, близкий к целому числу 2π радиан. В результате манипуляция фазы существенно уменьшается и энергия помехи концентрируется на несущей частоте РЛС. Переключатель остается в положении 2 в течение времени запоминания, например, 5...10 мкс. После этого он возвращается в положение 1 и готов к приему следующего радиоимпульса, в том числе и на другой несущей частоте. Точность коррекции набег фазы в рециркуляторе определяется величиной допустимых энергетических потерь сигнала помехи в приемнике РЛС, а также соотношением между длительностью стробимпульса селекции по дальности и запаздыванием в рециркуляторе. Чем выше эти требования, тем точнее нужно измерять разность фаз и обрабатывать ее. На практике может оказаться достаточным устанавливать набег фазы, например, с точностью до 45° . В этом случае вместо фазовращателя непрерывного действия можно использовать дискретный фазовращатель на четырех градициях, что существенно упрощает построение схемы автоподстройки фазы рециркулятора. При этом можно использовать гибридную схему, которая совмещает функции фазовращателя и фазового детектора. Это позволяет уменьшить вносимые потери в кольце из-за

введения устройства автоподстройки набега фазы. На рис. 4.14 приведена структурная схема передатчика уводящих помех по дальности, использующего рециркулятор с дискретной автоподстройкой набега фазы.

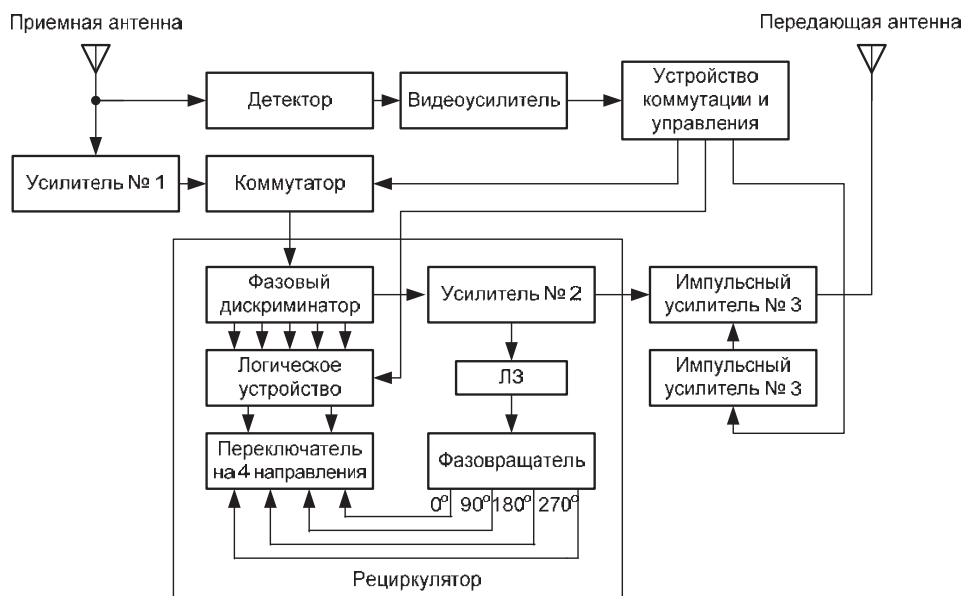


Рис. 4.14. Структурная схема передатчика уводящих помех по дальности с рециркулятором с автоподстройкой фазы

Входной радиоимпульс усиливается в усилителе № 1 и через коммутатор поступает на рециркулятор, который формирует расширенный по длительности радиоимпульс, состоящий из состыкованных выборок входного радиоимпульса. Из этого радиоимпульса в оконечном СВЧ-импульсном усилителе № 3 формируется уводящий по дальности помеховый радиоимпульс. Синхронизация передатчика помех осуществляется от продетектированного входного радиоимпульса логическим устройством, формирующим видеоимпульсы, управляющие работой коммутатора, и видеоимпульс с программируемой задержкой. Рециркулятор работает следующим образом. Входной радиоимпульс поступает на усилитель № 2 и на один вход фазового детектора, а задержанный сигнал – на другой вход фазового детектора. В результате амплитуды сигналов на выходах фазового детектора функционально зависят от фаз между входным и задержанным сигналом. Выход ЛЗ соединяется с фазовращателем, который осуществляет сдвиг фазы задержанного сигнала на 0° , 90° , 180° и 270° с распределением сигналов на входы четырехпозиционного переключателя. Этот переключатель управляется логическим устройством, которое управляется постоянными напряжениями, пропорциональными входным амплитудам фазового детектора. При этом переключатель устанавливается в положение, обеспечивающее подстройку набега фазы в рециркуляторе, чтобы указанное фазовое рассогласование было не более 45° . Входные напряжения детекторов фазового детектора образуют в зависимости от разности фаз входного и не задержанного сигналов определенную комбинацию. Логическая схема согласно комбинации напряжений устанавливается в нужное положение.

На точность запоминания фазы и частоты оказывают влияние также положение и длительность передаваемого импульса уводящей по дальности помехи по отношению к моменту поступления и длительности входного импульса соответственно. Если нормированная дли-

тельность входного радиоимпульса рециркулятора равна длительности радиолокационного радиоимпульса, и задержка переднего фронта излучаемого импульса помехи в цикле увода кратна целому числу длительностей входного импульса, то воспроизведение спектра сигнала РЛС помехой будет достаточно точным. При всех других значениях длительности излучаемого импульса и временной задержки его переднего фронта и процессе увода искажения спектра усилятся. В свою очередь, в передатчике помех воздействие неблагоприятных эффектов из-за расширения спектра сигнала помехи может быть снижено в результате преднамеренного циклического изменения набега фазы в рециркуляторе, так чтобы уменьшение амплитуды спектральных составляющих помехи не было сосредоточено на дискретных частотах. При этом энергетические потери сигнала помехи в приемнике РЛС будут предсказуемы и составит более приемлемые величины средних потерь на всех частотах рабочего диапазона.

Среди применений рециркулятора радиоимпульсов можно отметить возможность с его помощью формировать имитационные помехи. Для примера на рис. 4.15 приведена структурная схема передатчика дезинформирующих помех.

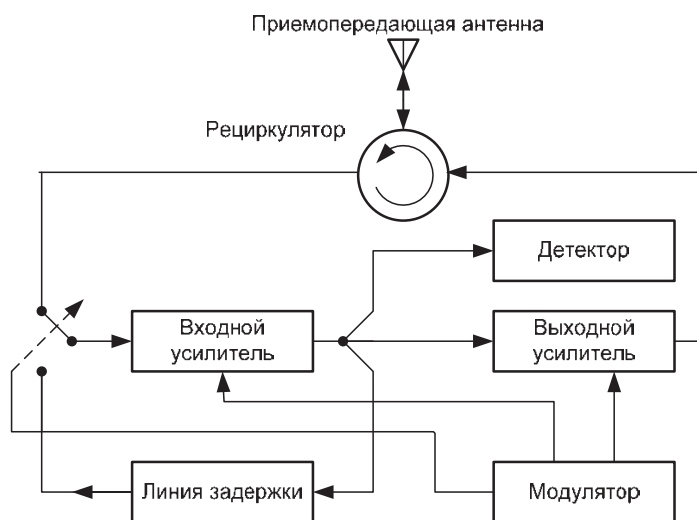


Рис. 4.15. Упрощенная структурная схема создания дезинформирующих помех на основе рециркулятора

Схема представляет собой широкополосную систему запоминания, в которой циркулирующий сигнал модулируется с намерением создать имитационную помеху. Передатчик приводится в действие при поступлении на его вход радиолокационного импульса, превышающего некоторый заданный пороговый уровень мощности. Предполагается, что передатчик содержит устройство бланкирования, пропускающее только переднюю часть входного радиоимпульса, чтобы устранить в рециркуляторе самовозбуждение. Во время заполнения линии задержки выборкой входного сигнала выходной усилитель запирается. Затем входной переключатель замыкает кольцо. Модулирующие сигналы могут подаваться как на входной, так и на выходной усилители. Импульсная и амплитудная модуляции обычно осуществляются с помощью выходного усилителя. Помимо предотвращения самовозбуждения стробирование может быть использовано для контроля за работой подавляемой РЛС (при увеличенном временном интервале запираения). Частотная модуляция осуществляется с помощью либо первого усилителя, либо фазовой модуляции выходной ЛБВ, либо балансного модулятора, если вместо ЛБВ используется твердотельный усилитель. Фазовая модуляция рециркулируемых сигналов приводит к сдвигу частоты сигнала помехи. В РЛС КНИ эти помеховые

сигналы имитируют множество целей, которые обрабатываются наряду с истинным отраженным от носителя станции помех сигналом. Ложные цели могут располагаться под различными углами и на разных дальностях [27].

4.6.2. Устройства запоминания сигналов на основе приборов с зарядовой связью

Память на приборах с зарядовой связью – это аналоговые ЗУ дискретных выборок исходного сигнала. Выборки запоминаются и обрабатываются как дискретные аналоговые пакеты заряда. В случаях, когда требуется запоминание нескольких выборок, используется параллельное или последовательно-параллельное схемное построение ЗУ. Применительно к РЭП эти устройства применяются для формирования имитационных помех путем записи сигналов импульсных РЛС, например, с ЛЧМ и запоминание их на время нескольких периодов повторения радиолокационных импульсов и последующего считывания его по команде в любой момент времени. Устройство состоит из двух квадратурных каналов на приборах с зарядовой связью, включенных по двухтактной схеме. Такое включение снижает паразитное прохождение синхронизирующего сигнала, и обеспечивается автоматическая компенсация смещения постоянного тока, вызванного нарастанием теплового тока. Экспериментальное ЗУ для РЭП использует прибор с 64 каскадами, который обладает линейностью 40...60 дБ и временем хранения информации 3 мс. При частоте синхронизации 6 МГц на выходе прибора составляющие синхронизирующего сигнала и его боковые составляющие подавлялись так, что отношение полезного сигнала к шуму составляло 37 дБ. Качество работы ЗУ оценивается степенью ухудшения отношения амплитуд главного и боковых лепестков спектра исходного радиосигнала после хранения. Экспериментально показано, что спектр сигнала с полосой 6 МГц и длительностью задержки 12,6 мкс, с первоначальным отношением 32 дБ после задержки сигнала на 3 мс уменьшился до 28 дБ [20].

4.6.3. Устройство запоминания сигналов с использованием настраиваемого по частоте генератора гармонических или шумовых колебаний

Запоминание частоты гармонических или шумовых колебаний может производиться приемным устройством, осуществляющим поиск сигнала по частоте и настройку генератора гармонических колебаний на частоту принятого радиолокационного сигнала. Одним из вариантов системы запоминания является приемная система, в состав которой входит гребенка полосовых фильтров для определения несущей частоты принятого радиолокационного сигнала и сопряженная с ней аналогичная гребенка фильтров для выделения частотной полосы шума около несущей частоты этого сигнала. Любой из этих запомненных сигналов можно стробировать, формируя последовательность импульсов для создания уводящей помехи по дальности, ложных целей и других помеховых действий. Следует помнить, что эти методы запоминания частоты не обеспечивают когерентности сигнала помехи по отношению к радиолокационному сигналу и поэтому не могут быть использованы при создании помех когерентным РЛС. Для обеспечения когерентности в схеме запоминания частоты обычно применяются различные методы ФАПЧ, а также синхронизируемые генераторы с высокой спектральной чистотой. При этом серьезная проблема состоит в запоминании радиоимпульсов малой длительности, например, короче 0,1 мкс. Ниже описывается устройство запоминания частоты коротких радиоимпульсов на длительное время при сохранении когерентности. На рис. 4.16 приведена структурная схема устройства запоминания частоты коротких радиоимпульсов, состоящего из рециркулятора радиоимпульсов и генератора с ФАПЧ.

Входной радиосигнал длительностью, например, 0,1 мкс, с помощью рециркулятора с автоподстройкой фазы расширяется до максимально возможной длительности (например, до 10 мкс). С выхода рециркулятора расширенный радиоимпульс с фазированными циркуляциями через переключатель П1 поступает на фазовый детектор, а через переключатель П2 – на двухканальное устройство, состоящее из линии задержки (например, с запаздыванием 1 мкс) и дискретного фазовращателя на четыре градации (π , $\pi/2$, $\pi/4$, $\pi/8$), соединенных со

входом измерителя фазы. В результате генератор, управляемый напряжением, подстраивается на несущую частоту расширенного радиоимпульса и стабилизируется. После этого переключатели П1 и П2 одновременно переключаются так, чтобы отключить фазовый детектор от рециркулятора, а выход генератора, управляемого напряжением, соединить с двухканальным устройством, которое стабилизирует частоту генератора. В результате такое устройство в целом позволяет запомнить несущую частоту короткоимпульсных сигналов в течение очень длительного времени [20].

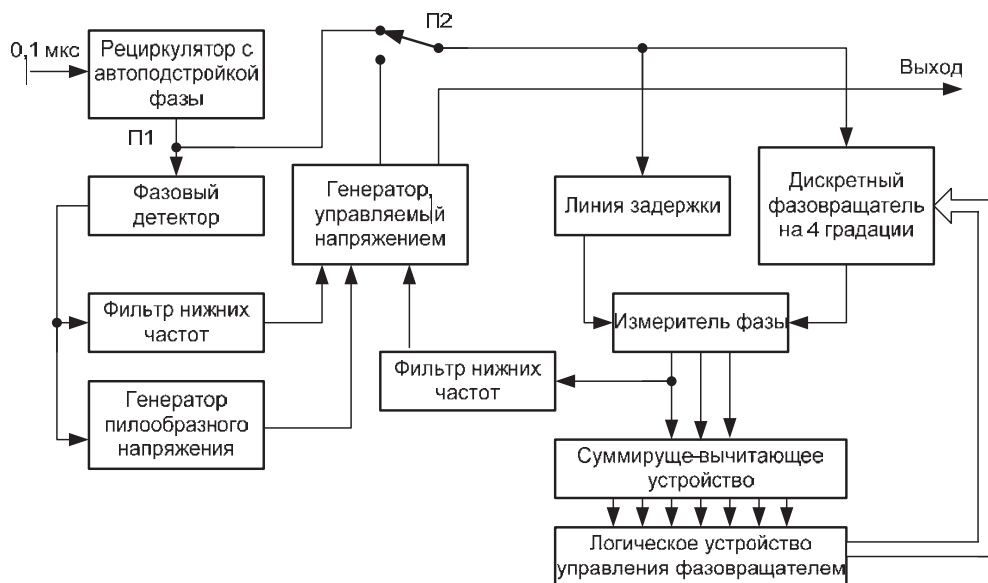


Рис. 4.16. Структурная схема устройства запоминания частоты короткоимпульсных сигналов

4.6.4. Запоминание частоты с помощью линий задержки

Для задержки сигналов в устройствах запоминания на основе рециркуляторов могут применяться самые разнообразные устройства и материалы, а также линии задержки, работающие на частотах, отличающихся от частоты входного сигнала. В этом случае необходимо осуществить предварительно преобразование частоты: гетеродинирование, деление и/или умножение. Наряду с пьезоэлектрическими и магнитоэлектрическими преобразователями для задержки сигналов используются акустические свойства таких материалов, как кварц, ртуть или сплавы магнитных материалов. В качестве линий задержки в системах РЭП также могут использоваться обычные коаксиальные кабели, например, в форме катушки или секции волноводов.

Последовательно включенные фиксированные линии задержки могут применяться для формирования сигналов уводящей строб дальности помехи. Переключение линий задержки дает возможность получить на выходе схемы любую задержку. Очевидно, что в зависимости от потребности может быть построена любая комбинация задержек сигнала. Программы построения последовательностей сигналов уводящей по дальности помехи могут быть реализованы с помощью ЭВМ. Необходимо, чтобы быстродействие перекаючателей было высоким, поскольку время переключения должно быть меньше периода повторения радиоимпульсов РЛС. Достоинством устройств запоминания на линиях задержки является то, что они не нарушают когерентности и точно воспроизводят как внутримпульсную модуляцию, так и длительность импульсов. В этом существенное преимущество их перед простым рециркулятором, у которого выходной импульс представляет собой асинхронную выборку из последовательности нормированных по длительности импульсов, со спектральными искажениями и потерей эффективной мощности помехи.

Обычно линиями задержки служат бухты коаксиального кабеля или волновода (в зависимости от диапазона частот). Но размеры таких линий задержки велики. Так, для получения задержки в цепи обратной связи устройства запоминания, равной 0,15...0,25 мкс (включая задержку ЛБВ, равную 0,015...0,02 мкс), необходимо иметь коаксиальный кабель длиной 30...45 м. При этом возникает необходимость компенсации потерь, достигающих 20 дБ/мкс в диапазоне 1...2 ГГц и 100 дБ/мкс в диапазоне 8...12 ГГц. Затухание в кабеле находится в обратном зависимости от его диаметра, поэтому при выборе типа кабеля приходится идти на компромисс между его размерами и массой, с одной стороны, и потерями – с другой. Применение коаксиальных кабелей в качестве линий задержки также связано с двумя другими проблемами, а именно: с зависимостью затухания от частоты и температуры. Для компенсации частотной неравномерности по затуханию приходится прибегать к частотным корректорам. Все это обуславливает малую пригодность таких линий задержки в бортовой аппаратуре, если требуются сравнительно большие задержки сигнала по времени. Для получения больших задержек СВЧ-сигналов прибегают к акустическим линиям задержки, имеющим малые размеры по сравнению с линиями на кабеле. Скорость распространения акустических волн в различных материалах составляет 1...5 км/с, поэтому физические размеры акустических линий задержки примерно в 10 раз меньше размеров кабеля, эквивалентного по задержке [22].

Другим преимуществом акустических линий задержки является их температурная стабильность. Общие потери акустической линии К-диапазона на 200 нс примерно такие же, как у коаксиальной линии при температуре 25 °С и существенно ниже при температуре +95 °С. Сравнительные данные линий задержки разных типов приведены в табл. 4.1.

Т а б л и ц а 4.1

Характеристики линий задержки на 200 нс в К-диапазоне

Тип линии задержки	Потери, дБ, при различных температурах, °С			Размер линии, см ¹	Полоса частот
	-54	25	95		
Волноводная	13	18	22	≈4,2·10 ⁴	полуоктавная
Коаксиальная диаметр кабеля – 0,7 см	31	45	57	≈3,3·10 ³	многооктавная
Акустическая	44...46	46...47	46...48	<16	полуоктавная

Успехи в области технологии выращивания кристаллов позволили разработать линии задержки сигналов СВЧ на основе магнитных свойств твердых тел. Такие твердотельные линии задержки позволяют регулировать время задержки путем изменения величины прикладываемого магнитного поля или частоты задерживаемого сигнала. В качестве задерживающей среды используются монокристаллы феррита граната иттрия, позволяющие создавать твердотельные линии задержки СВЧ-диапазона с управляемым запаздыванием. Применение твердотельных линий задержки в аппаратуре РЭП вместо громоздких и дорогостоящих коаксиальных и волноводных линий задержки является целесообразным.

В табл. 4.2 представлены данные твердотельных линий задержки, работающих на проход в различных диапазонах волн.

Т а б л и ц а 4.2

Характеристики твердотельных линий задержки

Диапазон, ГГц	Время задержки, мкс	Полоса/вносимые потери, дБ		Диапазон времени задержки, мкс
0,3...1	10	10 %/30	40 %/50	0,1...40
1...2	3	10 %/35	50 %/55	0,1...20
2...4	2	10 %/40	40 %/60	0,1...10
4...8	1	6 %/45	30 %/75	0,1...6
8...12	0,5	3 %/50	20 %/75	0,1...4

Для уменьшения потерь в линиях задержки на железо-натриевом гранте (ЖИГ) используют эффект параметрического усиления. Однако полоса пропускания такой линии узкая (около 5 МГц) на всех частотах. При этом требуется сигнал накачки, частота которого должна быть точно настроена на удвоенную частоту сигнала. Если частота сигнала известна, то колебание накачки может быть получено с помощью удвоителя частоты. В системах РЭП частота сигнала не всегда известна. Поэтому становится необходимым применение сложных частотно-поисковых устройств, что существенно снижает преимущества, обусловленные малыми массой и размером линий задержки на ЖИГ. При использовании ультразвуковых линий задержки необходимо двукратное преобразование частоты: сначала частота сигнала понижается до значений полосы частот линии задержки, затем, когда задержка сигнала осуществлена, частота повышается до значений частоты входного сигнала.

4.6.5. Режим работы ЛБВ в системе запоминания частоты

Обычно номинальный коэффициент передачи разомкнутого рециркулятора составляет 10...15 дБ. С приходом радиолокационного сигнала начинается процесс рециркуляции. В конце первой рециркуляции входной коммутатор замыкает цепь циркуляции и преграждает поступление входного сигнала в рециркулятор. В результате этого входной сигнал дополнительно усиливается еще на 15 дБ до тех пор, пока ЛБВ не войдет в нелинейный режим насыщения. Основным параметром, ограничивающим длительность запоминания частоты, – подавление циркуляции во всем диапазоне частот из-за нарастания колебаний на собственных частотах рециркулятора. Стабильность амплитуды запомненного сигнала после нарастания сигнала зависит от коэффициента усиления разомкнутого кольца и формы амплитудной характеристики ЛБВ в области насыщения. Нестабильность выходной мощности возникает, если увеличение коэффициента подавления превосходит увеличение входной мощности при равенстве коэффициента подавления коэффициенту усиления разомкнутого кольца. Это явление можно предотвратить, если разработать ЛБВ с плоской характеристикой в области насыщения и поддерживать сравнительно низким коэффициент передачи разомкнутого кольца.

4.6.6. Система запоминания частоты с использованием пространства в качестве задерживающей среды

Для запоминания частоты сигнала может быть использована задержка электромагнитных сигналов при распространении их в окружающем пространстве по определенным трассам. Например, два удаленных друг от друга на несколько километров ударных самолета, атакующих зенитный комплекс противника, могут взаимодействовать между собой в процессе создания ложных целей для РЛС этого зенитного комплекса. С этой целью один из ударных самолетов принимает радиолокационный сигнал и ретранслирует его, обычно с преобразованием частоты, в направлении другого ударного самолета. Второй ударный самолет принимает этот сигнал и, в свою очередь, ретранслирует его в направлении первого ударного самолета. После нескольких циклов ретрансляции частота ретранслируемого сигнала снова преобразуется на несущую частоту сигнала РЛС, усиливается (до необходимого уровня) и излучается в направлении подавляемой РЛС, имитируя ложную цель [12].

4.6.7. Цифровые системы запоминания сигнала

Эффективность имитационных и маскирующих помех импульсным и когерентно-импульсным РЛС, в том числе с широкополосными сигналами, во многом зависит от точности воспроизведения фазовых, частотных и временных характеристик радиолокационного сигнала. В связи с этим большое значение получили методы цифрового запоминания сигналов, которые обеспечивают высокоточное воспроизведение структуры радиолокационного сигнала, и в отличие от традиционной аппаратуры не требуют необходимости в измерении частоты сигнала подавляемой РЛС [8, 20].

Принцип работы цифровых систем запоминания сигналов (ЦЗС) заключается в следующем: СВЧ-сигнал РЛС принимается и преобразуется по частоте в сигнал более низкоча-

стотного базового диапазона с помощью фиксированного или перестраиваемого по частоте гетеродина, который затем квантуется. Получающиеся в результате квантования выборки преобразуются из аналоговой формы в цифровую и запоминаются с помощью быстродействующего цифрового ЗУ с произвольной выборкой. Затем запомненный сигнал выводится из ЗУ и преобразуется сначала в аналоговую форму в базовом диапазоне с помощью цифро-аналогового преобразователя. Далее запомненный сигнал в аналоговой форме повышается по частоте с помощью того же местного гетеродина, который используется при понижении частоты принимаемого сигнала до частоты сигнала базового диапазона.

В простейшем виде системы ЦЗС для формирования непрерывного радиосигнала из импульсного использовали преобразование частоты исходного сигнала в диапазон 0...5 МГц, из которого с помощью синхронизируемых счетчиков импульсов и пороговых схем сравнения формировали сигнал прямоугольной формы с периодом повторения синусоидального сигнала. Этот сигнал записывали в регистре со сдвигом и путем циклического воспроизведения формировали непрерывный сигнал прямоугольной формы промежуточной частоты, который после прохождения через ФНЧ для получения синусоидальной формы восстанавливался по несущей частоте в исходном диапазоне частот [20]. Более усовершенствованный вариант такого подхода к запоминанию сигнала основан на следующем: сначала осуществляется амплитудное ограничение преобразованного на промежуточную частоту сигнала для формирования сигнала прямоугольной формы, а затем – его запись в цифровой форме. Для устранения разрыва фазовой непрерывности в рециркулированном сигнале используется запись всего исходного радиоимпульса.

В применяемых в настоящее время системах ЦЗС с одноразрядной дискретизацией амплитуды сигнал ПЧ до квантования подвергается "жесткому" ограничению для соответствия динамическому диапазону АЦП. Однако в системах с многоразрядным амплитудным квантованием амплитудное ограничение ухудшает их возможности, и поэтому в них приходится применять достаточно сложные системы АРУ. С другой стороны, системы с многоразрядным квантованием фазы менее восприимчивы к амплитудному ограничению и обычно не нуждаются в АРУ. В системах ЦЗС для согласования высокого быстродействия квантователя с более низким быстродействием ЗУ большой емкости обычно используются мультиплексоры, выполняющие преобразование последовательного кода в параллельный, и демультиплексоры для преобразования параллельного кода в последовательный.

Упрощенная структурная схема системы цифрового запоминания высокочастотных сигналов представлена на рис. 4.17.

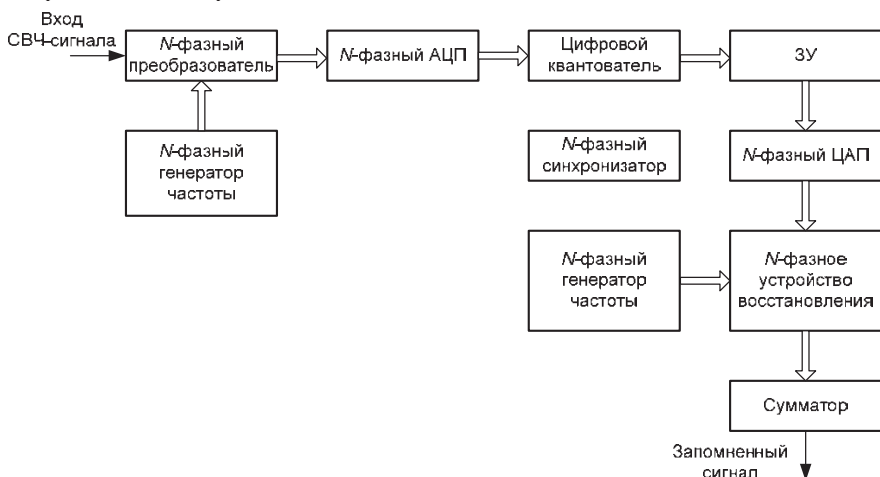


Рис. 4.17. Упрощенная структурная схема системы цифрового запоминания высокочастотных сигналов

Входной СВЧ-сигнал поступает на N -фазный преобразователь, где с помощью сигналов гетеродина, представляющих собой сигналы на фиксированной частоте с различными фазами, преобразуются в сигналы промежуточной частоты с разными фазами. Суммарные частотные составляющие на выходе преобразователя устраняются фильтрацией. Аналоговые сигналы ПЧ затем преобразуются в цифровую форму с помощью N -фазного АЦП и квантуются в цифровом квантователе. Требуемое число бит при этом зависит от числа воспроизводимых параметров входного сигнала. Так, например, если требуется воспроизвести только несущую частоту входного сигнала, а его амплитуда не информативна достаточно две (разы) преобразованного сигнала и только один бит для представления полярности каждого из двух преобразованных сигналов.

До поступления в цифровое ЗУ сигналы квантуются по времени, в результате чего образуются выборки с периодом синхронизации, используемые в цифровом ЗУ. Синхронизирующие сигналы могут иметь любую фазу, однако наилучшие результаты достигаются, когда их фазы имеют соответствующую связь с фазами преобразованных сигналов. Квантованные выборки запоминаются в цифровом ЗУ с произвольной выборкой, позволяющем осуществлять многократное считывание информации без ее разрушения. Процесс восстановления входного сигнала включает многоканальное цифроаналоговое преобразование запомненных выборок с последующим их преобразованием в N -фазном преобразователе для восстановления частоты и фазы отдельных сигналов, которые после суммирования образуют восстановленный СВЧ-сигнал [20].

Наиболее простая система цифрового запоминания сигналов получается при однофазном преобразовании ($N=1$), когда не требуются квадратурные каналы, но при этом на половину сокращается мгновенная полоса рабочих частот. По сравнению с системами, имеющими многофазное преобразование, системы запоминания с однофазным преобразованием имеют на 60...80 % меньшую стоимость при хороших рабочих характеристиках. Относительное изменение частоты и фазы в восстановленном СВЧ-сигнале достигается путем установки соответствующей частотной или фазовой расстройки генераторов N -фазных сигналов, используемых в N -фазном устройстве восстановления сигнала. При этом сохраняется внутрисигнальная модуляция.

Для сохранения информации не только о частоте (фазе), но и об амплитуде входного сигнала необходим дополнительный канал. В этом случае цифровая система запоминания строится в соответствии со структурной схемой, представленной на рис. 4.18.

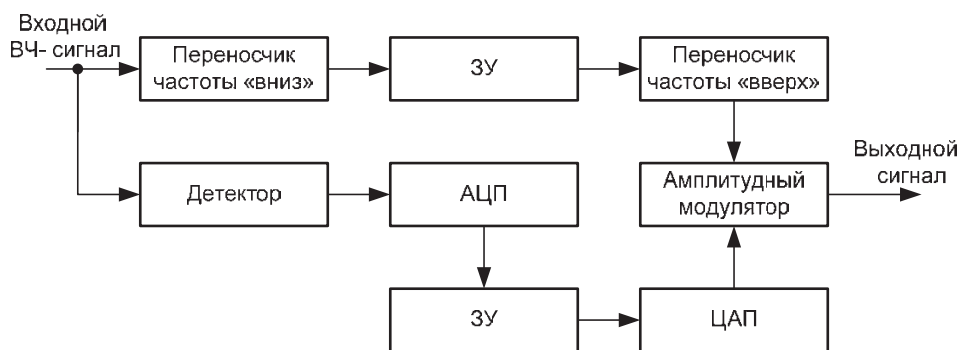


Рис. 4.18. Упрощенная структурная схема системы цифрового запоминания сигналов с сохранением амплитудной информации

Дополнительный канал включает в себя амплитудный детектор, АЦП, ЗУ, ЦАП и амплитудный модулятор, предназначенный для восстановления амплитудной информации в запоминаемом СВЧ-сигнале [20]. Цифровые запоминающие системы обеспечивают когерентное и длительное запоминание радиосигнала и открывают хорошие перспективы для по-

	при перепрограммировании
Режим перенацеливания на отставленный по задержке импульс помехи с длительностью цикла, с	1...15
<i>Ложные цели</i>	
Число ложных целей	2, 4, 8 или 16, размещенных через 26 мкс
Радиолокационный сигнал с квазинепрерывным и непрерывным излучением	излучение состыкованных копий записанного сигнала с дополнительной модуляцией

Системы ЦЗС непрерывно совершенствуются, их мгновенная частотная полоса может составить 1...2 ГГц, а в перспективе – 2...5 ГГц. Уровень паразитных составляющих на выходе системы ЦЗС составляет –10...–20 дБ, если не применяется фильтрация или многоуровневое квантование.

Точность воспроизведения радиолокационного сигнала зависит от способности системы ЦЗС подавлять паразитные сигналы, его когерентности, мгновенной полосы и динамического диапазона квантователя. Точность воспроизведения частоты импульсных радиосигналов системой ЦЗС определяется фазовой ошибкой, накапливаемой в интервале длительности импульсов, деленной на длительность импульса. Фазовая ошибка уменьшается с увеличением числа разрядов как в случае амплитудного, так и фазового квантования. Разрешающая способность по фазе амплитудного квантования характеризуется дугой, стягивающей интервалы квантования при максимальном радиусе, и равна $\arcsin(1/2^{N-1})$. В случае фазового квантования окружность делится на $2N$ фазовых интервалов, где $2N$ – сумма разрядов синфазного и квадратурного каналов, и разрешающая способность по фазе равна $360^\circ/2^{2N}$. Эффективное время накопления радиолокационного приемника РЛС с импульсным излучением обратно пропорционально ширине полосы пропускания приемника $f_{\text{пр}}$. Поэтому наблюдаемая погрешность, представляющая собой фазовую ошибку $\Delta\theta$, накопившуюся за время накопления, равна $f_{\text{пр}}\Delta\theta$. Даже в случае одноразрядного АЦП частотная погрешность всегда меньше полосы пропускания приемника.

В зависимости от применения системы ЦЗС требования к способности подавлять паразитные сигналы в типовом случае изменяются от –10 до –40 дБ и выше относительно уровня полезного сигнала. При мгновенной полосе порядка нескольких сотен мегагерц стабильность по частоте составляет обычно величину порядка сотен герц. Эти параметры определяют структуру квантователя и его характеристики, а также вид квантования (амплитудное или фазовое), быстродействие, разрядность, структуру распределения сигналов синхронизации.

Функция амплитудного или фазового квантования выполняется АЦП. Типовой АЦП включает параллельный преобразователь, который состоит из группы компараторов и кодирующего устройства, преобразующего входные сигналы в двоичный код. Оптимальная работа АЦП имеет место, когда амплитуда входного сигнала нормирована и согласована с ним. Так, в случае трехразрядного амплитудного квантователя теоретически можно подавлять паразитные сигналы на 27 дБ относительно уровня несущей. В реальных условиях уровень входного сигнала нестабилен, поэтому подавление паразитных сигналов у амплитудного квантователя значительно хуже, чем в идеальном случае. В то же время фазовый квантователь имеет большой динамический диапазон, но более высокий уровень паразитных сигналов, например, трехразрядный фазовый квантователь имеет максимальный уровень паразитных сигналов –17 дБ, что ниже уровня несущей. Фазовый квантователь имеет более простую конструкцию. Так, трехразрядный фазовый квантователь состоит из четырех компараторов и несложного кодирующего устройства, в то время как амплитудный квантователь включает семь компараторов и более сложные кодирующие устройства.

Мгновенная полоса систем ЦЗС определяется частотной полосой канала обработки сигналов промежуточной частоты. Она зависит от состояния техники АЦП и ЦАП. Обычно мгновенная полоса выбирается как 0,9 тактовой частоты синхронизации. В табл. 4.3 приве-

дены параметры современных кремниевых АЦП и ожидаемых перспективных АЦП на арсениде галлия. В табл. 4.4 приведены основные характеристики разрабатываемых систем ЦЗС на арсениде галлия. Рабочая полоса системы ЦЗС определяется диапазоном частот, в пределах которого радиолокационный сигнал может быть придал и обработан с помощью перестройки или переключения гетеродинов взаимного преобразования частоты для обеспечения нахождения запоминаемого сигнала в мгновенной полосе системы ЦЗС.

Таблица 4.3

Полоса пропускания АЦП

Тип АЦП	Частота синхронизации, МГц	Основная полоса ЗУ, МГц	Мгновенная полоса ЗУ с квадратурным преобразованием, МГц
GaAs	3000	1350	2700
	2000	900	1800
	1000	450	900
	1000	450	900
Кремниевые	500	2255	450
	500	225	450
	200	90	180
	100	45	90

Таблица 4.4

Основные характеристики перспективных цифровых ЗУ СВЧ-сигналов на GaAs

Параметры	Полевой транзистор с <i>p-n</i> переходами	Гетероструктура
Частота квантования, ГГц	1	2...4
Мгновенная полоса, ГГц	0,5	1...2
Разрешение, бит	4...6	1...6

Кроме гетеродинного варианта обеспечения широкополосности системы РЭП с использованием цифрового запоминания высокочастотных сигналов представляют интерес системы со сверхширокополосной мгновенной частотной полосой, обеспечиваемой применением октавных СВЧ-делителей и умножителей частоты. Так, в одной из таких систем для обеспечения мгновенной полосы частот 0,125...16 ГГц сигнал, поступающий на вход системы вначале с помощью каскадно соединенных октавных делителей понижается по частоте до диапазона 31, 25...250 МГц, запоминается в ЦЗС и затем восстанавливается по частоте в исходный диапазон частот с помощью каскадно-соединенных удвоителей частоты.

В системе ЦЗС наблюдаю три основных типа паразитных сигналов: просачивающийся сигнал гетеродина, сигнал зеркального канала и интермодуляционные составляющие. Просачивающийся сигнал гетеродина опасен тем, что он может создавать на выходе передатчика помех непрерывный сигнал в центре мгновенной полосы, который может явиться как бы "маяком". Он вызван недостаточной развязкой в однополосном модуляторе. У самых лучших преобразователей развязка между гетеродинным входом и его выходом составляет 55 дБ. В однополосном модуляторе сигнал зеркального канала зависит от качества компенсации в нем этого сигнала. Так, при подавлении его на 30 дБ относительно воспроизведенного сигнала требуется обеспечить результирующий баланс по амплитуде не хуже 0,55 дБ и 3,6° по фазе.

В первых системах ЦЗС применялось одноразрядное преобразование, при котором сигнал промежуточной частоты сначала превращался в меандр, а затем квантовался. В результате взаимодействия между гармониками меандра и составляющими кратной частоты выборки в спектре сигнала промежуточной частоты присутствуют все гармоники меандра как в явном,

так и в неявном видах. Амплитуды паразитных составляющих в спектре уменьшаются медленно. Например, 99 гармоника всего лишь на 40 дБ меньше уровня воспроизведенного сигнала.

Возможны технические решения, позволяющие уменьшить уровень паразитных сигналов на выходе системы ЦЗС простейших видов. На рис. 4.20.

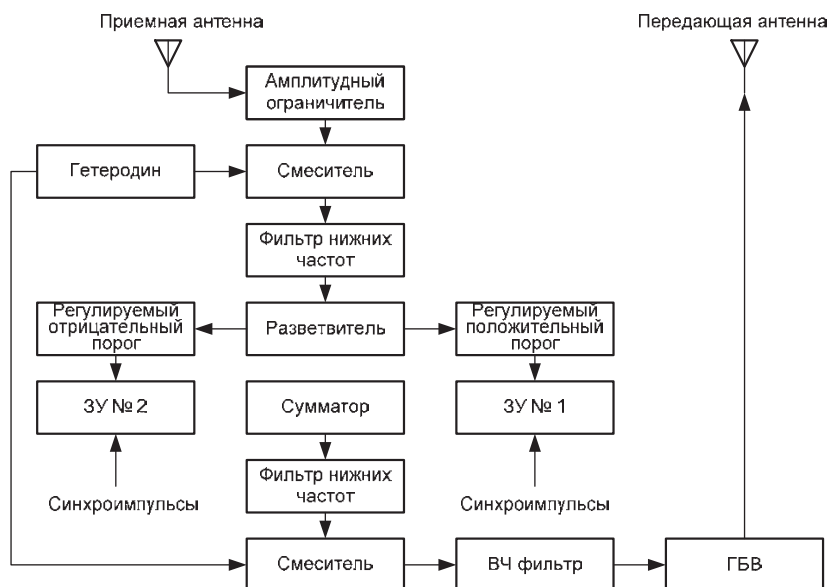


Рис. 4.20. Структурная схема передатчика помех с цифровым ЗУ

Принятый антенной радиосигнал, усиленный и ограниченный по амплитуде, преобразуется путем гетеродинирования в смесителе в диапазон промежуточных частот 0...125 МГц. Фильтр нижних частот ослабляет продукты преобразования и амплитудного ограничения в сигнале промежуточной частоты рис. 4.21.

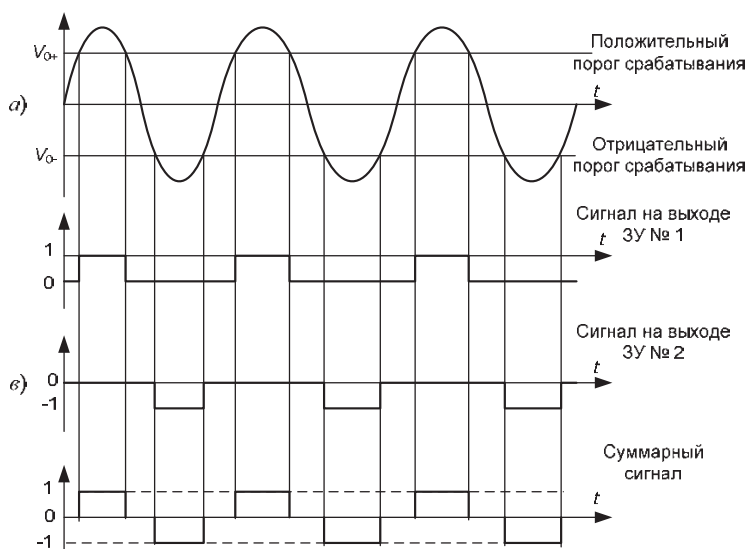


Рис. 4.21. Временные диаграммы работы ЗУ

С помощью делителя этот сигнал поступает на два канала, которые содержат регулируемые пороговые устройства с емкостной связью и ЗУ. Выходные каналы ЗУ суммируются, поступают на фильтр нижних частот, восстанавливаются по частоте, фильтруются, усиливаются в ЛБВ и излучаются передающей антенной в направлении подавляемой РЛС. Функционирование ЗУ обоих каналов синхронизируется с частотой 250 МГц. Если уровень сигнала промежуточной частоты больше установленного порога срабатывания первого каскада регистра сдвига, то ЗУ формирует "1" и запоминает это состояние, а если меньше, то формируется "0". В результате оба ЗУ формируют последовательности "0" и "1" в виде прямоугольных волн рис. 4.21, б, которые суммируются, образуя двухполярный сигнал рис. 4.21, г.

Спектральный анализ этого сигнала показывает, что изменяя уровни порогов срабатывания, т. е. соотношение t_0/T , можно минимизировать амплитуды гармоник. Кроме энергетических потерь сигнала помехи представляет интерес суммарная мощность паразитных сигналов на выходе передатчика помех в связи с возможностью наведения ГСН по этим сигналам. Уровень паразитных составляющих зависит от метода квантования и его разрядности, как показано в табл. 4.5. При многоразрядном преобразовании область значений амплитуд разбивается на $\pm 2^{(N-1)} - 1$ уровней. В этом случае размах амплитуды колебания представлен $2^{(N-1)}$ интервалами квантования. Так как ошибка квантования распределена равномерно в пре-

делах $\pm 0,5$ интервала квантования, то среднеквадратическая ошибка составит $\frac{\sqrt{3}}{2}$ интервала квантования. Теоретически отношение сигнал/шум при аналогово-цифровом преобразовании составляет 1,22 $2^{(N-1)}$. Например, при использовании 6-разрядного АЦП шумовой фон будет на 37,7 дБ ниже относительного уровня полезного сигнала. Однако практика показывает, что при многоразрядном АЦП образуется не непрерывный шумовой фон, а дискретный из интермодуляционных составляющих, т. е. такой же, что и при одноразрядном АЦП, но более низкого уровня.

Таблица 4.5

Распределение мощности-передатчика помех между воспроизведенным сигналом и паразитными сигналами в ЦЗУ

Вид преобразования	Мощность максимальной паразитной составляющей, дБ	Полная мощность паразитных составляющих, дБ	Относительная мощность воспроизведенного сигнала, %	Относительная мощность паразитных составляющих, %
Одноразрядное амплитудное составляющих	-14	-6,3	76,5	23,4
Одноразрядное амплитудное	-9,5	-6,3	76,5	23,4
Двухразрядное фазовое аналого-цифровое	-18	-13,1	95,1	4,9
Шестиразрядное амплитудное аналого-цифровое	-35	-32,6	99,94	0,06

Применение многоразрядных АЦП позволяет уменьшить уровень паразитных составляющих, но при этом уменьшается мгновенная полоса и увеличивается емкость ЗУ системы

ЦЗС. Однако при анализе требований к такой системе запоминания было установлено, что точное воспроизведение значения амплитуды ответного сигнала не является необходимым. В некоторых случаях формирование сигнала заданной амплитуды дает определенные преимущества, позволяя, с одной стороны, оптимизировать мощность передатчика помех, а с другой – регулировать амплитуду сигнала помехи. Отказ от амплитудного АЦП в пользу фазового означает уменьшение разрядности квантовая и, соответственно, экономию полосы частот, потребляемой мощности и массы устройства практически без снижения точности воспроизведения сигнала. Так, путем оптимизации формы сигналов при фазовом квантовании возможно устранить шумовой фон и зависимость от длительности импульса, как это имеет место при обычном одноразрядном преобразовании. В результате относительный уровень паразитных составляющих может быть уменьшен до 20 дБ.

В системе ЦЗС существует три основных причины фазовых и амплитудных погрешностей, характеризующих точность воспроизведения сигнала: дискретное представление аналоговых непрерывных сигналов, АЦП и нестабильность частоты гетеродина. Эта система идеально точна при обработке непрерывных сигналов. Для импульсных сигналов погрешность запоминания частоты определяется фазовой ошибкой, накапливаемой в интервале длительности импульса, деленной на длительность импульса. Эта ошибка зависит от разрядности преобразования табл. 4.6.

Для обеспечения когерентности важна стабильность задержки. Так, отклонение задержки от импульса к импульсу только на 0,1 нс может привести к изменению фазы на 360° при частоте 10 ГГц. Однако применение кварцевых генераторов синхронизации со стабильностью частоты 10^{-12} обеспечивает нестабильность фазы меньше 1° при задержке 10 мкс.

Т а б л и ц а 4.6

**Точность воспроизведения фазы и частоты
одиночного радиоимпульса при изменении разрядности АЦП**

Разрядность	Среднеквадратическая фазовая ошибка, град, при АЦП		Среднеквадратическая частотная ошибка, Гц, при АЦП	
	амплитудном	фазовом	амплитудном	фазовом
1	25,96	25,98	72,17	72,17
2	12,07	6,49	33,527	18,042
3	4,79	1,62	13,312	4,510
4	2,21	0,405	6,144	1,127
5	1,07	0,101	2,966	0,282
6	0,525	0,025	1,459	0,07

Системы ЦЗС имеют начальную задержку 10...100 нс. Передатчик имитационных помех с цифровой системой запоминания позволяет формировать много ложных целей на всей дальности как когерентным, так и некогерентным импульсным РЛС с простыми и сложными сигналами. Аналоговое запоминание сигнала уступает цифровому, поскольку обеспечивает максимальную длительность запоминания порядка 5 мкс (50 циркуляции при длительности каждой циркуляции 0,1 мкс). При большей длительности аналоговое запоминание идет с большими ошибками, существенно сказывающимися на эффективности формируемой помехи.

Важным параметром цифровых ЗУ сигналов является потребляемая ими мощность. При тактовой частоте 500 МГц и одноразрядном АЦП как в синфазном, так и в квадратурном каналах требуется емкость ЗУ 1 Кбит для обработки каждой 1 микросекундной части импульсного сигнала. Поэтому при длительности сигнала 200 мкс емкость памяти ЗУ составит 200 Кбит. Для логических схем с эмиттерными связями потребляемая мощность составит

0,2 мВт на бит. В этом случае ЗУ будет потреблять 50 Вт. При повышении тактовой частоты потребление сильно возрастет. Так, шестиразрядное цифровое запоминающее устройство сигналов при тактовой частоте 3 ГГц требует емкости ЗУ 3600 Кбит для запоминания импульса длительностью 200 мкс и будет потреблять около 900 Вт. Возможным решением может быть применение ЗУ на кремниевых логических элементах на КМОП-структуре, которые имеют почти на порядок меньшее быстродействие (60...70) нс. Если применить логические элементы на комплиментарных МОП-структурах с потреблением 0,02 мВт на бит, то по сравнению с памятью емкостью 200 Кбит ЗУ на логических элементах с эмиттерными связями потребление составит 4 Вт. Поэтому из-за сравнительно малого быстродействия приходится вводить дополнительные уровни мультиплексирования и демультиплексирования. Другое решение по снижению потребляемой мощности состоит в разработке маломощных и быстродействующих ЗУ на GaAs. При этом не потребуется мультиплексирования и демультиплексирования. В ряде программ по разработке перспективных ЗУ на арсениде галлия предполагается получить для ЗУ емкостью 4 Кбит при времени выборки 1 нс потребление 1 Вт, а при емкости 16 Кбит и выборке 8 нс – 2 Вт.

В связи с тем, что повышение скорости обработки сигналов является основным направлением совершенствования систем РЭП, главную роль в этом направлении будут играть элементы из арсенида галлия. Достоинствами цифровых систем запоминания сигналов на арсениде галлия являются: высокое быстродействие, повышенная точность, расширение мгновенной полосы (до 750 МГц), меньшее число компонентов и, как следствие, более высокая надежность. Так как задержка при распространении сигнала в арсениде галлия сокращается в 4 раза, то пропускная способность таких систем значительно увеличивается. Следствием этого является уменьшение времени реагирования и повышение вероятности своевременной и эффективной реакции на угрозу. Точность воспроизведения сигналов повышается в результате того, что могут быть увеличены частота выборки и разрядность квантования. К другим достоинствам этих устройств можно отнести повышенную радиационную устойчивость, более широкий диапазон рабочих температур. Если самая быстродействующая из цифровых схем запоминания сигналов на кремнии работает с шириной полосы около 250 МГц, то применение в них схем на арсениде галлия способствует резкому увеличению мгновенной полосы (до 750 МГц). Это позволяет обеспечить перекрытие весьма широкого требуемого диапазона частот передатчиком помех с меньшим числом ЦЗС, а также упростить устройства взаимного преобразования частоты. В настоящее время выпускаются модули ЦЗС с мгновенной полосой до 500 МГц, а в перспективе – до 1500 МГц при длительности запоминания 14,5 мкс (она может быть увеличена понижением тактовой частоты).

Технологический прогресс создания СВЧ-структур на арсениде галлия привел к созданию модулей на СВЧ ИС для цифровых систем запоминания радиосигналов с высокой плотностью упаковки. Такой модуль объемом 11 см, использующий десять арсенид-галлиевых кристаллов СВЧ-диапазона, реализует шесть усилителей-ограничителей, один квадратурный преобразователь с понижением частоты, два усилителя промежуточной частоты и один квадратурный преобразователь с повышением частоты. С помощью квадратурного смесителя входной сигнал преобразуется в два квадратурных сигнала промежуточной частоты в диапазоне 1 МГц...1 ГГц, которые усиливаются в усилителях промежуточной частоты с усилением 20 дБ, оцифровываются с помощью АЦП, запоминаются в цифровой форме. Затем в ЦАП входной сигнал преобразуется снова в аналоговую форму и с помощью квадратурного преобразователя с повышением частоты восстанавливается по частоте в исходную. Выходной сигнал представляет собой запомненный сигнал с подавленной боковой полосой на 20 дБ и подавлением сигнала гетеродина на 27 дБ. Отмечается, что сигналы промежуточной частоты квадратурных каналов согласованы по амплитуде и фазе на $\pm 0,5$ дБ и 5° соответственно [20].

Для формирования высокостабильного сигнала гетеродина в системах ЦЗС, а также для генерирования сигналов узкополосных ответных помех используются синтезаторы. Наибольший прогресс в этой области достигнут с помощью цифровых схем на GaAs. Выбор

несущей частоты осуществляется посредством изменения отношения деления 10/11 с помощью счетчика программ. Точная дискретизация шагов ограничена числом и диапазоном менее быстродействующих счетчиков программ. Частота на выходе синтезатора задается по единичному инкременту шестнадцатиричного счетчика программ. На этой частоте производится фазовое сравнение.

Цифровые схемы на GaAs используются для предварительной настройки аналогового напряжения генератора, управляемого напряжением, чтобы более точно установить частоту перед захватом сигнала. При этом повышается точность и значительно снижается время, необходимое для настройки генератора, что обеспечивает более быструю ответную реакцию системы РЭП.

С помощью метода квантования импульсов быстродействующий программируемый делитель на GaAs управляет работой менее быстродействующих устройств на логических схемах со связанными эмиттерами. С выхода схемы квантования импульсов сигнал поступает на фазо-частотный детектор, на который также подается сигнал опорной частоты. Разность напряжений на выходе фазового детектора должна быть постоянной. Управляющее напряжение, усиленное усилителем постоянного тока, по цепи обратной связи передается к генератору, управляемому напряжением, который становится стабилизированным источником напряжения.

Используя рассматриваемую технику, можно выполнять деление в диапазонах отношения от 10/11 до 1560/1561 по любому промежуточному инкременту, что обеспечивает высокую точность в широком диапазоне частот. Ширина полосы может достигать 2 ГГц, а величина шага синтезатора составляет менее 1 МГц, что позволяет создать систему точной фазовой АПЧ для РЭП. Возможность достижения верхнего предела широкополосности, равного 2 ГГц, позволяет сократить схему на семь ступеней и выбрать оптимальное мультиплексирование, т. е. использовать один источник для нескольких различных устройств частотных синтезаторов. Это возможно в связи со значительным снижением задержки распространения сигнала.

До разработки схем на GaAs на первом этапе применялись логические схемы со связанными эмиттерами, которые пришли на смену сравнительно медленным транзисторно-транзисторным логическим схемам. Цифровые ИС на GaAs позволяют усовершенствовать все элементы счетчика, т. е. создать счетчик нового поколения. Для этого схемы на GaAs должны заменить логические схемы со связанными эмиттерами, поскольку уровень входных и выходных сигналов этих схем примерно одинаков. Кроме того, системы на основе логических схем со связанными эмиттерами транзисторно-транзисторной логики используют преобразователи низкого напряжения, что повышает сложность системы и снижает ее характеристики.

В настоящее время ИС на GaAs довольно дороги по сравнению с кремниевыми. По мере совершенствования технологии выращивания кристаллов их стоимость будет уменьшаться. Для объединения GaAs устройств в системы нескольких чипов должны быть объединены в схемы, а несколько схем – в системы. Традиционная техника комплексирования и межсоединений для этих целей не пригодна. Высокие скорости обработки сигналов позволяют использовать новые, более сложные алгоритмы, а также изменить архитектуру всей системы, уменьшая параллелизм в работе распределенных систем, и снизить сложность системы.

На рис. 4.22 представлена структурная схема передатчика имитационных помех с использованием ЦЗС на арсениде галлия. В этом передатчике в основной канал включена СВЧ ЛЗ для компенсации запаздывания в измерении несущей частоты и установке частоты синтезатора для преобразования нужного участка частот в область промежуточных частот 0...750 МГц. После преобразования из аналоговой формы в цифровую она преобразуется 8-разрядным регистром при частоте синхронизации 1500 МГц в восемь параллельных выходных сигналов. Со сдвигового регистра данные в параллельном режиме подаются на регистр-защелку в интервалах времени, соответствующих 1/8 тактовой частоты синхронизации, и далее на ЗУ с произвольной выборкой емкостью 4 Кбит или 16 Кбит. После обработки данные направляются в параллельно-последовательный 8-разрядный сдвиговый регистр

и далее на ЦАП. Сформированный ВЧ-сигнал представляет собой копию входного сигнала. Систем ЦЗС в передатчике помех может быть несколько. При этом работа запоминающего устройства программируется по времени и частоте. Использование при преобразовании частоты селектированных сигналов генератора сетки частот, осуществляемого с помощью многоканального коммутатора, обеспечивает перекрытие широкого диапазона частот с помощью устройства запоминания с узкой мгновенной полосой. На вход системы ЦЗС можно подавать либо весь диапазон частот, либо его часть, определяемую полосой пропускания и настройкой фильтров на ЖИГ. Кроме того, СВЧ-переключатели и фильтры на ЖИГ делают возможной ретрансляцию сигнала во всем частотном диапазоне одновременно, либо только те, которые селектированы фильтрами ЖИГ.

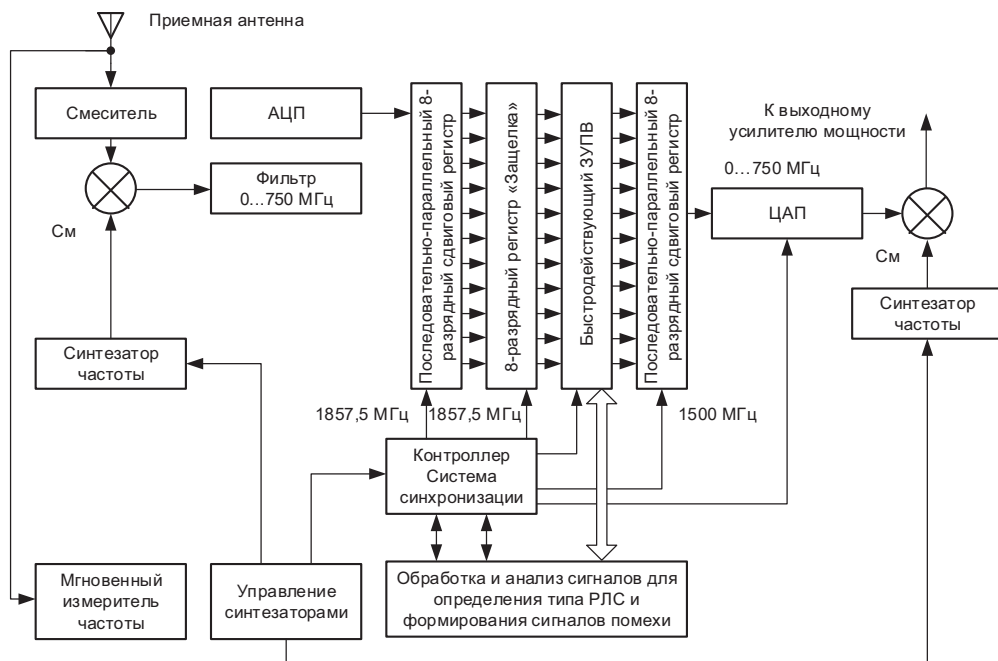


Рис. 4.22. Структурная схема передатчика имитационных помех с использованием системы ЦЗС на арсениде галлия

Таким образом, системы ЦЗС привели к разработке аппаратуры РЭБ с различными мгновенными полосами рабочих частот и структурой. В них используются как однобитовое, так и многобитовое квантования по фазе и амплитуде. При этом обеспечивается меньший уровень паразитных сигналов, для уменьшения энергетических потерь сигнала помехи при обработке его в приемнике РЛС. образованном путем пристыковки запомненных копий радиосигнала, применяются методы устранения скачков фазы на стыках копий. Использование системы ЦЗС с широкой мгновенной полосой позволяет формировать помехи РЛС с перестройкой несущей частоты и упрощает устройство взаимного преобразования частоты. Многоканальное построение систем ЦЗС делает возможным формирование помех одновременно нескольким РЛС. Однако широкая полоса систем ЦЗС и многобитовое квантование существенно усложняют аппаратную реализацию. Тем не менее, необходимость создания помех РЛС, использующих широкополосные сигналы для достижения одновременно высокой разрешающей способности по дальности и скорости, по-прежнему стимулирует разработку все более быстродействующих и более емких систем ЦЗС. Они будут применяться не только в новой аппаратуре РЭП, но также и для модернизации уже существующих станций помех [20].

ГЛАВА 5

Помеховое воздействие на каналы сопровождения радиолокационных целей по скорости

Многие современные РЛС используют непрерывное и квазинепрерывное излучение и обычно имеют канал поиска и автоматического сопровождения цели по скорости (по доплеровскому смещению частоты), обеспечивающий селекцию движущихся целей среди других и на фоне пассивных помех и отражений от местных предметов. В основу селекции по скорости положен принцип частотной фильтрации сигналов, отраженных от целей, движущихся относительно РЛС с различными радиальными скоростями. В подобных РЛС для наведения полуактивных ракет не требуется точная информация о дальности, и выделение цели может быть осуществлено на основе доплеровской селекции с помощью узкополосных фильтров. Это позволяет применять в них относительно простой тип радиолокатора – радиолокатор с непрерывным излучением. Однако такие радиолокаторы имеют ограничение по развязке приемной и передающих антенн. В этом отношении преимуществами обладают импульсно-доплеровские РЛС, которые нашли широкое распространение в настоящее время.

5.1. Возможности РЭП каналов селекции целей по скорости

Из-за узкой полосы пропускания фильтра доплеровской селекции РЛС с непрерывным и квазинепрерывным излучением широкополосные заградительные по частоте помехи малоэффективны. В то же время прицельные шумовые помехи трудно создавать из-за необходимости весьма точного наведения генератора помехи по частоте. В этом случае более эффективны передатчики помех ретрансляционного типа, позволяющие в силу своей природы удовлетворять требованиям по точности наведения помехи по частоте. Поэтому они весьма широко используются для создания различного рода дезинформирующих помех таким РЛС. Так как доплеровские РЛС осуществляют селекцию путем сопровождения доплеровского сдвига частоты отраженного от цели сигнала, основными видами помех будут помехи, нарушающие сопровождение и селекцию целей по скорости. К таким помехам относят узкополосные шумовые помехи, спектр которых перекрывает заданный диапазон возможных доплеровских частот отраженного сигнала. Также эффективны уводящие по скорости помехи, создаваемые путем имитации ложных доплеровских частот. Так как угломерные системы доплеровских радиолокаторов выделяют сигнал ошибки по направлению из сигналов, прошедших узкополосный фильтр доплеровской селекции, увод строба скорости с сигнала цели позволяет также обеспечить благоприятные энергетические условия проникновения в эти системы ложной угловой информации. В данном случае помеха системе автоматического сопровождения по направлению создается либо после фиксации момента рассогласования строба скорости с сигналом цели, либо после момента перенацеливания строба скорости автоселектора уводящей помехой на ложный доплеровский сигнал, отстоящий по частоте от сигнала цели на определенную величину и наделенный помехой по угловым координатам. Уводящая помеха по скорости является наиболее известным способом нарушения работы системы селекции целей по скорости. Почти все способы создания помех по скорости используют некоторые виды устройств сдвига частоты с помощью пилообразной ФМ. На рис. 5.1 приведена структурная схема обобщенной системы создания помех по скорости. Радиолокационные сигналы принимаются и разветвляются на ряд каналов. При необходимости каждый канал может использовать методы частотной селекции. Многоканальное программирующее устройство и генератор пилообразных колебаний обеспечивает каждый канал отдельными программами для формирования помех по скорости.

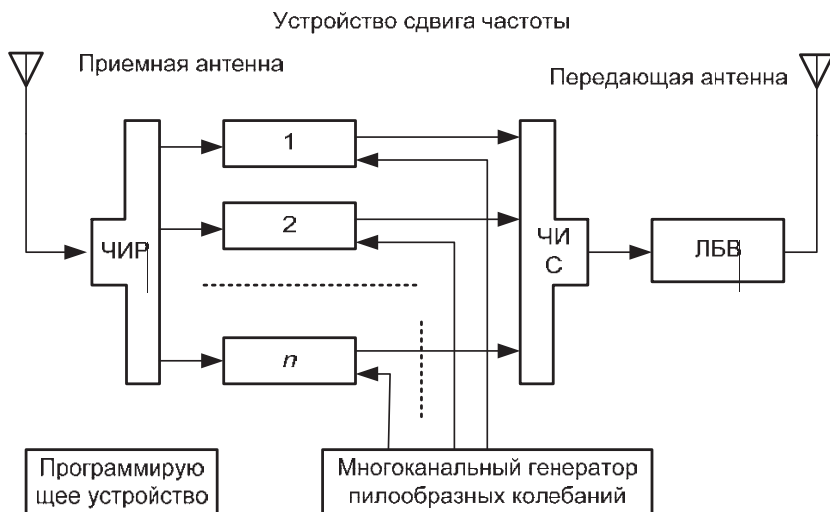


Рис. 5.1. Структурная схема передатчика помех, нарушающих селекцию цели по скорости

Может также использоваться последовательное соединение, когда данный входной сигнал сдвигается по частоте более чем один раз. Выходные сигналы всех каналов суммируются, усиливаются и излучаются в направлении подавляемого радиолокатора. Возможны девять основных программ создания помех по скорости, однако, когда они видоизменяются и используются в комбинации, число режимов становится еще большим.

Программа 1 представляет собой обычную уводящую помеху по скорости, когда увод может совершаться либо вверх, либо вниз по частоте.

Программа 2 является вариантом программы 1, когда максимальная величина увода по скорости сохраняется сравнительно длительное время.

Программа 3 имеет много вариантов уводящей помехи по скорости, создаваемых на основе временного разделения, используя для этого только одно устройство сдвига частоты, или на основе распределения по мощности, используя много устройств сдвига частоты.

Программа 4 использует фазовую модуляцию пилообразным сигналом со случайной частотой, чтобы спектр выходного сигнала помехи был подобен спектру при частотной модуляции шумами и сосредоточен в пределах диапазона доплеровских частот радиолокатора (скоростей цели). В качестве модулирующего по фазе сигнала может применяться неограниченный или ограниченный по амплитуде процесс, включая псевдослучайный. Отметим, что этот вид шумовой помехи следует за перестройкой несущей частоты сигнала подавляемого радиолокатора и может производить большие спектральные плотности мощности, например, 100 кВт/МГц.

Программа 5 создает одну или много фиксированных доплеровских частот, которые могут мерцать и образовывать цели с ложной скоростью радиолокатору в системе поиска по скорости. Это может осуществляться с помощью псевдослучайных последовательностей.

Программа 6 создает две фиксированные частоты, которые переключаются во времени (включаются и выключаются) с постоянной частотой, равной частоте скрытого конечного сканирования подавляемого радиолокатора сопровождения, или с переменной частотой, близкой к ней. При этом получается такой эффект, как и при воздействии амплитудно-модулированной помехи с перестраиваемой частотой сигнала модуляции.

Программа 7 является простой разновидностью программы 5. Если в определенных границах поддерживается постоянной радиальная скорость цели относительно позиции

ЗРК, то фиксированное смещение частоты вниз может перевеет отраженный от цели сигнал в область помех от местных предметов или в область близких к нулевым доплеровским частотам.

Программа 8 отчасти подобна программе 1, за исключением того, что в данном случае отсутствует временной участок приостановки вблизи доплеровской частоты радиолокационного сигнала.

Программа 9 применяется для радиоэлектронного подавления импульсных радиолокаторов со сжатием, использующих ЛЧМ или ФКМ путем изменения внутриимпульсной структуры.

Кроме перечисленных видов помех, известны комбинированные помехи, когда помеха каналу скорости сочетается с помехами другим радиолокационным каналам, дальномерному и угломерному каналам, а также специальные виды помех по скорости, рассчитанные на радиоподавление РЛС со специальными средствами помехозащиты.

5.2. Помехи, уводящие по скорости

5.2.1. Однопрограммная уводящая по скорости помеха

Данный метод создания помех РЛС с автоматическим сопровождением по скорости (АСС) характеризуется тем, что строб скорости РЛС переводится на сопровождение сигнала помехи и уводится по частоте, после чего сигнал помехи выключается, что приводит к потере цели и переходу РЛС в режим поиска. Этот процесс периодически повторяется. Создание уводящей по скорости помехи РЛС с АСС происходит в следующей последовательности.

1. Радиолокационный сигнал (импульсный или непрерывный) принимается, усиливается и ретранслируется в направлении подавляемой РЛС.

2. Мощный ретранслированный сигнал из-за действия АРУ вызывает уменьшение коэффициента усиления радиолокационного приемника, вследствие чего отраженный от цели сигнал подавляется, и строб скорости РЛС захватывается сигналом помехи.

3. Доплеровская частота переизлученного сигнала помехи последовательно меняется (уводится) в сторону увеличения или уменьшения от доплеровской частоты сигнала, отраженного от реальной цели, к доплеровской частоте, которая больше (или составляет доли при уводе по скорости вниз) доплеровской частоты сигнала, отраженного от реальной цели. Во время цикла уводящей по скорости помехи могут быть установлены ложные доплеровские частоты. При этом возможны различные законы изменения частоты, но если производится одновременно увод по дальности, то производная функция изменения дальности должна быть равна значению функции уводящей помехи по скорости.

4. По достижении максимальной величины увода по скорости передатчик ретрансляционных помех выключается, вызывая срыв сопровождения цели. Отношение уровней сигналов при включенном и выключенном ретрансляторе должно быть таким, чтобы не позволить ГСН наводиться на собственные шумы, излучаемые передатчиком помех.

5. РЛС переходит в режим перехвата и начинает процесс поиска доплеровской частоты сигнала цели. При этом через некоторое время возможен либо повторный захват потерянного доплеровского сигнала, либо захват доплеровских сигналов от других целей, включая и ложные. Во время поиска угломерная система размыкается или находится в режиме памяти по углам или угловой скорости.

6. Процесс увода по скорости повторяется. Маневр самолета с максимальным ускорением повышает эффективность воздействия уводящей помехи по скорости.

Описанная последовательность создания уводящей по скорости помехи относится к обычному способу ее формирования. На рис. 5.2 приведена структурная схема широко используемого передатчика уводящей по скорости помехи на основе ретранслятора со сдвигом частоты на ЛБВ.

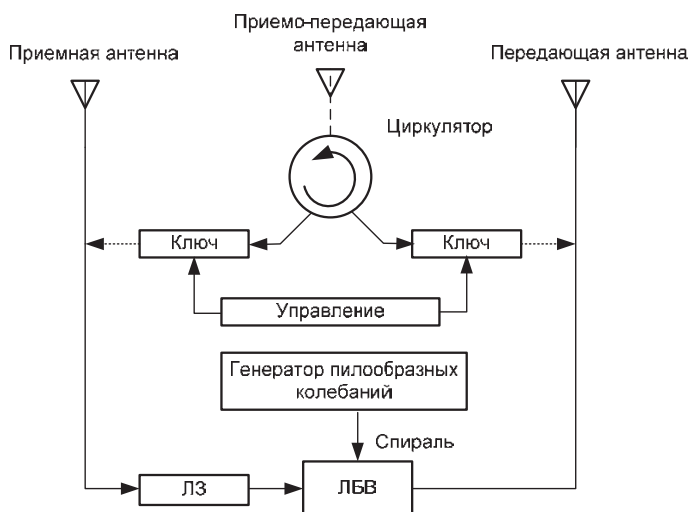


Рис. 5.2. Структурная схема ретрансляционного передатчика уводящей помехи по скорости

Такой несложный эффективный передатчик помех для противодействия ракетам с ГСН доплеровского типа. Он может быть еще проще, если имеется одна антенна для приема и передачи (показано штриховой линией на рисунке). Для разделения принятого сигнала и сигнала помехи используется циркулятор, но он не обеспечивает достаточной развязки для устранения самовозбуждения. Поэтому принятый и выходной сигналы помехи попеременно стробируются таким образом, чтобы исключить одновременную передачу и прием. Хотя радиолокационный приемник будет принимать ретрансляционный сигнал помехи в течение менее чем 50 % времени, эффективное воздействие помехи все же будет обеспечено. Так как стробированный высокочастотный сигнал должен накапливаться для последующей передачи, необходимо использовать в тракте линию задержки. Задержка сигналов должна быть когерентной и достаточной величины, что может потребовать применения преобразования частоты входных сигналов в диапазон промежуточных частот для реализации требуемой задержки. Можно обойтись без введения дополнительной задержки, а использовать запаздывание в ЛБВ и тракте приема и обработки. Пилообразное колебание, управляемое по частоте, подается на спираль ЛБВ с амплитудой, достаточной для получения в ретранслируемом радиолокационном сигнале изменения фазы на 2π . Для успешной работы передатчика такая установка амплитуды пилообразного колебания оказывается допустимой в 20%-й частотной полосе. Однако подавление остатка сигнала на несущей частоте радиолокационного сигнала должно быть тщательно проверено, так как если уровень сигнала на выходе ЛБВ на несущей частоте входного сигнала оказывается больше уровня радиолокационного сигнала, отраженного от цели, то передатчик помех будет действовать как маяк. Если сигнал помехи превышает остаток на несущей частоте сигнала на 6 дБ или больше, то строб скорости РЛС будет захватываться и уводиться помехой. Обычно коэффициент подавления в диапазоне частот лежит в пределах 10...20 дБ. Если атака на самолет с передатчиком помех на борту длится кратковременно, то максимальная длительность цикла уводящей помехи по скорости становится важным параметром, так как за время атаки нужно осуществить несколько циклов помехи.

В системе сдвига частоты всегда существует начальная (не нулевая) доплеровская частота. В лучшем случае эта начальная частота достигает 20 Гц. Для практики важно, чтобы эта начальная частота составляла не более 25 % величины разрешающей способности РЛС по скорости. Время действия сигнала помехи на несущей частоте необходимо лишь для того, чтобы воздействовать на систему АРУ подавляемого радиолокационного приемника, и оно обычно составляет доли секунды. Закон изменения частоты обычно линейный, но также возможен рабо-

лический или модифицированный экспоненциальный закон. Имитируемое помехой ускорение не должно быть значительным, поскольку РЛС может автоматически сбросить сигнал уводящей по скорости помехи. При уводе по скорости изменение на 20 кГц за 5 с соответствует скорости 4 кГц/с, или ускорению примерно 5g. После окончания цикла уводящей по скорости помехи передатчик кратковременно выключается, а затем цикл формирования помехи повторяется. Если радиолокационный сигнал после действия уводящей по скорости помехи больше не принимается, то уводящая помеха по скорости может не создаваться до тех пор, пока не появится другой радиолокационный сигнал. Успешное действие уводящей по скорости помехи, как уже отмечалось, может повысить эффективность других одновременно используемых способов РЭП, так как строб скорости уводится с отраженного от цели сигнала, и соотношение помеха/сигнал становится значительным. Когда используется одновременно увод по скорости и увод по дальности, то должна быть предусмотрена их синхронизация. Если в ретрансляторе передатчика помех имеются усилители на ЛБВ, то нужно тщательно проверить излучение передатчика помех во время паузы, поскольку при высокой чувствительности система АСС может наводиться на широкополосный выходной шум ретранслятора и обеспечивать сопровождение по угловым координатам самолета-постановщика уводящей по скорости помехи. Желательно, чтобы в закрытом состоянии излучение шума уменьшалось не меньше чем на 60 дБ.

5.2.2. Многопрограммная уводящая по скорости помеха

Многопрограммная помеха функционирует подобно обычной уводящей помехе по скорости, но при ее создании одновременно используется много программ, формируемых на основе разделения во времени или распределения по мощности сигналов при подавлении одной или нескольких РЛС. Этот способ РЭП уменьшает среднее время увода радиолокационного строга скорости по сравнению с действием одиночного увода. При многопрограммной уводящей по скорости помехе на основе разделения сигналов по мощности с использованием аналоговых методов формирования могут применяться параллельно включенные устройства сдвига частоты с пилообразной фазовой модуляцией, выходные сигналы которых до усиления суммируются. Если мощности выходных сигналов всех устройств сдвига частоты равны, то выходная мощность оконечного усилителя распределяется поровну между ними. В начале каждого цикла уводящей по скорости помехи должна быть пауза в излучении помехи. Программы уводов по скорости идут последовательно во времени. Следует отметить, что каждая программа может иметь, при необходимости, различную длительность паузы, цикла и интервала во времени, когда частота увода минимальна, максимальную частоту увода и закон увода. При другом способе формирования многопрограммной уводящей по скорости на основе разделения по мощности используются цифровые методы формирования, которые создают гармоники сигнала уводящей по скорости помехи. Для фазовой модуляции ретранслируемого сигнала применяются выходные напряжения регистров сдвига с обратной связью. На рис. 5.3 приведена результирующая зависимость частоты двухстороннего увода по скорости от времени. Пауза в излучении показана в начале каждого цикла увода. Для уменьшения числа программ увода по скорости и сохранения выходной мощности ЛБВ, приходящейся на одну спектральную составляющую, можно использовать однополосные модуляторы с подавленной несущей.

В качестве устройства сдвига частоты может использоваться усилитель на ЛБВ и формирователь пилообразного напряжения, подаваемого на спираль ЛБВ. Частота этого сигнала изменяется таким образом, чтобы обеспечить четыре программы увода по скорости на основе разделения сигналов во времени. Мощность сигнала помехи будет постоянна, за исключением времени паузы в излучении. Показан закон изменения четырех программ увода по скорости, использующего 16 временных интервалов. На практике их может быть больше. Все программы имеют одинаковые законы увода по скорости, длительность паузы и интервала времени излучения помехи с минимальной постоянной частотой в начале цикла. Эффективность повышается, если каждая программа увода по скорости будет иметь свои конкретные параметры, и программы будут несинхронными.

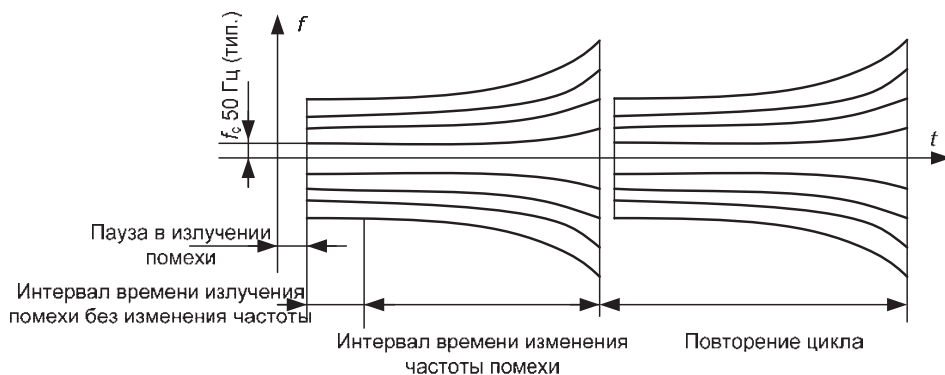


Рис. 5.3. Закон изменения частоты составляющих сигнала помехи при уменьшении длительности модулирующей псевдослучайной последовательности для случая формирования многопрограммной уведящей помехи по скорости на основе разделения сигналов по мощности

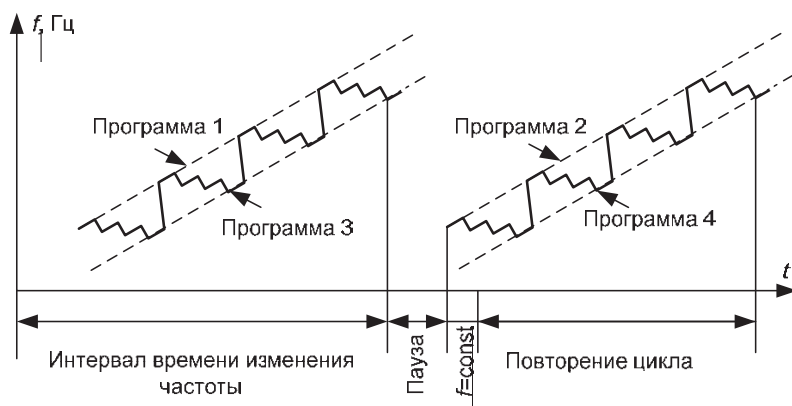


Рис. 5.4. Иллюстрация принципа формирования программной уведящей по скорости помехи на основе разделения сигналов по времени

5.2.3. Уведящая по скорости помеха с регулируемым уровнем мощности

Рассматриваемый метод РЭП состоит в следующем: первоначально излучается сигнал на частоте излучения лоатора ГСН с высоким уровнем мощности, обеспечивающим большое отношение помеха/сигнал, захват помехи стробом скорости приемника атакующей ГСН и последующий увод строба скорости на несколько скорости помехи на основе разделения килогерц; затем мощность помехи сигналов по времени уменьшается до значения, превышающего на 3...12 дБ уровень собственных шумов приемника ГСН, обуславливающего режим самонаведения на слабый сигнал. При уменьшении уровня мощности помехи усиление приемника ГСН за счет действия АРУ будет возрастать, что приведет к увеличению чувствительности ГСН к мешающим отражениям, модуляционным "турбинным" составляющим отраженного сигнала, случайным помеховым сигналам и внутренним шумам. Все это в целом ухудшает точность наведения ракеты на цель. Маневр самолета, на борту которого находится такой передатчик помех, повысит эффективность рассматриваемого метода. За время большей частт этапа самонаведения ракеты отношение мощности выходного помехового сигнала, ретрансли-

рованного бортовым передатчиком помех, к мощности отраженного от самолета сигнала полсвета остается в приемнике ГСН относительно постоянным. Это зависит от расстояния между РЛС подсвета цели и самолетом и не зависит от расстояния ГСН-самолет до тех пор, пока передатчик ретрансляционных помех работает в линейном режиме. В общем случае расстояние между атакующей ракетой и самолетом меняется много быстрее, чем расстояние между РЛС подсвета и самолетом при нахождении РЛС подсвета на стационарной позиции. Поэтому разработчик системы РЭП имеет в своем распоряжении средства для контроля отношения помеха/сигнал в пределах естественных ограничений, так как он знает реальную бистатистическую ЭПР своего самолета. Принцип работы системы полуктивного самонаведения основан на создании с помощью РЛС подсвета сравнительно большого по уровню отраженного от цели сигнала на входе ГСН атакующей ракеты. Этот отраженный сигнал обычно на 15 дБ и даже более превосходит мощность сигнала при чисто активном самонаведении. Следовательно, мощность выходного сигнала передатчика ретрансляционных помех должна снижаться на 10 дБ и более относительно отношения помеха/сигнал, равного единице. Характеристики передатчика помех такого типа наилучшим образом могут быть оптимизированы путем моделирования. Во время первоначального увода строба скорости выходная мощность передатчика помехи максимальна. После завершения увода по скорости мощность помехи плавно и быстро уменьшается до значения, которое обеспечивает низкое отношение помеха/сигнал. Причем относительное время излучения таково, что преобладающими являются интервалы времени, в течение которых помеха имеет низкую выходную мощность.

5.2.4. Уводящая помеха по скорости с перенацеливанием на ложный сигнал

Действие перенацеливающей помехи основано на использовании уводящей помехи по скорости совместно с помеховым сигналом с частотой, смещенной на фиксированную величину от доплеровской частоты сигнала цели. Такой помеховый сигнал захватывается стробом скорости РЛС после окончания цикла уводящей помехи по скорости и смещения строба скорости РЛС к частоте данного помехового сигнала. В результате строб скорости РЛС перенацеливается на этот сигнал с ложной доплеровской частотой. Поскольку при этом обеспечивается большое отношение помеха/сигнал, можно применить помеху для срыва углового сопровождения. В случае обычной уводящей помехи по скорости ретранслированный передатчиком помех сигнал уводит строб скорости РЛС к максимальной частоте и затем этот процесс повторяется. В течение времени обратного хода уводящей помехи по скорости РЛС переходит в режим поиска и может найти или не найти отраженный от цели сигнал. При воздействии перенацеливающей уводящей по скорости помехи строб скорости РЛС после обратного хода будет оставаться на захваченном сигнале с ложной доплеровской частотой, следовательно, строб скорости как бы "зацепляется" за сигнал с ложной доплеровской частотой и удерживается на ней. Этот способ может быть усовершенствован с помощью одновременного создания многих ложных целей с фиксированными доплеровскими частотами, которые могут располагаться по обе стороны от доплеровской частоты сигнала реальной цели. Следует отметить, что применение только этого вида помех для подавления РЛС с непрерывным излучением недостаточно. Обусловлено это тем, что подавляемый радиолокатор, принимая переизлученный сигнал помехи, будет способен сопровождать этот сигнал по угловым координатам и возможно будет способен даже с ложной частотой обеспечить информацией систему сопровождения для успешного перехвата цели зенитной ракетой. Неправильная (ложная) доплеровская частота сопровождаемого сигнала может влиять на функционирование неконтактного взрывателя, если используется радиолокационный взрыватель. Следовательно, нельзя рекомендовать только один этот способ РЭП. Одновременно должны быть использованы помехи по угловым координатам, например, угловые помехи, действующие через систему АРУ или использующие неидентичность на скатах амплитудно-частотных характеристик приемных каналов подавляемой РЛС моноимпульсного типа, а также помехи из вынесенной точки.

5.2.5. Уводящая по скорости помеха наземной командной РЛС

Ракета системы с непрерывным режимом наведения по скорости может быть дезинформирована с помощью уводящей по скорости помехи, излучаемой с защищаемого объекта. Однако эффективность помехи в этом случае существенно снижается для наземной РЛС ракетного комплекса. Дело в том, что импульсный следающий радиолокатор ракетной системы обладает способностью следить за скоростью изменения дальности ракеты и атакуемой цели. Поэтому, даже если он не является радиолокатором доплеровского типа, доплеровские сдвиги частоты с точностью менее 1 кГц могут быть получены расчетным путем по изменениям дальности до цели во времени. Отсюда следует, что положение строба скорости в приемнике ракеты при ее наведении может быть определено, так как параметры движения ракеты известны. Эта информация передается на ракету по командной радиолинии и используется для помехозащиты от уводящей помехи по скорости. Если передатчик уводящей помехи, установленный на самолете, уводит строб скорости системы слежения ракеты за пределы допустимой точности по отношению к положению строба скорости, оцененному с помощью следающего радиолокатора, то его помеховый сигнал распознается как ложный, система слежения по скорости ракеты переходит в режим поиска в пределах, близких к данным оценки скорости радиолокатором, и приемник ракеты повторно захватывает истинную цель.

Для преодоления данной помехозащиты целесообразно создавать уводящую по скорости помеху с параметрами, обеспечивающими увод строба скорости ракеты от цели сигнала на величину, не поддающуюся оценке методом сравнения с данными наземного радиолокатора. На рис. 5.5 показана зависимость изменения частоты выходного сигнала самолетной станции РЭП. Параметры уводящей по скорости помехи (длительность увода и перерыв в уводе) устанавливаются при постоянном усилении ретранслятора таким образом, чтобы величина максимального увода частоты была меньше предельной точности по доплеровской частоте следающего импульсного радиолокатора.

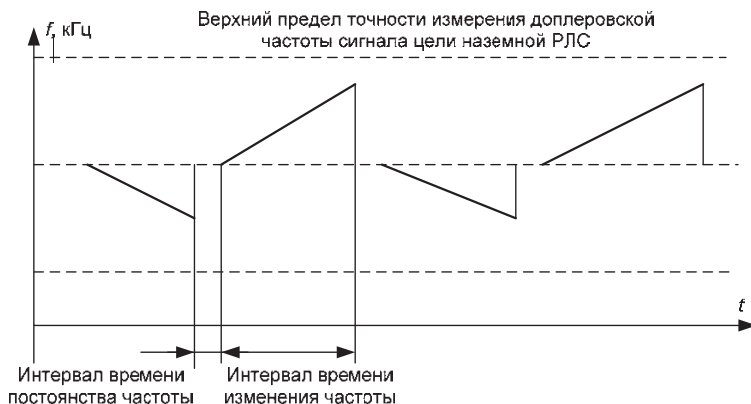


Рис. 5.5. Закон изменения частоты сигнала уводящей по скорости помехи ГСН в случае, когда на борт ракеты от импульсной РЛС передается информация о доплеровской частоте перехватываемой цели

При ширине строба скорости в приемнике ракеты в несколько сот герц строб может периодически уводиться на несколько кГц без превышения пределов измерений доплеровской частоты наземной командной РЛС. Одновременно с уводящей по скорости помехой может применяться угловая помеха для срыва режима автосопровождения по угловым координатам. Следует заметить, что защита наземной радиолокационной системы от уводящей по скорости помехи будет затруднительна при использовании уводящей по дальности помехи против следающего радиолокатора командной ЗРК. В этом случае могут вызываться серьезные нарушения на ГСН режимов поиска и слежения.

5.2.6. Узкополосные шумовые помехи со спектром доплеровских частот

В данном методе РЭП принятый и усиленный радиолокационный сигнал модулируется по амплитуде и частоте так, чтобы сформировать узкополосный шум, сконцентрированный на несущей частоте радиолокационного сигнала и перекрывающий полностью или частично диапазон доплеровских частот. Он формируется путем фазовой модуляции сигналом треугольной формы, который меняется по частоте от величины менее 100 Гц до величины, например, 1 кГц со скоростью, равной 1/3 нижней частоты модуляции. В то же время амплитуда ретранслируемого сигнала модулируется с глубиной 100 % во время перестройки по частоте сигнала треугольной формы. Поскольку модулирующий сигнал имеет треугольную форму, промодулированный помеховый сигнал имеет спектр, распределенный в обе стороны от несущей принятого сигнала с составляющими от самой низшей частоты. В этом случае в спектре помехи остаются свободные от помеховой модуляции участки в интервале, симметрично расположенном относительно несущей частоты сигнала РЛС. Поэтому эти участки спектра заполняются с помощью амплитудной модуляции, так что выходной спектр передатчика ответных помех имеет колокольную форму, перекрывая приблизительно интервал частот относительно несущей сигнала РЛС в пределах удвоенной максимальной частоты модулирующего сигнала.

С помощью ФМ низкочастотными шумами можно формировать помеху с очень высокой спектральной плотностью мощности. Например, если спектр колокольной формы перекрывает участок в ± 5 кГц относительно несущей (в целом 10 кГц), а эффективная излучаемая мощность передатчика помех равна 1000 Вт, то спектральная плотность мощности помехи будет 100 кВт/МГц. Формирование доплеровских помеховых шумов можно осуществлять также путем хаотического изменения частоты пилообразного колебания, используемого для сдвига частоты. В этом случае создается шумовой спектр около несущей частоты радиолокатора, препятствующий доплеровскому радиолокатору обнаружить истинный отраженный сигнал. На рис. 5.6, в показана форма колебаний для непрерывных доплеровских шумов (режим 1) и двух других вариантов (режимы 2 и 3).

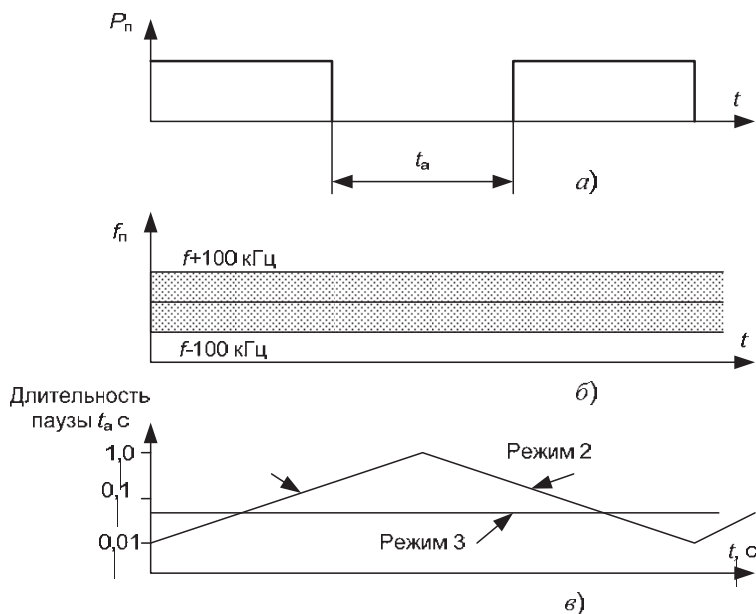


Рис. 5.6. Форма огибающей (а) и положение спектра шума на частотной оси (б) при создании доплеровским РЛС

Для иллюстрации на рис. 5.6, б пределы изменения частоты пилообразных колебаний (положительных и отрицательных), используемых для сдвига частоты, были выбраны равными ± 100 кГц. В режиме 1 излучаются шумы с полосой спектра, равной 200 кГц около несущей частоты подавляемого радиолокатора. Такой шумовой помеховый сигнал будет следовать за изменением несущей частоты радиолокатора вследствие ретрансляционного способа формирования помех. В этом режиме, как и в двух других, в спектре сигнала помехи имеется провал около несущей частоты РЛС (на рисунке не показан), ширина которого равна удвоенной минимальной частоте пилообразных колебаний, используемых для сдвига частоты. Минимальная частота пилообразных колебаний обычно составляет малую часть полосы пропускания фильтра доплеровской селекции подавляемого радиолокатора, поэтому провал в спектре помехи около несущей частоты РЛС обычно не является недостатком помехи. Если же в некоторых специфических случаях этот провал создает трудности, то можно рекомендовать для формирования узкополосной шумовой помехи применять двойную модуляцию сигнала: АМ и ЧМ. Режим 1 не позволяет приемнику подавляемого радиолокатора работать в режиме наведения по сигналу помехи или в режиме пассивного сопровождения помехи по угловым координатам без излучения радиолокационного сигнала и вынуждает радиолокатор излучать во время его работы в режиме пассивного сопровождения. Режим 3 обеспечивает мерцание с фиксированной частотой, а режим 2 – с переменной частотой переключения. Оба способа предназначены для удержания радиолокационного приемника в состоянии непрерывного переключения режимов работы. Применяя этот способ РЭП, можно обеспечить очень высокую спектральную плотность мощности помехи. Например, если аппаратура помех, использующая этот способ, содержит усилитель на ЛБВ, обеспечивающий в непрерывном режиме 100 Вт, и антенну с коэффициентом усиления 16 дБ, то можно получить излучаемую мощность помехи 4 кВт при полосе помехи 200 кГц, сосредоточенной около несущей частоты радиолокатора. Это обеспечивает спектральную плотность шумовой помехи 20 кВт/МГц.

Другой способ формирования доплеровских шумов основан на применении бифазного модулятора с высоким качеством подавления остатка мощности на несущей частоте, который использует псевдослучайную модулирующую последовательность. Причем необходимо, чтобы частота синхронизации была равна предполагаемой максимальной доплеровской частоте, а длительность последовательности была меньше, чем обратная величина ширины полосы фильтра доплеровской селекции. Это означает, что в каждом фильтре доплеровской селекции РЛС, по крайней мере, будет содержаться одна спектральная составляющая. Если по сравнению с этим длительность псевдослучайной синхронной последовательности (ПСП) уменьшить, то можно сформировать сетку ложных доплеровских частот. Когда совместно с этим способом используется сдвиг частоты, спектральные составляющие будут перемещаться, создавая эффект действия на следящую систему скорости многих уводов по скорости. Это может заставить следящую систему радиолокатора скачком переходить от одной спектральной линии сигнала к другой.

5.2.7. Помехи по скорости со свипированием частоты

Это ретрансляционный способ создания помех, использующий свипирование по доплеровской частоте для подавления радиолокаторов сопровождается с автоматической системой слежения по скорости и поиска. Реализация его показана на рис. 5.7. Предположим, что ретранслятор работает в режиме постоянного коэффициента усиления. Возможны два режима изменения частоты по пилообразному закону, отличающиеся друг от друга либо положительным (режим 1 на рис. 5.7, а), либо отрицательным (режим 2 на рисунке не показан) наклоном пилообразного колебания, подаваемого на устройство сдвига частоты. При этом перестройка частоты производится вверх или вниз. По периоду свипирования также возможны два режима (рис. 5.7, б). Период свипирования может быть либо постоянным (режим 4), либо переменным (режим 3). Центральная частота и диапазон свипирования могут быть настроены на известную величину или на критические величины для подавляемого радиоло-

катора. Все числовые примеры в рассматриваемом случае выбраны как типовые и могут широко меняться для конкретных ситуаций.

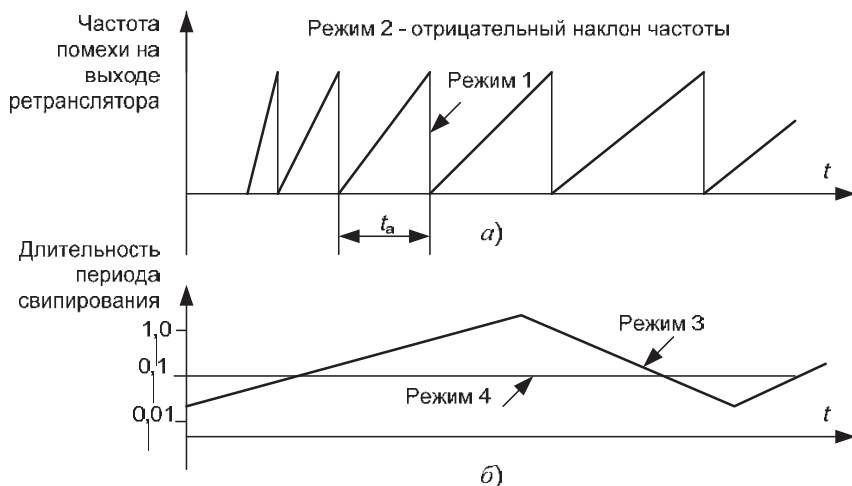


Рис. 5.7. Изменение во времени доплеровской частоты сигнала помехи (а) и длительности периода свипирования частоты (б) при создании помех РЛС с автоматической системой поиска и слежения по скорости

5.2.8. Мерцающие помехи доплеровским РЛС

При реализации данного метода РЭП формируются последовательно во времени две ложные доплеровские частоты, расположенные с одной стороны от доплеровской частоты сигнала цели. Если используется сдвиг частоты с противоположной полярностью пилообразного колебания, то при необходимости могут быть сформированы две ложные доплеровские цели по другую сторону от несущей частоты. Чередующиеся полярности и различные частоты сдвига частоты могут создать дополнительные ложные цели на любой стороне от несущей частоты. При этом коэффициент заполнения двух ложных сигналов будет меняться так, чтобы строб селекции по скорости радиолокатора смещался туда и обратно. Частота коммутации, равная $1/(t_1 + t_2)$, может также изменяться (t_1 и t_2 – длительности излучения сигналов ложных целей).

Для повышения эффективности противодействия РЛС создание ложных по скорости целей можно сочетать с одновременным созданием узкополосного шумового сигнала на частоте отраженного от цели сигнала. В данном случае должна регулироваться мощность или коэффициент усиления ретранслятора, чтобы сигналы ложных доплеровских частот значительно превышали по уровню узкополосный шумовой сигнал. При этом амплитуда узкополосного шумового сигнала около несущей частоты радиолокационного сигнала должна быть достаточной, чтобы обеспечить отношение помеха/сигнал около 6 дБ и замаскировать сигнал, отраженный от цели. Например, для радиоэлектронного подавления ГСН с непрерывным сигналом подсвета диапазона частот 10...20 ГГц могут использоваться переключаемые доплеровские ложные сигналы на частотах 2 и 3 кГц, расположенные по одну сторону от несущей частоты сигнала подсвета, и шумы, маскирующие отраженный от цели сигнал. Строб скорости ракеты в этом случае не может выделить и захватить отраженный сигнал и возможно перейдет в режим наведения по сигналу узкополосной ЧМ-шумовой помехи. Однако, если приемник запрограммирован так, что до перехода в этот режим он переходит в поиск по скорости, или приемнику необходимы шумовые сигналы определенного участка диапазона доплеровских частот для удовлетворения критерия перехода в режим наведения на помеху, или шумы недостаточно сильны для того, чтобы вызвать переход в этот режим, то строб ско-

рости ГСН может захватить один из ложных доплеровских сигналов. Когда этот ложный доплеровский сигнал выключается, а другой включается, строб скорости ГСН обычно захватывает новую ложную цель. Период мерцания ложных целей $1/(t_1 + t_2)$ должен выбираться примерно равным постоянной времени системы захвата приемника ГСН. Если частоту мерцания выбрать в соответствии с частотой сканирования доплеровского радиолокатора, то можно обеспечить одновременное создание помехи угломерному каналу РЛС.

5.3. Формирователи уведящих и маскирующих помех по скорости

На практике желательно не только менять фазу высокочастотного сигнала, но и одновременно усиливать его. Для этой цели можно использовать ЛБВ, которые имеют достаточно высокий коэффициент усиления и линейную фазовую модуляционную характеристику в интервале от 0 до 2π рис. 5.8.

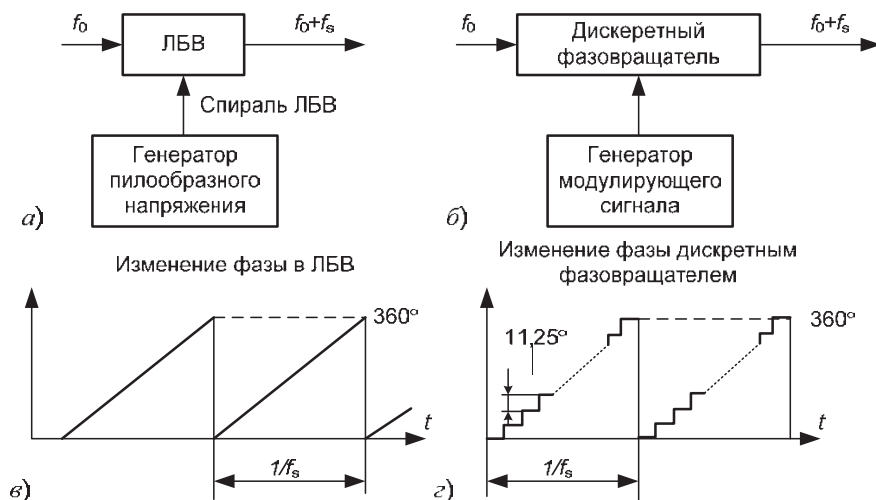


Рис. 5.8. Структурные схемы устройств сдвига частоты (а, б) и формы сигналов управления фазовым сдвигом (в, г)

Фазовая модуляция в ЛБВ основана на модуляции задержки высокочастотного сигнала при изменении напряжения спирали. Когда напряжение спирали ЛБВ, а следовательно, и фаза сигнала на выходе ЛБВ, меняется линейно, то будет тот же эффект, что и при доплеровском смещении частоты за счет движения объекта в пространстве. Между приращением фазы сигнала на выходе ЛБВ в линейном режиме усиления и изменением напряжения спирали существует следующая линейная зависимость:

$$\Delta\varphi = -0,29 \frac{\omega_0 l}{U_l} \frac{\Delta U}{U_0},$$

где ω_0 – круговая частота сигнала;
 l – длина спирали;
 U_l – скорость электронов в ЛБВ;
 U_0 – напряжение спирали.

В силу того, что усиление ЛБВ зависит от напряжения на спирали, фазовой модуляции сопутствует паразитная АМ. Если изменение фазы происходит линейно до значения, кратного 360° , и затем напряжение спирали быстро возвращается до его первоначального уровня, частота выходного сигнала изменится на кратное значение частоты пилообразных колебаний. Дру-

гим вариантом устройства, обеспечивающего перенос частоты, является дискретный управляемый фазовращатель. Он представляет собой набор дискретных фазовращателей, в определенной последовательности включаемых в канал прохождения сигнала, фаза которого в этом случае изменяется дискретно во времени (рис. 5.8, з). Нарастающее скачкообразное изменение фазы эквивалентно линейному изменению фазы. Несущая частота сдвигается на величину, равную обратной величине длительности цикла полного изменения фазы на 360° . Дискретный фазовращатель с минимальным дискретом фазы $11,25^\circ$ обеспечивает изменение фазы от 0 до 360° за 32 такта и позволяет осуществить качественный сдвиг частоты. В любом случае качество работы устройства сдвига частоты зависит от линейности изменения фазы и времени обратного хода, величины дискрета фазы и уровня паразитной амплитудной модуляции.

В спектре ФМ сигнала всегда существует область около центральной частоты, свободная от помеховых составляющих из-за конечной величины нижней частоты модулирующего спектра. В зависимости от разрешающей способности РЛС по скорости, в этой частотной области может просматриваться остаток мощности на несущей частоте, подсвечивающий защищаемый объект.

На практике ширина этой области может поддерживаться в пределах 20...100 Гц. При необходимости можно использовать сигнал с более низкой частотой, если обеспечивается непосредственная связь со спиралью ЛБВ. Однако ввиду того, что на формирование пилообразного сигнала с частотой 10 Гц требуется больше времени, чем с частотой 100 Гц, скорость переключения положительных и отрицательных частотных боковых полос замедляется, и вероятность того, что оператор РЛС обнаружит сигнал, возрастет.

На рис. 5.9, а приведена структурная схема устройства преобразования частоты, при котором начальный сдвиг частоты может быть равен нулю, но скорость перемещения спектральных линий остается высокой. В этом устройстве используются два фазовых модулятора, соединенных последовательно. В первом фазовая модуляция осуществляется положительным пилообразным сигналом со случайным изменением частоты в интервале от f_a до f_b (рис. 5.9, б). Величины f_a до f_b могут быть выбраны достаточно высокими (от 100 до 200 кГц). У второго модулятора фазовая модуляция производится пилообразным сигналом фиксированной частоты $(f_a + f_b)/2$, как показано на рис. 5.9, в.

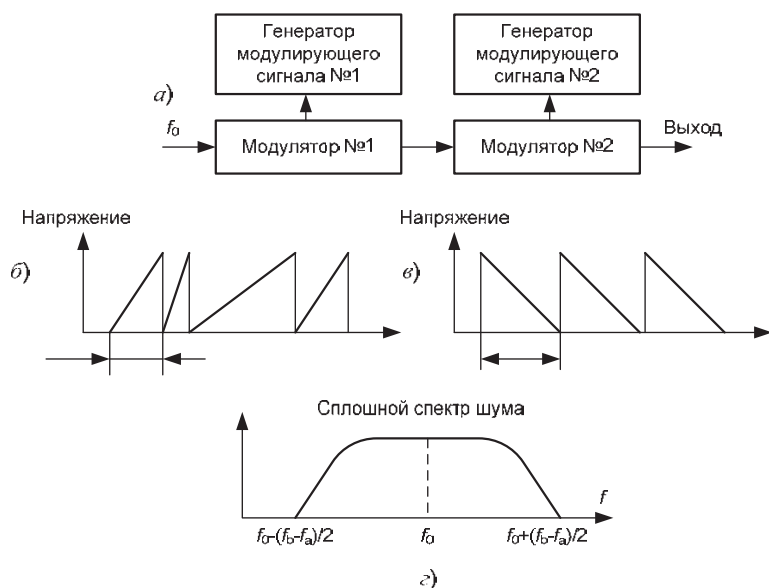


Рис. 5.9. Структурная схема устройства двукратного сдвига частоты (а), формы модулирующих сигналов № 1, б и № 2, в, спектр выходного сигнала (г)

Отрицательный наклон пилообразного напряжения этого сигнала сдвигает частоту в область низких частот, так что центральная частота спектра помехи по скорости теперь совместится с частотой входного радиолокационного сигнала рис. 5.9, г. В этом случае отсутствует область частот в окрестности несущей частоты входного сигнала, незаполненная помехой. Это устройство позволяет также формировать спектр помехи с частотной асимметрией относительно несущей. Помехи, нарушающие обнаружение целей, сопровождение или другие функции радиолокаторов с доплеровской обработкой, включают в себя много различных способов радиоэлектронного подавления. Почти все эти способы создания помех используют описанные выше формователи на основе ФМ, на которые подаются колебания специальной формы.

Для формирования помеховых сигналов с требуемой спектральной структурой в качестве фазовых модуляторов широко используются обычные ЛБВ, а также твердотельные аналоговые или дискретные фазовращатели. Они обеспечивают изменение фазы до 360° с достаточной линейностью и малым уровнем паразитной АМ. Для получения большего, чем на 360° изменения фазы, а также формирования сигналов помех сложной структуры, применяют их последовательное соединение или ЛБВ с пространством дрейфа, которые имеют малый уровень паразитной АМ, высокую крутизну модуляционной характеристики и малые уровни модулирующих напряжений.

Как уже отмечалось, для помеховой модуляции используются как периодические регулярные во времени сигналы, так и случайные. В первом случае спектр модулированных колебаний будет дискретный, во втором – сплошной. Распределение амплитуд спектральных компонент при фазовой модуляции определяется величиной девиации фазы и видом модулирующего сигнала. В общем виде для формирования помех по скорости используется периодический несинусоидальный сигнал.

Фазомодулированное колебание аналитически описывается выражением:

$$a(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0], \quad (5.1)$$

где A_0 – амплитуда колебания;
 ω_0 – круговая несущая частота;
 $\varphi(t)$ – мгновенный фазовый угол, изменяющийся в соответствии с модулирующим сигналом;
 φ_0 – начальная фаза.

Если $\varphi(t)$ – периодическая функция времени с наибольшим периодом T , то ФМ колебание можно представить в следующем виде:

$$a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \cos[\omega_0 t + n\Omega t + \varphi_0], \quad (5.2)$$

где комплексная амплитуда спектральной составляющей

$$C_n = \frac{2}{T} \int_0^T a(t) \exp[-j(\omega_0 + n\Omega)t - j\varphi_0] dt, \quad (5.3)$$

Подставляя (5.1) в (5.2) и пренебрегая высокочастотными составляющими, можно получить:

$$C_n = \frac{2}{T} \int_0^T \exp j[\varphi(t) - n\Omega t] dt. \quad (5.4)$$

При представлении формы периодического модулирующего сигнала в виде отрезков прямых, позволяющих описать основные формы модулирующих колебаний, можно выполнить непосредственное вычисление интеграла (5.4) и получить замкнутые выражения для амплитуд спектральных составляющих фазомодулированного сигнала

В качестве примера рассмотрим случай, когда модулирующий сигнал представляет собой периодическую трапециидальную функцию времени рис. 5.10.

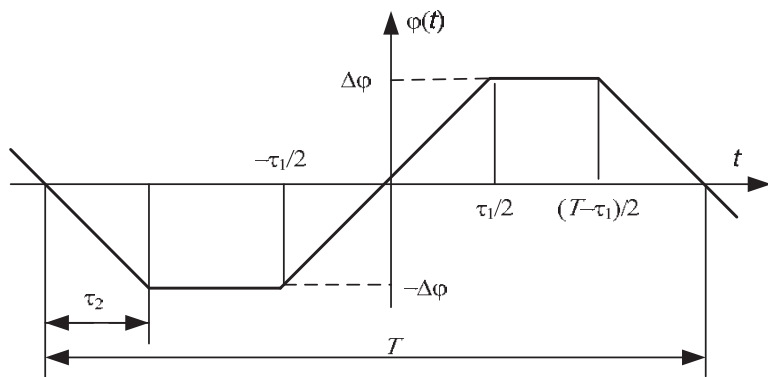


Рис. 5.10. Форма модулирующего колебания

После соответствующих вычислений можно получить выражения для амплитуд спектральных составляющих ФМ колебания:

$$C_n = \frac{\tau_1}{T} \frac{\sin\left(\Delta\varphi - \frac{n\pi\tau_1}{T}\right)}{\left(\Delta\varphi - \frac{n\pi\tau_1}{T}\right)} + \frac{\tau_2}{T} \frac{\sin\left(\Delta\varphi + \frac{n\pi\tau_2}{T}\right)}{\left(\Delta\varphi + \frac{n\pi\tau_2}{T}\right)} - (-1)^n \frac{2}{n\pi} \sin\left[\frac{n\pi}{2} - \frac{n\pi}{2T}(\tau_1 + \tau_2)\right] \cos\left[\Delta\varphi - \frac{n\pi}{2} - \frac{n\pi}{2T}(\tau_1 + \tau_2)\right]. \quad (5.5)$$

Общее выражение (5.5) позволяет получить спектры ряда конкретных ФМ колебаний. Если принять $\tau_2=0$ и $\tau_1=T$, то получим выражение для амплитудного спектра колебания, модулированного по пилообразному закону с нулевым временем обратного хода:

$$C_n = \frac{\sin(\Delta\varphi - n\pi)}{\Delta\varphi - n\pi}. \quad (5.6)$$

Если $\Delta\varphi=n\pi$, то амплитуды всех спектральных компонент, кроме n -й, равны нулю, а n -я составляющая имеет амплитуду, равную единице. Когда $\Delta\varphi \neq n\pi$, спектр колебания состоит из ряда спектральных составляющих, разнесенных по частоте друг от друга на величину, равную $1/T$.

При модуляции по симметричному пилообразному закону ($\tau_1=\tau_2=T$) имеем

$$C_n = \frac{\Delta\varphi}{(\Delta\varphi)^2 - \left(\frac{n\pi}{2}\right)^2} \sin\left(\Delta\varphi - \frac{n\pi}{2}\right). \quad (5.7)$$

В данном случае спектр модулированного колебания симметричен относительно несущей частоты ($n=0$).

Если положить $\tau_1=\tau_2=0$, то получим выражение для амплитуд спектральных составляющих сигнала, модулированного по фазе сигналом прямоугольной формы.

В этом случае амплитудный спектр симметричен относительно несущей частоты колебания. Амплитуды спектральных составляющих с четными номерами равны нулю.

Для обеспечения высокого качества уводящей помехи по скорости к модулирующему пилообразному сигналу предъявляются следующие требования: наклон пилообразного напряжения должен быть линейным, время обратного хода пренебрежимо малым и максимальная девиация фазы (размах) должна составлять 360° . Однако эти оптимальные условия не всегда выполнимы из-за ограничений по размерам, массе и стоимости аппаратуры. Отклонение параметров пилообразного колебания от оптимальных вызывает увеличение потерь преобразования и уменьшение коэффициента подавления в спектре помехи остатка мощности на несущей частоте входного сигнала. Потери при преобразовании частоты показывают насколько мощность выходного сигнала с преобразованной частотой меньше мощности не преобразованного по частоте сигнала при одном и том же уровне входного сигнала. Подавление сигнала на несущей частоте характеризуется отношением выходной мощности сигнала с преобразованной частотой к выходной мощности сигнала, частота которого равна частоте входного сигнала. Типовая величина этого параметра лежит в пределах от -15 до -40 дБ в зависимости от сложности устройства сдвига частоты. Этот параметр исключительно важен, потому что от него зависит степень "подсвета" защищаемого объекта передатчиком помех, когда станция помех может играть роль маяка, облегчающего наведение ракеты. Для оценки этих параметров рассмотрим спектр ФМ колебания, модулированного несимметричным пилообразным сигналом. Для этого положим $\tau_1=\tau_2=T$ и $\tau_1\neq\tau_2$. Тогда

$$C_n = \frac{\Delta\varphi \sin(\Delta\varphi - nm\pi)}{(\Delta\varphi - nm\pi) \left[\Delta\varphi - n(1-m)\pi \right]}, \quad (5.8)$$

где $m=1/T$.

Спектр этого колебания асимметричен относительно несущей частоты колебания. При $\Delta\varphi=n\pi$ ($n=1, 2, 3, \dots$) амплитуда n -й спектральной составляющей максимальна и равна m . Увеличение относительного времени обратного хода пилообразного колебания приводит к уменьшению асимметрии спектра и уровня максимальных амплитуд спектра, а так же к обогащению спектра. Так, при $m=0,9$ максимальный коэффициент потерь преобразования по мощности в случае оптимальной девиации фазы ($\Delta\varphi_{\text{опт}}=n\pi$) равен $1/m^2$. При $m=0,9$ его величина составляет 0,92 дБ.

Коэффициент подавления на несущей частоте входного сигнала для случая оптимальной девиации фазы ($\Delta\varphi_{\text{опт}}=n\pi$) определяется как

$$K_{\text{подавл}} = \frac{C_{n\text{опт}}^2}{C_0^2} = \frac{m^2}{\left(\frac{\sin nm\pi}{nm\pi} \right)^2}. \quad (5.10)$$

При $m=0,9$ и $n=1$ коэффициент подавления составляет $-19,5$ дБ. Для получения больших значений коэффициентов подавления потребуются формировать пилообразное модулирующее напряжение с еще меньшим временем обратного хода. Так, для обеспечения в спектре подавления остатка мощности на несущей частоте входного сигнала -40 дБ длительность обратного хода пилы должна быть не более 1% от ее периода. Однако это не единственный фактор, который влияет на параметры сдвига частоты с помощью управляемого фазовращателя. В реальных условиях равенство девиации имеет место только для одного значения несущей частоты из-за зависимости крутизны фазовой модуляционной характеристики от частоты, например, в широкополосных ЛБВ. Поэтому для обеспечения высококачественного сдвига частоты в данном случае потребуется вводить частотно-зависимую регулировку амплитуды модулирующего пилообразного напряжения или применить ЛБВ с пространством дрейфа.

В табл. 5.1 приведены величины остатка мощности на несущей частоте модулируемых по фазе колебаний для различных модулирующих сигналов, используемых при создании помех доплеровским РЛС. Дальнейшее снижение уровня спектральной составляющей на

несущей частоте РЛС возможно путем использования для формирования помеховых сигналов сложной формы нескольких фазовых модуляторов, соединенных последовательно.

Т а б л и ц а 5.1

Величины остатков мощности на несущей частоте
при различных видах фазовой модуляции

№ п/п	Вид модулирующего по фазе сигнала	Аналитическое выражение для остатка мощности	Оптимальная величина $\Delta\varphi$
1	Гармоническая модуляция одним тоном	$J_0^2(\Delta\varphi_i)$	Нули функции Бесселя нулевого порядка
2	Гармоническая модуляция несколькими тонами некратных частот	$\prod_1^n J_0^2(\Delta\varphi_i)$	Нули функции Бесселя нулевого порядка
3	Пилообразная модуляция с нулевым и конечным временем обратного хода	$\left(\frac{\sin \Delta\varphi}{\Delta\varphi}\right)^2$	$\Delta\varphi = \pi$
4	Модуляция сигналом прямоугольной формы	$\cos^2 \Delta\varphi$	$\Delta\varphi = \pi/2$
5	Модуляция сильно ограниченными по амплитуде флуктуациями с разным уровнем ограничения	$\cos^2 \frac{\Delta\varphi_+ + \Delta\varphi_-}{2}$	$\Delta\varphi_+ + \Delta\varphi_- = \pi$
6	Модуляция шума с нормальным законом распределения амплитуд и эффективной девиацией фазы $\Delta\varphi_{эф}$	$\exp(-\Delta\varphi_{эф}^2)$	Определяется реализуемой девиацией фазы
7	Периодическое скачкообразное изменение фазы с дискретом фазы $\Delta\varphi$ и числом скачков N_0	$\frac{1}{N_0^2 \frac{\sin^2 N_0 \frac{\Delta\varphi_d}{2}}{\sin^2 \frac{\Delta\varphi_d}{2}}}$	Оптимальная величина $\Delta\varphi_d = \frac{2\pi}{N_0}$

С помощью фазовой модуляции можно получить многочастотный спектр с разносом составляющих, равным частоте модулирующего напряжения. Фазовая пилообразная модуляция приводит к образованию многочисленных составляющих, кратных частоте модуляции. По всей вероятности, некоторые из этих спектральных составляющих будут превышать уровень остатка мощности на несущей частоте входного сигнала. Так или иначе спектр при ФМ очень сложен и должен учитываться как при разработке станции помех, так и при проектировании средств и методов помехозащиты РЛС. При разработках РЛС, у которых предусматривается защита от воздействия помех по скорости, должна учитываться возможность помехового воздействия всех составляющих выходного спектра станции помех.

5.4. Радиоэлектронное подавление двухканальной системы сопровождения, использующей одновременно импульсное и непрерывное излучения

Рассматриваемая в данном случае радиолокационная система состоит, по существу, из двух РЛС, работающих на общую антенну, одна из которых – обычный импульсный радио-

локатор, а другая – доплеровский радиолокатор непрерывного излучения. Информацию по угловым координатам сопровождаемой цели в этом случае можно получить одновременно с выхода приемных устройств импульсной и непрерывной РЛС в зависимости от складывающейся тактической ситуации и качества данных, поступающих от каждой РЛС. Перед разработчиками средств РЭП в данном случае встают две проблемы: одна – подавление двух РЛС, работающих на разных несущих частотах, вторая – невозможность маскировки самолета с помощью дипольных отражателей из-за присущей РЛС с непрерывным излучением возможности сопровождения и селекции целей по доплеровской частоте. На рис. 5.11 показана типовая ситуация, соответствующая рассматриваемому случаю.



Рис. 5.11. Тактическая ситуация, иллюстрирующая способ РЭП двухканальной системы сопровождения, использующей одновременно импульсное и непрерывное излучение

Зенитный ракетный комплекс использует радиолокационную систему сопровождения с двумя совпадающими лучами диаграмм направленности антенной системы, причем один из лучей – импульсного, а другой – непрерывного излучения. Он выполняет задачу защиты наземных объектов в показанной на рисунке заданной области. Дипольное облако образуется перед атакой ударных самолетов с помощью специального самолета. Это облако дрейфует по ветру в направлении защищаемых ЗРК объектов. При атаке самолетов на ЗРК определяются наиболее опасные цели, после чего радиолокационные средства ЗРК начинают их сопровождать для осуществления перехвата и уничтожения ракетами.

Первоначально используется импульсный радиолокатор, так как он имеет в целом лучшие способности по сопровождению, чем доплеровский радиолокатор непрерывного излучения. Однако после вхождения атакующего самолета в полосу дипольных отражателей импульсный радиолокатор быстро теряет сопровождаемую цель, если плотность диполей в пространстве достаточно высока. Поэтому в этой ситуации сопровождение целей должно осуществляться радиолокатором непрерывного излучения, если до этого времени перехват цели ракетой не был осуществлен.

В рассматриваемом случае одним из тактических приемов, применяемым для подавления ЗРК, является использование беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) с повышенной радиолокационной видимостью (обеспечиваемой установкой на их борту ретрансля-

торов), совершающих полет в направлении охраняемых ЗРК наземных объектов. Курс полета этих БПЛА выбирается из условия формирования в радиолокационной системе ЗРК примерно той же радиальной скорости, что и у атакующего самолета.

Бортовая аппаратура, обеспечивающая увеличение радиолокационной видимости БПЛА, практически формирует множество спектральных линий вокруг частоты принятого сигнала доплеровской РЛС, и одна из этих спектральных линий всегда оказывается в пределах ширины радиолокационных стробов селекции по скорости, выставленных на отраженный от атакующего самолета сигнал. Поэтому в момент пуска БПЛА РЛС непрерывного излучения переходит на сопровождение БГША, поскольку его сигнал превышает по уровню сигнал, отраженный от атакующего самолета. Таким образом, если импульсная РЛС потеряет атакующий самолет при вхождении его в область дипольных отражателей, непрерывная доплеровская РЛС также не сможет обеспечивать его сопровождение и выдачу информации о его местоположении, а перейдет на сопровождение БПЛА. Защита атакующего самолета будет осуществлена.

Следует отметить, что рассмотренный метод РЭП основан на использовании двух недостатков подавляемой радиолокационной системы: на неспособности импульсной РЛС сопровождать самолет в облаке дипольных отражателей с высокой плотностью и на плохой способности непрерывной РЛС селектировать цели по дальности.

5.5. Согласование увода по скорости и дальности

При создании уводящих помех по скорости РЛС необходимо учитывать, что скорость цели может быть определена путем дифференцирования текущего значения дальности цели, полученной из системы автоматического сопровождения по дальности. Сравнение этой скорости со скоростью, измеренной с помощью системы автоматического сопровождения по скорости (по доплеровской частоте), позволяет выявить либо их тождественность, либо несовпадение по величине или знаку скоростей (сопровождается ложная цель). Если система автосопровождения по скорости выполнена таким образом, что можно сбрасывать сопровождение сигналов, доплеровские сдвиги которых не соответствуют результатам измерений скорости на основе дальностной информации, то такая система сопровождения по скорости будет сопровождать только доплеровский сдвиг реальной цели. При этом может использоваться также результат сравнения дальности из дальномерного канала с оценочным значением дальности, полученным путем интегрирования скорости, измеренной доплеровским каналом. Сопоставление координатной информации, полученной по двум каналам автосопровождения РЛС, позволяет своевременно обнаружить уводящее действие помехи, заключающейся в смещении строга дальности и скорости в сторону отраженного сигнала, т. е. зафиксировать момент начала увода следящей системы с отраженного сигнала.

Для этого могут быть использованы различные критерии.

1. Дальностный пороговый

$$\left| D(t) - D(t_0) - \int_{t_0}^t V(\tau) d\tau \right| > C_{\text{Дпор}}, \quad (5.11)$$

2. Скоростной пороговый

$$|\dot{D}(t) - V(t)| > C_{V\text{пор}}, \quad (5.12)$$

3. Пороговый по ускорению

$$|\ddot{D}(t) - \dot{V}(t)| > C_{\text{Ипор}}, \quad (5.13)$$

где $D, \dot{D}, \ddot{D}$ – дальность и ее производные, полученные в системе автосопровождения по дальности;

$V, \dot{V}$ – скорость и ускорение, полученные в системе автосопровождения по скорости (доплеровской частоте);

$C_{D\text{пор}}, C_{V\text{пор}}, C_{W\text{пор}}$ – величины порогов принятия решения о начале действия уводящих помех. Они выбираются с таким расчетом, чтобы ошибки измерения соответствующих величин (дальности, скорости и ускорения) не приводили слишком часто к ложным тревогам.

Наличие отдельных каналов автосопровождения по дальности и скорости в импульсно-доплеровских РЛС позволили в ряде случаев производить беспоисковый перехват отраженного сигнала после того, как действие уводящей помехи обнаружено одним из перечисленных выше критериев.

Так, перехват отраженного сигнала после действия уводящей помехи по скорости может быть выполнен путем наведения следящей системы скорости по информации из канала автосопровождения по дальности:

$$V_{\text{навед}}(t) = \dot{D}(t). \quad (5.14)$$

В другом случае, после действия уводящей по дальности помехи, перехват отраженного сигнала может быть произведен по информации из канала автосопровождения скорости:

$$D_{\text{навед}}(t) = D(t_0) + \int_{t_0}^t V(\tau) d\tau, \quad (5.15)$$

где t_0 – какой-то момент времени, предшествовавший уводу по дальности.

Можно представить также ситуацию, когда перехват отраженного сигнала может быть осуществлен путем автосопровождения дальности и скорости по информации из обоих каналов автосопровождения:

$$\begin{aligned} V_{\text{навед}}(t) &= \dot{D}(t), \\ D_{\text{навед}}(t) &= D(t_0) + \int_{t_0}^t V(\tau) d\tau. \end{aligned} \quad (5.16)$$

Аппаратурная реализация в импульсно-доплеровских РЛС беспоискового перехвата, используя информацию от двух независимых каналов сопровождения по дальности и скорости, позволяет обеспечить практически непрерывное сопровождение отраженного сигнала в условиях действия уводящих помех по дальности или скорости, а также уводящих помех, действующих циклически поочередно. Для восстановления эффективности воздействия уводящих помех по дальности и скорости на импульсно-доплеровскую РЛС необходимо формировать их таким образом, чтобы следящие системы по обоим координатам дальности и скорости вводились одновременно и согласованно. При этом степень согласования текущих параметров дальности и скорости должна быть достаточной, чтобы не превышать установленные в системе защиты пороговые критерии по дальности, скорости и ускорению.

Таким образом, для подавления РЛС необходимо формировать согласованный увод по дальности и скорости, т. е. обе помехи должны создаваться одновременно.

Направление полета ЛА, оборудованного станцией помех, по отношению к РЛС не играет роли при согласовании этих двух типов уводящих помех, потому что в любой момент времени РЛС воспринимает только радиальную составляющую скорости цели и может измерить дальность и скорость сближения только в радиальном направлении. Дальность и скорость истинной цели являются исходными параметрами при согласовании уводящих помех по дальности и скорости, и их следует учитывать только для того, чтобы вне-

запное их изменение не позволило РЛС квалифицировать поведение цели как неестественное. Соответственно, нужно позаботиться о том, чтобы не были превышены допустимые пределы максимального допустимого ускорения стробов дальности и скорости в следящей системе РЛС как в начальный момент увода, так и в любой другой момент цикла увода.

Увод стробов дальности и скорости должен начинаться в один и тот же момент времени рис. 5.12.

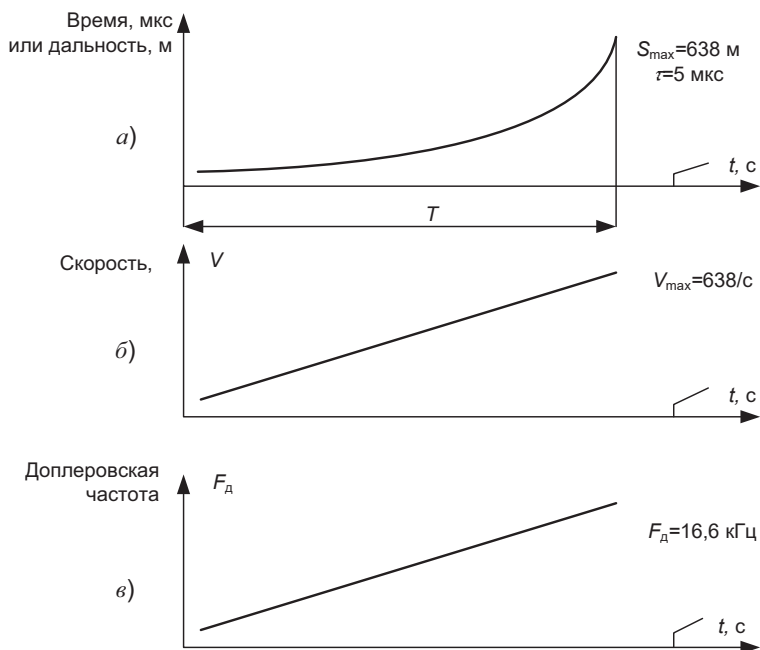


Рис. 5.12. Законы одновременного увода стробов

На рис. 5.12, б показано изменение скорости имитируемой цели. Процесс увода описан ниже на примере с численными значениями для большей наглядности. Предполагается, что РЛС работает на частоте 10 ГГц, максимальная скорость имитируемой цели 250 м/с, время увода 5 с, увод по дальности осуществляется по параболическому закону. Так как скорость – это первая производная дальности и скорости водная дальности, то она изменяется по линейному закону.

Уравнения движения имитируемой цели имеют вид:

$$S = -at^2 \text{ и } V = at,$$

где V – скорость имитируемой цели, м/с;

a – константа 50 м/с;

T – время, с;

S – дальность, м.

Максимальная дальность увода $S = 250 \cdot 5 / 2 = 625$ м.

Для РЛС эта дальность эквивалентна 4,16 мкс. Как было показано при рассмотрении создания помех доплеровским РЛС, доплеровская частота

$$F_d = \frac{2V_r f_0}{c},$$

где V_r – радиальная скорость цели;

f_0 – частота РЛС;

c – скорость света в свободном пространстве.

Полагая, что заданная скорость имитируемой цели соответствует радиальной скорости, для заданных условий, получаем:

$$F_d = \frac{2 \cdot 250 \cdot 10^{10}}{3 \cdot 10^8} = 16,6 \cdot 10^3 \text{ Гц} = 16,6 \cdot \text{кГц}.$$

Так как скорость изменяется по линейному закону, то ускорение (dv/dt) – величина постоянная, равная $5lg$ (g – ускорение силы тяжести).

Основными параметрами, которые следует принимать во внимание при разработках станции помех, являются максимально допустимые величины ускорения и скорости сопровождения целей РЛС; от них зависят другие параметры, которые могут отличаться от приведенных выше; однако основные соотношения остаются справедливыми.

Закон увода по дальности и соответствующий ему закон изменения скорости и ускорения могут быть экспоненциальными, т. е. кривые зависимости увода от времени приблизительно представляют экспоненту. Они не могут быть точными экспонентами, поскольку экспоненциальные функции начинаются с единицы, в то время как увод должен начинаться с нулевого момента времени. Достоинство экспоненциальных функций состоит в том, что все их производные – также экспоненциальные функции. На практике экспоненциальные функции могут быть эффективно использованы даже тогда, когда экспонента не является "чистой". Пользуясь экспоненциальными зависимостями, точно также необходимо обращать внимание на то, чтобы максимальное ускорение ложной цели не превысило предельные возможности РЛС. Необходимо обратить внимание на то, почему нельзя использовать простой линейный закон увода по дальности. Так как первая производная дальности в этом случае – константа, скорость также должна быть константой. Таким образом, в начале цикла увода по дальности должен быть сформирован сигнал с фиксированным доплеровским сдвигом, соответствующим этой константе. Скачкообразное изменение скорости предполагает бесконечное ускорение, на которое могут не отреагировать системы сопровождения по скорости. Указанные выше закономерности необходимо соблюдать также при создании имитационных помех, например, создаваемых путем облучения образований из дипольных отражателей, сбрасываемых с постановщика помех, сигналами, задержка и доплеровская частота которых взаимосвязаны.

ГЛАВА 6

Методы и техника создания помех РЛС сопровождения по направлению

6.1. Роль систем сопровождения по направлению и возможности их подавления

Система автоматического сопровождения по направлению (АСН) является основой любой радиолокационной системы наведения управляемого оружия. Она обеспечивает угловую селекцию и производит измерение угловых координат сопровождаемых целей. В большинстве случаев потеря информации об угловых координатах цели, нарушение селекции по угловым координатам приводит к невыполнению основной задачи, решаемой РЛС сопровождения. Поэтому разработчики РЛС уделяют большое внимание работоспособности угломерных систем РЛС сопровождения, их точности и помехозащищенности, а разработчики средств РЭП, в свою очередь, придают большое значение подавлению угломерных систем РЛС сопровождения с помощью организованных помех.

В настоящее время известно много типов организованных помех, способных в той или иной мере нарушить работоспособность угломерных систем сопровождения. Условно эти помехи можно разбить на две группы. В первую группу входят все виды организованных помех, обладающих способностью действовать на различные типы угломерных систем, в том числе и на моноимпульсные системы. При их создании необязательна информация о принципах работы угломерной системы подавляемых РЛС, и в этом смысле они являются универсальными. К таким помехам относятся: когерентная, поляризационная, мерцающая, прерывистая, перенацеливающие помехи и помеха из вынесенной точки пространства.

Ко второй группе относятся помехи, рассчитанные на подавление конкретных типов угломерных радиолокационных систем. Отличительной особенностью этих помех является то, что при их создании требуется знание принципов работы подавляемых угломерных систем РЛС или возможных недостатков реализации этих принципов в конкретной аппаратуре. Так, например, моноимпульсный метод в идеальном исполнении нечувствителен к амплитудно-модулированным помехам, излучаемым из одной точки пространства. Однако при его реализации возможна неидентичность амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов, влияющая на точность пеленгации. Для устранения этого влияния иногда прибегают к коммутации приемных каналов. Но в этом случае приемная система становится чувствительной к помехам с амплитудной модуляцией на частоте коммутации. Зная это и располагая данными о режиме коммутации, можно создать АМ помеху и существенно нарушить работу такой системы.

В РЛС с коническим сканированием луча информация о направлении на цель извлекается из огибающей принимаемых отраженных сигналов, поэтому таким РЛС можно создать помеху на частоте сканирования луча. Аналогично можно создать помеху РЛС с "сопровождением на проходе". В соответствии с изложенным ниже рассмотрены помехи моноимпульсным системам, РЛС с коническим сканированием и РЛС с сопровождением "на проходе". Основное внимание при этом уделено моноимпульсным системам, как наиболее помехозащищенным. Применительно к ним рассмотрены все виды помех первой группы, а также помехи на частоте коммутации приемных каналов; помехи на зеркальной частоте; помехи, расстроенные по частоте на величину, равную половине величины полосы пропускания следящей системы подавляемой РЛС, двухчастотная помеха.

Также следует учитывать специфику при радиоэлектронном подавлении самонаводящихся ракет. Как известно, наведение ракеты на цель в этом случае обеспечивается с помощью ГСН. По принципам работы ГСН разделяются на три основных типа: активные, по-

луактивные и пассивные. При противодействии тип ГСН является определяющим. Так, активная ГСН отличается тем, что содержит аппаратуру, аналогичную по принципам действия радиолокационной аппаратуре. Она содержит высокочастотный передатчик, формирующий сигналы, излучаемые через антенную систему в пространство, приемник, принимающий отраженные от цели сигналы, систему сопровождения цели по дальности, скорости и направлению. Активная ГСН может самостоятельно обнаруживать цель, определять ее местонахождение, по принимаемым сигналам рассчитывать параметры движения цели, предсказывать ее перемещение в пространстве и обеспечивать наведение ракеты на цель. В соответствии с этим организация РЭП активной ГСН принципиально не отличается от РЭП РЛС, поскольку, принимая сигналы ГСН, можно определить все необходимые параметры для формирования прицельной помехи (вид сигнала и его параметры, поляризацию сигналов и др.).

Полуактивная система наведения характеризуется отсутствием излучения и приемом отраженных от цели сигналов, облучаемой вынесенным источником радиочастотных сигналов, например, РЛС подсвета цели или специальными передатчиками подсвета, наводимыми на цель с помощью РЛС сопровождения цели. В этом случае частота и вид сигнала подсвета и сопровождения могут различаться значительно. В состав полуактивной ГСН входит приемная антенна, приемник, устройство обработки сигналов (компьютер), система управления полетом ракеты. Компьютер обеспечивает выработку соответствующих управляющих команд наведения ракеты на цель. РЛС подсвета цели может располагаться на носителе, производящем пуск ракеты, или на земной поверхности в месте размещения пусковых ракетных установок. Поскольку ГСН не излучает высокочастотных сигналов, о структуре сигнала и несущей частоте, на которой работает ГСН, можно судить только по сигналам подсвета цели. О рабочей поляризации, о частоте сканирования луча приемной антенны ГСН в пространстве, если таковое применяется, можно только предполагать на основании априорных данных. Это обстоятельство сужает возможности РЭП, особенно в части создания эффективных помех, прицельных по параметрам (например, помех на кроссполяризации или помех с амплитудной модуляцией на частоте сканирования, являющихся эффективными при воздействии на угломерные системы РЛС).

В пассивных ГСН используется энергия, порождаемая самой целью, и не требуется создания специальных источников энергии. Поэтому аппаратура упрощается, а сам комплекс самонаведения оказывается наиболее скрытным. После пуска самонаводящаяся пассивная ракета полностью автономна и создание ей помех затрудняется. В этом случае приходится прибегать к расходуемым средствам противодействия, выбрасываемым с защищаемого объекта. Такие средства снабжаются источниками излучения и вызывают перенацеливание ракеты на себя.

В процессе самонаведения могут реализовываться различные методы наведения, наиболее известным является метод параллельного сближения. Сущность его заключается в том, что линия "цель-ракета" (линия визирования) должна оставаться все время параллельной самой себе. В этом случае ГСН следит за целью, измеряя ее угловое положение относительно неподвижной системы координат ракеты и сравнивая это положение с исходным значением в момент пуска ракеты. Возникающее при этом рассогласование (сигнал ошибки) используется для управления положением ракеты в пространстве. Воздействие сигнала ошибки происходит до тех пор, пока линия визирования ("цель-ракета") не становится параллельной базовой (исходной) линии. Очевидно, что создание угловых помех ГСН в этом случае неизбежно приведет к ошибкам в наведении ракеты. Однако при реализации метода параллельного сближения сигналом ошибки может быть не только рассогласование по угловым величинам, но также и рассогласование по угловой скорости перемещения направления визирования, измеряемой с помощью ГСН. Этот метод известен как метод пропорциональной навигации. В этом случае сигнал рассогласования формируется на основе измерения угловой скорости перемещения линии "цель-ракета" относительно исходного положения визирования цели в момент пуска ракеты. Он воздействует на систему управления ракетой, изменяя ее

курс до тех пор, пока скорость перемещения линии "цель-ракета" не станет равной нулю. При радиопротиводействии ракете с самонаведением методом пропорциональной навигации создание только фиксированных угловых ошибок может оказаться малоэффективным и потребуются создание угловых помех, вызывающих интенсивные изменения угловой скорости сопровождения.

Моноимпульсный метод пеленгации, как указывалось выше, не чувствителен к амплитудным флуктуациям принимаемых сигналов, поэтому не подвержен действию АМ помех. Однако, оценивая помехозащищенность моноимпульсных РЛС по отношению к современным видам помех, необходимо учитывать, что моноимпульсный метод применяется лишь для измерения угловых координат. Что касается методов обнаружения, определения дальности и скорости, а также методов сопровождения по дальности и скорости, реализуемых в моноимпульсных РЛС, они принципиально не отличаются от аналогичных функциональных методов, реализуемых в обычных одноканальных РЛС сопровождения. Поэтому в этой части существует преимущество видов помех и способов защиты от них между одноканальными и многоканальными (моноимпульсными) координаторами. Поскольку измерению угловых координат (сопровождению по направлению) предшествует поиск, обнаружение и селекция целей, помехозащищенность угломерного канала также зависит от помехозащищенности каналов обнаружения и селекции целей. В соответствии с этим методы защиты их от организованных помех, рассмотренные в предыдущих главах данной книги, должны учитываться при комплексной оценке возможностей радиоэлектронного подавления моноимпульсных радиолокационных систем.

6.2. Принципы моноимпульсной радиолокации

Принцип моноимпульсного метода измерения угловых координат основывается на одновременном приеме отраженных от цели сигналов двумя независимыми приемными каналами по каждой координатной плоскости пеленгации (двумя в азимутальной и двумя в угломестной). Информация о направлении на источник принимаемых сигналов формируется непосредственно при прохождении сигналов через приемную антенну в виде амплитудных, фазовых или амплитудно-фазовых соотношений сигналов. При этом весь объем необходимой информации извлекается при приеме каждого импульса и практически не зависит от амплитудной модуляции принимаемых импульсных сигналов. Это обуславливает почти полное отсутствие чувствительности моноимпульсной системы к амплитудным флуктуациям сигналов и амплитудно-модулированным помехам, что существенно отличает ее от одноканальных угломерных систем. В зависимости от метода реализации антенной системы и принципа обработки сигналов с целью извлечения из них угловой информации моноимпульсные РЛС различаются по структуре исполнения. В [20] отмечено девять основных вариантов реализации моноимпульсного метода. При реализации амплитудного метода антенная система формирует в каждой координатной плоскости две ДНА, каждая из которых отклонена от электрической оси антенны на определенный угол. При реализации фазового метода в каждой координатной плоскости формируются пары параллельных ДНА, соосных с направлением электрической оси антенны.

В качестве примера на рис. 6.1 приведена структурная схема наиболее распространенной, амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы пеленгации в одной плоскости.

Сигнал, обозначенный знаком Δ , равен разности амплитуд принимаемых сигналов и определяет положение источника сигналов относительно линии визирования антенны РЛС, например, в азимутальной плоскости. Знаком Σ обозначен сигнал, равный сумме принимаемых сигналов, и, как правило, используется для нормировки по амплитуде сигналов обоих каналов с помощью системы АРУ.

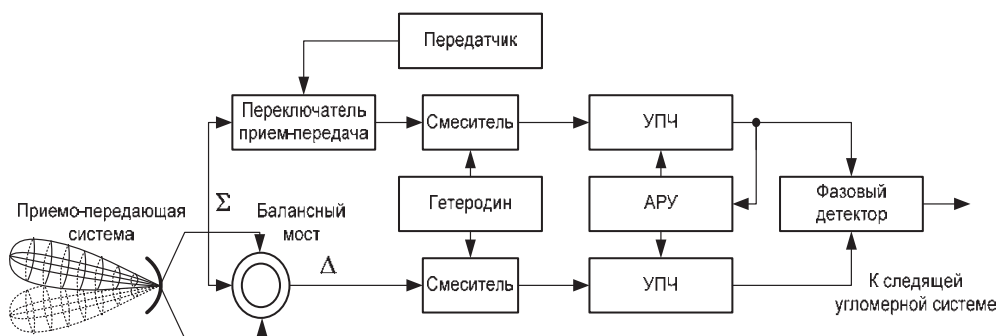


Рис. 6.1. Структурная схема амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы пеленгации

Система пеленгации, например, в угломерной плоскости имеет аналогичную структуру за исключением того, что разностный сигнал обусловлен положением источника сигналов в угломерной плоскости относительно линии визирования антенны. Сигнал ошибки используется обычно для поворота антенны с помощью угломерной системы в положение, при котором линия визирования антенны совпадает с направлением на цель и когда сигнал ошибки становится равным нулю.

На рис. 6.2 представлена структурная схема фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы пеленгации в одной плоскости.

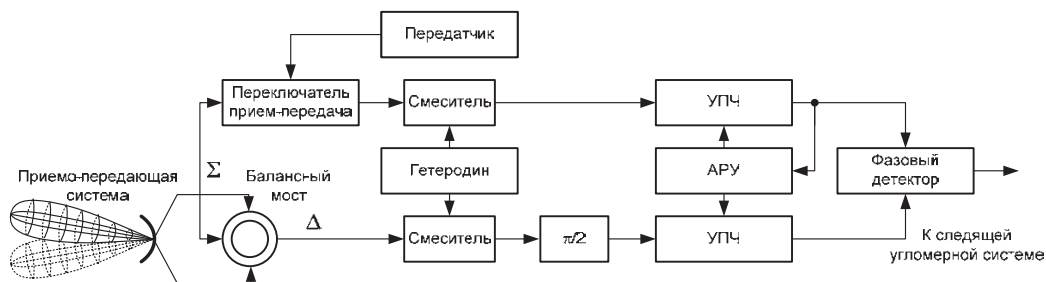


Рис. 6.2. Структурная схема фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы пеленгации

Отличие ее от амплитудной системы, как указывалось, в конструкции антенны и в том, что разностный сигнал обуславливается разностью фаз принимаемых сигналов.

Иными словами, информация об угловом положении цели в фазовой системе формируется на основе фазовых соотношений принимаемых сигналов. В силу своей сложности по сравнению с методом конического сканирования моноимпульсный метод первоначально нашел применение в РЛС сопровождения ЗРК. По мере технологического прогресса в разработке малогабаритных СВЧ комплексных устройств и ФАР этот метод нашел применение и в бортовых РЛС, а затем в ГСН.

В соответствии с изложенным ранее, возможные виды помех моноимпульсным системам можно представить в виде структурной схемы на рис. 6.3.

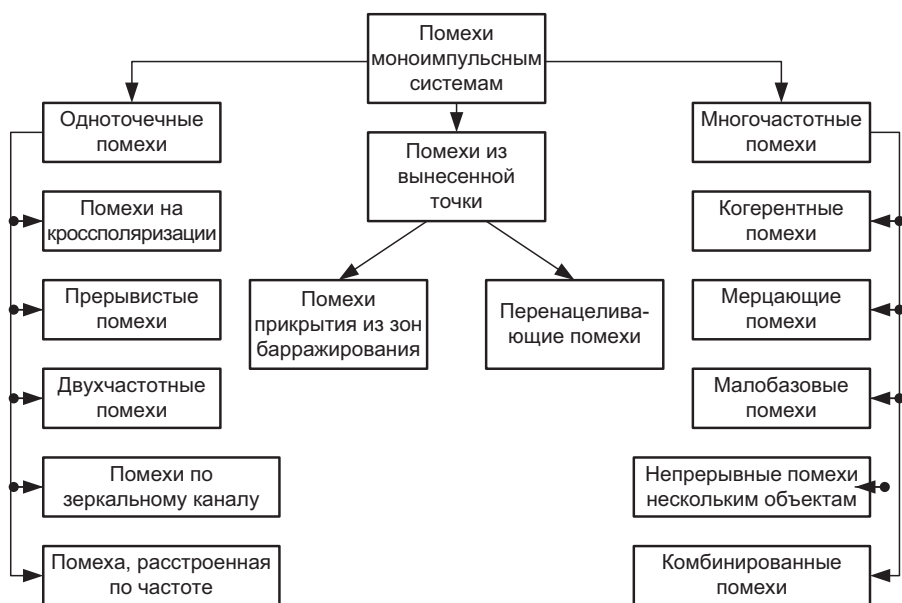


Рис. 6.3. Классификация помех моноимпульсным РЛС

6.3. Принцип создания помехи на кроссполаризации и эффект ее действия

Принцип создания такой помехи состоит в облучении приемных антенн подавляемых РЛС высокочастотными сигналами на частоте РЛС с поляризацией, ортогональной рабочей поляризации РЛС или близкой к ортогональной. Действие ее основывается на том, что у большинства существующих антенн при работе возникает кроссполаризационное излучение, наличие которого обуславливает зависимость ДН приемных антенн РЛС и, как следствие, их пеленгационных характеристик от поляризации принимаемых сигналов, что приводит к снижению точности пеленгации цели и помехозащищенности. На рис. 6.4 приведены ДНА амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы на основной (рабочей) и на кроссполаризации. Знаком О обозначены ДНА на основной поляризации, знаком К – на кроссполаризации.

Как видно из рисунка, ДНА при приеме сигналов с ортогональной поляризацией по отношению к рабочей поляризации, под которую спроектирована РЛС, не соответствует принципам амплитудной моноимпульсной пеленгации. Так, нули ДНА на кроссполаризации имеют место там, где на основной поляризации ДНА имеют максимумы. Положение максимумов двух ДН на кроссполаризации чередуется (рис. 6.4, а). В результате суммарная ДН на кроссполаризации становится эквивалентной разностной, а разностная – суммарной (рис. 6.4, б, в), и пеленгационная характеристика при приеме сигналов с кроссполаризацией терпит разрыв (рис. 6.4, г), что соответствует полному нарушению работы следящей системы. Иными словами, в этом случае пеленгационная характеристика в своей рабочей точке становится неустойчивой, что вынудит антенну РЛС отклониться в сторону от направления на источник сигналов с кроссполаризацией и приведет к срыву режима сопровождения цели.

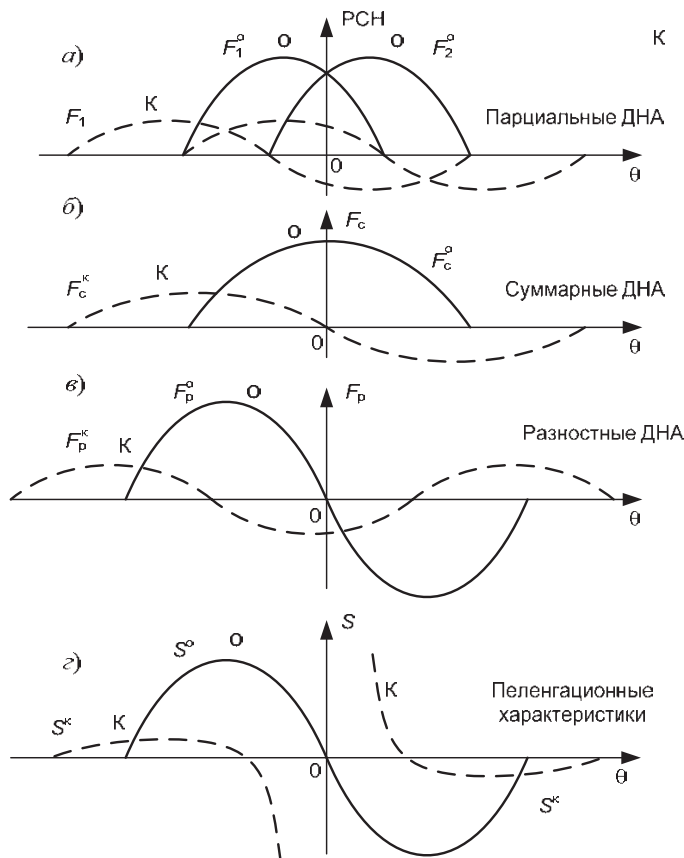


Рис. 6.4. Типичные ДН антенны и пеленгационные характеристики

Анализ рассматриваемой системы показывает, что при приеме сигналов с кроссполяризацией в азимутальной плоскости формируется разностная ДН, типичная для угломерной плоскости, а в угломерной плоскости – типичная разностная для азимутальной плоскости. Иными словами, при приеме сигналов на кроссполяризации наблюдается функциональный "переворот" каналов пеленгации: угломерный канал становится азимутальным, а азимутальный – угломерным. На рис. 6.5 представлены типичные пеленгационные характеристики фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы при пеленгации источника сигналов в тех же условиях (для одной плоскости). Кроме того, происходит нарушение нормировки угломерных каналов, так как система АРУ, работающая по суммарному каналу, будет увеличивать коэффициент усиления этих каналов, что вызовет резкое возрастание уровня собственных шумов.

Для оценки влияния поляризационных характеристик принимаемых сигналов на моноимпульсные системы с пространственной пеленгацией был проведен теоретический анализ апертурным методом комплексных ДН приемных антенн и пеленгационных характеристик систем в условиях приема сигналов с различной поляризацией. Анализ показывает следующее [20].

1. Помеха на кроссполяризации действует на все типы моноимпульсных систем пеленгования. Эффект действия помехи при этом в общих чертах одинаков, но имеются количественные различия, обусловленные особенностями обработки сигналов и структурой диаграмм направленности приемных антенн.

2. Основной причиной действия помехи на кроссполяризации является искажение амплитудно-фазового распределения электромагнитного поля возбуждения в раскрыве антенны, что приводит к искажению амплитудно-фазовых ДН антенны и, как следствие, к искажению пеленгационных характеристик системы.

3. Искажение пеленгационных характеристик при действии помехи на кроссполяризации проявляется в изменении крутизны и смещении точек устойчивого равновесия. При ортогональной поляризации помехи во всех случаях в равносигнальном направлении (РСИ) наклон пеленгационной характеристики меняется на обратный и следящая угломерная система теряет устойчивость по обеим плоскостям пеленгации.

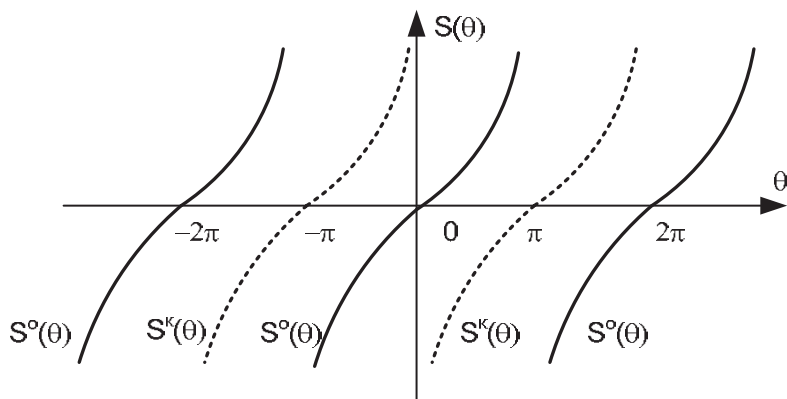


Рис. 6.5. Типичные пеленгационные характеристики фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы при приеме сигналов на согласованной поляризации (S°) и кроссполяризации (S^k)

Результаты теоретического анализа подтвердили, что вследствие трансформации парциальных диаграмм направленности при воздействии помехи на кроссполяризации в суммарно-разностной моноимпульсной системе (амплитудной и фазовой) суммарная диаграмма направленности становится разностной, а разностная – суммарной во всех плоскостях пеленгации. Это приводит к инверсии каналов пеленгования и полному нарушению работоспособности пеленгационной системы из-за расфазировки координатной системы и нарушения нормировки сигналов. Эффект нарушения нормировки сигналов проявляется в росте сигнала ошибки, поскольку система АРУ в рассматриваемом случае будет работать по разностному (не суммарному) сигналу с уровнем, приближающимся к нулевому.

Воздействие помехи на кроссполяризации с фиксированными поляризационными параметрами не приводит к срыву автосопровождения цели по угловым координатам, а вызывает отклонение РСН от направления на источник помехи на некоторый угол в пределах ДНА. В случае воздействия помехи с перестраиваемыми поляризационными параметрами относительно кроссполяризационных в угломерном координаторе возникают значительные угловые ошибки, которые по величине превышают ширину ДНА и приводят к полному срыву автосопровождения. В простейшем виде такая помеха может представлять собой периодически переключаемый сигнал с согласованной поляризацией на сигнал с ортогональной поляризацией или сигнал с возбуждающей коэффициентом эллиптичности в определенном диапазоне параметров, охватывающем область ортогональных параметров поляризации антенны подавляемой системы. Если частота переключения или изменения поляризационных параметров сигнала помехи оказывается соизмеримой с полосой пропускания угломерной следящей системы, то автосопровождение по угловым координатам нарушается и происходит срыв сопровождения по направлению.

Возникновение только угловых (систематических) ошибок без срыва углового сопровождения цели постановщика кроссполяризационной помехи может не снизить эффективность полукративного ЗРК, так как сохраняется непрерывность подсвета цели, а в ГСН обычно используют поляризацию, несовпадающую с рабочей поляризацией РЛС подсвета цели. В связи с этим действие кроссполяризационной помехи целесообразно сосредоточить на нарушении функционирования углового координатора ГСН ракеты. Учитывая, что в ГСН для наведения ракеты на цель обычно применяется метод пропорциональной навигации, в котором важную роль играет угловая скорость перемещения РСН, более предпочтительным будет воздействие кроссполяризационной помехи с изменяемой поляризационной структурой, охватывающей область опасных кроссполяризационных параметров антенной системы ГСП. Это вызывает существенное изменение во времени угловых скоростей сопровождаемой цели, способствующее сходу ракеты с траектории наведения на цель. Сказанное не исключает возможность эффективного воздействия как на РЛС подсвета, так и на ГСН, например, поочередно. Эффективность кроссполяризационной помехи существенно выше в режиме захвата постановщика помех на АС.

Необходимо отметить, поскольку помеха на кроссполяризации приводит к искажению рабочей диаграммы направленности приемной антенны РЛС, определяющей возможности пеленгации цели, она действует и на одноканальные угломерные системы и в этом смысле является действительно универсальной, о чем говорилось выше.

6.4. Техника создания помехи на кроссполяризации

Помеха на кроссполяризации амплитудным моноимпульсным системам, как видно, в равной мере применима и против фазовых моноимпульсных систем. Сигнал ошибки также претерпевает искажение, поскольку сигналы, поступающие на два приемных элемента антенны, имеют сдвиг по фазе на 180° . Это обусловлено искажением фазового фронта волны рис. 6.6.

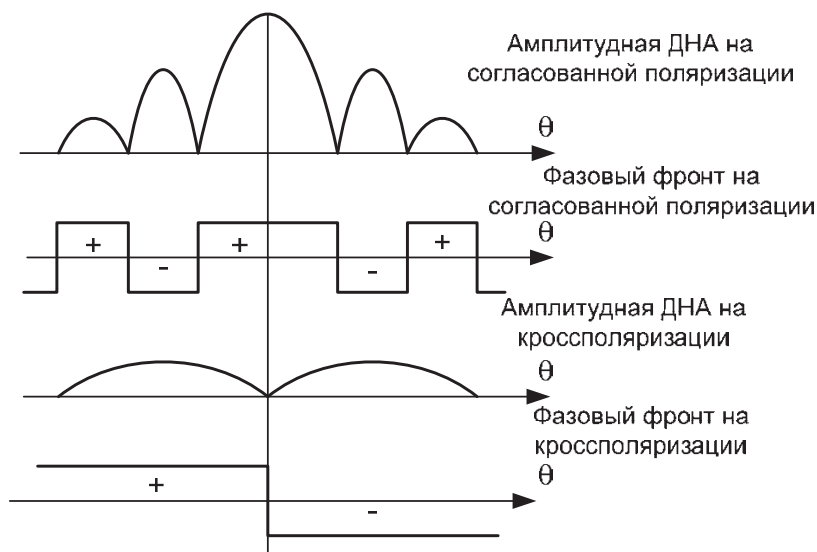


Рис. 6.6. Амплитудные и фазовые характеристики

Как известно, источник сигналов с поляризацией, соответствующей поляризации приемной антенны РЛС, формирует в пределах ширины основного и боковых лепестков ДНА синфазный фронт с согласованной поляризацией и кроссполяризацией переменной полярности при переходе от лепестка к лепестку. При приеме сигналов с кроссполяризацией нулевое

направление приемной ДНА совпадает с направлением линии визирования антенны, и фазовый фронт меняет полярность при прохождении направления визирования. Поэтому метод создания помехи на кроссполяризации часто рассматривается как метод, рассчитанный на искажение фазового фронта волны, как и в случае когерентной помехи, рассмотренной ниже. Таким образом, чтобы создать помеху на кроссполяризации необходимо навести ее на ортогональную поляризацию и обеспечить необходимую мощность. Чувствительность приемной антенны РЛС к сигналам на кроссполяризации примерно на 20 дБ ниже чувствительности к сигналам на согласованной поляризации. Поэтому мощность помехи на кроссполяризации должна быть примерно на 30 дБ выше, чем при создании помех на согласованной поляризации.

В типичном случае требуется обеспечение превышения помехи над сигналом на входе антенны подавляемой РЛС при создании рассматриваемой помехи порядка 30...40 дБ. Снижение требуемого уровня мощности в этом случае возможно только при комбинировании помехи на кроссполяризации с помехами нарушения селекции по дальности и скорости, например, с уведоющей помехой по дальности или скорости, когда можно ограничиться отношением помеха/сигнал, равным 6 дБ.

Точность наведения помехи на кроссполяризацию обуславливается относительным уровнем кроссполяризационного излучения и должна быть достаточно высокой (единицы градусов). Установлено, что при относительном уровне кроссполяризационного излучения антенны -15 дБ, отклонение плоскости поляризации помехи относительно ортогональной не должно превышать $\pm 10^\circ$. При меньших уровнях кроссполяризации антенны подавляемой РЛС эта точность может повышаться до $\pm 1^\circ$. Рассмотрим ряд примеров технической реализации создания поляризационных помех. Облегчающий реализацию помехи на кроссполяризации, как уже отмечаюсь, является случай, когда подавляемая РЛС использует единую приемопередающую антенну. В этом случае поляризация приемной и передающей антенн одна и та же, и на кроссполяризацию приемной антенны можно помеху наводить по поляризации излучаемых РЛС сигналов. Для этого достаточно иметь на борту защищаемого объекта измеритель поляризации и две ортогонально поляризованные приемные антенны, устанавливаемые в непосредственной близости друг от друга. Принятые через эти антенны сигналы используются для определения поляризации (по их амплитудам и фазовому сдвигу) и наведения поляризации передающей антенны на ортогональную поляризацию к поляризации принятого сигнала подавляемой РЛС. Вместо двух ортогонально поляризованных антенн возможно применить рупор круглого сечения, соединенный с управляемым ферритовым поляризатором с квадрупольным магнитным управлением, обеспечивающим независимое управление величиной и положением плоскости внесения дифференциального фазового сдвига, что позволит поляризационную структуру принимаемого сигнала преобразовать в сигнал с линейной или круговой поляризацией. С помощью ортомодового разделителя поляризации (ОМП), фазового детектора, процессора можно сформировать сигнал управления поляризатором. Алгоритм управления поляризатором обеспечивает такое состояние поляризатора, чтобы па выходе одного канала ОМП был максимальный сигнал, а на выходе второго – нулевой. Если теперь в этот канал ввести помеховый сигнал, то в результате обратного поляризационного преобразования в поляризаторе на входе рупора формируется сигнал, поляризация которого ортогональна поляризации принятого сигнала. На рис. 6.7 приведена структурная схема передатчика помех, в котором с помощью приемного адаптивного поляриметра определяются параметры поляризации поля принимаемой электромагнитной волны. Полученная информация используется для синтеза в передающем поляризаторе сигнала помехи с необходимой поляризационной структурой.

В передатчике используется приемопередающая антенная система в виде двух ортогонально поляризованных антенных элементов, два коммутационно распределительных устройства прием/передача, адаптивный поляриметр, системный процессор и поляризатор. Системный процессор анализирует и идентифицирует принимаемый сигнал по таким пара-

метрам, как несущая частота, частота повторения радиопульсов и их форма, амплитуда и внутрисигнальная структура.

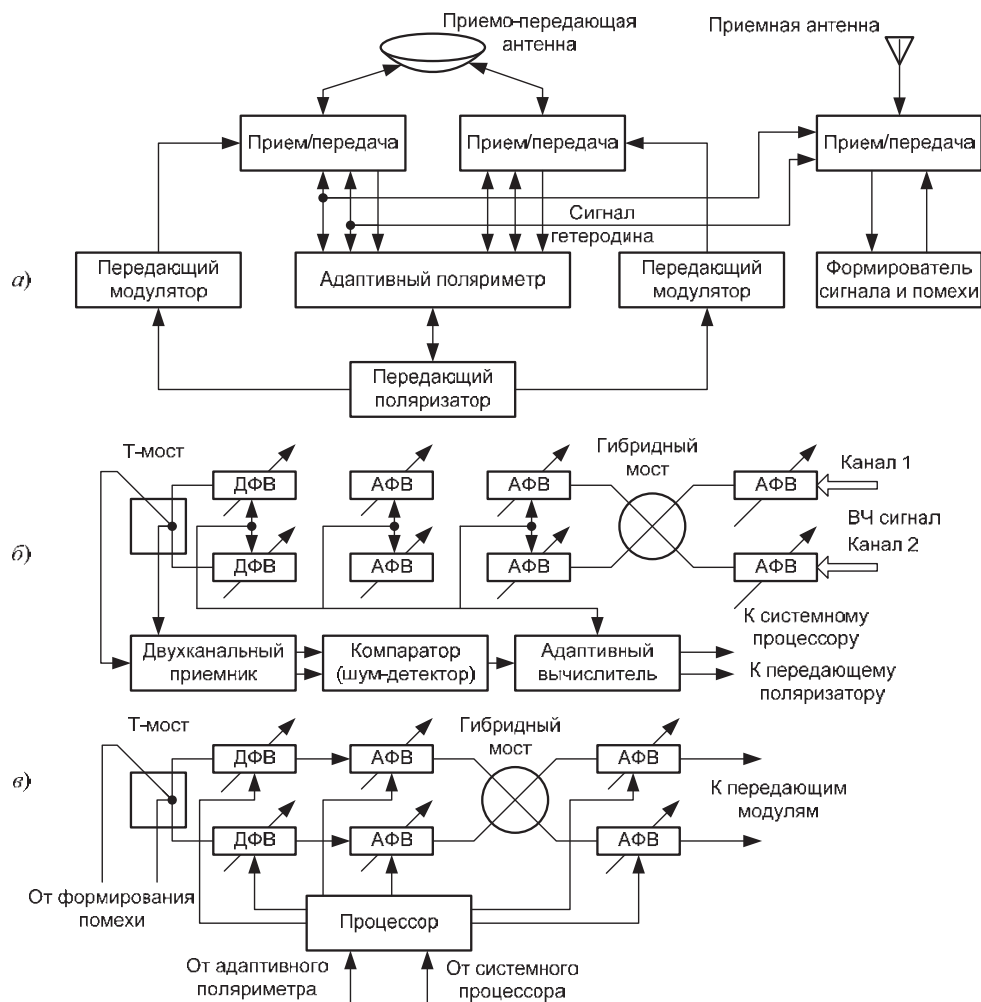


Рис. 6.7. Структурные схемы передатчика помехи (а), адаптивного поляриметра (б) и передающего поляризатора (в).ДФВ – трехпозиционный фазовращатель 180°, 90° и 45°; АФВ – аналоговый фазовращатель 0...90°

Результаты этого анализа сопоставляются с имеющимися в ЗУ каталоге "угроз" данными и определяется приоритет угрозы по степени ее опасности для защищаемого объекта. В режиме "прием" системный процессор подключает выходы ортогонально поляризованных антенных элементов к адаптивному поляриметру и подает на соответствующие смесители гетеродирующие сигналы для частотной селекции "опасной" РЛС. Адаптивный приемный поляриметр анализирует поляризацию принимаемого сигнала и передаст необходимую информацию в системный процессор и поляризатор. Затем по команде в адаптивный поляриметр подаются квадратурные компоненты сформированного поляризатором сигнала помехи и осуществляется корректирующее регулирование параметров поляризатора до тех пор, пока не будет достигнуто требуемое соответствие между поляризацией помехового и принимае-

мого сигналов. После этого системный процессор подает команду на излучение помехи. Адаптивный поляризатор основан на следующем принципе: любая поляризация может быть реализована с помощью двух ортогональных компонент поля, амплитуда и фаза которых может регулироваться на требуемое значение (рис. 6.7, б). Фаза регулируется аналоговыми и дискретными фазовращателями, а амплитуда – с помощью комбинации двойного Т-моста, двух комплектов фазовращателей и гибридного соединения. Управление фазовращателями осуществляется вычислителем минимизирующего адаптивного алгоритма. Суммарный и разностный сигналы с выхода двойного Т-моста подаются на двухканальный приемник, а затем на фазоамплитудный компаратор для определения нуля по отношению разностного и суммарного сигналов. Выходной сигнал компаратора поступает на вычислитель минимизирующего алгоритма, который по глубине нуля напряжения с выхода компаратора вычисляет очередные позиции установки фазовращателей. Эта итеративная процедура продолжается до тех пор, пока вычислитель не примет решение о том, что требуемый уровень нулевого провала установлен и измерен с заданной точностью.

После этого вычислитель выдает в Системный процессор измеренные параметры поляризации для синтеза поляризации сигнала помехи. Поляризатор построен на тех же компонентах и работает так же, как и адаптивный поляриметр. Процессор выдает на фазовращатели управляющие сигналы в ответ на информацию, переданную ему от системного процессора и адаптивного поляриметра. В результате этого формируются два ортогонально поляризованных сигнала с требуемой амплитудой и фазой (рис. 6.7, в).

Другим вариантом является ретрансляционная система. Она использует две ортогонально поляризованные приемные антенны и две ортогонально поляризованные передающие антенны, усилители и элементы подстройки по амплитуде и фазе. Антенны связаны приемно-усилительными трактами таким образом, что составляющая принятого сигнала на горизонтальной поляризации излучается через антенну с вертикальной поляризацией и наоборот. Приемно-усилительные тракты выравниваются по амплитуде и фазе, и в один из трактов включается фазовращатель на 180° , обеспечивающий противофазность ретранслированных сигналов на входе передающих антенн. В результате излучаемый сигнал (помеха) будет всегда ортогонально поляризованным по отношению к принимаемому сигналу. Однако двухканальная система при работе в широкой полосе частот требует высокой быстродействующей балансировки по амплитуде и фазе, например, по пилот-сигналу. Поскольку требуемая точность наведения помехи на ортогональную поляризацию оценивается единицами градусов, возможность такой балансировки, особенно в условиях работы по нескольким РЛС одновременно, проблематично. Кроме того, возникает серьезная проблема с развязкой приемных и передающих антенн.

В плане решения этих проблем представляет интерес система с временным стробированием каналов ретрансляторов. Структурная схема такой системы представлена на рис. 6.8, а.

В отличие от двухканальной ретрансляционной системы каждый канал данной системы стробируется по времени в противофазе. В результате прием сигнала и излучение помехи на одной и той же поляризации осуществляется одновременно, и развязка приемной и передающей антенн, работающих на согласованной поляризации, обеспечивается. Что касается развязки приемной и передающей антенн одного и того же ретрансляционного канала, то она дополнительно обеспечивается ортогональностью их поляризаций. Приведенные на рис. 6.8, б и в эпюры поясняют принцип применяемого временного стробирования. Сквозность стробирования выбирается несколько больше 2 для гарантии отсутствия перекрытия приема и излучения во времени. При этом учитывается неизбежность задержки сигнала в приемоусилительном тракте и влияние отражений помехи от местных предметов. Если процесс приема и излучения каждого канала сделать разновременным, то можно использовать вместо двух один высокочастотный усилитель с коммутирующими устройствами, как это делается в системе когерентных помех. Этим самым упрощается система и снижаются требования по амплитудно-фазовой балансировке каналов, поскольку высокочастотные усили-

тели в двухканальной системе являются основным источником разбаланса каналов по амплитуде и фазе при работе в диапазоне частот.

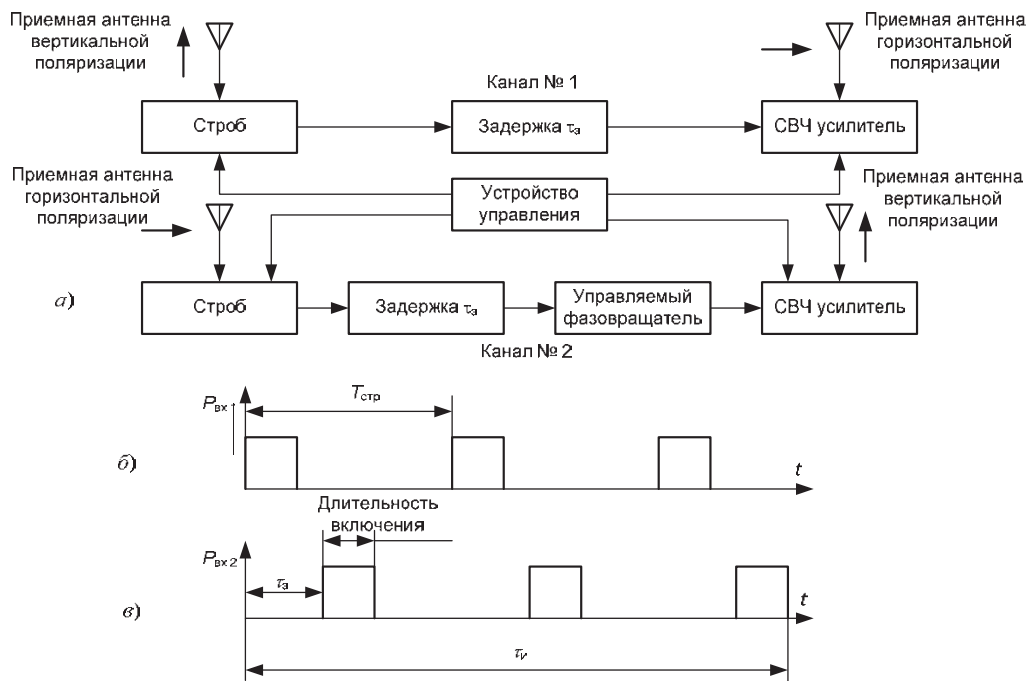


Рис. 6.8. Структурная схема передатчика поляризационной помехи ретрансляционного типа с временным стробированием каналов (а) и эпюры входной (б) и выходной (в) мощностей на согласованных полярizations (в данном случае вертикальной)

Периодическое изменение направления приема и передачи через ортогонально-поляризованные антенны формирует радиосигнал на несущей частоте РЛС, состоящий из двух разновременных когерентных импульсных последовательностей с соответствующей поляризационной структурой. Эффект действия поляризационной помехи будет обуславливаться за счет интегрирования ортогональных составляющих сигнала помехи в приемнике РЛС, восстанавливающего одновременность действия обоих поляризационных составляющих и создающего эффект действия поляризационной помехи. Чтобы это интегрирование имело место, период стробирования сигнала РЛС должен быть много меньше длительности импульса РЛС или обратной величины полосы пропускания фильтра доплеровской селекции РЛС. Следует отметить, что стробирование ортогональных каналов передатчика помех или инвертирование одного усилителя в ортогональных каналах делает возможным выделение частоты коммутации и использование ее для стробирования радиолокационного приемника с целью приема сигнала помехи с одной поляризацией.

Рассмотренные варианты реализации поляризационной помехи применимы к подавлению РЛС с общей приемепередающей антенной. Если в подавляемой РЛС используются отдельные для приема и передачи антенны, то реализация поляризационной помехи усложняется. Однако и в этом случае можно создать поляризационную помеху. Для наведения помехи на ортогональную поляризацию приемной антенны можно использовать: прием паразитных сигналов гетеродина приемника РЛС (ГСН), излучаемых через приемную антенну и несущих информацию о поляризации приемной антенны; наведение на ортогональную поляризацию по реакции антенной системы при воздействии помехи; прием

отраженных от приемной антенны РЛС (ГСН) сигналов с информацией о поляризации приемной антенны. Для наведения помех на ортогональную поляризацию по паразитным сигналам гетеродина приемника РЛС (ГСН) потребуется приемник с высокой чувствительностью, поскольку уровень таких сигналов весьма мал. способный селективировать эти сигналы в условиях сложной сигнальной обстановки. При этом предполагается наличие априорной информации о рабочей частоте гетеродина РЛС (ГСН). При наведении поляризации помехи по реакции антенной системы РЛС на воздействие помехи потребуется облучение подавляемой РЛС сигналами помехи на частоте РЛС с поляризацией, меняющейся в пределах ожидаемых параметров ортогональной поляризации приемной антенны РЛС. В момент, когда поляризация помехи совпадает с ортогональной поляризацией, в угломерной следящей системе РЛС возникнут угловые ошибки, которые приведут к тому, что ДНА отклонится на некоторый угол от направления на постановщик помех. Это приведет к уменьшению уровня мощности радиолокационного сигнала на входе приемника системы создания поляризационной помехи, что может быть зарегистрировано и использовано для прекращения изменения параметров поляризации помех и перехода на фиксированную поляризацию, ортогональную поляризации приемной антенны, либо на поляризацию с изменяемыми параметрами в узких пределах относительно предполагаемых параметров поляризации, ортогональной поляризации приемной антенны подавляемой РЛС. В обоих случаях следует ожидать эффективного действия помехи на угломерную следящую систему. При использовании отраженных от приемной антенны подавляемой РЛС сигналов, несущих информацию о поляризации ее приемной антенны, потребуется облучение антенной системы РЛС с борта защищаемого объекта и прием весьма слабых сигналов в условиях достаточно плотной сигнальной обстановки. В принципе это возможно, но требует достаточно сложной и чувствительной аппаратуры.

Кроме перечисленных методов, поляризационную помеху можно создать по априорной информации о рабочей поляризации приемной антенны РЛС. Неточность информации при этом можно компенсировать периодическим изменением поляризации помехи в соответствующих узких пределах. Пределы изменения поляризации можно ориентировочно оценить по поляризации передающей антенны, измеряемой по зондирующим сигналам РЛС, принимая во внимание, что во избежание существенных потерь в чувствительности и, следовательно, в дальности действия, поляризация приемной антенны не должна сильно отличаться от поляризации передающей антенны. Например, при линейной поляризации, предположительно, можно ограничиться качанием плоскости поляризации в секторе, не превышающем 45° (относительно ортогональной поляризации). Скорость качания должна быть согласованной с полосой пропускания угломерной следящей системы РЛС и не должна быть высокой. По этим соображениям сектор качания следует выбирать по возможности как можно меньше.

При реализации помехи на кроссполяризации значительное внимание уделяется разработке антенной системы, которая (в совокупности с обтекателем) должна иметь высокую поляризационную чистоту и обеспечивать требуемое (например, 40 дБ) отношение мощности помехи на кроссполяризации к мощности полезного сигнала при силовом способе создания помехи рис. 6.9.

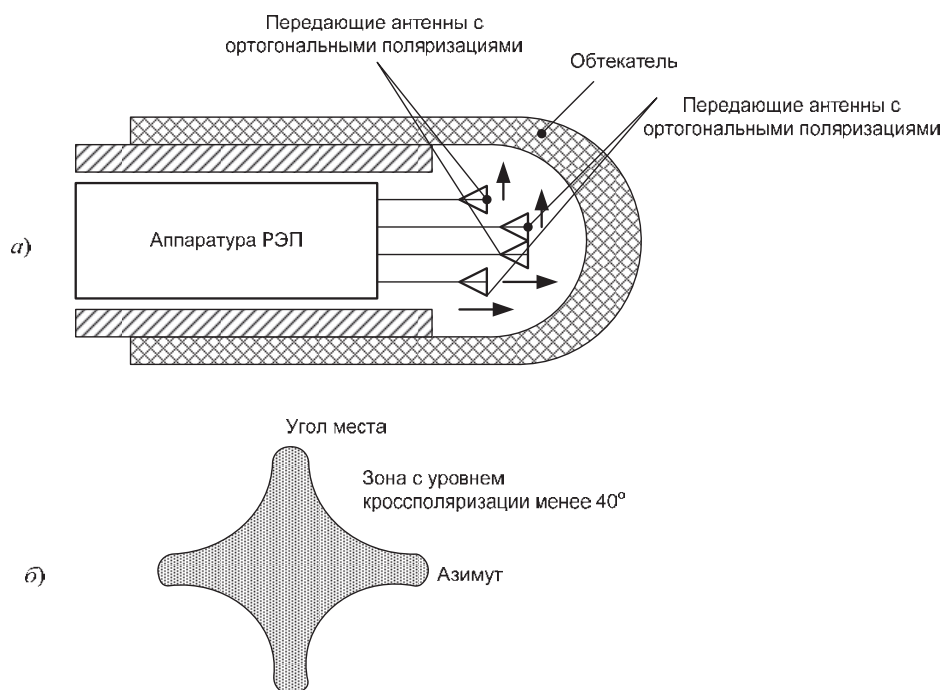


Рис. 6.9. Структурная схема антенной системы передатчика помех на кроссполяризации (а) и ее кроссполяризационная диаграмма (б)

Антенны с горизонтальной и вертикальной поляризациями тесно связаны и развернуты относительно друг друга на 90° с точностью выше десятой доли градуса. Обтекатель имеет тенденцию добавлять кроссполяризационные компоненты к любому поляризованному сигналу. В общем случае обтекатель с криволинейной поверхностью вызывает большее искажение поляризации, чем плоский обтекатель.

Типичная кроссполяризационная диаграмма реальной системы показана на рис. 6.9, б. При изменении частоты следует ожидать появления асимметрии и хаотичности в данной поляризационной диаграмме. Ранее указывалось, что снижение требуемого уровня мощности помехи на кроссполяризации возможно за счет комбинирования ее с уводящей помехой по дальности или по скорости. На рис. 6.10 приведена структурная схема системы, позволяющая осуществить такое комбинирование помех.

В системе имеется два канала, один – для приема сигналов с вертикальной поляризацией и передачи сигнала помехи на горизонтальной поляризации, другой – для приема сигнала с горизонтальной поляризацией и передачи сигнала помехи на вертикальной поляризации. В каждом канале на входе параллельно включены приемники.

обеспечивающие синхронизацию работы данной системы РЭП с частотой появления импульсов РЛС. В каждом канале имеется регулируемый фазовращатель. Общий модулятор для формирования уводящей по скорости помехи работает на оба канала, благодаря чему закон увода доплеровской частоты будет для обоих каналов одинаковым. Сдвиг частоты сигнала помехи сопровождается подавлением на 20...30 дБ сигнала на несущей частоте, остающемся после модуляции. Устройства формирования уводящей помехи по дальности включены в оба канала и имеют общее управляющее устройство, так что законы увода строга дальности одинаковы для обоих каналов. На выходе системы установлен быстродействующий переключатель, способный коммутировать выходные сигналы от импульса к импульсу, обеспечивая излучение сигнала поляризационной помехи.

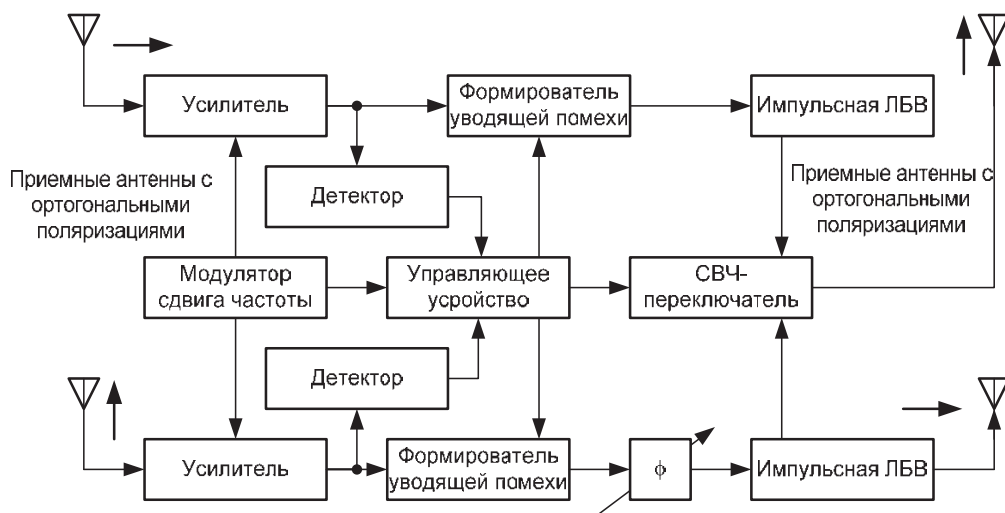


Рис. 6.10. Структурная схема системы создания кроссполаризационной помехи в комбинации с уводящими помехами по скорости и дальности

Поляризационная помеха наряду с когерентной помехой относится к перспективным эффективным средствам подавления ГСН моноимпульсного типа. Она способна лишить ГСН угловой информации о цели или, по меньшей мере, значительно снизить точность сопровождения и наведения.

Методы защиты от помехи на кроссполаризации. При совпадении поляризаций приемной и передающей антенн обеспечение наведения на кроссполаризацию с требуемой точностью по зондирующему сигналу РЛС не представляет проблем. Однако поляризация приемной антенны РЛС может не совпадать с поляризацией передающей и тогда реализация помехи на кроссполаризации превращается в серьезную проблему. Рассогласование поляризаций антенн рассматривается как один из методов защиты РЛС от действия помехи на кроссполаризации, основанный на использовании в РЛС сопровождения отдельных передающей и приемной антенн. Антенны монтируются таким образом, чтобы между ориентацией их рабочих поляризаций существовало рассогласование, которое практически не сказывается на качестве работы РЛС в обычных условиях. В этом случае наведение помехи на кроссполаризацию по зондирующему сигналу РЛС будет неэффективным.

К другим способам защиты от кроссполаризационной помехи относятся: способ компенсации кроссполаризационной помехи и поляризационная селекция сигналов. Способ компенсации иллюстрирован на рис. 6.11.

На защищаемой РЛС устанавливается дополнительная антенна, ориентированная в том же направлении, что и основная, с поляризацией, ортогональной рабочей поляризации РЛС, и дополнительный приемный канал. Кроссполаризационная помеха, имеющая большую мощность, будет приниматься дополнительной антенной и через премоусилительный канал подаваться на компенсатор. На тот же компенсатор будет поступить, через основную антенну сигнал.

В результате на выходе компенсатора (вычитающего устройства) выделяется полезный сигнал цели. Устройство и работа компенсатора кроссполаризационной помехи аналогична компенсации помех, действующих по боковым лепесткам ДНА. В моноимпульсных РЛС с суммарно-разностной обработкой сигнала такие компенсаторы должны быть в каждом канале. Кроссполаризационная составляющая отраженного от цели сигнала при этом компенсируется незначительно в силу случайности амплитудных и фазовых соотношений. Сле-

дует, однако, отметить возможность преодоления такой помехозащиты. Она основана на одновременном использовании двух отдельных передатчиков помех равной мощности. Поскольку работа поляризационного компенсатора основывается на использовании когерентности между вертикально и горизонтально поляризационными составляющими помехового сигнала, использование двух раздельных некогерентных передатчиков помех с вертикальной и горизонтальной поляризациями приводит к разрушению логики работы системы помехозащиты и снижению ее эффективности до нуля.

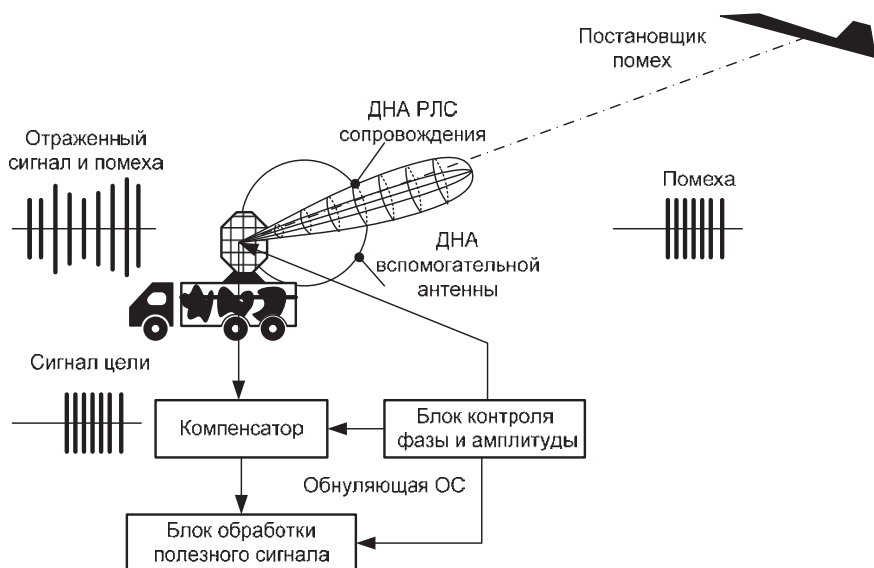


Рис. 6.11. Принцип компенсации кроссполяризационных помех

Поляризационная селекция основана на использовании поляризационных решеток, устанавливаемых на раскрывах антенн РЛС. Решетки пропускают сигналы на рабочей поляризации практически без потерь и сильно отражают сигналы с кроссполяризацией. Иногда в качестве поляризационного фильтра применяется сам отражатель антенны, для чего его изготавливают в виде системы металлических пластин, ориентированных параллельно рабочей поляризации. В этом случае кроссполяризационная компонента сигналов не проходит через отражатель и не попадает на вход приемника.

Как уже отмечалось, в моноимпульсном угловом координаторе при действии кроссполяризационной помехи наблюдается инверсия каналов пеленгации и нарушение нормировки сигналов. Если в координаторе можно распознать действие кроссполяризационной помехи и обнаружить ее появление, то для снижения эффекта ее действия необходимо осуществить обратную инверсию каналов пеленгации, стробирование по угловой скорости на время прохода помехой области опасных значений параметрических параметров или перевод угловой следящей системы в режим памяти по углам или угловой скорости. Информацию о действии кроссполяризационной помехи на моноимпульсный пеленгатор возможно снимать с выхода квадрупольного канала суммарно-разностного моста, выходной сигнал которого при отсутствии действия угловых помех близок к нулю. Кроме того, может быть использовано несовершенство реализации передатчиков поляризационных помех с временным разделением каналов.

Однако радикальным решением защиты моноимпульсного угломера будет двухполяризационный прием, но который для своей реализации требует существенного усложнения пеленгатора, а именно, удвоения числа приемных каналов.

6.5. Когерентные помехи, создаваемые из двух разнесенных в пространстве точек

Принцип формирования когерентной помехи, являющейся одним из методов РЭП, разработанным для радиоэлектронного подавления моноимпульсных РЛС сопровождения, заключается в создании фазовой неоднородности на раскрытие приемной антенны путем облучения ее когерентными сигналами из двух разнесенных точек пространства [12, 20]. Применительно к защите самолета данный принцип создания когерентной помехи поясняется рис. 6.12, где показан самолет, движущийся радиально по направлению к наземной следящей радиолокационной системе. При этом антенны передатчика помех, установленные на крыльях, размещаются на линии, перпендикулярной к линии радиолокационного визирования самолета. Приемная антенна, располагаемая по центру фюзеляжа самолета, обеспечивает прием сигналов подавляемой РЛС. При этом принятый сигнал делится по мощности, усиливается, его фаза в обоих каналах регулируется таким образом, чтобы излучаемые передающими антеннами сигналы были противофазны и равны по амплитуде. В результате во всех точках линии визирования РЛС оба сигнала будут компенсировать друг друга, формируя нулевой уровень по осевому направлению апертуры антенны РЛС.

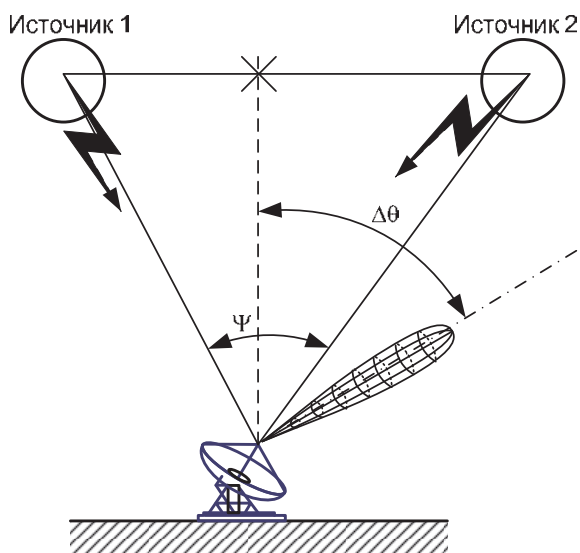


Рис. 6.12. Принцип создания когерентной помехи

Вдоль направления апертуры антенны подавляемой РЛС возникают и другие нулевые уровни, положение которых можно определить. Так, при установке передающих антенн на расстоянии d друг от друга положение нулей будет определяться условием $d \sin \theta = n\lambda$, где θ – угол между линией визирования центра базы и угловым положением нулевого уровня; λ – длина волны; n – целое число. Поскольку $R \gg d$, кривизной фронта волны можно в данном случае пренебречь. Первый ноль ($n = 1$) будет возникать на расстоянии $d \sin \theta = \lambda$, точно равном длине волны; другие нули будут возникать при $n = 2, 3$ и т. д.

Расстояние первого нуля от осевого направления $S = R \tan \theta$, что при малых углах θ (когда $\sin \theta = \tan \theta$) дает равенство $S = R\lambda/d$, где R – расстояние между постановщиком помех и РЛС. Теоретические исследования показывают, что если пеленгуемая цель представляет собой двухточечный источник когерентных сигналов, то формируемый ею фазовый фронт результирующей электромагнитной волны при определенных амплитудно-фазовых соотношениях сигналов отличается от сферического фронта волны, создаваемого точечным источни-

ком сигналов (рис. 6.13), вследствие чего точность пеленгования таких целей с помощью РЛС различных типов, в том числе и РЛС, работающих моноимпульсным методом, ухудшается.

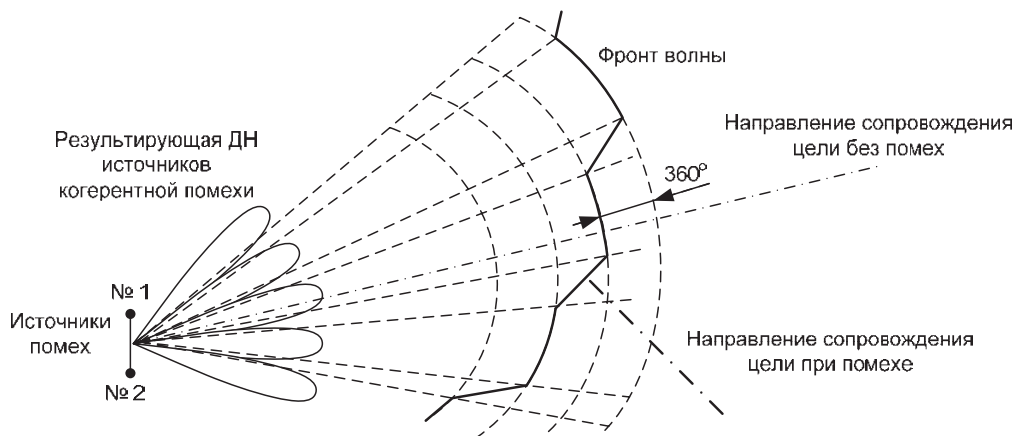


Рис. 6.13. Искажение фазового фронта волны при создании когерентной помехи

Обуславливается это тем, что при пеленгации точечных источников сигналов с малыми ошибками радиолокационная система в конечном счете ищет направление нормали к фазовому фронту отраженных от цели радиоволн. Искажение фазового фронта за счет интерференционных явлений многоточечного источника сигналов цели или за счет управления параметрами излучаемых помеховых сигналов неизбежно приводит к соответствующим изменениям положения направления визирования РЛС. Иными словами, действие когерентной помехи проявляется в отклонении равносигнального направления подавляемой РЛС в сторону от направления на цель-постановщик помех. Значение ошибки пеленговании двухточечного источника сигналов, как показали исследования, в зависимости от амплитудных и фазовых соотношений сигналов может быть определено с помощью следующего математического выражения:

$$\frac{\Delta\theta}{\Psi_{\text{и}}} = \frac{1 - a^2}{2[1 + a^2 + 2a \cos \alpha]}, \quad (6.1)$$

где $\Delta\theta$ – угловая ошибка, отсчитываемая от середины базы (середины расстояния между источниками);

$\Psi_{\text{и}}$ – угловая база источников (см. рис. 6.12);

a – отношение амплитуд сигналов;

α – фазовый сдвиг сигналов на входе приемной антенны РЛС.

Выражение (6.1) аналогично выражению, определяющему изменение наклона фазового фронта волны от двухточечного источника по сравнению с фазовым фронтом, формируемым точечным источником сигналов. Значение ошибки пеленгования, как можно видеть из (6.1), зависит от расстояния между излучающими источниками, сдвига фаз излучаемых ими сигналов и отношения их амплитуд на входе пеленгационной системы (рис. 6.14).

Максимальная ошибка достигается при противофазности сигналов ($\alpha = 180^\circ$) и равенстве их амплитуд ($a = 1$). При положении постановщика помех на линии визирования РЛС формируется нулевой сигнал и одновременно происходит искажение фазового фронта в направлении визирования антенны РЛС, приводящее к изменению направления сопровождения

ния цели, излучающей когерентную помеху рис. 6.13. По существу действие когерентной помехи приводит к трансформированию однолепестковой ДН приемной антенны в двухлепестковую, и пеленгационные характеристики существенно искажаются. При действии на суммарно-разностную моноимпульсную систему когерентная помеха в силу отмеченного обстоятельства приводит к функциональному перевороту угломерных каналов: суммарный канал функционально становится разностным, а разностный – суммарным. В результате следящая система теряет свою работоспособность, как и в случае действия помехи на кроссполяризации. При этом нарушается нормировка сигналов, осуществляемая по сигналу суммарного канала, приводящая к возникновению систематических угловых ошибок, превышающих ширину ДН приемной антенны РЛС, и, как следствие, к срыву режима автосопровождения цели.

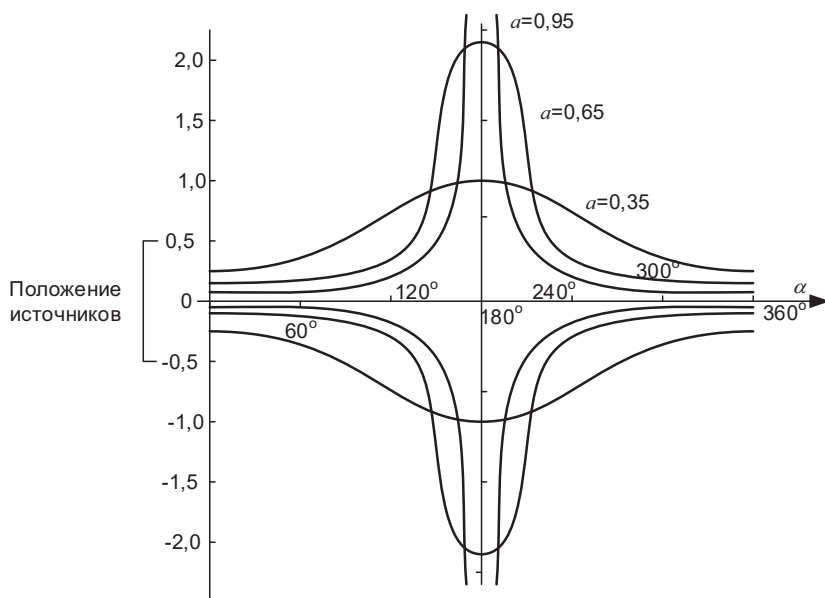


Рис. 6.14. Зависимость угловых ошибок от амплитуды

При строго радиальном полете защищаемого самолета по отношению к подавляемой РЛС раскрыв се приемной антенны будет длительное время находиться в зоне инверсии фазы, что приводит к возникновению существенных угловых ошибок сопровождения. Однако, если ракурс самолета изменится, то области инверсии фазы будут последовательно пересекать раскрыв антенны РЛС и угломерный координатор будет испытывать кратковременные угловые возмущения, эффект действия которых зависит от инерционности угломерной следящей системы. Поэтому для достижения высокой эффективности когерентной помехи особенно следует стремиться создать необходимые условия длительного удержания зоны инверсии фазы на раскрыве приемной антенны подавляемого угломера. Это условие принципиально может быть выполнено с помощью перекрестной ретрансляции, когда, несмотря на изменение ракурса самолета, зона инверсии фазы будет автоматически всегда находиться в течение длительного времени на раскрыве приемной антенны РЛС, совмещенной с ее излучающей передающей антенной.

Следует отметить, что, поскольку ошибки пеленгования пропорциональны величине угловой базы, увеличивающейся с уменьшением расстояния до подавляемой РЛС, макси-

мальная эффективность действия когерентной помехи должна проявляться на малых дальностях. На больших дальностях, когда угол видения (угловая база-параллакс) источников, размещенных в пределах геометрических размеров постановщика помех, мал, ошибки пеленгования незначительны, поэтому ожидаемая эффективность когерентной помехи на больших дальностях до постановщика помехи мала.

Следует отметить, что когерентная помеха рассматривается как одна из эффективных и перспективных помех РЛС и ГСН моноимпульсного типа. Однако данные по ее реализации остаются весьма ограниченными. Можно предположить, что изготовление опытных образцов аппаратуры создания когерентной помехи началось в 1981 г. Это предположение отчасти подтверждается сообщением о летных испытаниях передатчика когерентной помехи [20]. Другим вариантом, как указывается в [20], может быть система с совмещенными или близко расположенными передающими антеннами, ортогонально поляризованными. В этом варианте системы предусматривается комбинирование когерентной помехи с поляризационной. Такое предположение можно сделать и на основании варианта системы с разнесенными в пространстве передающими антеннами с ортогональными поляризациями, о которой указывается в [20]. Уделяется большое внимание отработке широкополосных аттенуаторов, переключателей и фазовращателей с высоким быстродействием.

О реализации когерентной помехи можно также судить из материалов, посвященных требованиям к системам РЭБ [20]. В них говорится о прогрессе в части помехозащищенности РЛС и о необходимости, в связи с этим улучшения методов искажения фазового фронта радиоволн, что присуще когерентной помехе. Поскольку необходимым условием действия когерентной помехи является обеспечение на входе приемной антенны РЛС (РГС) противофазноеTM и равенства амплитуд сигналов с достаточной точностью. создание эффективное когерентной помехи РЛС с отдельными передающей и приемной антеннами и каналами ретрансляции требует решения ряда технических задач по обеспечению идентичности амплитудно-частотных и амплитудно-фазовых характеристик каналов ретрансляции в требуемом динамическом диапазоне входных сигналов. Когерентная помеха может использоваться не только для защиты ЛА, но и для защиты надводных кораблей от ПКР, а также РЛС от ПРР.

Как отмечалось выше, при создании эффективной когерентной помехи необходимо обеспечить на входе приемной антенны подавляемую радиолокатора сигналы, излучаемые из двух разнесенных в пространстве точек, с амплитудными соотношениями, близкими к равенству, и фазовым сдвигом, близким к 180° . В этом случае область инверсии фазы сигнала помехи должна весьма точно совпадать с апертурой приемной антенны подавляемого средства. Это весьма высокие требования, поэтому техническая реализация такой помехи требует неординарных решений. Среди них можно выделить передатчики когерентной помехи на основе интерферометра и перекрестной ретрансляции. В первом случае интерферометр определяет направление на источник излучения и путем соответствующего изменения относительной разности фаз между излучаемыми разнесенными антеннами сигналов ориентирует область инверсии фазы на это направление. На рис. 6.15 приведена упрощенная структурная схема передатчика помех на основе интерферометра [20]. В нем принятые двумя пространственно разнесенными приемопередающими антеннами сигналы РЛС сравниваются квадратурными фазовыми детекторами, а полученная информация используется процессором для обеспечения и поддержания требуемых соотношений между помеховыми сигналами по фазе и амплитуде.

фазовый сдвиг сигналов помехи на входе приемной антенны РЛС будет определяться дополнительным сдвигом фазы за счет включения в один из ретрансляционных; каналов фазовращателя на 180° . Однако это не всегда выполняется, поскольку требуется идентичность амплитудно-фазовых характеристик высокочастотных усилителей в широкой полосе рабочих частот.

Идентичность амплитудно-частотных характеристик усилителей на ЛБВ в рабочем диапазоне частот возможно улучшить с помощью амплитудных корректоров, выполненных на основе решетки перестраиваемых резонаторов для поглощения проходящей энергии в определенных участках диапазона частот с целью выравнивания зависимости коэффициента усиления ЛБВ от частоты. С помощью мостовых схем и амплитудных корректоров можно создать фазовые выравниватели. Наибольшая трудность в выравнивании частотных и фазовых характеристик усилителей на ЛБВ возникает из-за присущей им микроструктурной неравномерности и вносимой ими временной задержки, эквивалентной тысячам электрических градусов, так как требуется применение амплитудных и фазовых выравнивателей с мелким шагом, что весьма усложняет их конструкцию. Лампы бегущей волны являются нелинейным элементом, поэтому проблема идентичности их характеристик еще более усугубляется из-за различий частотно-фазовых характеристик в линейном и нелинейном режимах усиления. Кроме того, в ЛБВ, работающей в нелинейном режиме усиления, набег фазы зависит от амплитуды усиливаемого сигнала, поэтому на входе ЛБВ желательно устанавливать амплитудный ограничитель. В более выгодную сторону от ЛБВ будут отличаться твердотельные усилители, имеющие к тому же существенно меньшую неравномерность амплитудно-частотных характеристик и зависимость фазы от амплитуды усиливаемого сигнала. Однако они располагают в диапазоне СВЧ гораздо меньшей выходной мощностью, чем ЛБВ (до 1 Вт). Поэтому при необходимости иметь большую выходную мощность следует применять ФАР или усилители на мостовых схемах. Фазированные антенные решетки могут работать в передатчиках помех на прием и передачу в режиме временного разделения.

Данную проблему можно решать по-другому. Одно из решений основывается на автоматическом выравнивании электрических длин высокочастотных усилителей с использованием пилот-сигнала (рис. 6.16). В передатчике используется гетеродин, настроенный на частоту, расположенную на краю рабочего диапазона частот. Сигналы гетеродина подаются на вход обоих ВЧ-усилителей. После усиления с выхода усилителей данные сигналы через полосовые фильтры поступают на фазовый детектор, где сравниваются по фазе. В случае, когда электрические длины усилителей различаются, на выходе фазового детектора формируется сигнал ошибки, пропорциональный разности фаз сравниваемых сигналов. Этот сигнал ошибки используется для регулировки скорости распространения электронного луча в одной из ЛБВ и выравнивания электрических длин ВЧ-усилителей. Для того, чтобы сигнал гетеродина не излучался в пространство, в антенные тракты включают соответствующие фильтры [20].

Как в случае двухканального передатчика когерентной помехи с разнесенными приемными и передающими антеннами, так и в случае совмещенных приемопередающих антенн другой важной проблемой является необходимость обеспечения развязки, которая ограничивает реализуемый коэффициент усиления. В первом случае развязка должна обеспечиваться путем пространственного размещения приемных и передающих антенн на ЛА и использования соответствующих экранов. Более трудна эта проблема во втором случае, когда развязка определяется в основном циркуляторами или СВЧ-мостовыми схемами, позволяющими объединить двухканальный усилитель для режима перекрестной ретрансляции. Практически развязка в этих условиях, учитывая широкий диапазон рабочих частот передатчика помех, составит 25...30 дБ. Это позволит реализовать коэффициент усиления в каждом канале около 20 дБ, что при коэффициенте усиления антенн 10...20 дБ позволит обеспечить полный коэффициент усиления ретранслятора с перекрестным усилением 40...60 дБ. Дальнейшее увеличение развязки можно решить путем введения стробирования по времени. Для этого в каж-

дый канал ретрансляции включают быстродействующие переключатели и линии задержки. Стробирование может осуществляться многократно в течение длительности импульса подавляемой РЛС. При этом скорости переключения должны быть, по крайней мере, в 2 раза выше скорости переключения полосы пропускания приемника подавляемой РЛС. Они могут быть существенно снижены при подавлении непрерывных и импульсно-доплеровских РЛС. Вследствие высокой скорости стробирования приемник подавляемого радиолокатора будет усреднять принимаемые импульсные последовательности, и действие когерентной помехи по-прежнему будет иметь место. При временном стробировании из-за расширения спектра излучаемого сигнала происходят потери эффективной мощности помехи, и для их компенсации импульсную мощность передатчика помех следует увеличить в значение коэффициента заполнения сигнала помехи в квадрате раз. При создании когерентной помехи ретрансляционные каналы должны соответствовать друг-другу по фазе в пределах около 10° . Возможность согласования ретрансляционных каналов с указанной точностью в широкой полосе частот и в большом динамическом диапазоне является одним из главных технических препятствий применения двухканальных передатчиков когерентной помехи. Поэтому более прогрессивным решением является объединение приемоусилительных каналов системы в единый канал, как показано на рис. 6.17 [20].

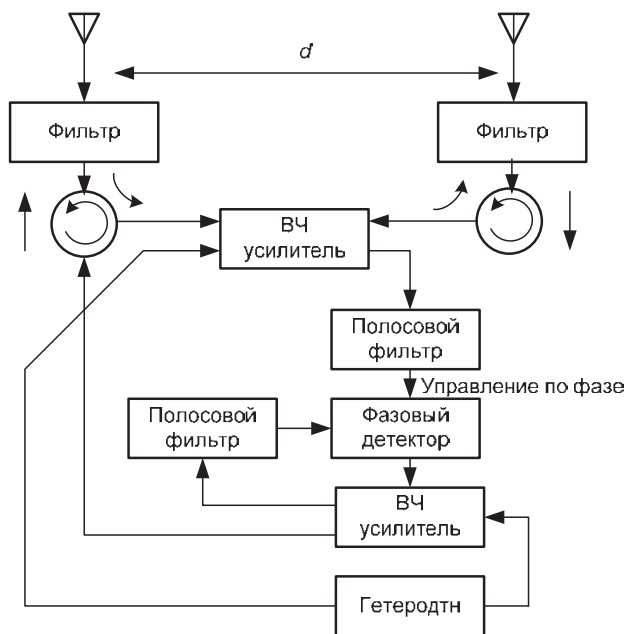


Рис. 6.16. Структурная схема передатчика когерентной помехи с автоматическим выравниванием электрических длин ВЧ-усилителем

С целью объединения осуществляется стробирование каналов по времени, для чего в каждый канал вводится стробирующее устройство по входу и коммутирующее устройство по выходу. Применение в каждом из каналов задержки на половину периода стробирования обеспечивает одновременность приема и одновременность последующего излучения сигналов помехи, в результате чего в пространстве будут формироваться необходимые нулевые уровни сигнала с соответствующим искажением фазового фронта помехового сигнала и обеспечиваться эффект действия когерентной помехи». Работа системы поясняется эпюрами мощности на ее входе и выходе рис. 6.17, б. Поскольку в этом случае аппаратура помех использует один усилитель, быстро переключаемый между ретрансляционными трактами, проблема слежения за фазовыми сдвигами в усилителе исключается, требуется только сле-

жение за фазой в широкополосных элементах. Необходимо отметить, что рассматриваемая система когерентной помехи со стробированием по времени также имеет потери эффективной мощности, обусловленные расширением спектра излучаемого сигнала. Однако эти потери можно компенсировать увеличением усиления в ВЧ-усилителе без опасения паразитных связей, поскольку развязка антенн осуществляется их пространственным разнесением на полную базу системы когерентной помехи, обычно равную размаху крыльев самолета. Используя эффект интегрирования в радиолокационном приемнике РЛС ЛЗ в системе может быть исключена.

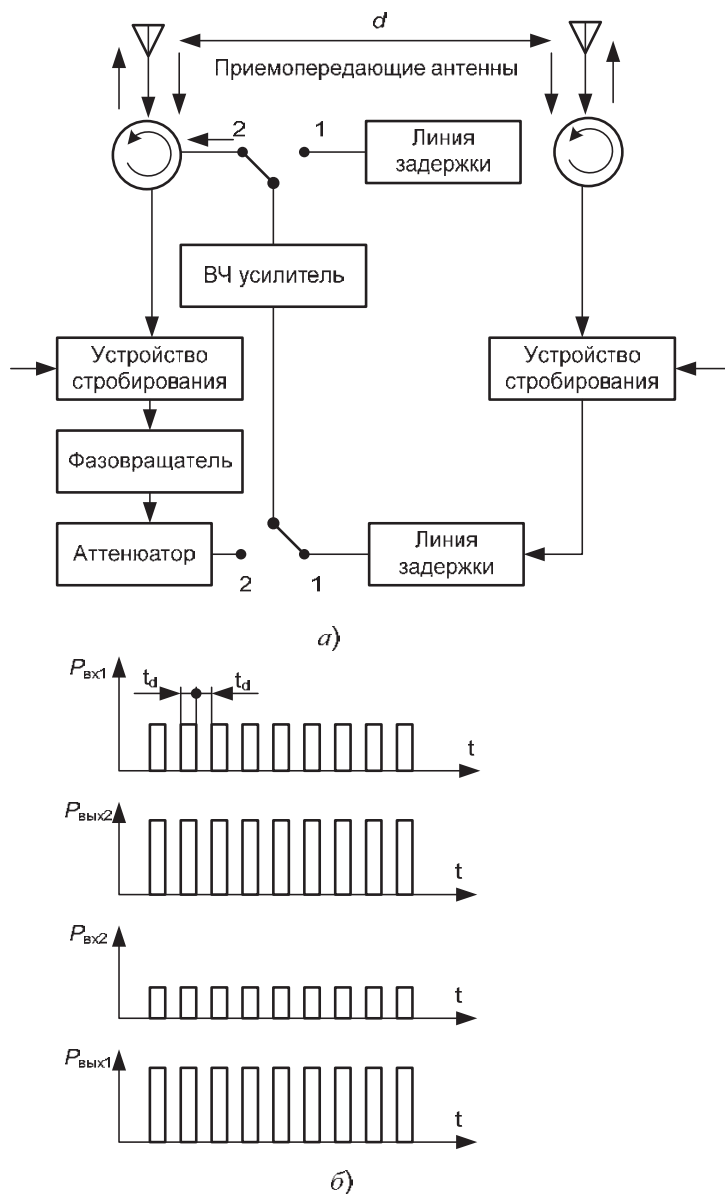


Рис. 6.17. Структурная схема передатчика когерентной помехи со стробированием по времени (а) и эпюры сигналов, поясняющие его работу (б)

В этом случае каналы перекрестной ретрансляции излучают поочередно, создавая в пространстве и в широкополосной части приемного тракта подавляемой РЛС последовательность радиоимпульсов, манипулированных по фазе с относительным скачком фазы $0, 180^\circ$. В узкополосной части приемного тракта, полоса пропускания которой много уже спектра строб-импульса. Эта последовательность радиоимпульсов интегрируется, создавая эффект действия когерентной помехи. Так как каналы перекрестной ретрансляции работают поочередно со скачком фазы $0, 180^\circ$, то это может быть признаком когерентной помехи со стробированием и использовано для помехозащиты.

Когерентная помеха может быть создана и для РЛС с отдельными антеннами для приема и передачи. Но в этом случае потребуются оптимизация параметров помехи (амплитуды и фазы), например, по реакции РЛС на воздействие. Изменяя плавно амплитуды и фазы излучаемых сигналов в определенных пределах и с определенной скоростью можно получить оптимальный вариант их значений, при которых угломерная следящая система испытывает воздействие помехи. В результате этого антенная система будет отклоняться от направления на цель или дрожать относительно этого направления. В обоих случаях это скажется на уровне принимаемого от РЛС сигнала на борту постановщика помех, что можно зарегистрировать и использовать для последующей более тонкой подстройки помехи по амплитуде и фазе вплоть до получения срыва режима сопровождения. Методы адаптивного РЭП позволяют при наличии на защищаемом ЛА датчика о координатах приближающейся ракеты с ГСН также оптимизировать воздействие помехи и в случае полуактивного ЗРК путем соответствующего регулирования соотношения амплитуд и фаз излучаемых сигналов. По результатам измерения пеленга на атаковую ракету в передатчике когерентной помехи устанавливаются необходимые значения фаз и амплитуд излучаемых помеховых сигналов. Точность пеленгации ракеты с полуактивной ГСН, необходимая для выполнения условий баланса фаз когерентной помехи с ошибкой α_0 , должна соответствовать условию

$$\sigma_{\Pi} \leq \frac{\sigma_{\varphi}}{2\pi d/\lambda},$$

где d/λ – нормированная база размещения излучателей на защищаемом объекте.

Если принять $d/\lambda \in [100; 500]$ и $\sigma_{\varphi} \leq 0,3$ рад, то $\sigma_{\Pi} \sim 10^{-4}$ рад, что трудно реализуемо на практике.

В случае полуактивного наведения зенитной ракеты для подсвета цели может использоваться либо РЛС сопровождения цели, либо специальный передатчик, ориентация антенны которого управляется РЛС сопровождения цели. Поэтому при использовании передатчика помех на основе перекрестной ретрансляции зона инверсии фазы будет находиться и стабилизироваться на РЛС сопровождения или на антенне передатчика подсвета цели. В зависимости от траектории наведения атакующей ракеты полуактивная ГСН будет последовательно пересекать зоны инверсии фазы и эффект воздействия будет зависеть от длительности нахождения ее в зоне инверсии фазы. Устройства для создания когерентной помехи могут быть и пассивными. Простейшая пассивная система – совокупность двух рефлекторов, параллельно установленных на концах крыльев самолета. Такие рефлекторы переотражают сигналы РЛС, и эти сигналы превышают по уровню сигналы, отраженные от самолета в направлении облучающей его РЛС, и при определенных условиях создают эффект действия когерентной помехи [20].

Когерентная помеха является энергоемким видом помех системам автоматического сопровождения по направлению. Коэффициент подавления для силового создания когерентной помехи составляет 20 ... 25 дБ. Для снижения энергетических требований при ее реализации можно применять комбинированные методы, когда действию когерентной помехи предшествует создание уводящей помехи по дальности и/или скорости. В этом случае передатчик когерентной помехи сначала создает уводящую помеху по дальности, а затем – когерентную помеху на сигнале с ложной дальностью (рис. 6.18).

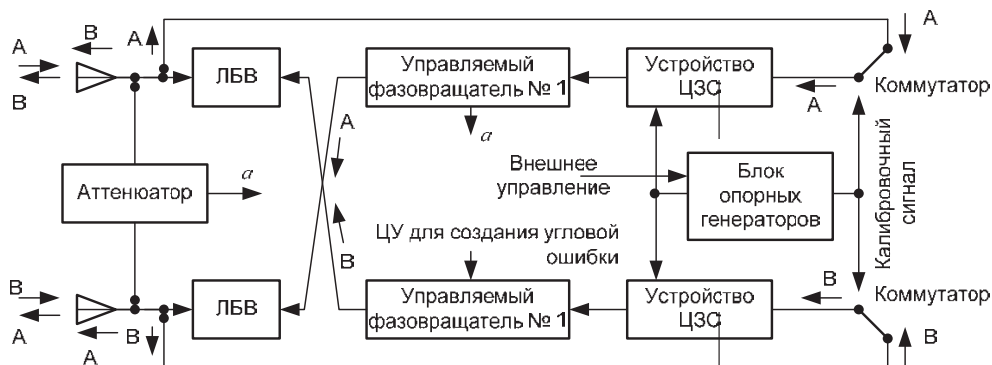


Рис. 6.18. Структурная схема аппаратуры создания когерентной помехи комбинированной с уводящей помехой по дальности

В результате действия уводящей помехи по дальности строб селекции РЛС рассогласовывается с отраженным от цели сигналом и перенацеливается на задержанный сигнал по дальности, на котором формируется сигнал когерентной помехи. В этом случае сигнал когерентной помехи не конкурирует с отраженным сигналом и коэффициент подавления составит всего лишь 6 дБ, что достаточно для увода строга дальности. В каждом канале передатчика помех установлена система цифрового запоминания сигналов. Идентичность фазовых характеристик каналов поддерживается с помощью устройства калибровки. В режиме калибровки выбирается соответствующий опорный сигнал из блока опорных генераторов и с помощью коммутаторов калибровочный, сигнал поступает на входы систем ЦЗС, установленных в обоих каналах. Разность фаз запомненных сигналов с выходов систем ЦЗС с помощью направленных ответвителей поступает на фазовый детектор, где выделяется управляющий сигнал, который после фильтрации автоматически корректирует разность фаз сигналов каналов. Фазовращатель, установленный в другом канале, используется для введения фазового сдвига, необходимого для эффективного проявления когерентного эффекта. Перед поступлением запомненных сигналов на ЛБВ и после введения необходимых фазовых сдвигов фазовращателями предусмотрено создание уводящей помехи. После цикла увода по дальности сигналы каналов усиливаются ЛБВ и излучаются в направлении подавляемой РЛС [20].

Анализ способов радиоэлектронного подавления и помехозащиты радиоэлектронных средств показывает, что любой помехе присущи ограничения, которые могут быть использованы для снижения ее эффективности. Когерентная помеха не является исключением. Возможности защиты радиолокационных средств от воздействия когерентной помехи, в основном, связаны с несовершенством ее аппаратной реализации. Даже при идеальной реализации способа перекрестной ретрансляции, эффективного воздействия на РЛС можно ожидать только в случае совмещения приемной и передающей антенн. Это связано с тем, что зона инверсии фазы ориентируется в направлении на источник излучения. Поэтому бистатические РЛС и полуактивные ГСН в этом случае не будут подвержены эффективному воздействию когерентной помехи из-за того, что зона инверсии фазы не стабилизирована в течение длительного времени на апертуре приемной антенны, а будет лишь кратковременно пересекать ее, и эффект будет сильно зависеть от инерционности (полосы пропускания) следящей системы по направлению и динамики сближения.

Способ перекрестной ретрансляции труден в реализации из-за необходимости поддержания идентичности по амплитуде и фазе взаимообратных каналов переизлучения с высокой точностью. Возможный способ решения этой проблемы состоит в применении инвертируемого усилительного тракта. Однако, если в системе перекрестной ретрансляции отсут-

ствуется линия задержки, то излучаемый сигнал помехи в пространстве и в широкополосном тракте приемника представляет состыкованную фазоманипулированную последовательность когерентных радиоимпульсов со скачком фазы, близким к 180° . Частота повторения радиоимпульсов равна частоте инвертирования общего усилителя. Структура этого сигнала помехи сохраняется в широкополосном тракте подавляемого приемника, а эффект когерентной помехи, как отмечалось ранее, проявится после прохождения этим сигналом узкополосного фильтра накопления системы сопровождения по направлению. Если до этого фильтра каким-либо способом можно устранить фазовую манипуляцию, помеховый эффект будет существенно снижен. Одним из известных способов устранения фазовой манипуляции со скачком 180° является удвоение частоты. Это преобразование можно произвести в широкополосном тракте приемника до фильтра накопления. Кроме того, если можно выделить из сигнала помехи частоту коммутации каналов перекрестной ретрансляции, то путем синхронного стробирования или противофазной модуляции можно демодулировать и изменить его структуру в сторону уменьшения скачков фазы на интервале накопления. Частота инвертирования общего усилителя ретранслятора обычно согласовывается с полосой пропускания фильтра накопления приемника. В этом случае частота коммутации каналов будет наименьшей для простых непрерывных радиолокационных сигналов, а в случае импульсных или широкополосных каналов существенно возрастет. Поэтому, применение короткоимпульсных или широкополосных сигналов затрудняет реализацию перекрестной ретрансляции из-за необходимости значительного увеличения частоты инвертирования. Это потребует применения в них быстродействующих, мощных СВЧ-переключателей. Отмеченные выше недостатки перекрестной ретрансляции для создания когерентной помехи были связаны с тем, что разнесенные антенны передатчика помех излучали поочередно. Устранение этого недостатка возможно. Оно связано с введением в каналы ретрансляции линий задержки. С помощью стробирования можно осуществить раздельный во времени режим "Прием" и "Передача" одновременно обеими антеннами передатчика помех. При этом обеспечивается развязка. В результате в пространстве одновременно существуют два когерентных противофазных сигнала помехи. Разделить их в подавляемом приемнике нельзя. Однако этот сигнал манипулирован по амплитуде с частотой, обратно пропорциональной длительности введенной задержки. В приемнике можно выделить сигнал с частотой стробирования и использовать его для исключения приема сигнала когерентной помехи. В результате в систему обработки приемника поступает только стробированный сигнал, отраженный от сопровождаемой цели. Во всех случаях следует стремиться к повышению помехозащищенности систем сопровождения РЛС по дальности и скорости от воздействия уводящих помех, что может исключить применение менее энергоемких комбинированных способов создания когерентных помех.

6.6. Мерцающие помехи, создаваемые из двух и более точек пространства

Мерцающие помехи относятся к групповому средству защиты. Принцип создания их заключается в том, что передатчики помех, установленные на защищаемых объектах, включаются и выключаются по программе. Простейший вариант программы – поочередное включение и выключение данных передатчиков. В этих условиях радиолокатор наблюдает цели в той последовательности, в какой производится включение и выключение передатчиков помех. При этом передатчики помех могут включаться по случайному закону, чтобы не дать РЛС возможности сопровождать отдельную цель в течение времени, достаточного для точного определения ее местоположения [11].

Действие такой помехи основывается на ограниченной разрешающей способности угломерного координатора. Как показано в [11, 20], при наличии двух постановщиков помех, не разрешаемых по направлению, радиолокатор отслеживает положение энергетического центра, определяемого выражением:

$$\frac{\Delta\theta}{\Psi_{\Pi}} = \frac{P_1(t) - P_{\Pi 2}(t)}{P_{\Pi 1}(t) + P_{\Pi 2}(t) + 2P_c(t)}, \quad (6.2)$$

где Ψ_{Π} – угол между постановщиками помех;
 θ – угол между направлениями на энергетический центр и середину угла Ψ_{Π} ;
 $P_{\Pi 1}(t); P_{\Pi 2}(t)$ – мощность помехи, излучаемой первым и вторым постановщиками помех соответственно;
 $P_c(t)$ – мощность сигнала, отраженного от каждого из постановщиков помех.

Из (6.2) следует, что положение энергетического центра излучения определяется в основном соотношением мощностей источников помех и характером изменения мощности помехи во времени. При очередном включении и выключении передатчиков помех РЛС, следящая за постановщиками помех, будет стремиться отслеживать преимущественно то одну, то другую цель, вследствие чего антенна РЛС будет раскачиваться по углам в такт с коммутацией помехи. Это существенно затруднит определение угловых координат целей и их разрешение по направлению.

При создании мерцающих помех ракета с радиолокационным наведением в начальный момент движется в направлении энергетического центра совокупности помех и не различает по направлению самолеты-постановщики помех. По мере ее движения расстояние между ракетой и целями уменьшается, а угол между направлениями на постановщики помех увеличивается, в результате чего наступает момент, когда ГСН ракеты начинает разрешать по направлению отдельные источники помехи. С этого момента ракета будет наводиться на одну из разрешаемых целей. Поскольку дальность до цели с момента ее разрешения по направлению сравнительно невелика, а допустимые перегрузки ракеты ограничены, ракета не успевает точно выйти на цель и проходит ее со значительным промахом, не причиняя ей вреда.

Величина промаха может быть рассчитана на основе выражения, связывающего критический угол разрешения и промах ракеты [12]:

$$\Delta l = \frac{l_6}{2} - \frac{1}{2} \frac{ngl_6^2}{V_{\text{отн}}^2 \theta_{\text{кр}}^2}, \quad (6.3)$$

где Δl – промах (в линейных единицах);
 l_6 – проекция линейной базы (расстояния между целями) на плоскость, перпендикулярную линии визирования;
 ng – предельно допустимая перегрузка ракеты;
 $V_{\text{отн}}$ – относительная скорость сближения ракеты с целью;
 $\theta_{\text{кр}}$ – критический угол разрешения целей.

Для того, чтобы система пеленгации отслеживала перемещающийся в пространстве энергетический центр излучения, частота коммутации передатчика должна соответствовать условию: $F_{\text{к}} \leq \frac{F_{\text{с.с}}}{2}$ – полоса пропускания следящей системы.

При более высоких частотах коммутации следящее устройство будет усреднять угловые ошибки и отслеживать направление на энергетический центр источников помех. Очевидно, выбор слишком низкой частоты коммутации также недопустим, поскольку в этом случае атакующая ракета будет успевать наводиться на один из постановщиков помех при излучении им помехи. Оптимальная частота мерцания обычно выбирается в пределах 0,5...10 Гц. При принятой линеаризации пеленгационной характеристики требуемое превышение мощности помехи над сигналом, необходимое для перенацеливания РЛС в секторе $0,8\Psi_{\Pi}$, равно 9 дБ. Если размер угловой базы целей превышает пределы линейного участка пеленгационной характеристики, то расчеты следует производить с учетом реальных ДН. Учитывая тенденции рассредоточения самолетов в пространстве при групповых полетах,

наиболее реальным будет вариант воздействия помех через область боковых лепестков ДН антенны подавляемой РЛС в условиях разрешения целей по дальности, скорости и направлению. Поэтому дальнейшее совершенствование метода создания мерцающих помех, предположительно, должно идти по пути управления индивидуальными бортовыми средствами помех с помощью каналов связи и увеличения мощности передатчиков мерцающих помех до уровней, гарантирующих воздействие помехи через боковые лепестки ДН подавляемых РЛС с низким уровнем. При этом режим синхронной мерцающей помехи является одним из самых эффективных.

Варианты реализации мерцающих помех. При создании синхронных мерцающих помех возможны следующие варианты [12, 20].

1. Два самолета, находящиеся на одинаковом расстоянии от РЛС, используют для передачи информации межсамолетную линию связи, работающую вне частотного диапазона РЛС. Один самолет является ведущим, он управляет частотой коммутации и через линию связи включает передатчик помех другого, ведомого самолета. Однако потеря одного из самолетов в этом случае делает защиту неэффективной, если отсутствует запасной самолет, способный заменить выведенный из строя. Кроме того, такая линия межсамолетной связи дорога и не всегда можно обеспечить ее помехозащищенность.

2. Для синхронизации работы передатчиков помех используется обычная бортовая навигационная система или наземная станция наведения самолетов. Эти системы передают требуемые данные для синхронизации и обеспечивают этим последовательное синхронное мерцание помехи. При этом предполагается, что для обеспечения скрытности работы в навигационной системе приняты соответствующие меры, исключающие возможность создания ей помех. Достоинство этого метода – отсутствие дорогостоящей линии связи.

3. Система вообще не использует никакой линии связи. Один из самолетов оснащается передатчиком помех малой мощности, например, 10 Вт, который постоянно включен. Другой самолет имеет передатчик прерывистых помех гораздо большей мощности, например, 500 Вт. Во время паузы мощного передатчика одноцелевая РЛС будет сопровождать 10-ваттный передатчик помех, поскольку этой мощности достаточно, чтобы замаскировать обе цели на приемлемых дальностях до РЛС. Когда включается мощный передатчик помех, РЛС переходит на сопровождение этого передатчика, так как его мощность в 50 раз больше, чем мощность непрерывно излучающего передатчика помех. Но если ведущий самолет будет сбит или его передатчик помех выйдет из строя, то другой самолет становится очень уязвимым для ракет противника, работающих в режиме наведения на сигнал помехи.

4. Один самолет (ведущий) находится позади другого самолета. Ведущий самолет может быть одним из самолетов атакующей группы или самолетом-постановщиком помех прикрытия, который обычно находится в таком положении. Он осуществляет управление последовательным включением путем излучения своего прерывистого шумового сигнала в направлении хвостовой антенны другого самолета. В бортовой аппаратуре РЭП ведомого самолета при этом должна быть обеспечена хорошая развязка между передающей антенной, излучающей вперед, и антенной, принимающей сигналы с задней полусферы. Альтернативное решение состоит в использовании в передающем и приемном трактах таких фильтров, чтобы приемная антенна принимала сигнал от ведущего самолета вне частотного диапазона помехи, создаваемой ведомым самолетом. В этом случае аппаратура помех ведущего самолета должна иметь несколько более широкую частотную полосу, чем аппаратура помех ведомого самолета.

5. Метод создания синхронных мерцающих помех предполагает использование стабильных, точных часов, синхронизированных до вылета. В этом случае летное задание должно содержать инструкции оператору РЭП относительно времени начала включения помехи. Следует отметить, что эффективность мерцающих помех зависит от расстояния между самолетами, их скорости, разрешающей способности ГСН ракеты по угловым координатам, маневренности ракеты (допустимой перегрузки) и других параметров, характеризующих конкретную обстановку.

Поскольку эффект нарушения разрешающей способности по направлению достигается только при условии отсутствия разрешения постановщиков помех по дальности и скорости, наиболее простым путем создания мерцающих помех, очевидно, является использование передатчиков прицельно-заградительных шумовых помех, несинхронно коммутируемых с низкой частотой. При этом режим несинхронной коммутации несколько снизит эффективность защиты по сравнению с синхронно коммутируемыми помехами, однако обеспечит ряд существенных преимуществ при его реализации, включая снижение стоимости и сохранение автономности действий самолетов защищаемой группы.

6.7. Создание мерцающих помех с помощью передатчиков, перестраиваемых по частоте

Эффекта действия мерцающих помех можно достичь с помощью разнесенных в пространстве передатчиков, непрерывно перестраиваемых по частоте. В этом случае, как и при мерцающей помехе, РЛС поочередно будет наблюдать различные цели по мере того, как частота передатчиков помех последовательно попадет в полосу пропускания приемника РЛС. Мешающий эффект угломерному каналу в этом случае будет несколько напоминать эффект обычной групповой цели с той лишь разницей, что разрешение по дальности целей будет невозможно, поскольку передатчики помех работают в непрерывном режиме.

Если скорость качания частоты передатчика установить в соответствии с требованиями воздействия на угломерный канал, то РЛС в момент совпадения частоты помехи с частотой настройки ее приемника будет переходить на автосопровождение соответствующего постановщика помех. При выходе частоты помехи за пределы полосы пропускания приемника РЛС будет продолжать сопровождение той же цели, но уже по отраженному сигналу. В момент совпадения частоты помехи, излучаемой с другого самолета, с частотой приемника дальномерный канал РЛС окажется забитым помехой, вследствие чего селекция цели по дальности нарушится, и РЛС перейдет на автосопровождение новой цели по помехе. Поскольку самолет, излучающий в последнем случае помеху, будет находиться в другом направлении, то антенная система повернется в это новое направление. Аналогичное перенацеливание произойдет при повторном вхождении помехи от первой цели или другой новой цели. В результате поочередного воздействия помех, излучаемых с разнесенных в пространстве постановщиков частотно-перестраиваемых помех, антенная система будет переходить с сопровождения одной цели на сопровождение другой, и, следовательно, будет испытывать раскачку в соответствии с программой работы передатчиков помех. Допустимые при этом скорости перестройки частоты помехи довольно низкие, что является ограничением, так как при перестройке в широком частотном диапазоне интервалы между воздействиями помехи будут велики. И это существенно снизит ожидаемый эффект "мерцания" сопровождаемой цели. При высоких скоростях перестройки, когда время между воздействиями становится соизмеримым с постоянной времени приемника, ожидаемый эффект в угломерном канале приближается к эффекту групповой цели. Это происходит независимо от разности дальностей от РЛС до отдельных целей группы, поскольку разрешение по дальности в этом случае нарушается действием помехи.

Преимущество помехи с качанием частоты состоит в действии ее на многие РЛС, рабочие частоты которых перекрываются диапазоном перестройки частоты передатчиков, и сравнительной простоте аппаратуры помех.

При создании помехи с качанием по частоте может использоваться различное число передатчиков шумовых помех. Центральная частота, полоса и закон перестройки каждого из них могут регулироваться вручную или автоматически по программе. Сигналы управления формируются на основе информации, поступающей с приемной системы радиотехнической разведки. На рис. 6.19 показаны три варианта возможных режимов работы такой системы создания помех с использованием четырех передатчиков.

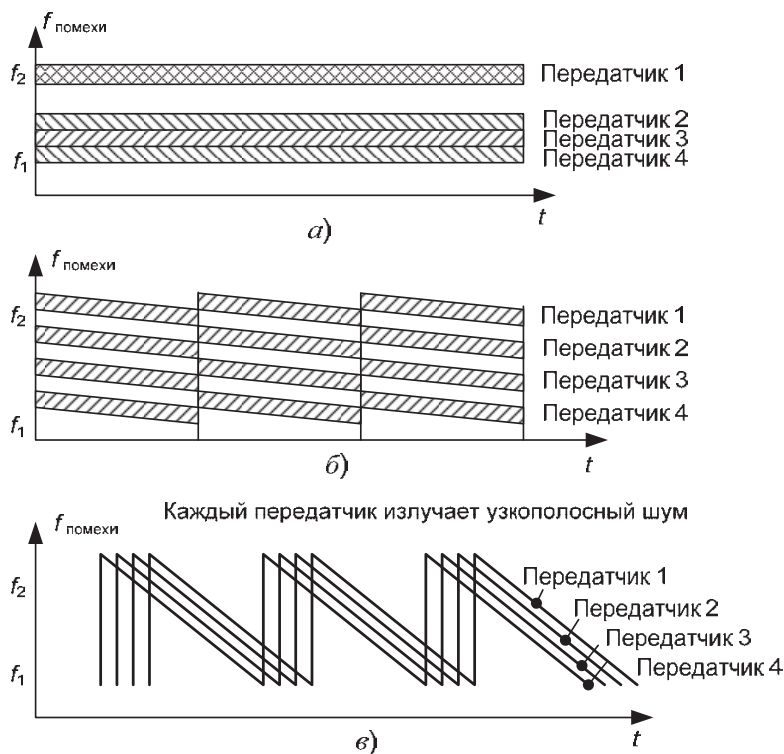


Рис. 6.19. Режимы частотной перестройки

а) Каждый из передатчиков помех настроен на фиксированную конкретную частоту, используемую противником – этот вариант аналогичен индивидуальной настройке четырех передатчиков помех на конкретные частоты РЛС, однако при их работе в составе системы настройка передатчиков помех и реагирование на изменения входных сигналов могут происходить быстрее, чем при их индивидуальной раздельной настройке.

б) Режим частотной перестройки каждого передатчика помех, обеспечивающий перекрытие полной полосы частот f_1 – f_2 путем перестройки каждого передатчика помех в заданной части полосы. Частота перестройки передатчиков помех при желании может быть выбрана соответствующей частоте сканирования пространства антенного луча подавляемой РЛС, в результате чего помеха будет синхронизирована с разверткой на ИКО РЛС. При подавлении нескольких РЛС скорость перестройки частоты передатчиков помех может оперативно изменяться.

в) Каждый передатчик шумовых помех перестраивается по частоте по пилообразному закону во всей полосе частот. Ширина шумовой полосы каждого передатчика помех выбрана так, чтобы они, гранича своими спектрами друг с другом по уровню 3 дБ, создавали сплошное перекрытие по частоте (на рис. 6.19 для упрощения это не показано). Этот метод может обеспечивать повышение мощности на 6 дБ, по сравнению с работой одного передатчика помех в режиме заградительной помехи с перестройкой полосы частот.

Следует отметить, что мерцающая помеха независимо от способа ее реализации, как и когерентная помеха, излучаемая из двух разнесенных в пространстве точек, является универсальной в том смысле, что при определенных условиях может действовать на системы пеленгации различных типов. Объясняется это тем, что действие ее в конечном счете также связано с изменением наклона фазового фронта радиоволны, принимаемой антенной РЛС.

Мерцающая помеха относится к достаточно исследованным в плане реализации видов помех. Возможные методы защиты от действия мерцающих помех. В соответствии с изложенным мерцающая помеха рассматривается как эффективный вид помехи системам наведения управляемых ракет, и разработчики радиолокационных систем предпринимают меры по защите от ее действия. Приведенное выражение (6.3) показывает, что промах тем больше, чем больше критический угол разрешения. Отсюда следует, что увеличение разрешающей способности РЛС по углу будет снижать эффективность действия мерцающей помехи. Поэтому методы увеличения разрешающей способности моноимпульсных РЛС, описанные в [20], относятся и к методам повышения помехозащищенности по отношению к мерцающим помехам. При коммутации передатчиков помех по прямоугольному закону можно блокировать направления, с которых внезапно появляются мощные сигналы, и препятствовать переходу следящей системы на сопровождение нового мощного источника сигналов (помехи). Тем самым основная цель, которую преследуют мерцающие помехи, заключающаяся в срыве или ухудшении разрешения целей, не будет достигнута. В этом случае создаются условия сопровождения только одного выбранного источника мерцающих помех. Для нейтрализации этого метода помехозащиты обычно используется плавное изменение мощности помехи.

Средством увеличения помехозащищенности моноимпульсных РЛС от мерцающих помех и помех с качанием частоты является также уменьшение боковых лепестков ДНА, поскольку это приводит к увеличению требуемой мощности помехи

Для защиты угломерной следящей системы от действия помех с перестройкой частоты, создаваемых с разнесенных в пространстве точек, может применяться адаптивная ступенчатая перестройка частоты РЛС. В этом случае можно предусмотреть два сторожевых фильтра, настроенных на частоты ниже и выше частот действующей полосы пропускания приемника, и смену рабочей частоты производить в момент вхождения помехи в один из сторожевых фильтров.

Известно, что перспективным методом защиты от различных типов помех является управление формой ДН приемной антенны и формирование провалов в направлении источников активных помех. Пространственная селекция постановщиков помех получила широкое распространение благодаря внедрению в радиолокационную технику ФАР, позволяющих управлять процессом формирования ДНА. Этот метод может быть применен и для защиты РЛС от мерцающих помех.

6.8. Прерывистые помехи

Прерывистые помехи предназначены для воздействия на РЛС сопровождения и рассчитаны на нарушение работы системы АРУ. Как известно, система АРУ широко используется в РЛС сопровождения для обеспечения работы радиолокационного приемника в пределах динамического диапазона, а также для нормирования входных сигналов, поступающих к радиолокационным системам сопровождения по угловым координатам, дальности и скорости. Поэтому нарушение работы системы АРУ вызывает ухудшение функционирования РЛС сопровождения и особенно ее угломерной системы. Это может быть достигнуто путем создания мощных прерывистых помех с периодом коммутации сигнала помехи меньше постоянной времени системы АРУ и малом коэффициенте заполнения сигнала помехи [20]. Действие прерывистой помехи состоит в том, что информация об угловом положении сопровождаемой цели поступает в систему АСН не непрерывно, как это происходит при отсутствии помехи, а дискретно, с перерывами, длительность которых зависит от параметров системы АРУ подавляемого радиолокатора и характеристик помехи. Перерывы приводят к уменьшению коэффициента передачи системы автосопровождения по направлению и, как следствие, к росту динамических ошибок сопровождения цели.

Прерывистая помеха действует на РЛС сопровождения различных типов, в том числе и на моноимпульсные системы сопровождения. Как известно, нормированию сигналов в моноимпульсных системах суммарно-разностного типа отводится важная роль и это нормиро-

вание осуществляется с помощью системы АРУ суммарного канала. Нарушение работы системы АРУ с помощью прерывистой мощной помехи неизбежно приводит к нарушению нормальной работы РЛС, появлению существенных угловых ошибок. Нарушение работоспособности РЛС в этом случае происходит также и за счет периодического насыщения приемника ложной прерывистой помехой, поскольку в амплитудных моноимпульсных РЛС информация о направлении на цель содержится в амплитудных соотношениях принимаемых сигналов и насыщение приемника будет приводить к искажению (или полному снятию) угловой информации принимаемых сигналов. Нарушение работоспособности моноимпульсной угломерной системы может быть достигнуто также с помощью мощной импульсной помехи, частота повторения импульсов которой значительно ниже частоты следования импульсов РЛС [20]. Поскольку система АРУ обычно проектируется на основе заданного количества принимаемых импульсов, снижение количества поступающих импульсов может серьезно повлиять на выполнение системой АРУ своих функций и, как результат, на работу угломерной следящей системы РЛС. Реализация рассмотренных выше методов чрезвычайно проста и не требует информации о типе угрожаемого радиолокатора сопровождения. Если при этом не прибегать к очень большим превышениям мощности помехи над сигналом, прерывистую помеху следует сочетать с уводящими помехами по дальности и скорости. Очевидно, снижение эффективности прерывистой помехи может быть достигнуто путем расширения динамического диапазона приемника РЛС и применения мгновенной АРУ.

6.9. Помеха на частоте коммутации приемных каналов

Для снижения неидентичности амплитудно-фазовых характеристик моноимпульсных приемников иногда прибегают к коммутации приемных каналов с половинной частотой следования импульсов, в результате чего подключение усилителей промежуточной частоты производится поочередно то к одной, то к другой антенне. При этом за счет неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов угловая ошибка принимает то положительное, то отрицательное значение, и в усредненном сигнале ошибки дополнительная ошибка за счет неидентичности каналов будет значительно уменьшена. Коммутация приемных каналов может осуществляться также с произвольной частотой, не связанной с частотой следования импульсов. Однако при определенных условиях введение коммутации сделает такие системы уязвимыми со стороны амплитудно-модулированных помех, излучаемых из одной точки пространства. Анализ показывает, что при действии помехи, модулированной по амплитуде с частотой коммутации каналов, возникают систематические ошибки пеленгации. Ошибки пеленгации, возникающие при действии помехи с синхронной амплитудной модуляцией на частоте коммутации, близки по значению к ошибкам в аналогичной системе пеленгования без коммутации, возникающим за счет неидентичности амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов [20].

Возможность создания синхронной помехи на частоте коммутации маловероятна из-за скрытного характера частоты коммутации. Но это справедливо только в том случае, когда коммутирующее устройство идеально согласовано с приемными каналами и не воздействует на передающий канал. Если это условие не выполняется, то излучаемые в пространство сигналы будут нести информацию о частоте и фазе коммутирующего процесса, которую при наличии на борту постановщика помех соответствующей аппаратуры можно выделить и использовать для создания эффективной прицельной помехи на частоте коммутации приемных каналов РЛС. Наведение помехи по частоте коммутации возможно также по реакции передающей антенны на воздействие помехи, в этом случае помеха модулируется по амплитуде сигналом скользящей частоты в диапазоне, охватывающем диапазон возможных частот коммутации, и излучается в направлении РЛС. В момент времени, когда частота модуляции помехи становится равной частоте коммутации, возникают ошибки в системе пеленгации РЛС и передающая антенна соответственно отклоняется в сторону от направления на цель-постановщик помех. Это отклонение фиксируется на борту постановщика помехи по изме-

на рис. 6.20 структурная схема обеспечивает формирование ответной помехи, когда каждый помеховый импульс приходит к РЛС практически одновременно с импульсом, отраженным от цели-постановщика помех. Использование одновременно с воздействием по зеркальному каналу дополнительных методов формирования помехи повышает его эффективность.

В свою очередь, в РЛС применяются меры защиты от помех по зеркальному каналу. Например, РЛС может быть сконструирована таким образом, чтобы обеспечивать сопровождение по угловым координатам на зеркальной частоте, а также иметь специальные смесители с режекцией зеркальной частоты. В этом случае создание помехи по зеркальному каналу требует очень большой мощности, что практически становится нереализуемым [20].

6.11. Расстроенная по частоте помеха, действующая на скатах полосы пропускания подавляемого приемника

У некоторых моноимпульсных систем точность сопровождения может уменьшаться из-за неточной настройки приемника на принимаемый сигнал, что обуславливается наличием неидентичности частотных характеристик приемных каналов по промежуточной частоте. Этот недостаток может использоваться при организации РЭП моноимпульсным РЛС. например, путем излучения помехи с несущей частотой, отличающейся от рабочей частоты РЛС примерно на половину полосы пропускания приемника по промежуточной частоте. Эффективность такой помехи зависит от степени неидентичности приемных каналов моноимпульсных РЛС на этих частотах. При создании рассматриваемой помехи передаваемый системой РЭП сигнал смещается по частоте относительно несущей частоты радиолокатора так, чтобы биения с сигналом гетеродина радиолокатора создавали ложный сигнал, попадающий на скат полосы пропускания по промежуточной частоте приемника радиолокатора. При необходимости могут генерироваться два таких сигнала, обеспечивающие ложные сигналы на каждом скате полосы пропускания приемника. Во многих случаях это легче, чем генерировать один такой сигнал. Если передатчик помех обеспечивает отношение помеха/сигнал, достаточное для компенсации потерь из-за нахождения сигналов помехи на скатах полосы пропускания, и создание требуемого превышения помехи над полезным сигналом в приемном канале 6 дБ и более, то радиолокационный приемник будет вынужден сопровождать ложный сигнал. Положение ложного сигнала на скатах полосы пропускания может совпадать с частотами, на которых трудно управлять фазовой характеристикой радиолокационного приемника, и могут существовать ошибки согласования по фазе, что будет вызывать неустойчивость углового сопровождения радиолокаторов, чувствительных к фазе сигнала [20].

На рис. 6.22 приведена структурная схема такого передатчика помех. Он представляет собой импульсный ретранслятор, использующий ЛБВ с непрерывным режимом для усиления сигналов малого уровня и мощную импульсную ЛБВ в качестве выходной лампы. Видеодетектор вырабатывает входной сигнал для формирования модулирующего импульса. Радиолокационный сигнал проходит через балансный смеситель и управляемый аттенуатор. Характеристика балансного смесителя позволяет формировать на выходе обе боковые составляющие с очень малым уровнем остатка на несущей частоте входного сигнала. При подаче на балансный смеситель сигнала с одной частотой f_i создаются две боковые составляющие с частотами $f_i \pm f_n$. Возможен также однополосный режим работы.

Величина сдвига частоты должна быть достаточной, чтобы сигнал попадал на скаты полосы пропускания с относительным уровнем от 10 до 30 дБ. При формировании помехи можно использовать фиксированный сдвиг по частоте и постоянную мощность ретранслятора. При изменении частоты помехи ложные сигналы скользят вверх и вниз по скатам полосы пропускания приемника, создавая амплитудную модуляцию. Возможны также другие законы изменения частоты, мощности и фазы, например треугольные, параболические, пилообразные. Описываемая помеха не создаст сигналы на частоте настройки приемника, поэтому не

действует подобно обычному маяку. Системы защиты радиолокатора, использующие переход на сопровождение по помехе, могут быть в данном случае неэффективными. Для повышения эффективности данную помеху можно использовать совместно с другими видами помех. Так, эффективность помехи можно повысить с помощью комбинирования ее с уведящей по дальности и скорости помехой. В этом случае в стробе дальности (скорости) радиолокатора будет отсутствовать отраженный от защищаемого объекта сигнал, и требования к мощности помехи системы по угловым координатам существенно снижаются.

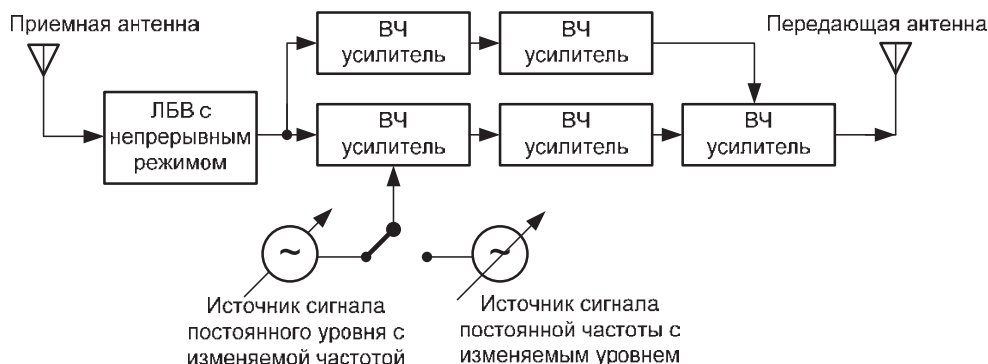


Рис. 6.22. Структурная схема импульсного передатчика расстроенной по частоте помехи, действующей на скатах полосы пропускания подавляемого приемника РЛС

6.12. Двухчастотная помеха

Сущность двухчастотной помехи (ДЧП) заключается в том, что в направлении подавляемой РЛС излучаются два высокочастотных сигнала, частоты которых находятся в пределах рабочего диапазона РЛС, но разнесены друг относительно друга на величину, равную промежуточной частоте приемника РЛС. При воздействии на приемник такая помеха детектируется в смесителе и формирует сигнал промежуточной частоты. Эффект действия такой помехи может проявляться в перегрузке приемника, дезинформации и нарушении работы угломерного координатора. Перегрузка приемника возникает, например, при двухчастотной непрерывной помехе достаточной мощности. При отсутствии дополнительной модуляции помехи оператор РЛС может даже не подозревать о воздействии помехи, и потерю чувствительности приемника будет расценивать, как неисправность аппаратуры, и, соответственно, не сможет принять меры защиты от помех. Если один или оба сигнала двухчастотной помехи подвергнуть фазовой модуляции шумами, то действие такой помехи будет эквивалентно действию шумовой помехи [49]. При воздействии помехи на РЛС импульсного типа действие двухчастотной помехи проявляется преимущественно в насыщении видеодетектора. В РЛС доплеровского типа подавление приемника происходит в результате насыщения системы АРУ.

При воздействии на пеленгационные системы двухчастотная помеха существенно искажает пеленгационную характеристику (ПХ). Эти искажения, как показал анализ, проявляются в том, что пеленгационная характеристика, описываемая при нормальных условиях работы нечетной функцией, становится четной (однополярной). В равносигнальном направлении крутизна ПХ падает. При отклонении антенны от равносигнального направления отработка внесенного углового отклонения происходит с различной скоростью. При отклонении антенны в сторону положительной ветви ПХ по сигналу помехи, совпадающей с ветвью ПХ по полезному сигналу, антенная система РЛС начинает отработывать внесенную ошибку с достаточно высокой скоростью, которая постепенно замедляется. Область

равносигнального направления совпадает с областью неустойчивого состояния. Поэтому наличие дрейфа угломера (крутизна в этой области очень мала) будет вызывать сначала медленное, а затем все убыстряющееся движение ДНА РЛС в сторону от направления на источник помехи, вызывая срыв АС. Введение начального углового рассогласования положения источника помехи будет сокращать время для срыва АС. В зависимости от знака и величины этого рассогласования движение антенны будет происходить с различной угловой скоростью. Однако отработки начального углового рассогласования, которое обычно наблюдается по полезному сигналу, в данном случае не будет. Естественно, что динамика движения источника помехи (маневр) будет существенно влиять на время срыва АС. Чем выше угловые перегрузки движения источника, тем меньше потребуется времени для срыва АС. В результате возможность автосопровождения источника такой помехи полностью исключается. Равносигнальное направление антенной системы РЛС в этом случае будет отклоняться от направления на постановщик помехи, и будет наступать срыв режима автосопровождения цели. Анализ показал также, что действие двухчастотной помехи проявляется неодинаково для различных типов моноимпульсных систем. Так, если суммарно-разностная и фазово-фазовая системы теряют в этих условиях возможность автосопровождения, то амплитудно-амплитудная моноимпульсная система практически сохраняет свою работоспособность.

Преимуществом двухчастотной помехи является то, что при ее создании не требуется наведения по несущей частоте. Однако реализация такой помехи требует априорных знаний промежуточной частоты подавляемого радиолокатора и ширины его полосы пропускания, а также повышенных уровней мощности. Последнее обуславливается тем, что коэффициент передачи супергетеродинного приемника в режиме прямого детектирования примерно на два порядка ниже коэффициента передачи в режиме гетеродинирования. Для проявления эффекта воздействия ДЧП на следящий угломер необходимо обеспечить соответствующий уровень мощности помехи на входе подавляемого приемника. Если в фильтре селекции по дальности или скорости приемника угломера находится полезный сигнал, то требуемый абсолютный уровень мощности ДЧП определяется энергетическими параметрами подавляемого угломера, величиной ЭПР защищаемого объекта, его удалением, потерями непосредственного детектирования в смесителе. Мощность сигнала промежуточной частоты на выходе смесителя для радиолокационного сигнала пропорциональна произведению мощности гетеродина P_T и мощности радиолокационного сигнала P_c на входе смесителя, т. е. $P_{с\text{ вых}} = K_c P_c P_T$, а для помехового сигнала $P_{п\text{ вых}} = K_n P_{п1} P_{п2}$, где K_c и K_n – коэффициенты пропорциональности, $P_{п1}$ и $P_{п2}$ – уровни мощности помеховых сигналов на входе приемника.

Следует отметить, что двухчастотная помеха эффективна при отсутствии высокочастотных преселекторов на входе РЛС, сужающих рабочий диапазон частот до минимума. В случае, когда преселекторы имеются, двухчастотная помеха будет селектироваться. При наличии в схеме РЛС высокочастотного преселектора можно применять амплитудно-модулированную помеху, частота модуляции которой равна промежуточной частоте приемника подавляемого радиолокатора. Непосредственное детектирование такой помехи в смесителе приемника РЛС обеспечивает образование помехового сигнала.

В состав передатчика двухчастотной помехи входят два генератора, которые автоматически настраиваются на частоту подавляемого радиолокатора. Оба генератора снабжены устройствами, позволяющими разносить их частоты относительно частоты подавляемого радиолокатора на определенную величину. Каждый наводимый по частоте генератор питает свой собственный усилитель мощности и передающую антенну. Детекторная цепь выделяет импульсы подавляемого радиолокатора, которые используются для синхронизации работы усилителей мощности в импульсном режиме. Такой метод создания помех требует значительных уровней мощности, достаточных для компенсации высоких потерь, вносимых смесителями и полосовыми фильтрами подавляемого моноимпульсного радиолокатора, поэтому в каждом канале используются мощные импульсные усилители на ЛБВ и антенны с высоким коэффициентом усиления. В качестве импульсных источников высокой мощности вместо

ЛБВ можно использовать магнетроны, частоты которых смещены относительно рабочей частоты подавляемого радиолокатора, а разность частот устанавливается равной промежуточной частоте подавляемого радиолокатора $f_{пч}$.

Возможен вариант передатчика двухчастотной помехи, в котором сигнал РЛС детектируется с целью обеспечения передачи высокочастотных помеховых импульсов синхронно с импульсами подавляемой РЛС. Единственный генератор автоматически настраивается на частоту РЛС, затем его сигнал модулируется по амплитуде сигналом промежуточной частоты РЛС, установленной заранее, усиливается и излучается. Первый смеситель РЛС будет демодулировать этот сигнал, в результате в приемнике подавляемой РЛС будет создаваться ложный сигнал промежуточной частоты. Другой метод формирования пары частот, разнесенных на промежуточную частоту приемника РЛС, предусматривает использование местного генератора, настроенного на частоту, точно равную половине промежуточной частоты, и балансной модуляции с подавлением несущей частоты. Создание двухчастотной помехи возможно также при излучении передатчиком одного сигнала на частоте, отстоящей от частоты гетеродина на половину промежуточной частоты. В этом случае смеситель РЛС производит вторую гармонику частоты, равную промежуточной частоте. Необходимо отметить, что если промежуточная частота РЛС неизвестна, то любой метод реализации двухчастотной помехи может использовать свипирование частот. В этом случае помеха будет действовать только часть времени, и эффективность ее соответственно уменьшится. При неизвестной промежуточной частоте можно применять также свипирование частоты помехи в сочетании с контролем за реакцией РЛС (наведение на ПЧ по реакции на воздействие помехи). Использование двухчастотной помехи в сочетании с уведящей помехой по дальности или другими аналогичными помехами может привести к усилению эффективности помехи, так как в этом случае РЛС будет осуществлять сопровождение только по помеховому сигналу, не совпадающему с отраженным сигналом. Отношение помеха/сигнал становится бесконечно большим при любой мощности помехи, требуемая эффективная мощность помехи снижается до уровня, необходимого для обеспечения увода строга дальности (скорости).

ГЛАВА 7

Радиосистемы передачи информации как объекты РЭБ

7.1. Типы и классы радиосистем передачи информации

К классу радиоэлектронных систем передачи информации относятся такие, которые передают сообщения из одной точки пространства в другую (другие) или от одного момента времени к другому [4]. В последнем случае радиоэлектронные системы называются системами запоминания и/или хранения информации. На практике, в реальной жизни, процессы передачи информации в пространстве и во времени совмещаются: переносу сообщений в пространстве сопутствует их задержка на время распространения и на время обработки сигналов, а запоминание обязательно связано с перемещениями сигналов между разными физическими носителями информации.

Типичная функциональная схема радиоэлектронной системы передачи информации приведена на рис. 7.2. Функциональная схема – это ориентированный граф, вершины которого представляют устройства обработки преобразования (обработки) сигналов, а ребра – направление передачи сигналов и, соответственно, содержащихся в этих сигналах сообщений. Совокупность устройств, участвующих в преобразовании и передаче сигнала и среды распространения радиосигналом связи называется каналом передачи информации.

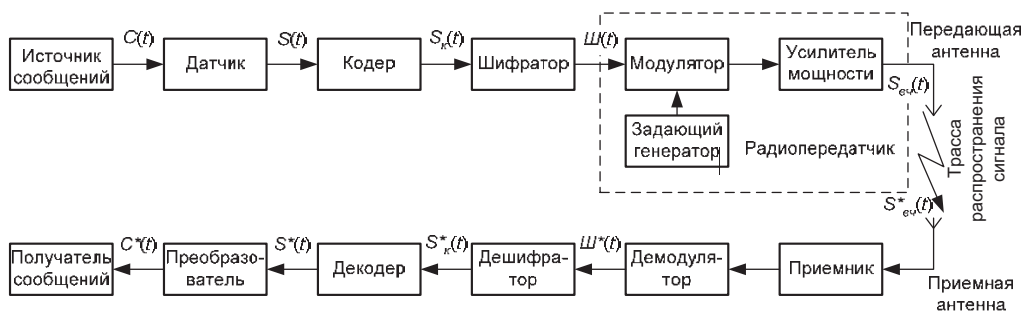


Рис. 7.2. Упрощенная функциональная схема радиоэлектронной системы передачи информации

Датчик преобразует сообщение $C(t)$ в сигналы $S(t)$, имеющие, как правило, вид электрических колебаний напряжений или токов. Командные радиосистемы передают управляющие воздействия для устройств и агрегатов объектов управления, а также программы, которые записываются в память контроллеров, входящих в состав комплексов автономного управления. Все большее распространение получают системы передачи информации, представленной в цифровой форме, в виде чисел. В таких системах датчик, кроме формирования электрического сигнала, обеспечивает преобразование исходного аналогового сообщения в цифровую форму. Перевод в цифровую форму производится аналого-цифровым преобразователем (АЦП) и кодером источника информации.

Кодер преобразует сигнал с выхода датчика $S(t)$ в такую форму $S_k(t)$, которая пригодна для распространения сигнала по дальнейшим цепям и каскадам радиоэлектронной системы передачи информации. Можно сказать, что кодер переводит сообщение с языка датчика на язык канала передачи информации. В процессе кодирования сигнал подвергается таким преобразованиям, которые улучшают качество работы всей системы передачи информации.

Прежде всего – улучшают устойчивость сигналов против помех и искажений, сопровождающих процесс передачи.

Шифрующее преобразование превращает кодированный сигнал в криптограмму (шифровку), смысл и содержание которой недоступен любому получателю информации, не имеющему на это соответствующих прав и полномочий. Это преобразование не является принципиально необходимым для передачи сообщений, но все чаще применяется в современных информационных и, разумеется, в радиоэлектронных системах. Прежде всего – в радиосистемах комплексов управления, вынужденных работать в условиях информационного конфликта. Кроме того, специальные криптографические преобразования способны наделять сообщения свойством аутентичности, т. е. удостоверяют законного получателя информации в том, что сообщения подлинны, не искажены и созданы уполномоченным на то источником информации.

Модулятор преобразует сигнал, содержащий сообщение, в форму таких колебаний, которые могут излучаться антеннами и распространяться в пространстве и переносится электромагнитными волнами.

Трасса распространения радиосигнала пролегает в среде, где могут существовать и распространяться электромагнитные поля. В этой среде существуют поля, созданные многими излучателями как искусственного, так и естественного, природного происхождения. И все эти поля создают свои сигналы на входе приемного устройства. Большинство сигналов не информативно для данной конкретной системы и мешают приему полезных, информативных сигналов. То есть являются для нее помехами. Среди неинформативных колебаний, подводимых антенной к входу приемника, обязательно есть и помехи естественного происхождения. Есть и помехи антропогенной природы, создаваемые специально для радиоэлектронного противодействия противником в информационном конфликте.

Общая структурная схема системы передачи информации рис. 7.1 может быть детализована и конкретизирована для разных случаев и применений.

Так если система служит для передачи информации между людьми (если люди являются абонентами системы – источниками и получателями информации) то это система связи.

Если источниками информации являются некоторые автоматические устройства – электронно-вычислительные машины, измерительные приборы, приборы контроля и тому подобные устройства, то система передачи информации именуют системой передачи данных.

Весьма распространены системы, использующие одни и те же передающие, приемные и некоторые другие устройства (каналообразующие подсистемы) для передачи сообщений от нескольких источников информации нескольким получателям. Такие системы называются многоканальными. Многоканальность обеспечивается устройством уплотнения каналов (мультиплексером) на передающей стороне и устройством разделения (демультиплексером, селектором) каналов на стороне приемной. Устройства уплотнения объединяют сигналы многих датчиков в один общий групповой сигнал, наделяя этот сигнал специальными свойствами для осуществления обратной операции разделения принятого группового сигнала между многими получателями с минимумом взаимных помех.

Если абоненты системы радиосвязи могут быть как источниками, так и получателями информации (а это чаще всего и случается), устройства преобразования сигнала должны совмещать выполняемые функции прямых и обратных преобразований. Поэтому в таких системах появляются устройства, предназначенные для выполнения как операций модуляции, так и демодуляции (модемы), кодирования и декодирования (кодеки), мультиплексирования и селектирования каналов (мультисеки).

В тех весьма распространенных случаях, когда многие источники и получатели информации разнесены в пространстве, а циркулирующие по системе сообщения формируются в произвольные несогласованные друг с другом моменты времени, радиоэлектронная система передачи информации превращается в радиосеть.

Исторически первыми появились именно радиосистемы передачи информации. Они открывали совершенно невиданные ранее и очень важные возможности для связи с подвижными объектами. Пока радиоаппараты (передатчики и приемники) были громоздкими, удавалось создать мобильные системы связи только с кораблями. Но, по мере совершенствования элементной базы и конструкций, по мере освоения все более высокочастотных диапазонов радиоволн, радиосистемы начали применяться и для связи между самолетами, автомобилями, космическими аппаратами. В наше время мобильные радиосети обеспечивают информационное общение людей между собой и с абонентами других информационных систем и сетей.

Все множество угроз информационной безопасности обычно разделяется на три кластера:

- угрозы нарушения конфиденциальности;
- угрозы нарушения целостности;
- угрозы нарушения доступности.

Применительно к системам передачи информации актуальны все три группы перечисленных угроз. Для того, чтобы противостоять угрозам нарушения конфиденциальности в радиосистемах передачи информации предусматривается криптографическое преобразование передаваемых сообщений. Целостность и доступность передаваемых сообщений нарушается, если эти сообщения или их фрагменты искажены помехами. Для парирования таких угроз безопасности передаваемой информации применяют меры противодействия помехам. Противодействие помехам естественного, природного происхождения обеспечивается мерами помехоустойчивости. Деструктивное воздействие помех, специально организованных средствами радиоэлектронной борьбы, подавляются методами обеспечения помехозащиты. Между методами и средствами помехоустойчивости и помехозащиты есть как сходство, так и различие. Во всяком случае средства помехозащиты предусматривают как противодействие помехам, так и обеспечение скрытности работы информационных радиосистем. Скрытность затрудняет определение параметров излучения систем передачи информации средствами радиоэлектронной разведки противника и, тем самым, препятствует возможности организации прицельных радиопомех, наиболее опасных для радиосистем.

7.2. Подавление радиолиний связи и командного радиоуправления

Командным радиолиниям управления и связи могут создаваться преднамеренные активные помехи двух видов. Во-первых, маскирующие непрерывные шумовые и импульсные помехи, снижающие качество приема сигнала. Во-вторых, имитирующие помехи, дезинформирующие получателя сообщений. Во всяком случае, помехи радиолиниям передачи информации снижают скорость передачи информации, вплоть до предельных значений, близких к нулю. При нулевой скорости передачи информации (пропускной способности) говорят, что канал связи размыкается.

Применяемый набор маскирующих помех достаточно велик. Это и АМ, ЧМ-шумовые помехи, ХИП и другие. Имитирующие помехи подобны полезным сигналам, но несущие ложную информацию. Эти помехи называют дезинформирующими и, иногда, диверсионными.

Подавление радиолиний управления и связи имеет ряд особенностей по сравнению с подавлением РЛС:

- приемники радиолиний в отличие от приемников РЛС используют прямой сигнал передатчика;
- диаграммы направленности передающих и приемных антенн радиолиний являются, как правило, малонаправленными;
- применяется широкий набор мер помехозащиты (кодирование, кратковременность работы и др.).

Эти особенности необходимо учитывать при разработке САП и способов их боевого применения. Прежде всего, сказанное относится к особенностям уравнения РЭП для случая подавления радиосистем передачи информации (РСПИ), объединяющим радиолинии управления и связи.

Рис. 7.1 иллюстрирует общий случай радиоэлектронного подавления РСПИ, когда прикрываемый самолет (цель Ц) и самолет-постановщик помех (ПП) не совмещены в пространстве.

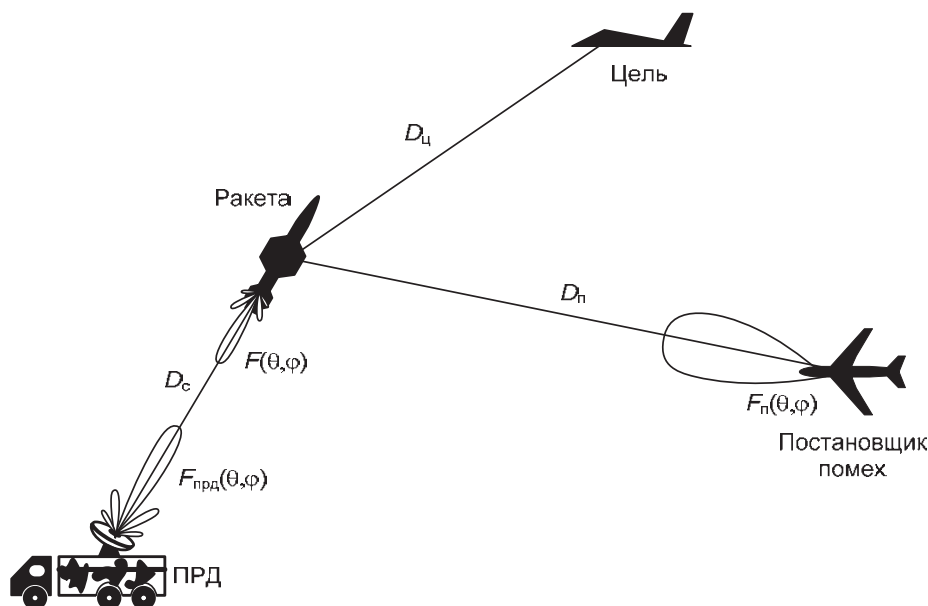


Рис. 7.1. Радиоэлектронное подавление командной РСПИ

Передатчик РСПИ (ПРД), имеющий антенну с ДНА $F_{\text{прд}}(\theta, \varphi)$, находится на удалении $D_{\text{ц}}$ от подавляемого приемника самолета-цели или ракеты противника. Пользуясь рис. 7.1 можно сконструировать уравнение РЭП в соответствии с правилами и приемами, изложенными в главе 4 (п. 4.2.1):

$$\frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}}}{P_{\text{с}} G_{\text{с}}} \left(\frac{D_{\text{с}}}{D_{\text{п}}} \right)^2 F^2(\theta, \varphi) \gamma_{\text{п}} \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{\Delta f_{\text{п}}} = k_{\text{п}}, \quad (7.1)$$

где $P_{\text{с}} G_{\text{с}}$ – энергетический потенциал приемника радиолинии;
 $P_{\text{п}} G_{\text{п}}$ – энергетический потенциал САП;
 $F(\theta, \varphi)$ – ДНА приемника подавляемой радиолинии (в частности, установленного на самолете или на ракете).

При выводе (7.1) предполагалось, что максимумы ДНА передатчиков командной радиолинии и САП направлены на объект подавления – ракету.

Для прицельной ко частоте и поляризации помехи, когда $\gamma_{\text{п}} = 1$; $\Delta f_{\text{пр}} = \Delta f_{\text{п}}$ из (7.1) следует выражение для оценки потребного энергетического потенциала САП:

$$P_{\text{сап}} = P_{\text{п}} G_{\text{п}} = P_{\text{с}} G_{\text{с}} \left(\frac{D_{\text{п}}}{D_{\text{н}}} \right)^2 \frac{1}{F^2(\theta, \varphi)}. \quad (7.2)$$

Для линий радиосвязи можно считать антенну подавляемого приемника ненаправленной, т. е. $F^2(\theta, \varphi) = 1$, поэтому потенциал САП, предназначенной для подавления линий радиосвязи, равен:

$$P_{\text{сап}} = P_c G_c \left(\frac{R_{\text{п}}}{R_{\text{п}}} \right)^2. \quad (7.3)$$

При подавлении командных радиолиний управления ракетами следует рассчитывать на воздействие помех через боковые лепестки ДНА, поэтому необходимо принять $F^2(\theta, \varphi) \approx 10^{-2}$. Тогда из (7.1) следует, что

$$P_{\text{сап}} = 10^{-2} P_c G_c \left(\frac{R_{\text{п}}}{R_{\text{п}}} \right)^2. \quad (7.4)$$

Сравнение (7.3) и (7.4) показывает, что при одинаковых энергетических потенциалах передатчиков линий связи и КРУ подавление бортовых приемников КРУ требует увеличения на два порядка энергетического потенциала САП (при одинаковом отношении $D_{\text{п}}/D_{\text{с}}$). Подавление линий радиосвязи, КРУ и систем ближней радионавигации имеет много общего, поскольку они используют прямой, а не отраженный, как в РЛС, сигнал. Границы зоны подавления для случая подавления радиоприемника, расположенного на самолете (ракете) противника, определяются из рис. 7.1. Передатчик подавляемой радиолинии находится в точке расположения станции управления ракетой Π , являющейся началом декартовой системы координат $Ox\eta z$ рис. 7.2.

Проекция точки положения самолета на земную поверхность S имеет координаты $\{x, y\}$. Расстояние между передатчиком радиолинии и постановщиком помех ПП равно L . С помощью рис. 7.1 и рис. 7.2 можно записать уравнение РЭП (7.1) в виде

$$\left(\frac{D_c}{D_{\text{п}}} \right)^2 = k_c, \quad (7.5)$$

где

$$k_c = k_{\text{п}} \frac{P_c G_c \Delta f_{\text{п}} \cos^2 \beta}{P_{\text{п}} G_{\text{п}} \Delta f_{\text{пп}} F^2(\theta, \varphi) \gamma_{\text{п}} \cos^2 \alpha}. \quad (7.6)$$

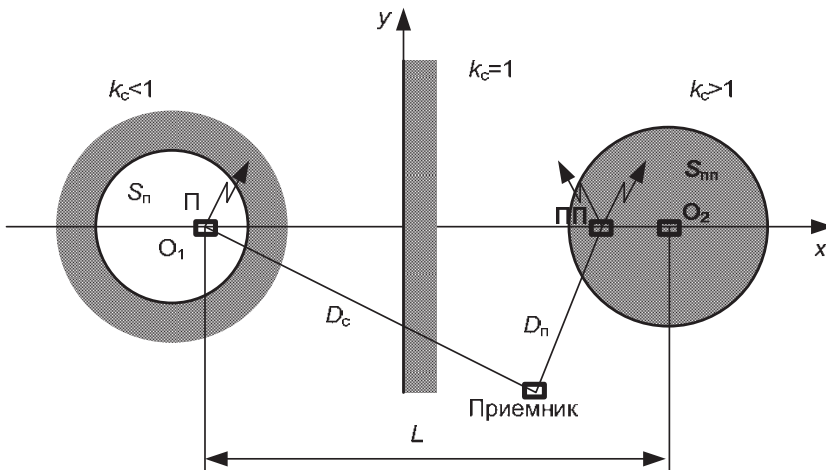


Рис. 7.2. Зоны подавления приемника КРУ на ракете

Так как и $D_c = x^2 + y^2$; $D'_n = x^2 + (y-L)^2$, то из (7.6) следует уравнение для определения границы зоны подавления:

$$\left(x - \frac{k_c L}{k_c - 1}\right)^2 + y^2 = \frac{k_c L^2}{(1 - k_c)^2}. \quad (7.7)$$

Полезно рассмотреть три случая, соответствующие значениям $k_c > 1$; $k_c < 1$; $k_c = 1$.

При $K_c > 1$ анализ (7.7) показывает, что граница зоны подавления представляет собой окружность с радиусом

$$D_2 = \frac{L\sqrt{k_c}}{k_c - 1}. \quad (7.8)$$

Смещение окружности, относительно начала координат

$$d_2 = -\frac{k_c L}{k_c - 1}. \quad (7.9)$$

Зона подавления при $k_c < 1$ представляет собой всю земную поверхность за исключением части плоскости $S_{пп}$ внутри окружности радиуса D_1 рис. 7.2.

При $k_c < 1$ зона неподавления $S_{пп}$ – это круг радиусом

$$D_1 = \frac{L\sqrt{k_c}}{1 - k_c}. \quad (7.10)$$

Центр круга смещен относительно точки местоположения передатчика помех на расстоянии

$$d_1 = -\frac{k_c L}{1 - k_c}. \quad (7.11)$$

При $K_c = 1$ окружность вырождается в прямую, проводящую через центр базы L и перпендикулярную оси y .

Анализ (7.7) и позволяют сделать следующие выводы.

- при малом энергопотенциале САП ($k_c > 1$) зона подавления располагается вокруг САП, поэтому прикрытие объектов (например, самолетов от ракет с командным наведением) возможно только при их расположении внутри области $S_{пп}$;
- при большом энергопотенциале САП ($k_c < 1$), прикрытие возможно во всем прилегающем к постановщику помех пространстве, за исключением зоны неподавления $S_{пп}$, находящейся вблизи передатчика $П$ подавляемой радиолинии.

7.3. Станции активных помех радиолиниям командного радиоуправления

Объектом воздействия помех, создаваемых КРУ, является приемное устройство, установленное на борту ракеты или какого-либо ЛА. Активные помехи могут приводить к подавлению передаваемых команд к $K_{вх}$ или к созданию ложных команд, вызывающих существенные ошибки наведения.

Различают два вида преднамеренных помех КРУ. Во-первых, это помехи, заградительные по коду. Во-вторых – помехи, прицельные по коду.

Помеховые сигналы первого рода представляют собой непрерывные шумовые сигналы (прямошумовые, АМ, ЧМ, ФМ-помехи) или хаотические импульсные помехи (ХИП). Во втором случае помеховые сигналы имеют структуру, подобную сигналам подавляемой радиолинии, и создаются, как правило, путем ретрансляции полезного сигнала с соответствующей модуляцией.

Помехи, заградительные по коду, могут вызывать полное или частичное подавление передаваемых команд; изменение параметров модуляции поднесущих колебаний (например, случайные отклонения моментов возникновения импульсов принимаемого кода); образование ложных кодов.

В зависимости от интенсивности воздействующих помеховых сигналов различают помехи малого и большого уровней. Помехи малого уровня вызывает только малосущественные изменения параметров модуляции поднесущих колебаний (кодов), что не может привести к заметным ошибкам наведения. Помехи большого уровня, для которых $\frac{P_{п\text{ вх}}}{P_{с\text{ вх}}} > 1$

вызывают не только искажение сообщений на выходе подавляемой линии радиолинии, но и ухудшение других ее характеристик. В частности, уменьшение коэффициента передачи $k_{п}$.

При $\frac{P_{п\text{ вх}}}{P_{с\text{ вх}}} \geq k_{п}$ коэффициент передачи радиолинии управления уменьшается настолько, что линия как динамическое звено контура наведения размыкается.

В зависимости от вида помехи, вида и способа модуляции сигнала, структуры кода команд и особенностей построения системы КРУ, воздействие помех может приводить к двум качественно различным случаям проявления эффекта размыкания контура наведения. Так, при симметричной линии, размыкание линии означает установку управляемых агрегатов (например – рулей ракеты) в нейтральное положение. Если же линия несимметрична, то при размыкании линии управляемые агрегаты устанавливаются в крайнее положение. Установка рулей ракеты на упоры в крайние положения вызовет движение ракеты по криволинейной траектории минимального радиуса, т. е. с максимально допустимой перегрузкой.

Существенным недостатком помех, заградительных по коду, является значительная величина потребной средней мощности передатчика помех. Этот недостаток ограничивает практическое применение рассмотренных помех.

Помехи, прицельные по коду, в принципе позволяют получить некоторый энергетический выигрыш по сравнению с заградительными помехами.

Принцип создания помех КРУ иллюстрируется схемой рис. 7.3.

Сигналы управления командной радиолинии управления принимаются приемной антенной станции помех $A_{п1}$ и поступают на приемное устройство станции помех ПРМ САП и в схему запоминания частоты, которая может быть многоканальной. После усиления и детектирования сигналы кодов команды подаются на вход устройства управления, которое преобразует принятые коды, так что на каждую посылку сигнального кода формируется посылка помехи (или помехового кода). Полученная последовательность помеховых сигналов задерживается на время τ_3 и используется далее для модуляции высокочастотных колебаний в усилителе У. После усиления в оконечном усилителе ПРД САП помеховый сигнал излучается передающей антенной $A_{п2}$. В результате воздействия помехи происходят ложные срабатывания дешифратора команд.

Необходимыми условиями создания прицельных по коду помех являются разведка кодов, их параметров, порядка и периода следования кодированных команд, а также формирование подобных помеховых кодов и их излучение в соответствующем порядке.

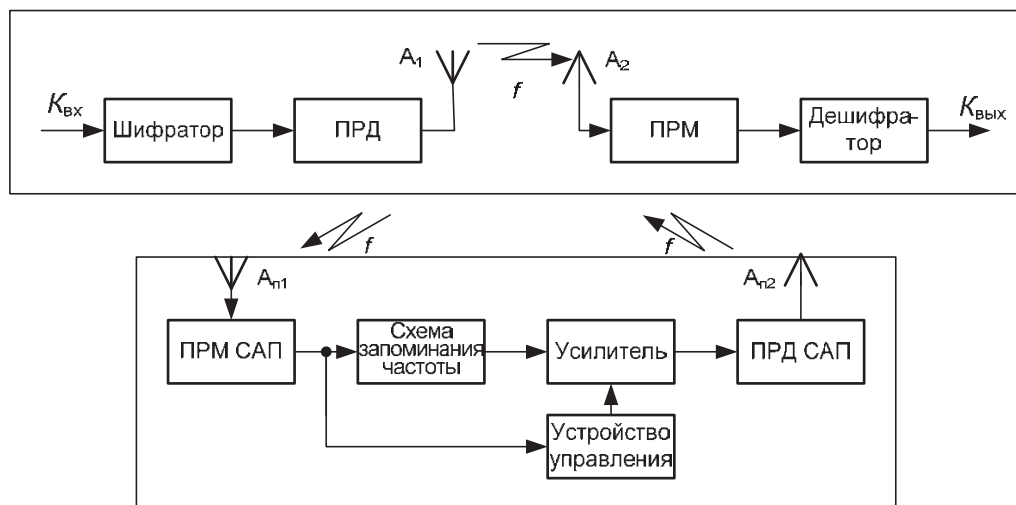


Рис. 7.3. Создание помех системе командного радиоуправления

7.4. Станции активных помех радиолиниям передачи информации

Подавление связных радиоприемников возможно маскирующими и имитирующими помехами. К маскирующим помехам относятся АМ, ЧМ и ФМ-шумовые помехи и хаотические импульсные помехи. Имитирующие помехи создаются путем излучения ложного сообщения корреспондентам противника. К этим помехам предъявляются весьма жесткие требования к соблюдению принципа подобия помехи и полезного сигнала по информационным и сопутствующим параметрам.

Структурная схема САП радиолиниям радиосвязи представлена на рис. 7.4.

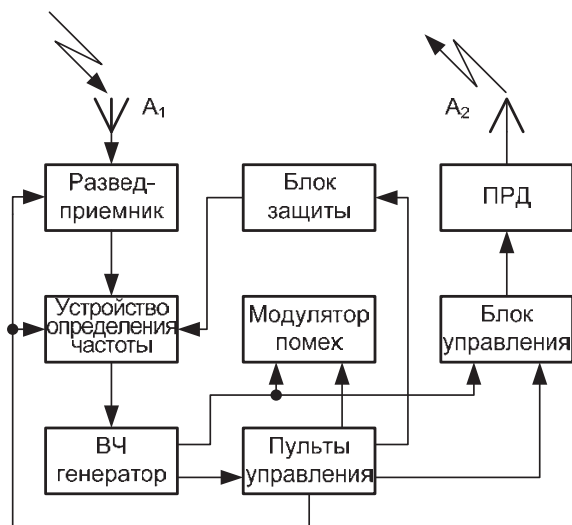


Рис. 7.4. Структурная схема САП радиолиниям УКВ-радиосвязи

Основными устройствами САП являются разведывательный приемник, устройство определения частоты подавляемого канала связи и настройки высокочастотного генератора, пульта управления, блок управления, усилитель мощности, модулятор помех и блок защиты.

Высокочастотные сигналы радиостанций поступают через приемную антенну A_1 в разведывательный приемник, где производится их предварительная селекция и усиление. Разведывательный приемник осуществляет поиск сигналов в заданном участке диапазона. Несущая частота и вид модуляции определяются в устройстве определения частоты, которое имеет панорамный индикатор.

Несущая частота сигнала f_c запоминается и на нее автоматически настраивается высокочастотный генератор с ошибкой δf (не более нескольких килогерц).

Высокочастотный сигнал с несущей частотой $f_n = f_i \pm f$ поступает в блок управления, где модулируется по амплитуде или частоте низкочастотным шумом. После усиления в оконечном усилителе помеха излучается через передающую антенну A_2 .

С помощью пульта управления и блока управления устанавливаются различные режимы работы приемопередающей и анализирующей аппаратуры САП.

В состав САП входит блок защиты, предназначенный для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) собственных РЭС. В САП для ЭМС развязки каналов приема и передачи применяется частотно-временной принцип блокировки излучения помехи.

Управление САП может производиться как автономно, так и дистанционно с вынесенного пункта управления. Возможны следующие основные режимы работы САП: разведка, создание непрерывной шумовой помехи, создание ответной шумовой помехи.

В режиме "разведка" ведется только обнаружение сигналов радиостанций и определение их параметров.

В режиме создания непрерывной шумовой помехи при включении передатчика помех мгновенно создается помеха на частоте любой первой радиостанции, обнаруженной при панорамном поиске разведывательным приемником. Время излучения помехи $T_{изл}$ может изменяться в соответствии с заданной программой.

В режиме создания ответной помехи САП подавляет шумовой помехой только те радиостанции, которые назначены для подавления. Помеха представляет собой шумовые импульсы с изменяемой длительностью $T_{изл}$. Шумовые импульсы покрывают сообщения противника в течение времени T_n , определяемого заданным циклом работы.

7.5. Радиоэлектронное подавление цифровых линий связи и передачи данных

Цифровые системы передачи информации (связи и передачи данных) используют ограниченный набор стандартных сигналов, отображающих информационные символы s_i . Вся совокупность возможных используемых сигналов составляет алфавит. Полное количество используемых символов, т. е. мощность множества, составляющего алфавит, равно m . Количество информации по Шеннону связано с условием выбора конкретного символа из алфавита $s_i \in S, i \in 1: m$

$$I = \log \frac{P_{ps}(s)}{P_{pr}(s)} = \log P_{ps}(s) - \log P_{pr}(s), \quad (7.12)$$

где $P_{pr}(s_i)$ – априорная вероятность передачи символа s_i , а $P_{ps}(s_i)$ – апостериорная вероятность того, что принятый сигнал соответствует именно тому символу s_i , который был передан. Если сообщение при передаче не искажено, $P_{ps}(s) = 1$ и $I = -\log P_{pr}(i)$.

Источник информации может формировать различные сообщения, которым соответствуют цепочки из разных символов. Разные символы могут иметь разные априорные вероятности. Поэтому кроме величины количества информации I (7.12) рассматривается среднее количество информации на один символ, формируемый источником сообщений:

$$H = - \sum_{i=1}^m P_{pr}(s_i) \log P_{pr}(s_i), \quad (7.13)$$

где m – объем алфавита символов s_i .

Величина H в (7.13) называется энтропией источника информации и полностью определяется априорным распределением вероятностей на множестве символов, используемых источником. Как видно, энтропия (7.13) – это математическое ожидание величины $\log P_{pr}(s_i)$. Чем больше энтропия источника, тем больше, в среднем, степень априорной неопределенности формируемого им сообщения.

После приема сообщения неопределенность уменьшается (во всяком случае – не увеличивается). Поэтому количество информации (7.12) может трактоваться как мера уменьшения неопределенности. Энтропия, как следует из (7.13) неотрицательна, но равна нулю только для вырожденного ансамбля, содержащего только одно сообщение, такое, что $P_{ps}(s)=1$. Кроме того, энтропия аддитивна: для совокупности источников энтропия равна сумме энтропии каждого:

$$H_N = \sum_{n=1}^N H_n = - \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^m P_{pr}(s_{ni}) \log P_{pr}(s_{ni}). \quad (7.14)$$

Энтропия имеет ту же размерность, что и количество информации. Эта размерность зависит от выбора основания логарифма в (7.12) и (7.13). Если логарифм берется по основанию 2, информация и энтропия измеряются в двоичных единицах, или битах (BinarydigIT). Один бит это количество информации, содержащееся в неискаженном при передаче сообщении, которое априори может принимать два равновероятных значения $P_{pr}(s_0) = P_{pr}(s_1)=0,5$. Действительно, из (7.12): $I = -\log_2 0,5$. Кратные одному биту величины количества информации: 1 байт=2³=8 бит, 1 Кбайт=2¹⁰ байт=2¹³ бит и т.д.

Другая важная для оценки информативности сообщений величина – взаимная информация. Это информация, которую содержит один ансамбль относительно другого. Например – ансамбль принятых сообщений относительно ансамбля сообщений переданных. Или ансамбль зашифрованных сообщений относительно породившего его ансамбля сообщений открытых. Пусть имеется два ансамбля $\mathbf{A}$ и $\mathbf{B}$ дискретных сообщений $a_k \in \mathbf{A}$ и $b_l \in \mathbf{B}$. Совместная вероятность сообщений a_k и b_l – это $P_2(a_k, b_l)$. А совместная энтропия ансамблей $\mathbf{A}$ и $\mathbf{B}$ будет, по определению, математическим ожиданием логарифма совместного распределения:

$$H(\mathbf{A}, \mathbf{B}) = -M \{ \log P_2(a_k, b_l) \}. \quad (7.15)$$

Для условного распределения аналогичным образом можно определить условную энтропию:

$$H(\mathbf{A}|\mathbf{B}) = -M \{ \log P(a_k|b_l) \} = - \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L P(a_k|b_l) \log P(a_k|b_l). \quad (7.16)$$

Используя теорему Байеса

$$P(a, b) = P(a)P(b|a) = P(b)P(a|b). \quad (7.17)$$

для (7.16) можно установить, что

$$H(\mathbf{A}, \mathbf{B}) = H(\mathbf{A})H(\mathbf{B}|\mathbf{A}) + H(\mathbf{B})H(\mathbf{A}|\mathbf{B}). \quad (7.18)$$

Нетрудно также установить, что

$$0 \leq H(\mathbf{A}|\mathbf{B}) \leq H(\mathbf{A}). \quad (7.19)$$

Равенство $H(\mathbf{A}|\mathbf{B}) = 0$ выполняется тогда, когда ансамбль $\mathbf{B}$ содержит всю информацию об ансамбле $\mathbf{A}$. В другом крайнем случае $H(\mathbf{A}|\mathbf{B}) = H(\mathbf{A})$ означает, что ансамбли $\mathbf{A}$ и $\mathbf{B}$ содержат независимые сообщения, т.е. $\mathbf{B}$ не содержит информации об $\mathbf{A}$.

Поскольку, как видно из (7.19), условная энтропия $H(\mathbf{A}|\mathbf{B})$ никогда не бывает больше $H(\mathbf{A})$, можно утверждать, что знание $\mathbf{B}$ уменьшает (в среднем) априорную неопределенность относительно $\mathbf{A}$. Поэтому разность

$$H(\mathbf{A}) - H(\mathbf{A}|\mathbf{B}) = I(\mathbf{A}, \mathbf{B}) \quad (7.20)$$

называется количеством взаимной информации, содержащейся в ансамбле $\mathbf{B}$ относительно $\mathbf{A}$.

Используя определения энтропии (7.15), (7.16) и (7.20) нетрудно установить, что

$$I(\mathbf{A}, \mathbf{B}) = -M \left\{ \log [P(a_k)] \right\} + M \left\{ \log [P(a_k|b_l)] \right\} = M \left\{ \log \frac{P(a_k|b_l)}{P(a_k)} \right\}. \quad (7.21)$$

Если $P(a_k|b_l)$ – условная вероятность передачи символа a_k при условии, что принят символ b_l , а $P(a_k)$ – априорная вероятность события $a_k \in \mathbf{A}$ то, $I(\mathbf{A}, \mathbf{B})$ показывает, сколько в среднем информации передается по каналу, воспроизводящему на выходе сообщение из ансамбля $\mathbf{B}$.

Обозначив величиной T среднее время передачи одного сообщения, можно оценить скорость передачи информации от $\mathbf{A}$ к $\mathbf{B}$:

$$R(\mathbf{A}, \mathbf{B}) = \frac{I(\mathbf{A}, \mathbf{B})}{T}. \quad (7.22)$$

С такой скоростью сообщения передаются по информационному каналу. Эта скорость зависит как от свойств источника информации, так и от свойств самого канала. Максимально достижимая скорость при заданном качестве передачи информации $c = \max R(\mathbf{A}, \mathbf{B})$ называется пропускной способностью канала передачи и является важнейшей характеристикой информационной системы. Радиоэлектронное подавление системы передачи информации означает создание таких условий, при которых скорость передачи информации стремится к нулю или, во всяком случае, опускается ниже некоторого нижнего предела.

Для оценки пропускной способности можно привести следующие рассуждения. Пусть по дискретному каналу передаются сигналы, содержащие по n символов каждый, и пусть эти символы выбираются из алфавита, который содержит m символов (имеет объем m). Каждый такой сигнал может принимать N разных значений и, соответственно, способен переносить информацию об N разных сообщениях. Естественно, что

$$\begin{aligned} \text{при } n=1 \quad N &= m, \\ \text{при } n=2 \quad N &= m^2, \\ \dots \quad \dots \quad \dots & \\ \text{при } n \quad N &= m^n. \end{aligned} \quad (7.23)$$

Если все сигналы в информационной системе независимы (канал без памяти), равновероятны $\left(P_{pr} = \frac{1}{N} \right)$ и принимаются без искажений ($P_{ps} = 1$), а длительность передачи каждого сигнала $T = nT_c$ равна сумме длительностей составляющих его символов, то скорость передачи информации составит:

$$R = c = \frac{I}{T} = \frac{1}{n\tau_c} \log \frac{P_{ps}}{P_{pr}} = \frac{\log_2 m^n}{n\tau_c} = \frac{1}{\tau_c} \log_2 m. \quad (7.24)$$

Для передачи символа (элементарного сигнала) длительностью τ_c канал передачи данных должен иметь ширину полосы пропускания $w \cong \frac{1}{\tau_c}$. Именно такую полосу частот занимает сигнал, длительностью τ_c . Поэтому для дискретного канала без памяти соотношение (7.24) позволяет утверждать, что

$$c = w \log_2 m. \quad (7.25)$$

Если условие неискаженной передачи не выполняется, в канале действуют помехи и, вследствие этого, происходят ошибки с вероятностью P , то апостериорная вероятность при приеме каждого символа будет равна уже не единице, а

$$P_{ps} = P(b_l, a_k) = \begin{cases} 1 - P & \text{при } a_k = b_l; \\ \frac{P}{m-1} & \text{при } a_k \neq b_l, \end{cases} \quad (7.26)$$

а входящая в (7.24) величина количества информации должна определяться согласно (7.26), с учетом того, что $H(\mathbf{A})$ энтропия источника сообщений не зависит от свойств канала, а условная энтропия

$$H(\mathbf{B}|\mathbf{A}) = -M\{\log_2(b_k, a_l)\} = -P \log_2 \frac{P}{m-1} - (1-P) \log_2 (1-P). \quad (7.27)$$

Используя (7.24), (7.26) и (7.27) можно получить:

$$c = w \left[\log_2 m + P \log_2 \frac{P}{m-1} + (1-P) \log_2 (1-P) \right]. \quad (7.28)$$

Для важного частного случая двоичного симметричного канала, когда $m = 2$, а искажения противоположных по значению символов при передаче равновероятны, что иллюстрируется графом на рис. 7.5. пропускная способность выражается соотношением

$$c = w [1 + P \log_2 P + (1-P) \log_2 (1-P)]. \quad (7.29)$$

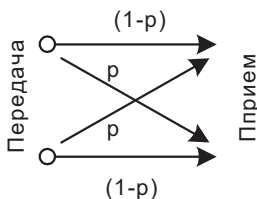


Рис. 7.5. Граф изменений символов в двоичном симметричном канале

Зависимость удельной пропускной способности, нормированной к соотношению сигнал/шум в двоичном симметричном канале, от вероятности искажения символа представлена на рис. 7.7.

Как видно из (7.29) и графика рис. 7.6, при $P = 0,5$ пропускная способность равна $c = 0$. В содержательных терминах это означает, что при такой вероятности ошибки сообщение можно и не передавать. Получателю сообщения можно просто выбирать его с рав-

ной вероятностью из двух возможных. Иначе говоря, $c = 0$ соответствует обрыву канала передачи информации. Такая ситуация возможна при использовании для РЭП шумовой помехи достаточно большой мощности.

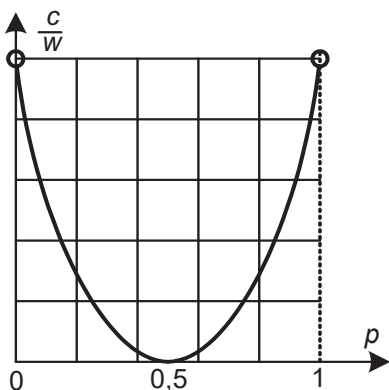


Рис. 7.6. Нормированная пропускная способность двоичного симметричного информационного канала

Но скорость передачи информации по каналу максимальна $c = \max$ не только при $P = 0$, что вполне естественно, но и при $P = 1$. Ситуация $P \sim 1$ характерна для применения имитирующей помехи. Дезинформирующей получателя информации о передаваемых сообщениях, когда все символы при передаче меняются на противоположные. Но такой зеркально отраженный сигнал содержит всю ту же информацию, что и исходный, не искаженный.

В обоих крайних экстремальных случаях $P = 0$ и $P = 1$ максимум пропускной способности (измеренной в бодах, 1 бод = 1 бит/с) не превосходит численного значения ширины полосы пропускания информационной системы (в герцах).

Вероятность ошибки приема символа P зависит как от вида и мощности помехи, так и от способа передачи символов. Для оценки потенциально достижимой вероятности ошибки можно принять следующие предположения и допущения относительно сигнала подавляемой радиолинии.

1. Подавляемая система использует сигнал с кодово-импульсной модуляцией (КИМ). Сигнал подавляемой системы передачи информации представляет собой поток из статистически независимых равновероятных двоичных символов $s_0(t)$ и $s_1(t)$ (логические значения символов "0" и "1"); мощность сигнала P_c , длительность символа τ_c , энергия символа $Q_c = P_c \tau_c$.

2. Средство РЭП использует помеху в виде нормального стационарного шума $n(t)$:

$$x(t) = s(t) + n(t). \quad (7.30)$$

Спектральная плотность шума N_0 .

Оптимальный алгоритм работы приемника при сделанных предположениях сводится к вычислению корреляционного интеграла от произведения принятого колебания $x(t)$ с опорным напряжением и сравнение значения этого интеграла с пороговым уровнем для принятия решения о сигнале по каждому принятому символу [11]. Работу приемника в соответствии с таким алгоритмом можно иллюстрировать структурной схемой рис. 7.7.

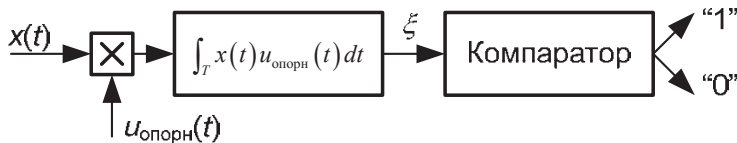


Рис. 7.7. Демодулятор сигнала с КИМ

Для сигнала с пассивной паузой (КИМ с амплитудной модуляцией несущего колебания)

$$\xi = \int_0^T x(t) u_{\text{опорн}}(t) dt \begin{matrix} \text{"1"} \\ > \frac{Q_c}{2} \\ \text{"0"} \end{matrix} \quad (7.31)$$

Если выполняется верхнее неравенство, принимается решение о наличии на входе сигнала $s_1(t)$, если нижнее – $s_0(t)$.

Для сигнала с активной паузой, что характерно при фазовой или частотной модуляции несущего колебания сигналом с кодово-импульсной модуляцией,

$$\xi = \int_0^T x(t) u_{\text{опорн}}(t) dt \begin{matrix} \text{"1"} \\ > 0 \\ \text{"0"} \end{matrix} \quad (7.32)$$

Ошибки при этом случаются тогда, когда нормальная случайная величина ξ оказывается ниже порога при наличии на входе приемника сигнала $s_0(t)$ и тогда, когда ξ меньше порога, а на входе колебание $x(t)$ содержит сигнал $s_1(t)$. Вероятность ошибки, определенная на основе этих соображений, составляет

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{Q_c}{N_0}} (1 - \rho_c) \right) \right], \quad (7.33)$$

где $\Phi(x)$ – интеграл вероятностей в форме $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$;

$\rho_s \in [-1; 1]$ – коэффициент взаимной корреляции сигналов $s_1(t)$ и $s_0(t)$:

$$\rho_s = \frac{1}{Q_c} \int_0^{\tau_c} s_0(t) s_1(t) dt. \quad (7.34)$$

Для сигналов с пассивной паузой и для сигналов с КИМ-ЧМ $\rho_s=0$ (ортогональные сигналы $s_1(t)$ и $s_0(t)$), а для сигналов с КИМ-ФМ $\rho_s=\cos\varphi$, где φ – индекс фазовой модуляции.

Таким образом, $\rho_s = -1$ для противоположных сигналов, когда $\varphi = \frac{\pi}{2}$.

В (7.34) нужно учитывать, что при равновероятных символах $s_1(t)$ и $s_0(t)$ средняя мощность сигнала с пассивной паузой в два раза меньше, чем у сигнала с активной паузой.

С учетом сказанного, на основании (7.33) и (7.34) можно получить зависимости вероятностей ошибок оптимального приема символов сигнала с кодово-импульсной модуляцией от соотношения сигнал/шум. Эти зависимости воспроизведены на рис. 7.8.

Разумеется, потенциальные оценки качества приема сигнала дают не больше, чем ориентировочную нижнюю границу вероятности ошибки на символ, поскольку они определяются для некоторых идеальных моделей сигналов, шумов и способов построения приемника. Реально в приемниках средств подавляемых радиосистем передачи информации применяются методы обработки, которые могут отличаться от оптимальных. Поэтому и ошибка приема символа, навязанная системе передачи информации средством РЭП, будет не меньше P .

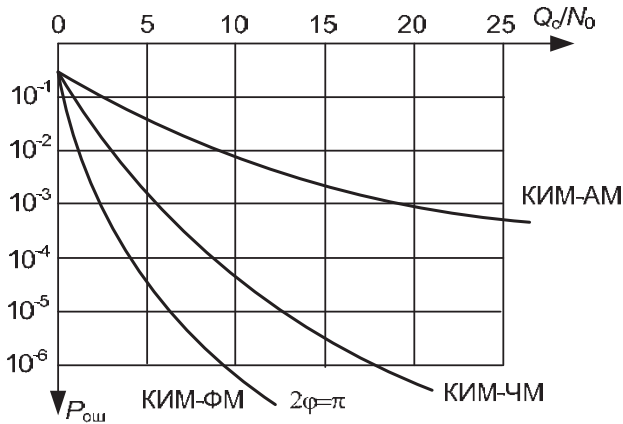


Рис. 7.8. Вероятность ошибки приема символа

Зависимости вида рис. 7.8 могут использоваться для определения коэффициента подавления цифровых линий связи. Так, например, для КИМ-АМ, принимая пороговое значение вероятности ошибки на символ $P_{\text{ош}} = 0,05$, получается $k_{\text{п}} \approx 5$. Однако, опыт показывает, что даже специальные цифровые линии связи и передачи данных, использующие серьезные меры помехозащиты, могут считаться подавленными при больших вероятностях ошибки.

7.6. Имитирующие помехи радиосистемам передачи информации

Активное противодействие радиосистемам передачи информации должно затруднять прием сигналов. Более строго говоря, "затруднение приема", означает снижение пропускной способности информационного канала. Если радиосистема передачи информации (РСПИ) использует сигнал с кодово-импульсной модуляцией (КИМ) – а это наиболее характерный случай для современных радиосистем рассматриваемого класса – пропускная способность основного канала передачи и канала утечки определяется одним и тем же соотношением (7.28)

$$c = \Delta f [1 + p_{\text{ош}} \log_2 p_{\text{ош}} + (1 - p_{\text{ош}}) \log_2 (1 - p_{\text{ош}})], \quad (7.35)$$

где c – пропускная способность в двоичных единицах на символ КИМ;
 $p_{\text{ош}}$ – вероятность ошибки приема символа КИМ.

С уменьшением вероятности ошибки пропускная способность монотонно растет, стремясь к максимальной величине 1 дв.ед./символ. Минимальная вероятность ошибки достигается при использовании приемником абонента РСПИ близких оптимальным методам обработки сигнала. Предположение об оптимальности современных приемников сигнала КИМ, видимо, не лишено оснований. При этом вероятность ошибки на символ равна:

$$p_{\text{ош}} = 0,5[1 - \Phi(q)], \quad (7.36)$$

где $\Phi(\cdot)$ – интеграл вероятности в форме $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x t^{-2} dt$;

$q^2 = \frac{Q_c}{2N_0} (1 - \rho_c)$ – энергетическое соотношение сигнал/шум;

Q – энергия в одном символе сигнала мощностью P_c и длительностью T ($Q_c = P_c T$);

N_0 – спектральная плотность шума приемника, постоянная в полосе спектра сигнала;

$$N_0 = \frac{P_{\text{ш}}}{\Delta f_{\text{ш}}};$$

$P_{\text{ш}}$ – мощность шумовой помехи, приходящаяся на полосу $\Delta f_{\text{ш}}$;

ρ_c – коэффициент взаимной корреляции противоположных символов КИМ.

Единственный путь снижения пропускной способности информационного канала – применение активной маскирующей помехи. Если для активной маскировки ставится заградительная шумовая помеха, ее применение не дает нового эффекта по сравнению со снижением соотношения сигнал/шум. Действительно, шумовая помеха снижает соотношение

$$q^2 = \frac{Q_c}{2N_0} \text{ в (7.36) за счет увеличения знаменателя } N_0.$$

Большого эффекта подавления РСПИ можно достичь при использовании имитационной помехи. Механизм действия такой помехи основан на других эффектах. Шумовая помеха подобна естественному шуму приемных устройств. Но естественный шум создается природой – таким противником радиоприемных устройств, который не ставит цели причинения максимального вреда (максимального снижения пропускной способности или увеличения вероятности ошибки). Более опасная для приемных устройств РСПИ помеха должна в большей мере, чем шум, использовать мощность постановщика помех для снижения пропускной способности. С формальной точки зрения это означает, что вероятность ошибки приема символа должна сильнее зависеть от мощности помехи, чем от мощности (спектральной плотности N_0) аддитивного шума. Иначе говоря, если соотношение (7.36) при $q^2 \geq 3$ (когда имеет смысл говорить о пропускной способности канала передачи информации) $p_{\text{ош}} \sim \sqrt{N_0}$, то для эффективной помехи с мощностью $P_{\text{п}}$ должно либо выполняться требование $p_{\text{ош}} \sim N_{\text{помехи}}^\alpha$ при $\alpha > 1/2$, либо $p_{\text{ош}} \sim P_{\text{помехи}}$. На практике перечисленные условия можно выполнить, если постановщик помех будет расходовать мощность на дезинформацию приемника средства разведки, то есть на создание таких излучений, которые, действуя на входе приемника РСПИ, затрудняют для него принятие правильного решения. Затруднение принятия правильных решений можно обеспечить как за счет прямого навязывания неверных сведений, так и за счет увеличения количества возможных альтернатив, из которых приемник подавляемой РСПИ должен делать выбор при оценке принимаемого сигнала. Создание ложных сообщений, которые, тем не менее, будут приняты получателем за истинные, требует некоторых неформализуемых действий, т. е. относится, скорее всего, к области искусства. Поэтому ниже рассмотрение ограничивается только задачами дезинформации приемника относительно значений символов принимаемого двоично-кодированного сигнала и определяются оптимальные параметры имитационной (дезинформирующей) помехи, наилучшей для снижения пропускной способности технического канала утечки информации, передаваемой при помощи сигнала КИМ и модуляции несущей с активной паузой (КИМ-ЧМ или КИМ-ФМ).

Стратегии сторон в антагонистическом конфликте РСПИ и постановщика помех сводится к следующему:

- средство РЭБ выбирает помеху $P(t, \lambda_{\text{п}})$;
- РСПИ принимает меры к нейтрализации действия этой помехи, для чего варьирует величину порога принятия решения по каждому символу или, что то же самое, выбирает (формирует) и использует при обнаружении компенсирующую оценку помехи $P^*(t)$.

Функция выигрыша средства РЭБ и, соответственно, функция потерь РСПИ – это мера снижения пропускной способности технического канала утечки информации. Поскольку пропускная способность (7.35) монотонно меняется с изменением вероятности

ошибки на символ $p_{\text{ош}}$, в дальнейшем именно $p_{\text{ош}}(P, P^*)$ принимается в качестве функции выигрыша.

Таким образом, задается игра

$$G = \{P(t), P^*(t), p_{\text{ош}}\}, \quad (7.37)$$

причем функция выигрыша $p_{\text{ош}}$ определяется на прямом произведении множеств чистых стратегий сторон $P(t) \times P^*(t)$, то есть, на множестве ситуаций $\{P, P^*\}$, для которых выполняются требования условия технической реализуемости системы активного радиопротиводействия.

Принципиально при компенсации действия помехи возможны два подхода. В соответствии с первым подходом приемник РСПИ, формируя компенсирующую оценку $P^*(t)$, может исходить только из априорных сведений о структуре и способе применения активной помехи $P(t)$. Второй подход предполагает адаптацию приемника к способу применения имитирующей помехи. При адаптивном подходе приемник РСПИ должен оценивать помеху по наблюдению ее реализации в смеси с сигналом и шумом, а затем использовать результат оценивания для построения $P^*(t)$ и компенсации тем самым действия $P(t)$.

При всей кажущейся эффективности второго – адаптивного – подхода к контрпротиводействию, он довольно уязвим. Действительно хорошая (эффективная) помеха должна имитировать маскируемый сигнал. Значит, она будет неразрешима с сигналом на интервале длительности символа и, следовательно, символ помехи не может быть выделен на фоне символа полезного сигнала (точнее, конечно, может быть выделен, но с вероятностью меньше единицы). Если, кроме того, не различаются статистические характеристики потоков символов помехи и сигнала, то приемник подавляемой системы не сможет разделить их и при обработке записи длинной реализации сигнала с помехой и шумом на входе приемника. Точно также представляется невозможным разделение помехи и сигнала на основе их семантических различий, если помеха имитирует не только структуру сигнала, но и передаваемые им сообщения. Такая помеха – дезинформирующая – должна отличаться от полезного сообщения, но только в пределах его априорной неопределенности для приемника. Поэтому в дальнейшем считается, что оценка помехи, дезинформирующей РСПИ о значении каждого символа сигнала $P^*(t)$, компенсирующая действие активной помехи $P(t)$, конструируется приемником РСПИ на основе только априорных сведений.

Используя (7.36) и (7.37) можно установить, что цена игры, моделирующей конфликт РСПИ со средством РЭБ при использовании для противодействия имитирующей помехи, равная вероятности ошибки приема символа, составляет

$$\begin{aligned} p_{\text{ош}} &= \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \Phi \left(q_c \sqrt{1 - \rho_c} + \frac{q_c q_n}{\sqrt{1 - \rho_c}} \right) - \frac{1}{2} \Phi \left(q_c \sqrt{1 - \rho_c} - \frac{q_c q_n}{\sqrt{1 - \rho_c}} \right) \right] = \\ &= \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \Phi \left(\sqrt{\frac{Q_c}{2N_0}} (1 - \rho_c) + \sqrt{\frac{Q_n}{2N_0 (1 - \rho_c)}} \right) - \frac{1}{2} \Phi \left(\sqrt{\frac{Q_c}{2N_0}} (1 - \rho_c) - \sqrt{\frac{Q_n}{2N_0 (1 - \rho_c)}} \right) \right], \end{aligned} \quad (7.38)$$

где $q_n = \frac{Q_n}{2N_0}$ и $q_c = \frac{Q_c}{2N_0}$ – соответственно энергетические соотношения сигнал/шум в каналах радиолиний активного противодействия и приема сигнала.

Функция выигрыша средства РСПИ, определенная в соответствии с (7.38) иллюстрируется рис. 7.9.

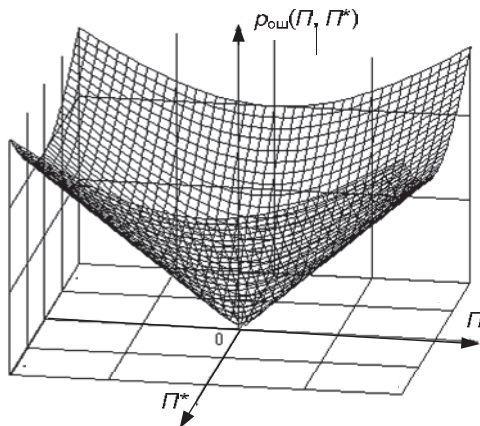


Рис. 7.9. Функция выигрыша РСПИ при использовании системой РЭБ имитирующей помехи

Как видно, функция выигрыша – ядро игры $p_{\text{ош}}(\Pi, \Pi^*)$ симметрична относительно центра квадрата $\Pi = \Pi^*$.

Кроме того, ядро игры $p_{\text{ош}}(\Pi, \Pi^*)$ выпукло по каждой из переменных Π и Π^* . Действительно, из (7.38) следует, что

$$\frac{\partial^2 p_{\text{ош}}(\Pi, \Pi^*)}{\partial \Pi^2} = \frac{\partial^2 p_{\text{ош}}(\Pi, \Pi^*)}{\partial \Pi^{*2}} \geq 0. \quad (7.39)$$

Из выпуклости $p_{\text{ош}}(\Pi, \Pi^*)$ также следует существование оптимальной чистой стратегии Π^* у РСПИ. Соотношения (7.38), а также рис. 7.7 показывают, что ядро игры $p_{\text{ош}}(\Pi, \Pi^*)$ достигает максимума по периметру квадрата, на котором оно определено, а именно

$$\max_r p_{\text{ош}}(\Pi, \Pi^* = 0). \quad (7.40)$$

Поэтому цена игры, равная минимаксу для РСПИ, соответствует выбору им $\Pi^* = 0$, и это есть оптимальная чистая стратегия РСПИ.

Оптимальная смешанная стратегия средства РЭБ, доставляющая максимум его минимальному среднему выигрышу, должна содержать равновероятную смесь двух чистых стратегий $\Pi = \pm \Pi_{\text{max}}$, то есть

$$F(r) = 0,5[\delta(-\Pi_{\text{max}}) + \delta(\Pi_{\text{max}})]. \quad (7.41)$$

Полученные выводы можно иллюстрировать следующими качественными рассуждениями. Пусть приемник РСПИ принимает стратегию, отличную от $\Pi^* = 0$. Например, выбирая в соответствии с некоторым распределением значения $\Pi^* \neq 0$ на сегменте $[-\Pi_{\text{max}}^*; \Pi_{\text{max}}^*]$. Это значит, что, наблюдая каждую реализацию смеси сигнала с помехой, он принимает решение на основе сравнения выходного эффекта оптимального приемника не с нулевым порогом, а с некоторым смещенным. Предположим, что он угадал значение помехи и сместил порог так, что вероятность ошибки уменьшилась. Может быть, она даже уменьшится до предельной величины, равной вероятности шумовой ошибки $(p_{\text{ош}})_{\text{ш}}$. Из-за нелинейности зависимости $(p_{\text{ош}})_{\text{ш}} = p_{\text{ош}}(\Pi(t) - \Pi^*(t))$ от разности уровней помехи и ее оценки, это увеличение вероятности ошибки будет даже больше, чем ее уменьшение при отгадывании значения помехи. Но значение помехи выбирается постановщиком помех случайным неизвестным для приемника РСПИ образом среди Π_{max} и Π_{min} . Вероятность угадывания значения помехи прием-

ником РСПИ в этом случае не больше 0,5. Значит, средняя вероятность ошибки в двух равновероятных ситуациях – отгадывания и не отгадывания значения помехи и соответствующего выбора оценки $P^*(t)$ (или, что тоже самое, выбора порога различения символов сигнала) – будет

$$\langle p_{\text{ош}} \rangle = 0,5p_{\text{ош}}(1) + 0,5p_{\text{ош}}(0), \quad (7.42)$$

где $p_{\text{ош}}(1)$ – условная вероятность ошибки приема символа при условии, что приемник средства разведки отгадал значение помехи, то есть $p_{\text{ош}}(1) = (p_{\text{ош}})_{\text{ш}}$;
 $p_{\text{ош}}(0)$ – условная вероятность ошибки на символ при условии, что значение помехи отгадано неверно $p_{\text{ош}}(0) > 2(p_{\text{ош}} - (p_{\text{ош}})_0)$;
 $p_{\text{ош}}$ – вероятность ошибки на символ при оптимальной стратегии контрпротиводействия ($P^* = 0$);
 $(p_{\text{ош}})_{\text{ш}}$ – вероятность шумовой ошибки (в отсутствии противодействия).

7.7. Основные технические характеристики станций помех подавления информационных каналов систем передачи информации

Помехозащищенность каналов передачи информации оценивается вероятностью [12]

$$P_{\text{пз}} = 1 - P_{\text{орг}}P_{\text{п}}P_{\text{пд}}, \quad (7.43)$$

где $P_{\text{орг}}$ – вероятность того, что радиопротиводействие вообще будет организовано;
 $P_{\text{п}}$ – вероятность того, что спектр помех при РЭП перекроет спектр подавляемого сигнала и попадет в полосу приемного устройства РЭС;
 $P_{\text{пд}}$ – вероятность подавления РЭС, т. е. вероятность того, что мощность помехи РЭП на входе приемного устройства РЭС будет превышать пороговое значение, достаточное для нарушения его работы.

Прицельная по частоте помеха может быть организована только при условии разведки параметров сигнала. Если параметры сигнала, прежде всего – его несущая частота и ширина спектра – скрыты от разведки, организация РЭП путем постановки прицельной помехи, перекрывающей спектр сигнала, невозможна. Поэтому вероятность организации прицельной помехи связана с показателем скрытности сигналов подавляемой РЭС

$$P_{\text{п}} = 1 - P_{\text{скр}}. \quad (7.44)$$

С учетом (7.43), вероятность $P_{\text{пз}}$ в (7.44) можно представить в развернутом виде

$$P_{\text{пз}} = 1 - (1 - P_{\text{скр}})P_{\text{пд}}P_{\text{орг}}, \quad (7.45)$$

связывающим основные составляющие вероятностного показателя помехозащищенности.

Из (7.45) следует, что помехозащищенность радиосистем связи и передачи данных, прежде всего – командной информации, определяется скрытностью, количественной мерой которой является вероятность $P_{\text{скр}}$, помехоустойчивостью, количественно определяемая вероятностью $P_{\text{пд}}$, а также вероятностью организации радиопротиводействия $P_{\text{орг}}$. Но вероятность $P_{\text{орг}}$ зависит от того, как организована радиотехническая разведка, насколько надежно она обнаруживает сигнал РТС и определяет параметры этого сигнала. Поэтому помехозащищенность имеет две составляющие: скрытность и помехоустойчивость.

Обобщенная структурная схема конфликтного взаимодействия систем передачи информации и средств РЭБ представлена на рис. 7.10.

Показанная на рис. 7.10 подсистема радиотехнической разведки РТР для оперативной поддержки РЭБ содержит аппаратуру обнаружения и определения параметров радиосигнала (пространственных координат, рабочей частоты, ширины спектра и других). На основании данных исполнительной радиотехнической разведки в системе определения и воспроизведения частоты станции помех формируются сигналы помех $n(t)$ и, в отдельных случаях, средств, модифицирующие среду распространения радиосигнала.

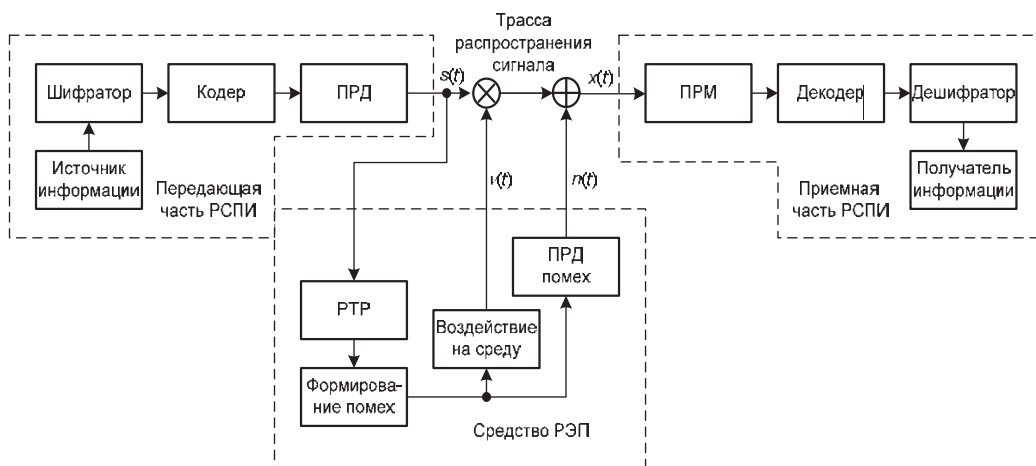


Рис. 7.10. Структурная схема системы передачи информации, работающей в условиях РЭБ

Объектами РЭБ могут быть все виды систем связи и передачи данных, такие как линии подвижной и фиксированной связи, радиорелейные линии, спутниковые системы связи и передачи данных, системы сотовой связи. Также объектами РЭП могут быть и сети стационарной кабельной (проводной) связи. С переходом на программно-управляемые коммутационные станции резко возросла уязвимость систем передачи информации от блокирования базовой телефонной станции преднамеренными помехами, дезорганизирующими работу многих пользователей сети на длительное время.

Реализация эффективных помех в этих условиях возможна за счет применения следующих методов.

- формирование широкополосных помех с шириной спектра, равной разведанной полосе изменения несущей частоты сигналов подавляемой системы передачи информации, при этом энергетический потенциал станции помех должен быть соответственно увеличен пропорционально отношению ширины спектра помех к ширине спектров сигналов системы передачи информации;
- определение в процессе разведки значений несущих частот сигналов РЭС передачи информации и формирование на этих частотах сопряженных по спектру помех, при этом энергетический потенциал станции помех может быть меньше, чем при использовании заградительных по спектру помех.

ГЛАВА 8

Перенацеливающие помехи

8.1. Принцип создания перенацеливающих помех

Принцип создания перенацеливающих помех заключается в создании условий, при которых угрожаемая РЛС с высокой вероятностью перенацеливается с защищаемого объекта на ложные цели, пространственно не совпадающие с положением защищаемого объекта. В настоящее время известно много способов перенацеливания. К ним относится перенацеливание на облако дипольных отражателей, на буксируемые активные и пассивные ловушки, на передатчики помех одноразового действия (ПОД), на земную и водную поверхности. Поскольку при создании перенацеливания в большинстве случаев используются внебортовые средства, выбрасываемые в момент опасности и не подсвечивающие помехой защищаемый объект, данный вид защиты можно отнести к перспективным для различных объектов, в том числе объектов с малой радиолокационной видимостью, выполненных по технологии Stealth (СТЕЛС). Другим преимуществом перенацеливающих средств является то, что их применение в меньшей степени зависит от знания особенностей подавляемой техники противника, чем применение бортовых средств РЭП. Так, например, применение в РЛС скачкообразной перестройки частоты и особенно перестройки частоты от импульса к импульсу, ослабляет эффективность многих бортовых средств РЭП. Для внебортовых средств РЭП структура сигнала РЛС почти не играет роли.

В соответствии с изложенным, перенацеливанию при защите различных объектов уделяется большое внимание, в том числе при защите боеголовок баллистических ракет при преодолении ими системы ПРО [11]. Учитывая специфику движения боеголовок, на средних участках траектории полета обычно предусматривается применение легких ложных целей (надувные шары, баллоны), а на конечном участке траектории при вхождении боеголовки в плотные слои атмосферы – более тяжелых ложных целей, способных двигаться в атмосфере не сгорая.

Рассмотрим кратко характеристики и тактические возможности каждого из известных способов перенацеливания.

8.2. Перенацеливание на облака дипольных отражателей

При защите самолета дипольные отражатели выбрасываются устройствами-автоматами и в ряде случаев, подсвечиваются специальными сигналами. Выброс автоматами позволяет эффективно рассеивать диполи в атмосфере, а подсвет сигналами устраняет возможность их селекции по скорости. В результате отмеченных действий облака дипольных отражателей имитируют реальные движущиеся цели и создают эффективную дезориентирующую помеху, способную вызвать перенацеливание радиолокаторов с защищаемой цели на облако пассивных отражателей. Эффективность перенацеливания во многом определяется выбором момента применения данного вида помех, что при наличии комплексной системы защиты может быть обеспечено на базе бортовых вычислительных устройств, современных средств радиотехнической разведки и быстродействующих устройств выброса диполей. Необходимо отметить, что облака диполей, имеющие большие угловые размеры, при расположении их вблизи радиолокаторов представляют серьезную проблему для РЛС углового сопровождения. В этом случае при работе в режиме автосопровождения пели направление оси антенны РЛС будет блуждать по облаку диполей и терять цель.

Методы применения дипольных отражателей в целях создания перенацеливания в определенное море зависит от типа подавляемой РЛС [12, 20, 27].

8.2.1. Применение дипольных отражателей для подавления радиолокаторов сопровождения

В этом случае с борта защищаемого самолета выбрасывают в переднюю или заднюю полусферу большое количество пачек диполей. Пачки диполей образуют облако, которое быстро увеличивается в объеме за счет турбулентного потока воздуха вокруг и позади самолета. При этом быстро меняется величина ЭМР облака дипольных отражателей (ДО) и за очень короткое время увеличивается на 30 дБ и более. После выхода из этого следа облако ДО продолжает расти, но более медленно и преимущественно в вертикальной плоскости и в основном совпадает с направлением ветра [11].

При постановке ДО в передней полусфере обычно используется выстреливаемая вперед ракета с диполями на борту, которая во время своего полета непрерывно или в определенные моменты времени создаст по пути следования самолета дипольные облака. Если при этом в элементе разрешения РЛС обеспечивается ЭПР облака ДО в 10 раз превышающая ЭПР самолета, то РЛС с импульсным излучением устойчиво перенацеливается на облако ДО. Однако, если радиолокатор доплеровского типа, то отраженный от диполей сигнал с близкими к нулю доплеровскими скоростями сильно ослабляется и перенацеливания не произойдет. В этом случае необходимо выброс ДО сочетать с их подсветом сигналами, наделяющими ДО свойствами быстро движущихся целей.

8.2.2. Создание дипольных помех радиолокаторам сопровождения с импульсным некогерентным излучением

Действие дипольных отражателей на импульсные РЛС сопровождения в зависимости от количества выброшенных ДО и способов их применения может привести к эффектам маскировки и имитации (дезинформирования). Так, плотная полоса диполей на маршруте полета цели может исключить ее обнаружение и захват на автоматическое сопровождение. Но при этом требуется повышенный расход ДО, поскольку РЛС сопровождения имеет более узкий антенный луч и лучшую разрешающую способность по дальности, чем РЛС обнаружения. Дискретное по времени выбрасывание пачек ДО позволяет имитировать в пределах ДН антенны подавляемой РЛС ложные цели, что вызывает угловые ошибки сопровождения и перенацеливание на дипольные ложные цели систем автоматического сопровождения РЛС по дальности и направлению. Темп сброса пачек ДО в этом случае выбирается таким, чтобы защищаемая цель и ближайшее к ней облако ДО находились в пределах разрешаемого объема РЛС. Для срыва автоматического сопровождения защищаемого объекта по направлению необходимо обеспечить переход системы автоматического сопровождения по дальности на сопровождение облака диполей, поскольку в импульсных РЛС применяется селекция целей по дальности, обеспечивающая поступление сигналов в угломерный канал только с выбранной стробированием дальности.

Когда самолет и облако ДО попадают одновременно в пространственный элемент радиолокационного разрешения, РЛС будет сопровождать энергетический центр их совокупности, который будет находиться между самолетом и облаком. При отсутствии облака ДО центр элемента разрешения будет совмещен с самолетом. Для эффективного перенацеливания необходимо, чтобы ЭПР облака ДО доминировала в элементе разрешения. Однако эта ЭПР зависит от скорости развертывания, которая, в свою очередь, зависит от скорости полета самолета и характеристик турбулентности развития облака ДО. Если ДО попадают в не-турбулентный поток, то развертывание облака происходит медленно, и для того, чтобы получить требуемое для перенацеливания отношение ЭПР облака и самолета, следует увеличить число одновременно выбрасываемых пачек ДО и улучшить их распределение по пространству. Поэтому сильное влияние на развертывание облака ДО оказывает место установки на защищаемом самолете автомата сброса ДО. Обычно в сбрасываемой пачке упаковывается достаточное количество диполей, чтобы сформировать облако, ЭПР которого может энергетически обеспечить перенацеливание. Помимо этого, для перенацеливания необходимо вы-

полнить также условие, чтобы время развертывания облака было достаточно мало и требуемое энергетическое превышение достигалось бы в пределах элемента радиолокационного разрешения. Если это условие не выполняется, то перенацеливания не происходит, даже если ЭПР облака будет намного превышать ЭПР защищаемого самолета. Наличие в элементе разрешения помимо сопровождаемого самолета облака диполей приводит к смещению энергетического центра сопровождаемой совокупности сигналов от самолета и ДО. Если РЛС сопровождает энергетический центр, то его смещение приводит к смещению элемента разрешения относительно координат самолета. В результате после короткого интервала времени энергетический центр смещается к положению облака ДО, а самолет – к краю элемента разрешения. В дальнейшем следящая система по направлению переходит на сопровождение облака ДО. При неизменных параметрах процесса формирования облака ДО увеличение скорости самолета или сужение элемента разрешения может снизить вероятность перенацеливания из-за недостатка времени для формирования облака ДО с достаточной ЭПР. Поэтому важным параметром является темп сброса пачек ДО. Оптимальным интервалом дискретного сброса диполей будет время, в течение которого расстояние между энергетическим центром совокупности ЭПР "самолет-облако" и самолетом, достигает такой величины, что самолет оказывается на границе элемента радиолокационного разрешения. Наибольшая эффективность применения ДО ожидается в момент, когда РЛС после срыва режима сопровождения переходит в режим повторного поиска цели, поэтому важно при постановке дипольных помех контролировать режим работы подавляемой РЛС. На защищаемом самолете переход РЛС в режим поиска можно определить с помощью специального приемника по характерному изменению амплитуды принимаемых радиолокационных сигналов или изменению структуры зондирующего сигнала (частоты повторения и длительности импульса, внутриимпульсной модуляции). Как только переход в режим поиска обнаруживается, на автомат сброса диполей поступает специальная команда и за самолетом создается серия дискретных дипольных облаков. Темп сброса пачек ДО определяется скоростью полета самолета и размером элемента разрешения по дальности подавляемой РЛС (шириной строба дальности). Продолжительность сброса программируется по времени в зависимости от обстановки. Эффект действия ДО в данном случае заключается в создании многих ложных целей, затрудняющих захват на сопровождение истинной цели, и может быть усилен при сочетании с маневром самолета. При наличии на борту защищаемого самолета аппаратуры активных помех постановку ДО можно сочетать с уведящей помехой по дальности, излучаемой в направлении подавляемой РЛС. Длительность цикла увода и его параметры согласуются с расстоянием до эффективного центра отражения от облака диполей. В начальный момент помеховые радиоимпульсы излучаются с уровнем мощности, обеспечивающим необходимое отношение помеха/сигнал (обычно равное 6 дБ) для надежного увода строба дальности РЛС сигналом помехи. После выхода сигнала цели из строба дальности мощность сигнала уведящей по дальности помехи уменьшается по определенной программе таким образом, чтобы к моменту времени, когда импульс достигает местоположения облака диполей, сигнал от этого облака был бы на порядок больше сигнала уведящей помехи по дальности. В результате строб дальности РЛС перехватывает более мощный сигнал от облака ДО, система АСН РЛС переходит на сопровождение диполей и наведение ракеты производится на эту ложную цель. При этом сигнал уведящей помехи по дальности после момента выхода сигнала цели из строба дальности РЛС можно наделять дополнительной помеховой модуляцией для воздействия непосредственно на систему АСН, что еще более усилит эффект действия комбинированных помех. При сочетании дипольных помех с уведящими помехами по дальности можно обеспечить перенацеливание на облака ДО с ЭПР, меньшей ЭПР защищаемой цели. Это позволяет экономнее расходовать ДО и обеспечивает благоприятные энергетические условия для срыва сопровождения цели по угловым координатам [20].

Существенный недостаток рассмотренного способа перенацеливания состоит в том, что диполи отстают от сбрасывающего их самолета. Поэтому применение в РЛС сопровождения по переднему фронту отраженного импульса позволяет исключить срыв автоматиче-

ского сопровождения по дальности и направлению с помощью дипольных отражателей. Указанного недостатка можно избежать, если при самозащите самолета диполи выстреливать вперед, например, с помощью специальной ракеты. В этом случае дипольные помехи эффективны против РЛС сопровождения любого типа, включая РЛС с перестройкой несущей частоты от импульса к импульсу.

8.2.3. Создание дипольных помех радиолокаторам с когерентно-импульсным и непрерывным излучением

Когерентно-импульсные и непрерывные РЛС обладают способностью селекции целей по скорости. Это основано на сдвиге частоты отраженного от движущегося объекта сигнала, порождаемого известным доплеровским эффектом. Дипольные отражатели малоподвижны в атмосфере по сравнению с объектами, для защиты которых они предназначаются, и их доплеровская частота близка к нулю, так как после выброса они приобретают ту же скорость, что и окружающий воздух. Это обстоятельство используется для выделения сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех.

В РЛС непрерывного излучения для подавления сигналов от облаков дипольных отражателей применяется узкополосная доплеровская фильтрация сигналов подвижных объектов и режекция сигналов от неподвижных объектов, в том числе от местных предметов, на 80 дБ и более. Это означает, что нарушить функционирование таких РЛС с помощью только рассеяния даже очень большого количества диполей практически не удастся. Для этой цели требуются специальные методы перенацеливания. Аналогично обстоит дело с подавлением дипольными помехами РЛС с квазинепрерывным излучением.

Однако при рассеянии больших количеств диполей наблюдается экранирующий эффект, снижающий дальность действия радиолокатора за счет затухания радиолокационных сигналов при прохождении ими облака дипольных отражателей в прямом и обратном направлениях. Если при этом использовать диполи с поглощением, то данный экранирующий эффект можно еще более усилить. В этом случае облако диполей может стать "невидимым" для РЛС. Это весьма важный фактор, поскольку позволяет уменьшить дальность обнаружения защищаемых объектов. Например, поглощающие диполи могут быть рассеяны впереди межконтинентальных баллистических ракет для самозащиты. Конечно, поглощающие материалы не могут быть совершенными и облако поглощающих диполей будет производить отражение электромагнитной энергии, но значительно меньше, чем облако из обычных дипольных отражателей.

В импульсных РЛС для подавления дипольных помех применяются схемы селекции движущихся целей (СДЦ). Наличие у импульсного радиолокатора "слепых" скоростей в режиме СДЦ позволяет снизить дальность обнаружения самолета путем его полета к РЛС со скоростью, равной "слепой" скорости. С этой целью атакующий самолет должен приближаться к РЛС через предварительно поставленную полосу дипольных отражателей или выстреливать ракеты с диполями в переднюю полусферу. Это вынуждает импульсную РЛС перейти в режим СДЦ. В этом случае в бортовой аппаратуре атакующего самолета радиолокационный сигнал принимается и измеряется его несущая частота и частота повторения радиоимпульсов. С помощью вычислителя осуществляется расчет скорости полета самолета, соответствующей доплеровской частоте отраженного сигнала и кратной частоте повторения радиоимпульсов. Если радиальная скорость самолета относительно РЛС при полете его через облака диполей поддерживается равной этой величине, то отраженный от самолета сигнал будет в области "слепых" скоростей СДЦ, и самолет будет трудно обнаружить. Для реализации указанного способа противодействия атакующий самолет должен знать приблизительно местоположение подавляемой РЛС для расчета своей радиальной скорости полета относительно РЛС. Однако эффективность такого способа РЭП может быть снижена, если радиолокатор будет изменять частоту повторения.

При противодействии системам ЗУР, использующим радиолокаторы или ГСП с непрерывным или когерентно-импульсным излучением, перенацеливание может быть осу-

ществлено путем увода строга селекции по скорости РЛС (ГСН) на сбрасываемые диполи с помощью соответствующего маневра самолета или воздействия на РЛС уводящей помехи, создаваемой защищаемым самолетом. Перенацеливание ГСН на сбрасываемые диполи может быть осуществлено также с помощью их облучения радиолокационными сигналами с борта защищаемого самолета.

При совершении самолетом маневра в сторону от направления на атаковую ракету автоматическая следящая система (АСС) ГСН будет перестраиваться в область доплеровских частот, соответствующих отраженным от медленно движущихся диполей сигналам. В этом случае на вход системы АСС будут поступать два сигнала разной интенсивности: отраженные от диполей и самолета. Если сигнал, отраженный от диполей, будет превосходить по мощности сигнал, отраженный от самолета, то система АСС ГСН перейдет на сопровождение облака диполей и ракета будет перенацелена на облако диполей. Величина образующегося при этом промаха ракеты относительно цели определяется удалением облака диполей от самолета и может достигать сотни метров. Начало сброса диполей и маневр самолета осуществляется по информации, получаемой летчиком от специальной аппаратуры предупреждения об облучении сигналами РЛС и пуске ракеты. Темп сбрасывания пачек дипольных отражателей выбирается с учетом скорости прикрываемого самолета (примерно 0,3...0,5 секунд при скорости самолета 250...300 м/с). Количество одновременно выбрасываемых пачек диполей зависит от величины ЭПР защищаемого самолета.

Эффекта перенацеливания можно также достигнуть путем излучения с самолета в направлении РЛС или ГСН уводящей помехи по скорости, приводящей к смещению строга скорости ГСН в область доплеровских частот сигналов, отраженных непосредственно от диполей. Если отраженный от диполей сигнал превосходит сигнал, уводящий помехи по скорости, то система АСС и соответственно система автоматического сопровождения по направлению (АСН) радиолокатора (ГСН) переводится на сопровождение облака диполей. При этом уводящую по скорости помеху следует создавать с защищаемого самолета периодически и достаточно часто, поскольку РЛС (ГСН) может сбрасывать с сопровождения диполи и перезаживать сигнал цели. Перенацеливание на облако дипольных отражателей с применением уводящей по скорости помехи может осуществляться и с помощью нескольких самолетов. В этом случае один самолет рассеивает диполи на пути следования другого самолета, излучающего в направлении подавляемой РЛС (ГСН) уводящую в область нулевых доплеровских частот помеху. Область нулевых доплеровских частот оценивается на основе априорной информации о типе подавляемой ракетной системы и собственной скорости самолета.

Время цикла увода по скорости определяется требуемым диапазоном увода следящей системы по скорости с доплеровского сигнала, отраженного от самолета. Диапазон увода определяется в основном относительной скоростью самолета и ракеты и может достигать нескольких десятков килогерц. Максимальная скорость отслеживания системой АСС сигнала с доплеровским сдвигом частоты обычно ограничена малой величиной порядка 4...6 кГц/с. Поэтому длительность цикла увода при отсутствии такого перенацеливания может составить около 5...10 секунд и может оказаться соизмеримой с полетным временем атакующей ракеты.

Другой способ перенацеливания РЛС (ГСН), использующих непрерывное излучение, на облако ДО состоит в облучении только облака сигналами самолетного передатчика помех и в приеме РЛС (ГСН) переотраженных от диполей сигналов помех. При этом несущая частота должна быть такой, чтобы увести строг скорости ГСН на сигналы помех, переотраженные диполями. Для эффективности данного способа защиты самолетов необходимо обеспечить выполнение ряда условий. Во-первых, мощность сигнала помехи от облака ДО на входе подавляемого приемника должна превышать мощность сигнала, отраженного непосредственно от защищаемого самолета. Из этого условия для силового перенацеливания следует, что отношение помеха/сигнал в строге селекции по скорости можно определить из следующего выражения:

$$\alpha_{\text{п}} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}}}{PG} \frac{\sigma_{\text{до}}}{\sigma} \left(\frac{r_{\text{с}}}{r_{\text{о}}} \right)^2 \left(\frac{R}{L} \right)^2, \quad (8.1)$$

где $P_{\text{п}} G_{\text{п}}$ и PG – энергетические потенциалы передатчика подсвета дипольных образований и РЛС подсвета цели;
 σ – ЭПР самолета;
 $\sigma_{\text{до}}$ – ЭПР дипольного образования;
 $r_{\text{с}}$, и $r_{\text{о}}$ – расстояния от самолета до ГСН и от ГСН до дипольного образования;
 L – расстояние от самолета до дипольных образований;
 R – расстояние от РЛС подсвета цели до самолета.

Отсюда требуемый энергетический потенциал данного способа защиты определяется как

$$P_{\text{п}} G_{\text{п}} \sigma_{\text{до}} = \alpha_{\text{п}} PG \sigma \left(\frac{L}{R} \right)^2 \left(\frac{r_{\text{о}}}{r_{\text{с}}} \right)^2, \quad (8.2)$$

Данные энергетические соотношения справедливы для передатчика подсвета дипольных образований не только генераторного типа, но и ретрансляционного, работающего в режиме постоянного уровня выходной мощности.

Отношение помеха/сигнал на входе подавляемого приемника для ретранслятора с постоянным коэффициентом усиления будет равно:

$$\alpha_{\text{п}} = K_{\text{полн ретр}} \frac{\sigma_{\text{до}}}{\sigma} \left(\frac{r_{\text{с}}}{r_{\text{о}}} \right)^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi L} \right)^2, \quad (8.3)$$

где $K_{\text{полн ретр}}$ – полный коэффициент усиления ретранслятора подсвета дипольных образований.

Отсюда

$$K_{\text{полн ретр}} = \alpha_{\text{п}} \frac{\sigma}{\sigma_{\text{до}}} \left(\frac{r_{\text{о}}}{r_{\text{с}}} \right)^2 \left(\frac{4\pi L}{\lambda} \right)^2, \quad (8.4)$$

Если принять, что $\sigma \sim \sigma_{\text{до}}$ и $r_{\text{о}} \sim r_{\text{с}}$, то полный коэффициент усиления ретранслятора в основном определяется потерями сигнала подсвета ДО на трассе "ЛА-ДО" протяженностью L . Так как величина L пропорциональна промаху ракеты, то она определяет требуемую максимальную величину полного коэффициента усиления ретранслятора.

Другим условием эффективности перенацеливания на ДО будет отсутствие самоподсвета защищаемого самолета из-за возможности приема спектральной составляющей сигнала подсвета диполей, совпадающей с доплеровской частотой сигнала защищаемого ЛА и принимаемой непосредственно РЛС (ГСН) от передающей антенны ретранслятора. Уровень мощности этого сигнала должен быть меньше уровня мощности отраженного от самолета сигнала РЛС подсвета. Если обозначить уровень подавления паразитного сигнала через N , то можно получить следующее соотношение:

$$\frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}}}{N} < \frac{PG}{4\pi R^2} \sigma_{\text{до}}, \quad (8.5)$$

Отсюда

$$N < \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}}}{PG} \frac{4\pi L^2}{\sigma_{\text{до}}}. \quad (8.6)$$

Расчеты показывают, что требуемый уровень подавления паразитного сигнала подсвета составляет 40...50 дБ. Реализация этих требований возможна, во-первых, за счет снижения уровня паразитного излучения передающей антенны ретранслятора путем применения специальных экранов и рационального размещения антенны на защищаемом самолете, а во-вторых, за счет подавления в сигнале подсвета диполей спектральной составляющей на доплеровской частоте сигнала, отраженного от самолета, при осуществлении сдвига частоты.

Сигнал подсвета диполей формируется путем приема радиолокационного сигнала подсвета ретранслятором, размещенным на борту защищаемого самолета, усиления и сдвига частоты этого сигнала на величину ΔF . В результате в диапазоне доплеровских частот возможны составляющие:

- с доплеровской частотой сигнала цели ($2V_1/\lambda$);
- с доплеровской частотой вносимого частотного сдвига ΔF , принимаемого от диполей;
- с доплеровской частотой $2V_1/\lambda + \Delta F$ сигнала, принимаемого непосредственно от передающей антенны ретранслятора;
- с доплеровской частотой сигнала цели ($2V_1/\lambda$), образованного в результате неидеального сдвига частоты в ретрансляторе при формировании сигнала подсвета диполей. Уровень мощности этого сигнала (паразитного) зависит только от уровня боковых лепестков ДН антенны подсвета.

При силовом способе перенацеливания необходимо выполнить условие $\Delta F = 2V_1/\lambda$. В этом случае доплеровская частота сигнала цели и сигнала помехи, переотраженного дипольными образованиями, оказываются равными и сигнал помехи находится в стробе селекции по скорости РЛС (ГСН). Основная трудность в реализации этого режима заключается в определении частотной поправки ΔF с высокой точностью (до сотни герц). Для этого необходимо знать скорость защищаемого самолета в направлении ГСН и частоту сигнала подсвета. Для снижения точности определения частотной поправки дипольные образования могут подсвечиваться сигналами в виде гребенки доплеровских частот, перемежающейся по частоте таким образом, чтобы осуществить перенацеливание на "проходе".

Для увеличения надежности перенацеливания на подсвечиваемые дипольные образования можно вместо силового способа перенацеливания применить комбинированный путем излучения в переднюю полусферу выключаемых или плавно изменяемых по амплитуде помех нарушения в ГСН скоростной селекции. При этом диполи облучаются непрерывно сигналом помехи, например, с фиксированным частотным сдвигом в сторону положительных доплеровских частот так, чтобы переотраженный диполями сигнал был в определенном участке доплеровского диапазона в ГСН. Излучение уводящей по скорости помехи будет перенацеливать строб скорости ГСН на сигнал от диполей либо на проходе, либо путем перевода следящей системы скорости в поиск. При этом можно ожидать снижения энергетического потенциала передатчика подсвета диполей.

Доплеровская имитация с помощью облучаемых диполей движущихся объектов оказывается недостаточной, если РЛС (ГСН) селектирует цели не только по скорости, но и по дальности. В этом случае ложные цели, формируемые с помощью подсвета диполей, могут быть определены путем сопоставления информации о скорости цели, измеренной по доплеровской частоте, со скоростью, полученной путем дифференцирования текущей дальности до цели, измеренной в канале автосопровождения по дальности рис. 8.1.

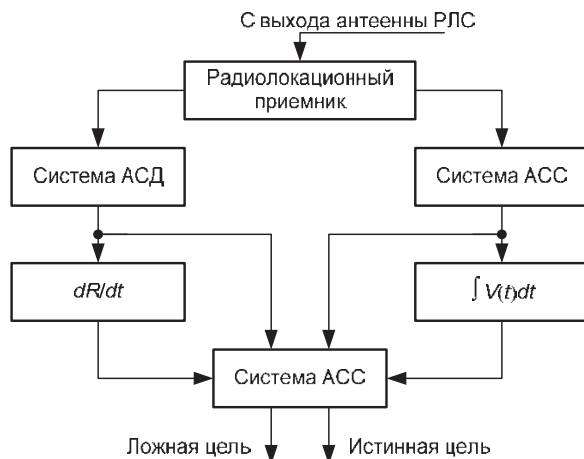


Рис. 8.1. Структурная схема обработки результатов независимых измерений дальности и скорости

Для того чтобы показать принципиальную возможность имитации ложных целей с помощью подсвечиваемых диполей с сохранением функциональной связи между доплеровской скоростью и скоростью, полученной на основе непосредственного измерения дальности, рассмотрим следующий способ РЭП рис. 8.2.

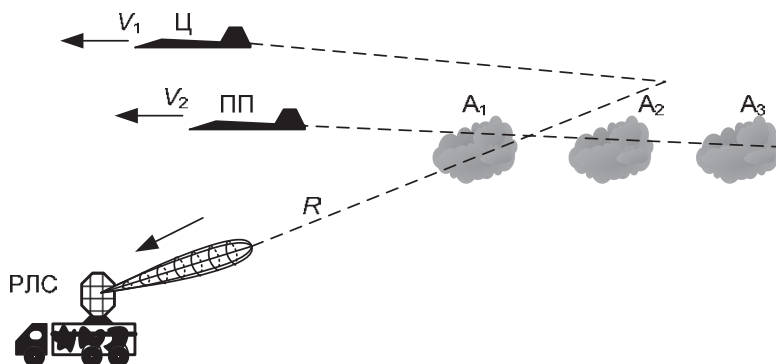


Рис. 8.2. Взаимное расположение объектов при перенацеливании на подсвечиваемые диполи с сохранением функциональной и измерением дальности

Дипольные отражатели выбрасываются в заднюю полусферу пакетами из автомата постановщика ПП, который движется по траектории, параллельной траектории движения цели Ц, маскируемой ложными отраженными от диполей сигналами. Выбрасываемые пакетами ДО быстро затормаживаются атмосферой. Поэтому в дальнейших расчетах ДО считаются неподвижными относительно наземного радиолокатора. Путь распространения сигналов следующий: радиолокатор → ДО → ретранслятор → ДО → радиолокатор. В этом случае имитируется группа ложных целей, движущихся прямо на радиолокатор со скоростями, сравнимыми со скоростью реального объекта. Наземный радиолокатор облучает ДО, и отраженные от ДО сигналы принимаются ретранслятором на постановщике ПП со сдвигом частоты $\Delta f = -V_1/\lambda$. Любой излученный ретранслятором сигнал, отраженный ДО и принятый радиолокатором, будет сдвинут по частоте на эту величину.

Это означает, что сигналы ретранслятора, мгновенно реагирующего на частоту сигнала, которым он запускается, создают на радиолокаторе впечатление цели, удаляющейся от радиолокатора вдоль линии, соединяющей радиолокатор и ДО, со скоростью, точно равной скорости постановщика ПП. Дальность до этой цели будет равна сумме расстояний радиолокатора до ДО и от них до постановщика помех ПП, т. е. $R + L(t)$. Скорость этой ложной цели, измеренная в канале дальности радиолокатора, будет равна $-V_1$. В данном случае имитируется как бы реальная цель, но удаляющаяся, т. е. не опасная.

Если при переизлучении сигнала в ретрансляторе сдвинуть его частоту на величину $2V_1/\lambda$, то на радиолокаторе будет имитироваться ложная цель с нулевой доплеровской частотой (неподвижная цель). Расстояние до этой цели изменяется со скоростью $-V_1$ при измерении скорости в канале дальности. Сопоставление информации каналов радиолокатора показывает, что имитируемая цель – ложная.

Для получения частотного доплеровского сдвига, который создавал бы впечатление объекта, движущегося непосредственно на радиолокатор со скоростью V_2 , необходимо осуществить сдвиг несущей частоты последовательности радиоимпульсов ретранслятора на величину $\Delta f = 2(V_1 + V_2)/\lambda$. Однако при этом еще больше увеличится расхождение между скоростью, измеренной по величине доплеровского эффекта, и скоростью, измеренной непосредственно по изменению дальности. В первом случае ложная цель будет казаться приближающейся со скоростью V_2 , а во втором – удаляющейся от радиолокатора со скоростью V_1 . Таким образом, имитированная цель – ложная. Это несоответствие можно устранить, введя переменную величину запаздывания между принимаемым и излучаемым сигналами ретранслятора. Если величина запаздывания равна $\Delta T(t)$, то кажущаяся дальность, измеренная радиолокатором,

$$R_{\text{каж}} = \bar{R} + \bar{V}_1 t + \frac{\Delta T(t)}{2} c, \quad (8.8)$$

где t – время, измеренное с момента выброса ДО;
 c – скорость света.

Кажущаяся дальность должна изменяться таким образом, чтобы имитировать скорость ложной цели, равную скорости V_2 , имитируемой искусственно введенным сдвигом по частоте. При этом кажущееся направление движения ложной цели должно совпадать с направлением движения реальной цели, т. е.,

$$\frac{\partial}{\partial t}(R_{\text{каж}}) = V_1 + \frac{1}{2} \frac{\partial [\Delta T(t)]}{\partial t} c = -V_2. \quad (8.9)$$

Отсюда

$$\frac{\partial [\Delta T(t)]}{\partial t} = -\frac{2(V_1 + V_2)}{c} \quad (8.10)$$

и

$$\Delta T(t) = \frac{2(V_1 + V_2)}{c} t. \quad (8.11)$$

При таком законе изменения запаздывания кажущееся расстояние до имитируемой цели будет равно:

$$R_{\text{каж}} = R + V_1 t - \frac{2(V_1 + V_2)}{2c} t = R - V_2 t, \quad (8.12)$$

и дальномерный канал радиолокатора будет измерять эту дальность и скорость имитируемого объекта. В данном случае доплеровский и дальномерный каналы радиолокатора дают одно и тоже значение скорости и одинаковое направление движения имитируемой цели. Как можно видеть, в данном случае радиолокатор не может отличить имитируемую цель от реальной.

Помимо способов перенацеливания на диполи, сбрасываемые непосредственно с ЛА в переднюю или заднюю полусферы, возможно использование предварительно поставленных (до начала атаки) дипольных облаков. В этом случае атакующий самолет летит через это облако диполей и подсвечивает его сигналами бортовой системы РЭП. На экране индикатора создаются широкие засветки, затрудняющие оператору РЛС обнаружить атакующий самолет. Передатчик помех в этом случае излучает сигналы с узкополосным спектром, накрывающим частотный диапазон доплеровских частот РЛС с непрерывным или импульсным излучением. В результате создается множество отражений, имеющих различные доплеровские частоты и маскирующих доплеровскую частоту отраженных от самолета сигналов. Простота применения дипольных отражателей дает им ряд преимуществ перед другими средствами РЭП. Они являются единственным эффективным средством РЭП на той дальности, на которой активные передатчики помех уже не обеспечивают защиты самолета. Кроме того, благодаря свойству широкополосности и резонансным явлениям на гармониках частоты, облака диполей обеспечивают надежную защиту при облучении сигналами нестандартных частот и со сложной модуляцией. Выброс дипольных отражателей производится специальными пусковыми установками. При этом в соответствии с обстановкой осуществляется выбор состава диполей, числа зарядов на один залп, интервалов между зарядами, числа залпов согласно программе и интервалов между залпами. Привод пусковой установки в действие может осуществляться автоматически или вручную. Обычно диполи изготавливаются из алюминиевой фольги или из стекловолокна с металлизацией алюминием. Диапазон частот, перекрываемый набором диполей, простирается от 0,1 до 10 ГГц [11].

8.2.4. Принципы построения адаптивной системы постановки дипольных помех

Дипольные помехи относятся к расходуемым средствам одноразового действия. Поскольку запас их на борту защищаемого объекта ограничен, расход их должен быть экономным и обусловлен необходимостью. В соответствии с этим приобретает большое значение адаптивное применение дипольных отражателей, согласованное с боевой обстановкой. На вход программирующего устройства такой системы поступает информация от различных датчиков. Система этих датчиков объединяет приемник предупреждения об облучении, датчик пуска противником ракеты, навигационные устройства, обеспечивающие данными о летных параметрах самолета, и выходные данные от пульта управления летчика, определяющие режим работы (автоматический, ручной или полуавтоматический). Одновременно на пункт сбора информации поступают с устройств памяти сведения о типовых средствах угрозы. Все это совместно обрабатывается с помощью бортовой ЭВМ самолета. В результате оцениваются угрозы, определяется их приоритет, вырабатывается программа выброса дипольных отражателей с учетом их наличия на защищаемом объекте. В автоматическом режиме все эти операции выполняются без вмешательства пилота. В полуавтоматическом режиме оптимальная программа использования диполей определяется автоматически, но ввод ее в действие производится по команде пилота. В ручном режиме выбор программы и ее запуск производятся по усмотрению пилота путем нажатия соответствующих кнопок на пульте управления. Кодированные команды, вырабатываемые программирующим устройством и определяющие последовательность приведения в действие диспенсеров, позволяют управлять выбросом средств одноразового действия до семи типов. Программное обеспечение построено на восьмиразрядной структуре. В условиях максимальной угрозы пропускная способность устройства 180 тыс. бит в секунду и объем памяти 12 Кбайт. При увеличении мощности на 25 % пропускную способность можно увеличить до 250 тыс. бит в секунду и объем памяти до 16 кбайт. Программа выброса диполей включает выбор типа диполя (одинарный,

двойной), интервала выброса, счет выбросов, выбор интервала залпов и их счет. Наряду с пассивными могут применяться полуактивные дипольные отражатели, в которых активный элемент (возможно схема усиления с одним туннельным диодом) усиливает и переизлучает сигнал противника в том же направлении, откуда он принят.

8.2.5. Защита надводных кораблей от противокорабельных ракет с помощью дипольных отражателей

На вооружении ВМС всех развитых стран состоят противокорабельные ракеты (ПКР). Используя радиолокационное наведение и полет на малых высотах, эти ракеты превратились в эффективное оружие, создающее серьезную угрозу кораблям. В связи с этим уделяется большое внимание вопросам защиты кораблей от таких ракет, исследованию различных средств борьбы с ними, в том числе и электронных. Из электронных средств наиболее дешевым средством защиты кораблей от ракет с радиолокационным наведением считаются дипольные отражатели. Как и в случае защиты самолетов, методы защиты кораблей с применением ДО, имитирующих ложные цели, могут быть различными в зависимости от этапа применения противокорабельных ракет. Так, на этапе поиска и обнаружения целей перед комплексом обороны корабля или соединения ставится задача воспрепятствовать обнаружению целей противником и, соответственно, предотвратить пуск ракет в направлении истинных целей. В этом случае дезориентирование РЛС поиска и обнаружения осуществляется путем развертывания облаков ДО (ложных целей) либо вблизи корабля, либо на более значительных расстояниях (30 ... 1000) км для имитации большого количества кораблей в зоне поиска. Эффективная площадь рассеяния ложных целей меньше или соизмерима с ЭПР корабля. Необходимо учитывать, что использование средств дезориентации РЛС может дать временное преимущество, поскольку рано или поздно реальные цели опознаются, а ловушки селективируются. Поэтому систему дезориентирования с помощью ДО нельзя рассматривать как основную систему защиты кораблей от ракетного удара.

На этапе целеуказания и наведения ПКР система корабельной защиты формирует в пространстве несколько дипольных облаков, наделенных свойствами целей. Эти ложные цели (ЛЦ) располагаются таким образом, чтобы ракета независимо от метода поиска вначале обнаруживала бы ложную цель и брала ее на сопровождение. Дальность постановки ложных целей (1...5) км. Располагаемое время реагирования менее 2 минут. Так как точное время начала поиска системой ГСН ракеты неизвестно, а скорость корабля может быть весьма значительной, ложные цели следует располагать на больших расстояниях от корабля, создавая иллюзию, по крайней мере на некоторое время, относительной неподвижности целей.

На этапе самонаведения ГСН ракеты необходимо осуществить срыв сопровождения уже захваченных целей путем развертывания вблизи корабля облака ДО с ЭПР корабля. В результате смещения энергетического центра отраженного сигнала от корабля и ловушки происходит срыв сопровождения корабля и захват ложной цели. Далее корабль выполняет маневры на отделение от ловушки с учетом направления, скорости ветра и других тактических параметров.

Определяющим при выборе метода защиты кораблей от ПКР является ожидаемое время предупреждения об атаке ракеты. От него зависит момент развертывания ложных целей. Если интервал времени с момента предупреждения об атаке достаточно большой, то можно использовать различные методы дезориентирования. Для этого нужно заблаговременно обнаружить установку пуска ПКР, что не всегда возможно, поскольку ракеты могут, например, быть запущены с трудно обнаруживаемых береговых позиций, подводных лодок, пользующихся пассивными средствами сбора информации. В большинстве случаев первым указанием на наличие угрозы является обнаружение атакующей ракеты с помощью корабельных обзорных РЛС. Такие РЛС, установленные на быстроходных сторожевых катерах, способны обнаружить ракету на дальности около 10 км при состоянии моря 3...4 балла и ЭПР ракеты $\sim 0,1 \text{ м}^2$. Если РЛС подвергается воздействию активных помех, то дальность обнаружения может значительно уменьшиться.

Во многих случаях ПКР может обнаруживаться пассивными средствами после того, как начинает излучать ГСН, когда дальность до цели составляет 5 км. При скорости ракеты, равной скорости звука, время реагирования составляет 15 с. В этих условиях методы дезориентирования РЛС или перенацеливания ГСН на ложные цели практически малоэффективны, потому что ложные цели должны быть развернуты задолго до того, как ГСН обнаружит истинную цель. Методы срыва сопровождения наиболее эффективны, поскольку могут реализоваться при минимальных интервалах времени после предупреждения об угрозе. Однако для этого требуется выполнить определенные условия, например, обеспечить малое время реагирования. Это означает, что на принятие решения, подачу команды на постановку ложных целей и выполнение необходимых действий отводится очень мало времени, меньше 1 с. Кроме того, если система постановки ловушек с помощью ДО использует поворотные устройства, то для наводки по расчетному азимуту потребуется дополнительно несколько секунд. Другое условие состоит в том, что корабль и ловушка должны появиться в элементе радиолокационного разрешения одновременно. Так как разрешающая способность ГСН ПКР по дальности может составлять всего 40 м, то развертывание ловушек на расстоянии свыше 20...30 м от корабля будет неэффективно, если нет возможности выполнить маневр. Важным является обеспечение быстрого развертывания ловушки из ДО, чтобы за короткий интервал времени отраженный от ловушки сигнал стал сравним по параметрам с сигналом, отраженным от корабля. Время на развертывание облака ДО не должно превышать 3...4 с, тогда общее время реагирования (пуск носителя ДО и развертывание облака) составит 4...5 с. Реализация такого быстрого развертывания облака ДО потребовало разработки специального рассеивателя ДО. Это позволило увеличить скорость развертывания облака ДО почти на порядок. За 3,5 с ЭПР рассеиваемых ДО (зарядов) достигает 2000 м². Для образования ловушки требуется достаточное количество зарядов, распределенных в пространстве. Это связано с тем, что процесс развертывания облака ДО зависит от ряда неуправляемых факторов (скорости и направления ветра, "гнездования" и т. д.). При этом необходимо распределять некоторое количество заря-лов по высоте, учитывая возможные провалы в ДН ГСН и вероятность попадания ложной цели в провал ДН, что может ослабить воздействие помехи.

Таким образом, при защите кораблей в момент обнаружения угрозы в пространство выстреливаются с помощью многоствольных установок диполи и пиропатроны. В результате вокруг корабля или вдоль траектории полета атакующей ракеты образуются ложные цели. Облака ДО создаются на высоте менее 30 м над уровнем моря на время не менее 10 мин и в максимуме могут достигать ЭПР 20000 м². Для дезориентирования системы наведения ракеты ИК-диапазона создаются ИК-ловушки примерно на 30 с, представляющие образования с ЭПР около 300 м².

Для наделения облака ДО свойствами движущихся примерно со скоростью защищаемого корабля объектов оно облучается усиленным радиолокационным сигналом, имеющим соответствующую связь с частотой и фазой сигнала, принимаемого от радиолокатора. Это затрудняет доплеровскую селекцию ложных целей и приводит, как следствие, к перенацеливанию ракеты на диполи. При наличии нескольких облаков ДО, разбросанных в пространстве, облучение их может осуществляться попеременно с заданной программой, что будет эквивалентно воздействию на систему сопровождения ГСН мерцающих помех, разнесенных в пространстве. Так как в апертуре антенной системы ГСН находится много целей, то ракета будет отвлекаться с траектории наведения на защищаемый корабль. Недостаток ложных целей, создаваемых с помощью ДО, заключается в том, что они не способны вызвать подрыв боевой части ракеты. Большинство современных ракет может быть оснащено логическими устройствами, обеспечивающими повторный захват цели или поиск новой цели, которая может появиться после пролета облака ДО.

Усовершенствование ГСН ПКР в части селекции неподвижных целей на фоне помех от ДО, а также введение режима наведения на источник активных помех, излучаемых с корабля, привело к возрастанию роли передатчиков активных помех одноразового действия, запускаемых с различных носителей: ракет, ДПЛА, буев и т.д. Обычно после запуска ЛЦ

может спускаться на парашюте. Однако такие способы защиты с помощью активных ЛЦ обеспечивают малое время действия (до 1 мин). Поэтому необходимы средства радиоэлектронной защиты кораблей длительного действия (до нескольких часов). Такие ЛЦ могут быть выполнены в виде буксируемого или самоходного катера с аппаратурой активных помех, включаемой дистанционно оператором с защищаемого корабля при наличии угрозы.

8.3. Перенацеливание на пассивные ловушки

В зоне своей ответственности ПВО может одновременно эффективно бороться с ограниченным числом целей. Поэтому РЭП в подсистеме обнаружения и целераспределения может осуществляться с помощью ложных целей, которые имитируют на экранах индикаторов РЛС отметки, подобные отметкам от реальных целей. Это в значительной мере затрудняет оператору опознавание реальных целей и перегружает системы автоматизированной обработки данных. При ограниченности времени радиолокационного наблюдения за целями в зоне ответственности выделение истинных целей среди ложных оказывается весьма затруднительным. В результате ПВО должна либо обстреливать все наблюдаемые цели, что приводит к неоправданному отвлечению огневых средств ПВО на поражение ЛЦ, или при обстреле ложных целей к пропуску истинных целей при ограниченности боевых возможностей ПВО. Особо эффективным может оказаться массовое применение ловушек, когда может наступить перенацеливание системы ПВО целями и, как результат, снижение перехвата ударных самолетов противника. Поскольку каждая ловушка требует внимания, достаточно большое их число может истощить систему защиты, боезапас которой ограничен. Такие характеристики ловушки, как амплитуда и спектр отраженного от нее радиолокационного сигнала, а также скорость и ускорение должны как можно точнее соответствовать аналогичным характеристикам реальных целей. Воспроизведение амплитудных и спектральных признаков обеспечивается с помощью активных ретрансляторов (ответчиков) или пассивных модулируемых переизлучателей (решетки Ван-Атта). В подсистеме наведения и самонаведения для противодействия РЭС ЗУР используются ловушки, которые перенацеливают огневые средства поражения на себя. Время перенацеливания должно быть соизмеримо со средним временем наведения (самонаведения) средств поражения. Для уменьшения расхода ловушек при преодолении ПВО пуск их целесообразно производить после обнаружения реальной угрозы для защищаемого объекта. Успешное применение ловушки приводит к срыву атаки ЗУР (истребителя-перехватчика) или к достижению промаха, безопасного для защищаемого объекта. Характеристики переизлученного ловушкой радиолокационного сигнала должны обеспечивать захват его на сопровождение системой АСБ зенитной ракеты и устойчивое сопровождение ловушки следящими системами дальности и/или скорости, а также угловым координатам.

По способу боевого применения ловушки могут быть управляемые и буксируемые.

Современные радиолокационные ловушки имеют сравнительно малые габаритные размеры и массу, что позволяет использовать их тактической авиацией. Малогабаритная ЛЦ одноразового применения может быть эффективна против самых разнообразных РЛС, в том числе и моноимпульсного типа, а также РЛС, работающих в ИК диапазоне. Поэтому наряду с радиолокационными ловушками защищаемый объект должен иметь также ИК ловушки, сбрасываемые с объекта при ракетной атаке с ИК ГСН. Следует отметить, что рассматриваемые ловушки не обеспечивают защиты от системы ПВО в целом, они нейтрализуют только индивидуальные средства поражения этой системы [11, 20].

8.3.1. Переицеливание на управляемые ловушки

Управляемые ловушки представляют собой ракеты с пассивными и/или активными переизлучателями электромагнитной энергии. На них могут устанавливаться как стартовые, так и маршевые двигатели, которые обеспечивают управляемый полет по программе в течение времени от нескольких секунд до нескольких минут. Такие ловушки обеспечивают срыв наведения ракеты за счет перенацеливания на себя атакующей ракеты. Направление пуска

ловушки определяется направлением атаки и соотношением скорости защищаемого самолета, ловушки и ракеты. Начальная скорость отделения ловушки ограничивается динамическими характеристиками следящих систем (по углу, скорости, дальности) контура наведения управляемого оружия. В первый момент после сброса ловушки относительная скорость ее удаления от самолета должна быть такой, чтобы обеспечить надежный увод следящих стробов систем РЛС (ГСН) на ложную цель. В противном случае, применение ловушки окажется безрезультатным. Ориентировочно начальная скорость отделения ловушки от защищаемого самолета должна выбираться из условия неразрешения РЛС (ГСН) в начальный момент времени прикрываемого самолета и ловушки по углу, дальности и/или скорости, а также ускорению. Для обеспечения этих условий к траектории полета предъявляются весьма жесткие требования, обусловленные сравнительно малыми размерами элемента радиолокационного разрешения РЛС сопровождения и наведения управляемого оружия по угловым координатам, дальности и/или скорости. Поэтому ловушка, удаляясь от самолета, должна находиться в плоскости, перпендикулярной направлению на РЛС и проходящей через самолет и ловушку. Если эти условия не выдерживаются, то самолет и ловушка могут восприниматься как две цели, и при наличии ресурса времени, а также устройств распознавания ловушек в РЛС, возможно перенацеливание ракеты с наведения ракеты на ловушку на наведение ее на защищаемый самолет путем сброса АС ловушки и последующего перезахвата самолета на АС и ввода информации в контур управления ракеты.

Возможность распознавания ловушек основана на том, что полного подобия ловушки реальному объекту достичь практически трудно. Например, сигнал, отраженный от турбореактивного самолета, имеет физические особенности в амплитудном и доплеровском спектре из-за модуляции отраженного радиолокационного сигнала вращающимися лопатками роторов воздухозаборников и турбин двигателей. Сигнал, отраженный от ловушки с линзой Люнеберга или с простым ретранслятором, не имеет таких особенностей, а является в случае РЛС с непрерывным излучением монохроматическим сигналом. В этом случае целесообразно в ретрансляторе осуществлять специальную модуляцию. Требования к подобию характеристик сигналов управляемой ловушки могут быть значительно снижены путем излучения с ловушки радиопомех. Например, шумовая помеха, излучаемая с ловушки, нарушит селекцию по дальности и/или скорости и при достаточном уровне воспрепятствует распознаванию истинной цели среди ловушек.

Активные ловушки являются устройствами одноразового действия и, следовательно, должны иметь невысокую стоимость. Разработки по комплексированным усилителям, состоящим из ЛБВ и блока питания, скомпанованных на одной панели, системы охлаждения и батарейного блока питания, лучше всего могут удовлетворить требованиям невысокой стоимости. Хотя усилитель ловушки должен работать короткое время, однако срок использования их должен быть около 10...15 лет. Поэтому к конструкции предъявляются жесткие требования. Для того чтобы ловушка смогла оказаться на требуемом расстоянии от защищаемого объекта, необходима ракета с взрывным типом топлива либо устройства запуска ловушки, обеспечивающие ускорение до $8g$ и более. Для ловушек разработаны сверхминиатюрные ЛБВ, обеспечивающие уровень выходной мощности 100...200 Вт и полосу частот 3 ГГц и при этом имеющие значительно малые массу и размеры. Они имеют простую конструкцию, невысокое напряжение питания, не критичны к изменениям питающего напряжения в широких пределах, что снижает требования к источнику питания. Другое важное требование – это скорость включения ЛБВ ловушки, поскольку после обнаружения цели имеется всего несколько секунд. В аппаратуре используется замкнутая система охлаждения испаряющимся потоком, которая обеспечивает необходимое охлаждение всех компонент ловушки в течение всего времени ее работы и используется в тех случаях, когда недостаточно воздушного охлаждения. Возможным источником питания ловушки служит батарея термоэлементов, способных обеспечить мощность 1 кВт в течение 5 мин.

Помимо автономного режима работы ловушек, когда они должны самостоятельно принимать, осуществлять обработку и выявлять "опасные" сигналы в своем рабочем

диапазоне, возможно использование режима подсвета ловушек специальным сигналом, который предварительно сформирован бортовой аппаратурой. Для исключения самоподсвета защищаемого самолета, подсвет ловушек осуществляется не на частоте радиолокационного сигнала, а на отличающейся от него частоте. В ловушке сигнал подсвета восстанавливается по частоте до требуемой величины с помощью умножителей или преобразователей частоты, усиливается и излучается. Ловушка может имитировать также множество других ЛЦ.

Ложным целям уделяется большое внимание в системах защиты боеголовок при преодолении ими систем ПРО; обычно на средних участках траектории предусматривается применение легких ложных целей (надувные шары, баллоны), а на конечном участке траектории при вхождении боеголовки в плотные слои атмосферы – более тяжелых ложных целей, способных двигаться в атмосфере, не сгорая.

8.3.2. Перенацеливание на буксируемые ловушки

Цель буксируемой ловушки – создание излучения сигналов, аналогичных по структуре сигналам, отраженным от защищаемого самолета, и превосходящих их по мощности. В этих условиях ГСН атакующей ракеты, принимая оба указанных сигнала, наводится на энергетический центр. Поскольку мощность сигнала ловушки существенно превосходит мощность отраженного от самолета сигнала, атакующая ракета практически наводится на ловушку, в результате чего происходит перенацеливание ракеты с самолета на ловушку и поражение самолета ракетой исключается.

Основными элементами такой системы защиты являются пусковое устройство, размещенное на борту самолета и содержащее готовую к запуску ловушку, сама ловушка и трос-буксир, удерживающий ловушку на определенном расстоянии от самолета. После использования трос обычно обрывается и ловушка сбрасывается. В отдельных случаях может предусматриваться ее возврат на борт самолета специальным механизмом для повторного использования. В качестве ловушек могут применяться как пассивные, так и активные ловушки. Отличительная особенность пассивной ловушки состоит в отсутствии в ней активных элементов, формирующих ее сигнал. Формирование сигнала происходит за счет отражения от нее сигнала РЛС (ГСН). Обеспечение необходимого уровня мощности отраженного сигнала в этом случае определяется ЭПР ловушки, для чего предусматриваются соответствующие конструкции. В качестве пассивной ловушки могут использоваться надувные баллоны, покрытые отражающим радиоволны материалом, линзы Лüneберга, уголкового отражатели, диэлектрические антенны, решетки Ван-Атта и др.

В активных ловушках излучаемый сигнал определенной мощности формируется с помощью внутренних энергетических устройств. Таким устройством может быть ретранслятор, переизлучающий и усиливающий зондирующие сигналы РЛС (ГСН), или ответчик. В этом случае ЭПР ловушки не играет существенной роли и может быть сколь угодно малой. С целью упрощения конструкции активной ловушки на ней могут размещаться только передающая антенна и высокочастотный усилитель, а задающий высокочастотный сигнал и питание поступают по кабелю с защищаемого самолета. Бортовые источники высокочастотной мощности позволяют не только переизлучать радиолокационные сигналы ловушкой, но и модулировать их для повышения эффективности.

Для передачи с борта защищаемого сигнала на ловушку задающего сигнала возможно использование оптоволоконного кабеля, проложенного совместно с буксирным тросом. Работы по созданию оптоволоконного кабеля интенсивно ведутся и приведут к дальнейшему повышению эффективности использования буксируемых ловушек. Оптоволоконная линия передачи сигналов в совокупности с самолетной аппаратурой анализа угрозы и формирования сигнала, излучаемого ловушкой, расширит функциональные возможности защиты и позволит автоматизировать все процессы, связанные с использованием буксируемых ловушек в целях эффективной самозащиты самолетов.

Промех ракеты по защищаемому самолету пропорционален удалению ловушки от самолета. Однако это не означает, что чем больше длина буксирного троса, тем больше эффективность защиты. Максимальное удаление буксируемой ловушки от самолета, а следовательно, и максимальная длина буксирного троса в основном лимитируются разрешающей способностью перенацеливаемой РЛС (ГСН) по дальности, скорости и угловым координатам, т. е. зависят от вида зондирующего сигнала РЛС (ГСН), диаграммы направленности РЛС (ГСН), параметров взаимного движения ракеты и самолета. При длине буксира, превышающей максимально допустимую, может наступить разрешение ловушки по какому-либо параметру ее движения. В этом случае самолет и ловушка могут быть раздельно атакованы ракетами и защита самолета окажется неэффективной. Такая ситуация особенно недопустима при использовании пассивной ловушки, когда отсутствуют возможности влияния на разрешение целей РЛС (ГСН).

При использовании активной ловушки в рассматриваемом случае могут быть приняты некоторые меры по нарушению разрешения самолета и ловушки. К таким мерам можно отнести излучение с борта самолета уводящей помехи по дальности и/или скорости, а также излучение ловушкой накрывающей помехи, маскирующей сигнал от самолета. В обоих случаях будет обеспечиваться наведение ракеты только на ловушку.

Необходимо отметить, что интерес к буксируемым ловушкам, как средству защиты самолета, неуклонно возрастает. Это обусловлено отчасти результатами их боевого применения в операции НАТО против Югославии и расширением использования технологии "Stealth" при обеспечении малой заметности летающих объектов. В боевых операциях НАТО в Югославии буксируемые ловушки применялись для самозащиты самолетов F-16 и B-1B и показали очень высокую эффективность. Отмечались не только промахи зенитных ракет за счет их перенацеливания на ловушки, но и случаи прямых попаданий ракеты в ловушку, после чего от ловушки оставался лишь буксирный трос. В состав ловушки входит приемопередатчик, состоявший из высокочастотного усилителя на ЛБВ и модулятора, с помощью которого ретранслируемый и усиленный сигнал РЛС (ГСН) наделялся модуляцией, имитирующей реакцию на излучаемый сигнал работы двигателей защищаемых самолетов в целях исключения дискриминации сигнала ловушки по этому признаку. Питание аппаратуры ловушки осуществлялось с борта самолета по трос-кабелю. Поскольку буксируемые ловушки при их размещении на борту самолета не меняют характеристик, определяющих возможности его радиообнаружения, они могут быть перспективными и для защиты самолетов-"невидимок", сконструированных с использованием технологии "Stealth".

В соответствии с изложенным предполагается, что если существующие тенденции сохранятся, то буксируемые активные ловушки могут стать чуть ли не единственным методом самозащиты самолетов от современных и перспективных средств поражения, заслуживающим внимания [21].

8.4. Перенацеливание на передатчик помех одноразового действия

Передатчики одноразового действия (ПОД) составляют обширный класс средств РЭП, применяемых как для самозащиты объектов, так и для поддержки боевых операций авиации. Будучи доставленными в зону непосредственных боевых действий, они способны отвлечь на себя огонь противника и тем самым снизить возможность поражения противником ударных средств. В этом случае ПОД выполняют роль маяка для оружия противника с самонаведением на источник радиоизлучения и средств ПВО, управляемых с помощью радиолокационной техники. Кроме обеспечения перенасыщения, они также могут создавать эффективные маскирующие и дезинформирующие помехи на рабочих частотах РЛС и нарушать нормальную работу системы ПВО. Возможность доставки ПОД на близкие расстояния к подавляемым радиолокационным системам обеспечивает высокую их эффективность при сравнительно низкой энергетике и простоте конструкции. Передатчики одноразового действия проектируются только для одноразового использования и после выброса не предполагается их возвра-

щение для повторного использования. Поэтому их габариты, масса и потребляемая мощность являются важнейшими характеристиками, в соответствии с чем при их создании широко используется полупроводниковая техника [11, 20].

Различают три типа ПОД. Первый тип является наиболее распространенным и может состоять из источника шумового сигнала на частоте подавляемого радиолокатора, спускаемого на парашюте в непосредственной близости от радиолокатора. Такой ПОД может быть небольшим по мощности, массе и размерам. Выходной сигнал его может модулироваться импульсами или сигналами другой формы, при этом когерентность сигнала не обеспечивается. Второй тип всегда излучает усиленный и запомненный сигнал, принятый от радиолокатора. При этом может формироваться сигнал помехи, уводящей строб дальности, или создаваться много импульсов в ответ на каждый принятый радиолокационный импульс. Сигнал может быть когерентным. Чисто пассивный ПОД третьего типа всегда повторяет радиолокационный сигнал (импульсный или непрерывный) с усилением, определяемым пассивным переотражателем, и его сигнал всегда является когерентным, но может быть модулированным в зависимости от типа используемого переотражателя или антенной решетки. Рассмотренная классификация ПОД не связана с типом используемой в нем антенной системы, способа настройки на частоту РЛС, системы выброса и доставки. Любой из перечисленных параметров может использоваться в ПОД любого класса.

Передатчик одноразового действия первого типа может настраиваться на несущую частоту подавляемого радиолокатора перед его выбросом. В этом случае требуется априорное знание несущей частоты подавляемого радиолокатора в условиях боевых действий. Он может также наводиться по частоте автоматически после его выброса. Тогда не требуется предварительной установки частоты ПОД перед его использованием. При использовании этого типа ПОД и наличии многих РЛС необходимо обеспечить его настройку на частоту "своего" радиолокатора и исключить возможность настройки многих ПОД на частоту одной и той же РЛС. При этом также необходимо учитывать способность перестройки по частоте подавляемого радиолокатора. Радиолокаторы, входящие в состав ЗРК, обычно работают на разных частотах по соображениям электромагнитной совместимости. Если все применяемые ПОД используют идентичные программы по обнаружению и захвату сигналов РЛС, то многие ПОД будут создавать помехи на одних и тех же частотах (возможно на одной частоте) и не реагировать на остальные радиолокаторы. Поэтому в ПОД должны применяться технические средства, позволяющие им вести поиск в определенных участках заданного частотного диапазона. В этом случае такая система частотно распределенных ПОД будет обеспечивать максимальную эффективность подавления РЭС. В ЗРК могут применяться радиолокаторы с перестройкой несущей частоты от импульса к импульсу в относительном диапазоне от 5 до 20 %. В этой ситуации ПОД должен захватывать частоту радиолокационного сигнала каждого импульса радиолокатора, в результате зона подавления помехой радиолокатора противника, высвечиваемая на ИКО, будет охватывать только дальности, превышающие дальность от РЛС до ПОД. Цели, расположенные между ПОД и радиолокатором не будут маскироваться помехой, если только спектр шумов не перекрывает пределы диапазона перестройки частоты РЛС от импульса к импульсу. Для этого тина передатчика помех могут использоваться различные антенные системы, включая антенны переизлучающего типа. Добавление способности наведения по направлению к способности наведения по частоте может быть как преимуществом, так и недостатком в зависимости от характера применения ПОД. Например, ЗРК с бистатической радиолокационной системой, какой является система полуактивного наведения, не будет подавляться помехой, если помеховый сигнал направляется только к источнику излучения, поскольку сигнал подсвета и ракеты находятся в различных направлениях. Простой передатчик помех с всенаправленной антенной в горизонтальной плоскости имеет в этом отношении преимущество, так как может подавлять одновременно многие РЭС, в том числе со скачкообразной перестройкой частоты и бистатические радиолокационные системы. Однако это требует соответствующей мощности и информации от средств радиотехнической разведки по интересующей зоне боевых действий.

В особых случаях может оказаться выгодным применение передатчиков помех, способных подавлять одновременно большое число РЛС. В таких передатчиках используется многоканальный приемник для установки каждого из высокочастотных шумовых источников на разные радиолокационные частоты. Высокая спектральная плотность мощности помехи в этом случае достигается благодаря узкой ширине полосы частот каждого из шумовых источников и соответствующим усилением на высокой частоте. Возможны варианты этого типа передатчика помех. Так, один из шумовых источников может быть широкополосным, генерирующим заградительный спектр помехи, перекрывающий все частоты подавляемых радиолокаторов. Он будет создавать более низкую плотность и осуществлять РЭП в случае, если один из узкополосных высокочастотных источников не будет оказывать действия или будет неправильно установлен на частот радиолокатора. Этот помеховый шумовой фон также снизит эффективность работы радиолокатора путем маскировки малогабаритных или удаленных целей на всех его рабочих частотах.

Вместо узкополосных прицельных или заградительных шумов часто в ПОД первого типа применяется свипирование частоты помехи. Сигнал с быстрой периодической перестройкой частоты вызывает в радиолокационном приемнике эффекты, отличающиеся от большинства обычных АМ- и ЧМ-шумовых сигналов. Повторяющееся ЧМ свипирование будет создавать сложный частотный спектр. Составляющие спектра сигнала помехи можно расположить в узких частотных полосах по всему рабочему диапазону подавляемого радиолокатора. Каждая составляющая этого спектра действует как помеховый сигнал, который может быть более эффективным против некоторых электронных систем с высокочастотными ограничителями, подобных радиолокаторам с ЛЧМ и непрерывным доплеровским РЛС.

Второго типа ПОД может быть очень простым и состоять из усилителя на ЛБВ с приемной антенной, соединенной с его входом, и передающей антенной, соединенной с его выходом, подобно обычной системе для увеличения ЭПР цели, используемой на борту ДПЛА при испытаниях и оценках своих систем вооружения. Эти усилители обычно имеют усиление 50 дБ и более, могут усиливать импульсные и непрерывные сигналы и делать малую телеуправляемую мишень для радиолокатора эквивалентной большой цели с ЭПР около 50 м^2 . Усиление принятого радиолокационного сигнала может производиться на частоте, отличной от частоты радиолокатора, используя для этого двойное преобразование частоты. Существует много методов РЭП, пригодных для реализации таких ПОД. Использование в них ретрансляторов на ЛБВ позволяет обеспечивать формирование когерентных сигналов, которые могут подвергаться корреляционной обработке в приемниках подавляемых когерентных радиолокаторов. С их помощью могут реализовываться также уведящие помехи по дальности и скорости, принцип создания которых рассматривался ранее, и другие типы помех.

Третьего типа ПОД не имеет активных элементов. Наилучшим примером такого передатчика помех является уголкового отражатель. Газонаполненный шар, снабженный внутренним уголкового отражателем, представляет очень большую цель для атакующей ракетной системы с радиолокационным наведением и при использовании его вблизи защищаемого объекта действует как ловушка для вражеской ракеты. Другим примером является решетка Ван-Атта. Она представляет собой систему фазированной решетки, элементы которой соединены таким образом, что сигнал, пришедший с определенного направления, будет направлен с усиленным уровнем обратно в том же направлении. Результирующая ЭПР пропорциональна квадрату апертуры отражателя или решетки, поскольку радиочастотная энергия принимается и передается с усилением, соответствующим этой апертуре. Принятый сигнал перед излучением может быть модулирован по амплитуде, частоте, фазе и поляризации, причем решетка Ван-Атта особенно подходит для непосредственного наложения этих модуляций. Отсутствие генераторов высокочастотной мощности, усилительных устройств и первичных источников их питания делает этот тип ПОД наименее дорогим из рассмотренных трех типов. Пачка дипольных отражателей также попадает в эту категорию средств противодействия.

При использовании ПОД могут применяться: парашют, самолетный буксир, выстреливаемая вперед ракета, бомба, сбрасываемая с большой высоты, выбрасываемые устройства, планер, удерживаемый тросом, или в свободном полете воздушный шар, аэростат, сбрасываемое с самолета и втыкаемое в землю устройство, автожир, парашютирующее крыло, БПЛА, платформа с вертолетным винтом, снаряды и мины, вертолет, тактическая и стратегическая ракеты, противоракеты, подъемные средства, промежуточные между воздушным змеем и воздушным шаром. Конкретный выбор носителя зависит от конкретной обстановки и стоимости. Буксируемые ПОД могут быть более дорогими по сравнению с другими типами ПОД, поскольку они, если не разрушены при выполнении боевой операции, могут использоваться многократно. При выстреливании с самолета ловушку можно выбрасывать как на значительное расстояние (не более километра), так и на близкое расстояние (сотни метров). Удаленную ловушку можно использовать для создания полосы дипольных помех или ложных целей радиолокационному комплексу. Близкорасположенную ловушку можно применять для самозащиты путем создания уводящих помех по углу, дальности и скорости радиолокаторам сопровождения. Комбинирование одноразовых ловушек с дипольными помехами эффективно при самозащите кораблей. Быстро формируемые дипольные облака больших размеров в этом случае могут стать объектом слежения для ракеты с радиолокационной ГСН, если предусмотреть в ПОД ловушки режим уводящей на себя помехи. При размещении ПОД в непосредственной близости от РЛС можно обеспечить защиту от атак противорадиолокационных ракет путем перенацеливания ракеты на ПОД. Если в качестве носителя ПОД используется аэростат, наполненный водородом, гелием или другим более легким чем воздух газом, то его привязывают непосредственно вблизи защищаемого объекта. Увеличение ЭПР аэростата обеспечивается путем установки внутри него металлических перегородок, формирующих уголкового отражатели. Преимущество состоит в том, что аэростат может обеспечить длительное излучение активных помех в защищаемом районе.

При защите большой тактической или стратегической ракеты ПОД можно устанавливать в ее носовой части с обзором в передней полусфере. При этом могут применяться различные виды шумовых помех, а также ответчик, создающий большое количество ложных целей на частоте подавляемого радиолокатора. Кроме того ПОД может запускаться с помощью специальной ракеты вперед и прикрывать помехами движущуюся к цели ударную ракету, снижая вероятность и дальность ее обнаружения.

В ряде случаев применение ПОД может носить массовый характер. Тогда целесообразно предусматривать управление работой ПОД с борта защищаемой ракеты через линии радиосвязи. Путем программного переключения их на излучение можно достичь эффекта действия мерцающей помехи. Это – эффективный путь подавления радиолокационных комплексов, хотя и дорогой. Работа ПОД при массовом применении может синхронизироваться за счет облучения их главным лучом ДНА подавляемого радиолокатора и продолжаться столько времени, сколько времени РЛС облучает его главным лучом, что заставит противника верить в существование угрозы с ложных направлений. Если применяются простые ПОД типа ответчиков на ЛБВ с неотправленными антеннами, то можно осуществить последовательное включение ПОД, когда после прохода лучом РЛС первого ПОД наряду с ответом РЛС происходит включение другого ПОД и т. д. Поскольку время прохождения сигнала от первого ПОД к другому значительно короче времени прохождения сканирования лучом РЛС от первого ПОД до любого другого, все ПОД будут давать ответные сигналы, даже если некоторые из них еще не приняли сигнала РЛС по его главному лучу. В результате некоторые ложные цели будут казаться на ИКО впереди сканирующей линии визирования.

Доставка ПОД в зону цели может осуществляться с помощью БПЛА, защищаемых с помощью собственных средств РЭП. Выбрасывание ПОД с борта БПЛА в этом случае осуществляется по программе через определенные промежутки времени. Программа рассчитывается таким образом, чтобы в воздухе постоянно находилось 4 ... 5 ПОД, поддерживаемых специальными парашютами. Для доставки ПОД можно использовать противорадиолокационные ракеты (ПРР). Известно, что одним из методов борьбы с противорадиолокационными

ракетами является выключение радиолокатора на время, достаточное для достижения ракетой поверхности земли. Очевидно, в этом случае ракета может входить в зону цели не обнаруженной и выбрасываемые с ее борта ПОД также не будут обнаруживаться. В результате противорадиолокационная ракета, лишенная возможности наведения по выключенному радиолокатору, будет ударяться о землю, не причиняя вреда, а выброшенные ею ПОД будут опускаться к поверхности земли, излучая помехи. Поэтому, когда радиолокатор повторно включится, ближайший объем пространства окажется заполненным плывущими по воздуху ПОД, что создает сложную помеховую обстановку. Конечно, оператор РЛС в такой обстановке будет применять различные методы помехозащиты, однако при одновременном применении многих ПОД эффективность помехозащиты не будет высокой. Так, когерентный компенсатор боковых лепестков РЛС обнаружения может использоваться при боевых операциях с применением ПОД. При этом должен быть предусмотрен отдельный контур компенсации боковых лепестков для каждого разрешаемого по азимуту ПОД. В зависимости от типа радиолокатора и стоимостных факторов может использоваться от единиц до многих десятков контуров. В целом, однако, радиолокаторы ограничены как по стоимости, так и по габаритам в отношении допускаемого числа контуров компенсации боковых лепестков. Таким образом, вероятно, что полная способность компенсатора боковых лепестков будет использоваться только против части применяемых ПОД, а остальная их часть не будет компенсироваться в радиолокационном приемнике и будет представлять для радиолокатора трудно преодолимую угрозу радиопротиводействия. Другим применяемым методом помеховой защиты от импульсных ПОД является бланкирование по боковым лепесткам, но использование этого метода опасно, если в зоне действия находятся ПОД, создающие непрерывную шумовую помеху, а не импульсные ПОД, поскольку сигналы целей, поступающие по главному лучу, будут бланкироваться. Однако этот метод очень эффективен против импульсных ответчиков одноразового действия второго типа. Бланкирующее по боковым лепесткам устройство может одновременно обрабатывать сигналы многих ответчиков, принимаемые по боковым лепесткам, поэтому не возникает больших проблем по устранению действия помеховых ПОД через область боковых лепестков ДНА РЛС. Однако совокупность различных типов ПОД будет создавать большие трудности по управлению бланкирующим устройством по боковым лепесткам. Во многих случаях средства, затрачиваемые на устройства подавления боковых лепестков ДНА, такие как компенсаторы и бланкирующие устройства, могут оказаться более дорогими, чем стоимость разработки улучшенной антенны со сниженным уровнем боковых лепестков ее диаграммы.

8.5. Перенацеливание на подстилающую поверхность

При рассмотрении тактики боевого применения авиации значительное место отводится отработке методов прорыва системы ПВО на малых и предельно малых высотах. Такая тактика использования авиации при прорыве системы ПВО противника позволяет добиться скрытности подхода к атакующим целям и тем самым снизить потери самолетов [20].

Полет самолета на малой высоте сам по себе снижает точность радиолокационного сопровождения из-за мешающих отражений и влияния многолучевого распространения сигналов. Интенсивность мешающих отражений зависит от многих факторов: от длины волны, поляризации сигнала, структуры, физических и химических свойств отражающей поверхности, угла визирования. Отражение радиоволн от поверхности может быть зеркальным и диффузным. Чисто зеркальное отражение имеет место лишь для идеально гладких (зеркальных) поверхностей, например, бетонных дорожек и асфальтированных шоссе. Реальные земные поверхности (трава, лес, пашня) создают как зеркальное, так и диффузное отражение. Диаграмма направленности зеркальной составляющей переотраженного сигнала имеет ту же форму, что и при отражении от идеализированной поверхности. Диаграмма направленности диффузной составляющей переотраженного сигнала имеет форму, близкую к сфере, касательной к поверхности. Доля рассеянного диффузионного излучения зависит в основном от степени неровности

поверхности. Если же при этом применять подсвечивание подстилающей поверхности помеховыми сигналами через узконаправленную антенну, то можно еще более затруднить работу радиолокатора. В этом случае подсвечиваемая поверхность становится источником отраженных помеховых сигналов, воздействующих на РЛС через область боковых лепестков ее ДНА. Направление на данный источник относительно радиолокатора отличается от направления на носитель передатчика помех, что эквивалентно вынесенному передатчику помех, зеркально расположенному относительно подсвечиваемой поверхности рис. 8.3.

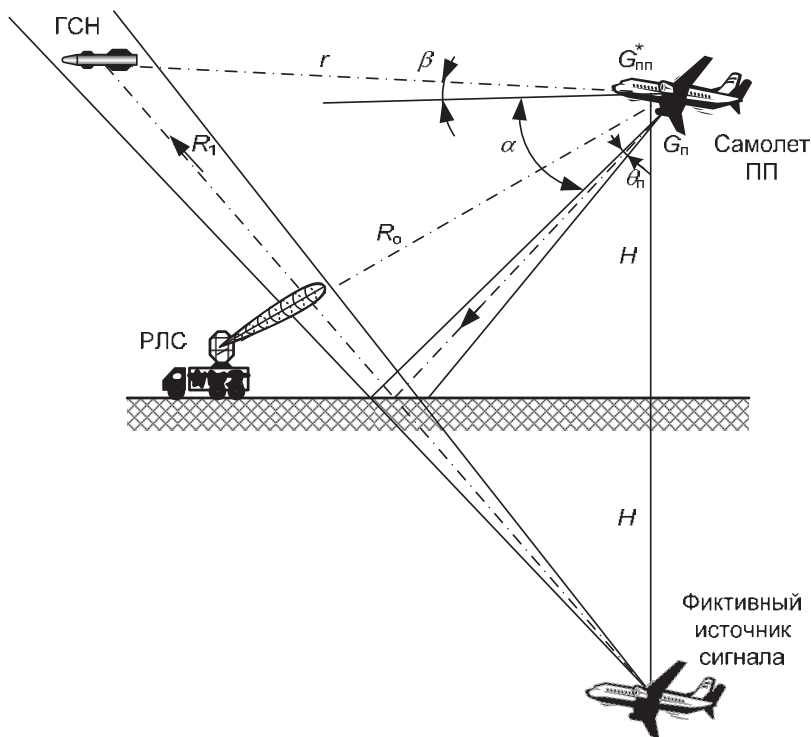


Рис. 8.3. Принцип перенацеливания на подстилающую поверхность

В ряде случаев мощность помехи от фиктивного источника может превышать мощность отраженного от цели сигнала. Тогда радиолокатор будет отслеживать преимущественно направление на фиктивный источник. Это приведет к перенацеливанию ракет с полуактивными и активными головками самонаведения, а также к перенацеливанию бортовых РЛС самолетов-перехватчиков.

При создании ложной цели в направлении, не совпадающем с направлением на цель, следует обеспечивать условия, при которых сигнал помехи, переотраженный поверхностью, превосходит бы по мощности сигнал, принимаемый непосредственно от самолетного передатчика помех. При этом переотраженный сигнал помехи должен примерно совпадать по задержке и частоте с непосредственно принимаемым сигналом. В передатчик помех ретрансляционного типа для перенацеливания, например, ГСН ЗРК с полуактивным самонаведением и непрерывным излучением, на подстилающую поверхность входят приемник РЛС подсвета, усилитель и передающая антенная система для излучения усиленных радиолокационных сигналов в направлении подстилающей поверхности. Антенная система состоит из группы передающих антенн, каждая из которых формирует антенный луч в определенном направлении на подстилающую поверхность в заданном азимутальном и угло-

местном секторах. Приемник определяет азимутальное направление на источник радиолокационного излучения и подключает ту передающую антенну, ДН которой по азимуту ориентирована в направлении приема этих сигналов. Это необходимо для того, чтобы помеховое "пятно" находилось на подстилающей поверхности между защищаемым самолетом и ракетой. Через эту антенну переизлучаются усиленные сигналы радиолокатора подсвета цели. В результате того, что переотраженный подстилающей поверхностью сигнал превышает на входе приемника ГСН ракеты радиолокационный сигнал, отраженный непосредственно от самолета, ракета вместо того, чтобы наводиться на самолет, пикирует на земную или водную поверхность.

Рассмотрим основные требования к параметрам ретрансляционного передатчика перенацеливающих на подстилающую поверхность помех применительно к случаю подавления полуактивного ЗРК. Для этого необходимо выполнить, по крайней мере, два условия. Первое состоит в том, что на входе подавляемого приемника ГСН уровень сигнала помехи непосредственно от передатчика помех должен быть меньше уровня сигнала помехи, переотраженного подстилающей поверхностью. Второе требует, чтобы уровень сигнала помехи, переотраженного подстилающей поверхностью, превосходил уровень радиолокационного сигнала, непосредственно отраженного от самолета.

Из первого условия можно получить требование к уровню паразитного излучения передающей антенны станции помех в направлении на подавляемый приемник относительно уровня сигнала помехи, излучаемого в направлении подстилающей поверхности:

$$\frac{G_{\Pi}}{G_{\Pi}^*} \geq \frac{R_1^2}{r^2} \frac{1}{K_{\text{отр}}} \alpha_{\text{зап}}, \quad (8.13)$$

где G_{Π} и G_{Π}^* – коэффициенты усиления антенны передатчика помех в направлении подстилающей поверхности и ГСН;

r – дальность между ракетой и защищаемым самолетом;

D – дальность между ракетой и антиподом;

$K_{\text{отр}}$ – коэффициент потерь при отражении сигнала от подстилающей поверхности;

$\alpha_{\text{зап}}$ – коэффициент, определяющий допустимую величину превышения помехой уровня проникающего сигнала на входе подавляемого приемника.

На величину коэффициента потерь сигнала помехи при его переотражении подстилающей поверхностью влияет размер переотражающей площадки и ее физико-химические характеристики. Размеры переотражающей площадки на подстилающей поверхности зависят от ширины в азимутальной и угломестной плоскостях ДНА, облучающей подстилающую поверхность. В свою очередь, мощность перенацеливающей помехи на входе приемника подавляемого пеленгатора будет определяться размерами совместной области, образуемой наложением ДНА пеленгатора и ДНА передатчика помех на эту площадку. Эта область для конкретных значений ширины этих ДНА зависит от дальности между отражающей площадкой и пеленгатором. Сигнал от подсвеченного участка земной поверхности, определяемого совместным наложением ДНА ГСН и передатчика помех, может быть представлен некоторой совокупностью блестящих точек, которые в процессе полета защищаемого самолета случайным образом перемещаются, образуя "сверкающее пятно".

Коэффициент отражения зависит не только от характера местности, но и от времени года и погодных условий. Минимальные потери переотраженного сигнала наблюдаются зимой из-за снежного покрова. Уменьшение толщины снежного покрова и особенно его таяние, приводят к существенному ослаблению переотраженного сигнала, которое продолжает расти по мере потепления и роста травяного покрова рис. 8.4.

Отраженный от реальной земной поверхности сигнал будет модулирован по амплитуде, фазе и направлению угла прихода, характер которой зависит от неровности подстилающей поверхности и скорости полета защищаемого самолета. Хотя быстро изменяемые флуктуации переотраженного "пятном" сигнала из-за усреднения могут не оказать существенного

влияния на процесс наведения на "пятно", но сопровождение будет с повышенными флуктуационными угловыми ошибками. Если рельеф местности сильно изрезан, то возможны длительные замирания переотраженного сигнала помехи, эффект которых может оказаться существенным.

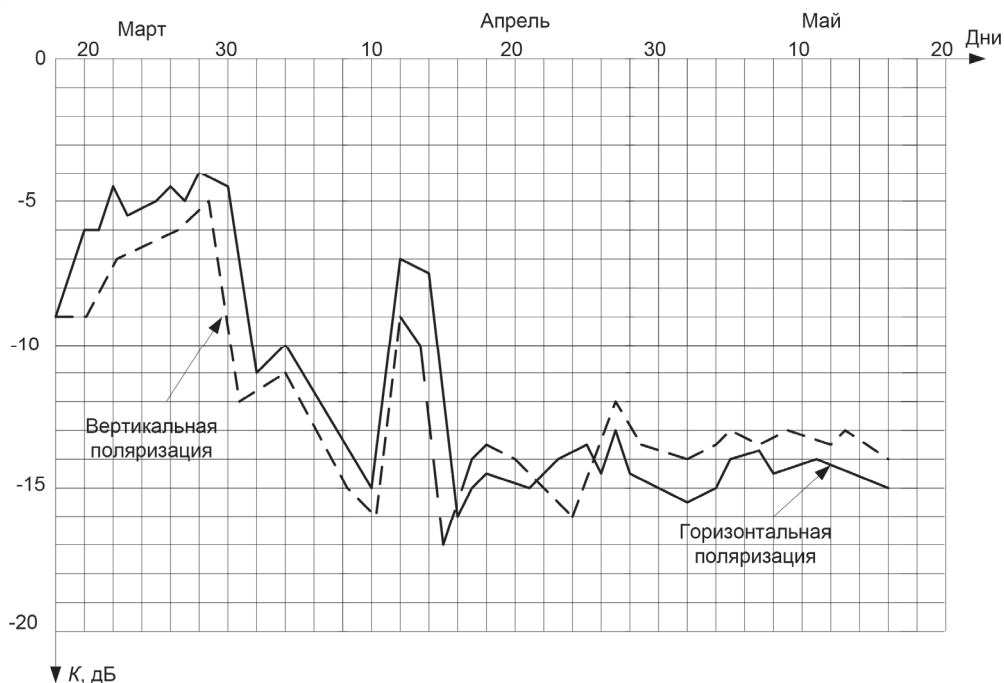


Рис. 8.4. Результаты сезонных изменений коэффициента отражения сигнала сантиметрового диапазона от участка сельской местности при условии: земля покрыта снегом (1), остатками прошлогодней травы (2) и травяным покровом (3)

Когда ГСН устойчиво наводится на "пятно", то кратковременное, но длительное его исчезновение может привести к перенацеливанию ракеты на сопровождение цели, если она к этому моменту находилась в главном луче ДНА ГСН. При достаточной располагаемой ракетой перегрузке цель будет поражена. В противном случае поражение цели не произойдет. При меньшей длительности перерывов в сигнале помехи ГСН будет сопровождать энергетический центр совокупности "цель-пятно" и результат будет зависеть от критического угла разрешения одного из источников и располагаемой ракетной перегрузки.

Максимальная излучаемая мощность передатчика помех определяется с помощью второго условия для минимальной дальности между радиолокатором подсвета и защищаемым самолетом и составляет:

$$P_n G_n \geq \alpha_n P G \frac{\sigma}{4\pi R_0^2 K_{\text{отр}}} \left(\frac{D_1}{r} \right)^2, \quad (8.14)$$

где PG — излучаемая мощность радиолокатора подсвета;

D — минимальная дальность между радиолокатором подсвета и самолетом.

Рассмотрим характер изменения на входе приемника ГСН уровней сигналов, переотраженных поверхностью и принятых непосредственно от ретрансляционного передатчика помех в режиме постоянной выходной мощности, от дальности между радиолокатором подсвета и самолетом до и после пуска ракеты. До пуска ракеты отраженный от самолета сигнал подсвета на входе приемника ГСН возрастает обратно пропорционально чет-

вертой степени дальности между радиолокатором подсвета и самолетом. При этом уровень проникающего сигнала возрастает обратно пропорционально второй степени этого расстояния. После пуска ракеты уровень мощности проникающего сигнала на входе приемника ГСН сначала резко уменьшается из-за набора высоты ракетой при сравнительно малом изменении дальности (увеличивается угол β), а затем меняется обратно пропорционально квадрату дальности между самолетом и ракетой, если угол β остается постоянным. При этом в зависимости от располагаемой передатчиком помех мощности и крутизны спада ДН в угломестной плоскости с учетом размещения антенны на самолете уровень проникающего сигнала может быть ниже или выше уровня сигнала подсвета, отраженного от самолета. Уровень сигнала помехи, переотраженного подстилающей поверхностью, также меняется обратно пропорционально квадрату расстояния от ракеты до самолета. Здесь предполагается, что за время полета ракеты дальность между самолетом и радиолокатором подсвета меняется мало. Для эффективности перенацеливания уровень этого сигнала должен превышать в α_n раз наибольший уровень проникающего сигнала помехи или отраженного от самолета сигнала подсвета.

Выше предполагалось, что защищаемый самолет и подсвечиваемое "пятно" на поверхности находятся в ДНА ГСН. Границы зоны перенацеливания ГСН по дальности и углам подхода ракеты к цели определяются шириной ДНА станции помехи, ее наклоном в угломестной плоскости к горизонту ее, а также разрешающей способностью подавляемого пеленгатора по угловым координатам θ_r . Поэтому угол α между направлением максимума ДН передающей антенны и горизонтальной плоскостью, проходящей через линию полета самолета, устанавливается в зависимости от высоты полета и расстояния, на котором необходимо обеспечить перенацеливание ГСН ракеты на сигналы помехи, переотраженные подстилающей поверхностью. Для ослабления уровня сигнала, непосредственно принимаемого приемником ГСН от передающей антенны станции помех, конструкция и размещение антенны на защищаемом самолете выполняются такими, чтобы реализовать требуемую крутизну спада ДН в угломестной плоскости. Антенна с малым уровнем боковых лепестков ДН и использование экранирующего действия фюзеляжа самолета позволяют удовлетворить необходимым требованиям.

Из второго условия можно получить требование к полному коэффициенту ретранслятора, работающего в режиме постоянного коэффициента усиления:

$$K_{\text{полн.ретр}} \geq \alpha_n \frac{4\pi\sigma}{\lambda^2} \frac{1}{K_{\text{отр}}} \left(\frac{D_1}{r} \right)^2, \quad (8.15)$$

где σ – ЭПР защищаемого самолета;

λ – длина волны;

α_n – требуемое превышение помехи для обеспечения перенацеливания ГСН.

Так как расстояние $R_1 \sim r$, то по сравнению со случаем самозащиты, полный коэффициент усиления ретранслятора для создания перенацеливающих на подстилающую поверхность помех увеличивается для компенсации потерь сигнала помехи при переотражении его подстилающей поверхностью. При полете самолета на значительных высотах может оказаться, что цель сопровождается главным лучом антенны ГСН, а переотраженный сигнал помехи действует через область се боковых лепестков. В этом случае потребуются дополнительное увеличение мощности переотраженного сигнала помехи за счет увеличения мощности передатчика помех и направленности передающей антенны, через которую излучаются сигналы помехи в сторону подстилающей поверхности, а также за счет принятия соответствующих мер уменьшения прямого сигнала помехи на входе антенны подавляемого радиолокатора путем, например, использования когерентного излучения сигналов из двух точек или излучение сигналов на ортогональной поляризации. Как известно, оба указанные способа обеспечивают формирование нулевого (или близкого к нулю) уровня сигнала на равнотеневом направлении ДНА.

ГЛАВА 9

Радиовзрыватели как объекты РЭБ

9.1. Принципы работы и построения радиовзрывателей

Точное попадание боеприпаса в цель весьма маловероятно. В боевых системах для поражения цели на терминальном участке траектории, когда боеприпас находится в ближайшей окрестности цели, производится дистанционный подрыв боевой части (БЧ). Поражение – это такое нарушение работы объекта, которое делает невозможным выполнение им тактической задачи. Подрыв боевой части ракеты выполняется по сигналу неконтактного взрывателя. Дистанционный подрыв БЧ осуществляется специальной системой управления [18] и по существу является завершающим этапом управляемого полета. Специфика этого этапа – важность выполняемой задачи и относительно малая его продолжительность. На этапе наведения погрешности работы системы наведения можно скомпенсировать (хотя бы частично) на последующих этапах полета. Сам принцип дистанционного подрыва боеприпаса предусматривает необходимость использования системы определения взаимного расположения боеприпаса и цели, а также автомата выбора оптимального момента подрыва БЧ (т. е. оптимального значения фазовых координат взаимного положения, при котором максимизируется вероятность поражения). Наличие указанных систем в комплексе управления боеприпасом указывает на обязательное использование информационного канала управления подрывом боеприпаса. Этот специфический информационный канал служит объектом для воздействия средствами радиоэлектронного противодействия.

Сигналы, которые распространяются в информационном канале радиовзрывателя могут быть как непрерывными, так и импульсными. Соответственно принципам построения радиовзрывателей организуется и работа систем радиопротиводействия их информационным каналам.

Боеприпасы можно классифицировать по способу воздействия на цель [2]. В фугасных боеприпасах на цель воздействует ударная волна. В осколочных – специально созданные надлежащим образом размещенные в боевой части поражающие элементы. Применяются и боеприпасы, объединяющие осколочное и фугасное воздействие. Поражающее действие фугасных боеприпасов пропорционально избыточному давлению вблизи цели. Поэтому ударная волна, как фактор поражения, малоэффективна на больших высотах, т. е. для ракет классов воздух-воздух и земля-воздух. Для этого класса боеприпасов наибольшее применение нашли осколочные БЧ, в которых цель выводится из строя потоком осколков.

9.2. Радиовзрыватели артиллерийских боеприпасов

Для повышения эффективности ракетно-артиллерийских боеприпасов эти боеприпасы снабжаются радиовзрывателями, обеспечивающими подрыв снарядов и ракет залпового огня на высотах 5...10 метров в окрестности цели.

При реальной мощности излучения передающих устройств радиовзрывателей десятки милливольт, для разведки сигналов их излучения станции помех должны размещаться на местности совместно с защищаемыми объектами. Тогда энергетический потенциал станции помех будет определяться, как:

$$P_{\Pi} G_{\Pi} = \frac{P_0 G_0 D_{\Pi}^2 \Delta F_{\Pi} \sigma_p k_{\Pi}}{4\pi h^4 \Delta F_0 \gamma}, \quad (9.1)$$

где $P_0 G_0$ – энергетический потенциал радиовзрывателя;
 ΔF_{Π} – ширина спектра помех;

σ_p – интегрированное значение ЭПР в диаграмме направленности антенны радиовзрывателя;
 k_n – коэффициент подавления информационного канала радиовзрывателя;
 r_n – расстояние от радиовзрывателя до цели;
 r_0 – дальность радиовзрыватель-поверхность земли;
 ΔF_0 – ширина спектра сигнала радиовзрывателя;
 γ – коэффициент несовпадения поляризаций излученного и отраженного целью сигнала.

Интегральное значение ЭПР поверхности земли определяется значением удельной ЭПР и площадью облучаемой поверхности антенной радиовзрывателя. Облучаемая поверхность (рис. 9.1) зависит от ширины диаграммы направленности по уровню половинной мощности антенны θ_a и высоты снаряда (носителя радиовзрывателя) над земной поверхностью h и может быть определена:

$$S_p = \pi h^2 \operatorname{tg}^2 \frac{\theta_a}{2}, \quad (9.2)$$

а интегральное значение ЭПР соответственно

$$\sigma_p = \sigma_y S_p, \quad (9.3)$$

где σ_y – удельная ЭПР поверхности земли.

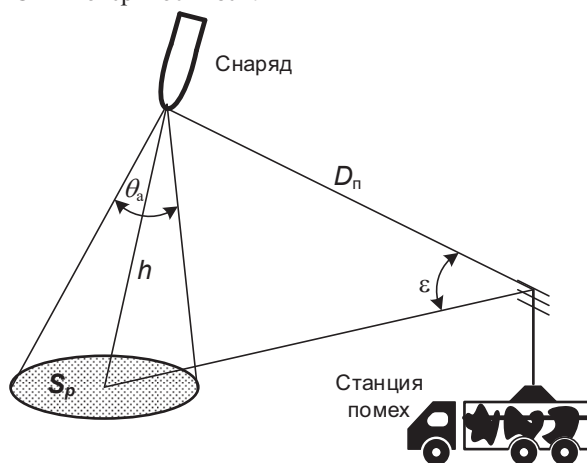


Рис. 9.1. Схема подавления радиовзрывателей станцией помех

Дальность радиовзрыватель-станция помех равна:

$$r_n = \frac{h}{\sin \varepsilon}. \quad (9.4)$$

Принимая значения ширины ДНА станции помех и радиовзрывателя $\Delta\beta_n \approx \Delta\beta_0$ и $\Delta\varepsilon_n \approx \Delta\varepsilon_0$, из (9.1), (9.2), (9.3) и (9.4) можно получить

$$k_n = \frac{4P_n \Delta F_0 \gamma \sin^2 \varepsilon}{P_0 \Delta F_n \sigma_y \operatorname{tg}^2 0,5\theta_0}, \quad (9.5)$$

где ε – угол места относительно станций помех положения подавляемых радио взрывателей.

На рис. 9.2 представлены графики зависимости коэффициента подавления радиовзрывателей от угла места станции помех в направлении на радиовзрыватель ε при фиксированных значениях ширины диаграммы направленности по уровню половинной мощности антенн радиовзрывателя θ .

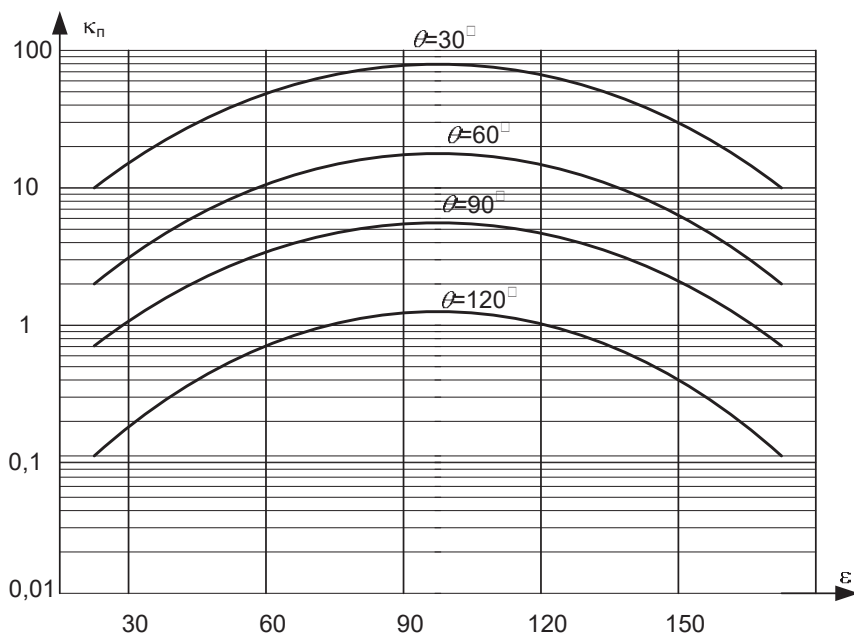


Рис. 9.2. Графики зависимости коэффициента подавления радио взрывателей

Оценки проведены при коэффициенте несовпадения поляризаций $\gamma=0,5$, т. к. поляризация сигналов радиовзрывателей круговая, поляризация антенн станции помех линейная, а также при условиях, что значения мощности передающих устройств и ширины спектров сигналов станции помех и радиовзрывателей равны и удельная ЭПР поверхности земли $\sigma_y = 1$.

Эффективность подавления информационных каналов радиовзрывателей определяется при условии $k_n \geq 1$. Из (9.5) и рис. 9.2 видно, что для получения требуемого коэффициента подавления необходимо обеспечить реализацию технических характеристик станции помех в части мощности излучения передающих устройств и сопряжения спектров сигналов помех и радиовзрывателей, а также учет реальных значений удельной ЭПР поверхности земли.

9.3. Радиовзрыватели зенитных ракет

Основные поражающие элементы (ПЭ), используемые в ракетах класса земля-воздух, — это осколки. Направления и скорости разлета ПЭ определяются конструкцией БЧ, размещением взрывчатых веществ и ПЭ внутри БЧ, способом их подрыва, а также величиной и направлением вектора скорости ракеты. Область пространства, в которой при подрыве БЧ формируется поток ПЭ такой плотности и энергии, который обеспечивает поражение данного вида целей с максимальной вероятностью, называется областью поражения цели.

Различают статическую и динамическую области возможного поражения целей (рис. 9.3). Форма статической области определяется характеристиками БЧ и уязвимостью цели с данного направления атаки, а форма динамической области, кроме перечисленных факторов, зависит еще и от параметров относительного движения цели и ракеты.

На рис. 9.3 показано построение динамической области возможного поражения цели. Угловые границы областей определяются: статической — вектором V_0 , а динамической — векторами $V_d = V_p + V_0$, где V_p — вектор скорости ракеты.

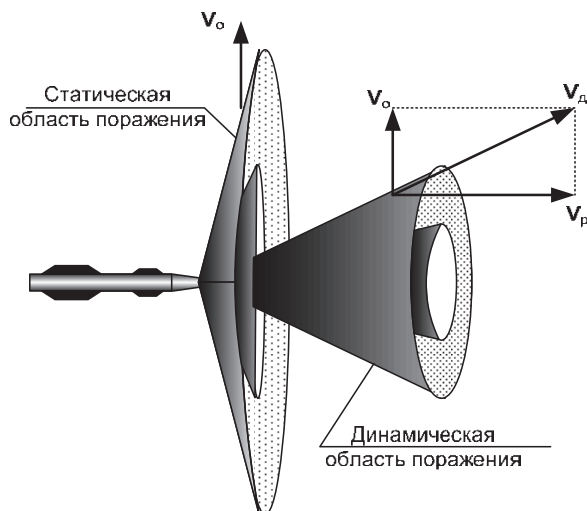


Рис. 9.3. Статическая и динамическая области поражения цели

Область возможного поражения цели называют изотропной, если она имеет форму сферы. В этом случае к системе наведения ракеты предъявляются наименее жесткие требования, но ресурсы боевой части ракеты расходуются расточительно. Более эффективны БЧ с анизотропной формой области возможного поражения цели. Но при анизотропной форме диаграммы разлета осколков при управлении инициализацией боевой части нужно учитывать форму разлета.

На рис. 9.4 показано сечение диаграммы разлета осколков и ДНА приемо-передающей антенны радиовзрывателя. После момента обнаружения цели команда подрыва должна подаваться с некоторой задержкой на время, за которое цель должна достичь области максимальной вероятности поражения. В этой области обеспечивается максимальная пространственная плотность поражающих элементов.

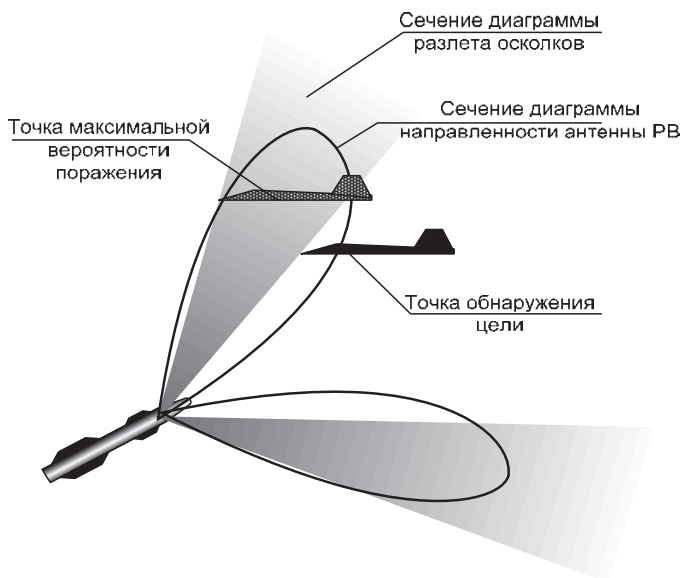


Рис. 9.4. Согласование диаграммы разлета осколков и ДНА радиовзрывателя

Практически во всех радиовзрывателях формирование команды на подрыв БЧ проводится на основе сравнения расстояния от цели до ракеты с радиусом срабатывания взрывателя [12]. Для этого в состав аппаратуры взрывателя включается дальномер. Структурная схема радиовзрывателя показана на рис. 9.5.

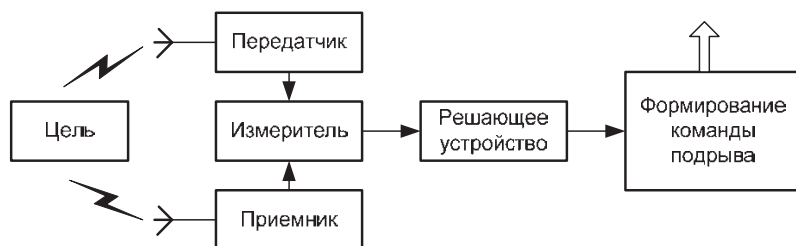


Рис. 9.5. Структурная схема радиовзрывателя

Сигналом передатчика облучается цель. Отраженный целью сигнал обрабатывается приемником и подается вместе с запросным сигналом передатчика в измеритель информационного параметра сигнала (задержки, частоты, мощности). В решающем устройстве определяется необходимая задержка команды на подрыв БЧ после момента обнаружения цели. Время задержки зависит от расстояния до цели, от скорости сближения ракеты с целью и от скорости разлета поражающих элементов. В радиовзрывателях применяют дальномеры, работа которых основывается на разных принципах. Могут применяться как импульсные, так и доплеровские измерители взаимного положения и взаимных скоростей движения ракеты и цели [12].

Существенно, что при любом принципе технической реализации радиовзрывателя его работа происходит при излучении запросного и приеме отраженного сигнала. Информационные каналы, по которым распространяются запросные и ответные сигналы, создают условия для организации активного противодействия работе радиовзрывателей.

9.4. Основные способы РЭП радиовзрывателей

Целью создания помех РВ является обеспечение условий, при которых происходит либо преждевременный подрыв РВ на расстояниях, превышающих дальность поражения цели осколками БЧ ракеты, либо при пролете ракетой цели РВ вообще не срабатывают (нейтрализация РВ). Для создания таких условий необходимо ретранслировать сигнал или создавать шумы на несущей частоте передатчика РВ или переизлучать сигнал с амплитудой, которая компенсирует потери из-за воздействия через боковые лепестки ДНА, когда ракета еще удалена от цели. При этом передатчик помех может находиться как на защищаемой цели, так и на другом летательном аппарате. Последний случай предпочтительнее, так как при этом весьма вероятна ситуация, когда сигнал помехи с вынесенного объекта попадет в главный луч ДНА РВ и вызовет превышение установленного амплитудного порога срабатывания РВ.

В то же время, наряду с переизлучением сигнала передатчика РВ, в ретранслируемый сигнал можно вносить дополнительный сдвиг частоты в сторону уменьшения доплеровского смещения до нуля для имитации пролета цели ракетой. При этом создаются условия для преждевременного подрыва БЧ.

Таким образом, если РВ использует оба признака для своего срабатывания (амплитудный и доплеровский), то с помощью ретранслятора, обеспечивающего необходимое усиление принимаемого сигнала передатчика РВ и внесение соответствующего доплеровского сдвига, возможно вызвать преждевременное срабатывание. Если сдвигать частоту ретранслируемого сигнала таким образом, чтобы пересечение нулевой доплеровской частоты не происходило при пролете ракетой цели, то можно предотвратить срабатывание РВ, т. е. вызвать его нейтрализа-

цию. Однако при этом нужно обеспечить условия, при которых сигнал с истинным доплеровским сдвигом частоты будет не обнаружен.

Имитирование доплеровского сдвига может быть осуществлено, например, посредством модуляции переизлучаемого ретранслятором сигнала одной меняющейся или несколькими фиксированными частотами. Каждая модулирующая частота соответствующих амплитудных модуляций образует от двух (верхняя и нижняя) до нескольких пар боковых полос, соответствующих широкополосной ЧМ. Другой метод – пилообразная фазовая модуляция (ФМ) – применяется для сдвига частоты выходного сигнала ретранслятора на заданную величину вверх или вниз. В результате на выходе такого модулятора можно получить спектр с одной доминирующей составляющей и сравнительно малого уровня составляющими на несущей и боковых частотах. Количество составляющих спектра, которое нужно использовать для создания наиболее эффективной помехи доплеровскому РВ, зависит от особенностей обработки сигнала в решающем устройстве РВ.

Исследование траектории полета зенитных ракет показывает, что эффективная постановка помех РВ возможна при поступлении сигнала помехи по боковым лепесткам ДН антенны РВ. В связи с этим уровень мощности передатчика помех, необходимый для преждевременного подрыва РВ за пределами зоны эффективного действия боевой части ракеты, должен достигать 100 Вт и более, а коэффициент усиления ретранслятора должен превышать 100 дБ. При недостаточной величине развязки между передающей и приемной антеннами ретранслятора, когда коэффициент усиления ретранслятора превышает величину этой развязки, образуется положительная обратная связь и возникает генерация; блокирующая переизлучение непрерывного сигнала РВ. Для предотвращения обратной связи применяется метод коммутации коэффициента усиления ретранслятора, в основе которого лежит задержка СВЧ-сигнала в цепи ретранслятора, которая может быть естественной, например, при применении в тракте ретрансляции ЛБВ, или специально вводимой.

Если длительность открытого состояния коммутатора на выходе приемной антенны не превышает задержку в ретрансляторе, а интервал закрытого состояния равен или превышает задержку, генерация в ретрансляторе не возникает.

В данном случае ЛБВ используется не только для усиления сигналов, но и для ФМ пилообразным сигналом с целью имитации изменения доплеровской частоты, характерного для пролета ракеты на минимальном расстоянии от цели.

Потенциально наиболее эффективным средством против РВ всех типов являются ловушки (активные или пассивные). Радиовзрыватель будет реагировать на такую ловушку, имитирующую ЭПР цели, как на реальную цель. Располагая ловушки между целью и атакующей ракетой можно обеспечить надежную защиту от поражения ракетой. В качестве активных ловушек могут использоваться выстреливаемые в направлении приближающейся ракеты передатчики помех однократного действия, например, ретрансляционного типа. Полный коэффициент усиления выходной мощности ретранслятора ловушки определяется имитируемой ЭПР, энергопотенциалом передатчика РВ, чувствительностью его приемника, уровнем боковых лепестков ДН антенны РВ, через которые на ловушке принимается сигнал РВ и через которые сигнал помехи воздействует на РВ.

Для случая РЭП активного РВ полный коэффициент усиления ретранслятора ловушек равен

$$K \geq \alpha_n \frac{4\pi\sigma}{\lambda^2} N_{\sigma \text{ пер}} N_{\sigma \text{ пр}}, \quad (9.6)$$

где $N_{\sigma \text{ пер}}$ и $N_{\sigma \text{ пр}}$ соответственно уровни боковых лепестков диаграмм направленности передающей и приемной антенн РВ;

α_n – пороговое отношение помеха/сигнал на входе приемника РВ;

σ – ЭПР защищаемого летательного аппарата;

λ – длина волны.

Так как ловушка с ретранслятором на борту находится между защищаемым объектом и приближающейся зенитной ракетой, уровень сигнала ретрансляционной помехи на входе его приемника РВ по мере сближения возрастает, достигая максимума, когда доплеровское смещение частоты помехи приближается к нулю. Если на РВ к этому моменту были сняты все ступени предохранения взрывателя, то произойдет его срабатывание.

Несмотря на кажущуюся простоту ретрансляционного способа РЭП активным РВ, его реализация наталкивается на необходимость решения таких проблем, как построение многокаскадных усилителей с очень высоким коэффициентом усиления и обеспечения их устойчивости при недостаточной развязке между приемной и передающей антеннами на ловушке.

Активные ловушки могут успешно применяться также для преждевременного срабатывания полуактивных РВ, работающих по отраженному от цели сигналу РЛС подсвета. Если ловушка находится одновременно в главном луче ДНА РЛС подсвета и ГСН ракеты, то существенно снижаются требования к коэффициенту усиления ретранслятора, так как $N_{\sigma \text{ пер}} \approx 1$.

Наряду с ловушками ретрансляционного типа могут использоваться также ловушки с передатчиками помех генераторного типа, нарушающими селекцию цели по дальности и/или скорости. При таком воздействии РВ (ГСН) переходят в режим работы по сигналу маскирующей помехи.

ГЛАВА 10

Передатчики помех

10.1. Схемотехнические принципы создания передатчиков ретрансляционных помех

Передатчики ретрансляционных помех находят наиболее широкое применение в системах РЭП в силу их быстродействия при создании прицельных по параметрам помех.

Принцип действия передатчика ретрансляционных помех состоит в приеме импульсного или непрерывного сигнала подавляемой РЭС, усилении и модуляции его по амплитуде, фазе, частоте и/или задержке и последующего однократного или многократного излучения сформированного сигнала помехи в направлении подавляемой РЭС. Существует много разных типов передатчиков ретрансляционных помех. Наиболее широко применяются: простой ретранслятор импульсных сигналов с амплитудной модуляцией, ретранслятор непрерывных СВЧ-сигналов с частотной модуляцией, ретранслятор с рециркулятором радиоимпульсов и амплитудной и частотной модуляцией, а также ретранслятор-имитатор радиолокационных целей на основе системы запоминания сигналов. Во многих случаях тип ретранслятора, предназначенного для выполнения поставленной задачи, определяется состоянием технологических разработок основных компонентов, входящих в его состав. Современные достижения в разработке когерентных систем запоминания сигналов и стремительный прогресс в области цифровой техники позволяют значительно усовершенствовать передатчики ретрансляционных помех, снизить их стоимость и повысить тактико-технические характеристики ретрансляторов.

В простейшем виде передатчик ретрансляционных помех состоит из приемной и передающей антенн, усилительного тракта и модуляторов. Основными его техническими характеристиками, помимо модуляционных, являются его полный коэффициент усиления и максимальная излучаемая мощность передатчика.

Полный коэффициент усиления ретрансляционного передатчика для случая самозащиты, равный произведению коэффициентов усиления антенн и усилительного тракта, определяется выражением

$$K_{\text{полн.ретр}} = \frac{4\pi\sigma}{\lambda^2} \alpha_{\text{п}}. \quad (10.1)$$

Максимальная излучаемая мощность передатчика

$$(P_{\text{п}} G_{\text{п}})_{\text{max}} = PG \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 K_{\text{полн.ретр}} = PG \frac{\sigma}{4\pi R_{\text{min}}^2} \alpha_{\text{п}}, \quad (10.2)$$

где PG – излучаемая мощность передатчика РЛС;
 R_{min} – минимальная дальность подавления.

Максимальная величина полного коэффициента усиления ретранслятора ограничивается достижимой развязкой между приемной и передающей антеннами, которая определяется их ДНА и особенностями размещения аппаратуры помех на борту ЛА.

10.2. Основные характеристики усилительного тракта ретранслятора

Усилительный тракт ретранслятора состоит из последовательно соединенных широкополосных СВЧ-усилительных приборов: ЛБВ и/или полупроводниковых усилителей. Широкое распространение в ретрансляторах получили ЛБВ, особенно в качестве выходных усилителей. Соединение двух и более ЛБВ образует многокаскадный усилитель. Такой усилитель обладает следующими преимуществами, обуславливающими его широкое применение в

РЭП: высокое значение произведения коэффициента усиления на ширину рабочей полосы частот, очень высокое быстродействие, широкий динамический диапазон, широкополосность и удобство в наделении усиливаемых сигналов помеховой модуляцией. С целью повышения мощности при работе на общую нагрузку ЛБВ могут включаться в параллель. Двухрежимная ЛБВ способна выполнять функции двух ЛБВ – импульсного и непрерывного режима усиления. В усилительных каскадах применяются также приборы со скрещенными полями, но реже, чем ЛБВ. Многокаскадные усилители применяются в передатчиках помех трех типов: прикрытия, индивидуальной защиты, одноразового применения.

Для передатчиков помех прикрытия необходимо обеспечить максимальную выходную мощность, так как он прикрывает группу ударных самолетов на большом расстоянии от РЛС ПВО противника. Задача получения высокой мощности излучения при использовании ЛБВ средней мощности может быть решена путем построения фазированной антенной решетки с ЛБВ в канале каждого излучающего элемента.

Для индивидуальной радиотехнической защиты широко применяются дезориентирующие помехи, в том числе комбинация импульсной и непрерывной шумовой помехи. Фазированные антенные решетки с ЛБВ в каждом излучающем элементе могут быть использованы, например, в передатчиках помех одноразового действия. Иногда в таких передатчиках ЛБВ заменяют твердотельными усилителями.

Условия, в которых работают передатчики помех одноразового действия, могут быть очень тяжелыми, например, как у передатчиков, устанавливаемых в оружейном снаряде, но при разработке таких передатчиков помех может быть с выгодой использована их кратковременная работа. В них могут устанавливаться магнетроны, которые хотя и крупногабаритные, но относительно недорогие.

Каждый каскад в усилителе должен быть согласован с каскадами усиления ретранслятора в целом. Только при таком условии будут обеспечиваться следующие результирующие характеристики многокаскадного усилителя [20]:

- широкий динамический диапазон;
- малая неравномерность коэффициента усиления от частоты;
- относительно слабая зависимость выходной мощности усилителя от частоты;
- минимальный коэффициент усиления слабых сигналов и требуемое усиление ретранслятора;
- максимальный коэффициент усиления сильных сигналов в диапазоне частот, определяющий самовозбуждение за счет внешней паразитной связи.
- коэффициент усиления многокаскадного усилителя обязательно должен регулироваться;
- высокое значение отношения коэффициентов передачи усилителя во время излучения сигнала и в паузе при формировании дезориентирующих помех;
- минимальный коэффициент шума, обеспечивающий скрытность станции помех при отсутствии радиолокационного сигнала на входе, не позволяющий осуществлять наведение оружия по излучению или пассивно сопровождать ЛА со станцией помех при излучении ею только собственных тепловых шумов;
- достаточно высокая устойчивость к непреднамеренным помехам;
- низкий уровень гармоник и комбинационных составляющих на выходе;
- способность осуществлять необходимые для формирования помех операции, например, такие как сдвиг частоты, запоминание, фазовую, амплитудную или частотную модуляцию.

Как уже отмечалось, большое значение для чувствительности и скрытности станций ретрансляционных помех имеет коэффициент шума усилителя и уровень мощности собственных шумов на выходе мощного усилителя. Очевидно, что чем меньше мощность шумов на выходе оконечного усилителя, тем лучше усилитель. Для каскадного соединения нескольких усилителей общий коэффициент шума

$$F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} \dots, \quad (10.3)$$

где $F_1, F_2, F_3 \dots$ – коэффициенты шума первого, второго, третьего и т. д. каскадов усиления, входящих в усилительную цепочку ретранслятора;
 $G_1, G_2, G_3 \dots$ коэффициенты усиления первого, второго, третьего и т. д. каскадов усиления.

Учитывая, что коэффициент усиления ЛБВ достаточно велик (30 дБ и более), результирующий коэффициент шума усилителя, в основном определяется коэффициентом шума первого каскада усиления.

Результирующая (интегральная) мощность шума на выходе усилителя определяется его полным коэффициентом усиления, полосой пропускания и коэффициентом шума:

$$P_{\text{ш.вых}} = F_0 K T \Delta F_y G_{\text{полн}}. \quad (10.4)$$

В данном случае ретранслятор выступает как передатчик прямошумовых помех со спектральной плотностью $S = F_0 K T G_{\text{полн}}$ и эффект его воздействия зависит от полосы пропускания приемника подавляемой РЛС. Интегральная выходная мощность шума усилительного тракта ретранслятора не может превосходить максимальную выходную мощность оконечного каскада. Для широкополосных ретрансляторов, используемых в станциях помех индивидуальной защиты, интегральный уровень мощности выходного шума обычно на 20...30 дБ ниже уровня максимальной выходной мощности оконечного каскада. В станциях помех прикрытия ретрансляционного типа это соотношение хуже и требуется тщательное согласование усилительных каскадов между собой по амплитудным и шумовым характеристикам с тем, чтобы обеспечить оптимальное соотношение между полосой пропускания, выходной мощностью и коэффициентом усиления ретранслятора. Интегральный шум ретранслятора ограничивает предельный достижимый коэффициент усиления ретранслятора для слабых сигналов, так как увеличение его приводит к тому, что шумы оказываются в области амплитудного насыщения отдельных каскадов усиления, вызывая уменьшение коэффициента усиления в целом. Основными методами снижения выходного уровня собственных шумов ретранслятора является частотная фильтрация (с использованием узкополосных фильтров, фиксированных или перестраиваемых), введение дополнительного затухания и специальных подавителей шума, существенно снижающих уровень собственных шумов на выходе усилительной цепочки ретранслятора.

Для повышения выходной мощности станции помех можно включать в параллель как ЛБВ, работающие в импульсном режиме, так и ЛБВ, работающие в непрерывном режиме. Входной сигнал подается по двум или более параллельным каналам. Сигналы в параллельных каналах должны быть одинаковой частоты и амплитуды и иметь соответствующие фазы. Сами каналы должны иметь малые потери и низкий КСВН. Сложение мощности параллельных каналов осуществляется с помощью мостовых схем.

По мере совершенствования радиолокационных комплексов возникает необходимость совершенствования существующих систем РЭП с целью повышения мощности помехи. На рис. 10.1 показано, как можно, не затрагивая коммутирующего устройства и антенной системы, повысить на 6 дБ (или более, если ввести дополнительные СВЧ-компоненты) излучаемую мощность существующей системы РЭП.

На рис. 10.1, а показана структурная схема существующей системы РЭП, которая подвергается модернизации. Передатчик этой системы подключается к коммутирующему устройству, соединяющему его выход с одной из четырех направленных антенн. Для того чтобы повысить мощность этой системы, в линии, соединяющей коммутирующее устройство с антеннами, включаются две диаграммообразующие схемы и ЛБВ, как показано на рис. 10.1, б Структура обеих диаграммообразующих схем одинакова, но схема № 2 рассчитана на более высокую выходную мощность. Каждая из этих схем может представлять собой, например,

матричную схему Батлера. Сигнал, поступивший на вход 1 диаграммообразующей матричной схемы № 1, делится поровну между четырьмя каналами с ЛБВ, но в каждом канале фазы сигналов будут различными. Это различие фаз обуславливает то, что после усиления ЛБВ все сигналы поступят на выход 1 диаграммообразующей матричной схемы № 2. Подобным образом все номера входов схемы № 1 совпадают с номерами выходов схемы № 2. Выходная мощность системы в целом при этом возрастает в 4 раза за вычетом потерь в диаграммообразующих схемах и дополнительных фидерных линиях. Применение этого метода увеличения выходной мощности приводит к повышению коэффициента усиления системы в целом. Чтобы в этих условиях получить развязку, возможно потребуются компенсация усиления или принятие мер по улучшению развязки между антеннами. Также должна быть обеспечена в известных пределах идентичность фазовых характеристик ЛБВ. Выходная мощность существующей системы РЭП также может быть повышена, если поставить ЛБВ в каждый антенный тракт системы. В этом случае, однако, будет использоваться усиление только одной ЛБВ, питающей один излучающий элемент решетки, в то время как описанная выше модификация позволяет использовать для питания этого излучающего элемента все ЛБВ.

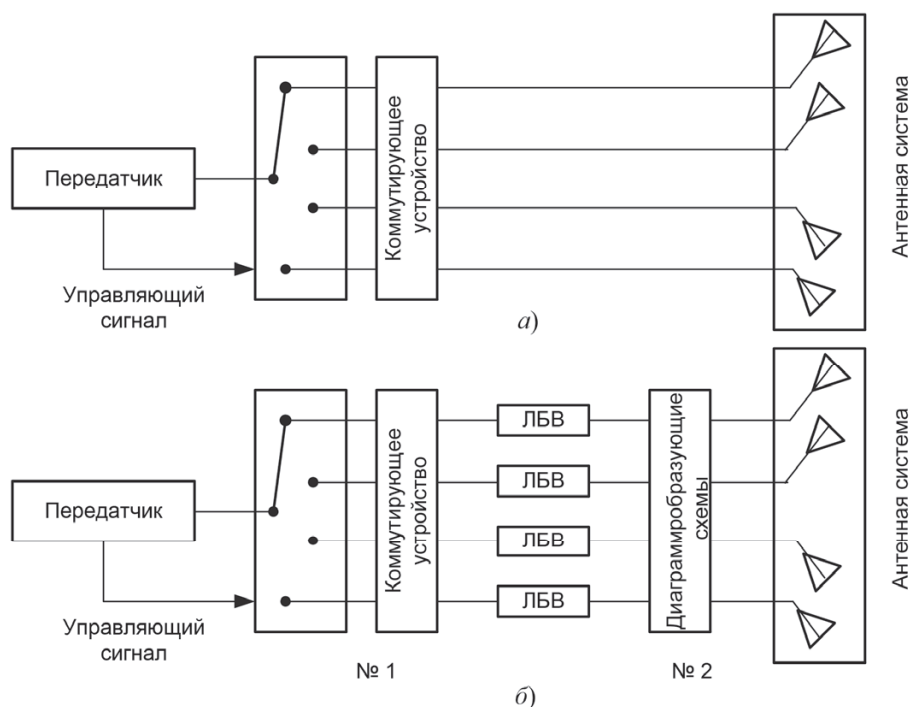


Рис. 10.1. Структурные схемы существующей системы РЭП (а) и ее модификация (б) с повышенной выходной мощностью

Основной тип современных ЛБВ использует спиральную замедляющую систему, позволяющую обеспечить работу в очень широкой полосе (1...2 октавы). Возможности по охлаждению спирали ЛБВ обычно ограничивают ее мощностные характеристики, особенно на частотах выше 10 ГГц. Лампы бегущей волны, использующие связанные резонаторы, более узкополосны (до 40 %), но позволяют получить более высокие уровни мощности, чем ЛБВ со спиралью (примерно на порядок). Такие ЛБВ более подходят в качестве оконечных каскадов станций помех прикрития, где более критична максимальная мощность, чем рабочая полоса частот. Технологические успехи в разработке ЛБВ с замедляющей системой в виде спирали

позволили существенно расширить рабочий диапазон частот, повысить КПД и выходную мощность.

Достигнутое перекрытие по частоте 3:1 дало возможность перекрыть диапазон частоты 2,5...18 ГГц двумя ЛБВ, что значительно снизило стоимость передатчиков помех, в которых стоимость ЛБВ и соответствующих элементов достигает 47 % стоимости системы РЭП.

Обычно ЛБВ разрабатываются для непрерывного режима работы или импульсного, так как требования к условиям работы спирали оказываются несовместимыми. Возможным решением может быть применение отдельных ЛБВ для каждого режима. Желательный уровень мощности для ЛБВ этого типа составляет 200 Вт в непрерывном режиме и 2 кВт – в импульсном в рабочей полосе 3:1. Идеальная ЛБВ для станции помех индивидуальной защиты должна располагать возможностью работать в двух режимах, чтобы заменить две параллельно работающие ЛБВ одной. Такая ЛБВ была разработана и обеспечила увеличение импульсной мощности над уровнем непрерывной мощности почти на порядок в октавной полосе. Двухрежимная ЛБВ может работать в трех различных режимах: непрерывном, импульсном и в комбинированном, когда непрерывный и импульсный существуют одновременно. ЛБВ с соленоидной магнитной фокусирующей системой позволяют достичь мощности в непрерывном режиме 2 кВт в диапазоне 2...4 ГГц, 1,5 кВт в диапазоне 4...8 ГГц и 1 кВт в диапазоне 8...12 ГГц. Масса такой типовой ЛБВ составляет 9 кг, тогда как масса ЛБВ с периодической магнитной фокусировкой – всего лишь 2,5 кг. Кроме того, эти ЛБВ требуют жидкостного охлаждения, тогда как для ЛБВ с периодической магнитной фокусировкой достаточно использовать обычный контактный теплоотвод. ЛБВ с замедляющей структурой на связанных резонаторах имеют относительную полосу 25 %, но позволяют достичь мощности 10 кВт в непрерывном режиме и 1 МВт в импульсном режиме. Такие приборы в основном используются в системах создания помех перекрытия.

Импульсная мощность ЛБВ с замедляющей системой в виде спирали ограничивается явлением возникновения паразитного возбуждения за счет появления обратной волны до уровня 2,5 кВт для диапазона 1...2 ГГц, 2,5 кВт для диапазона 2...4 ГГц, 2 кВт для диапазона 4...8 ГГц и 1,5 кВт для диапазона 8...16 ГГц. В будущем за счет улучшения охлаждения может быть достигнута импульсная мощность 10 кВт. Для старых типов ЛБВ допустимый коэффициент заполнения составлял 2 %, а для новых – (5...10) %.

Амплитудная характеристика ЛБВ обычно имеет линейную часть и область насыщения, где выходная мощность относительно слабо меняется от входного сигнала, и область перенасыщения, где выходная мощность уменьшается с увеличением мощности входного сигнала. В системах РЭП мощные ЛБВ обычно работают в области насыщения при максимальном КПД. Лампы, которые используются для раскачки мощных ЛБВ, обычно работают в линейном режиме с максимальным коэффициентом усиления. При изменении уровня входного сигнала от линейной области к насыщению, фаза усиленного сигнала в мощной ЛБВ меняется от 60 до 100° и типовая величина коэффициента преобразования АМ в ФМ составляет 6°/дБ. Работа ЛБВ в режиме насыщения уменьшает глубину АМ входного сигнала. При наличии двух и более сигналов на входе мощной ЛБВ происходит существенное обогащение спектра выходного сигнала продуктами на комбинационных частотах. Уровни компонент этого спектра зависят не только от мощности сигналов на входе и нелинейности амплитудной характеристики ЛБВ, но и от коэффициента усиления на частоте спектральных составляющих. Когда на вход ЛБВ поступает мощный сигнал, то он уменьшает усиление для слабых сигналов, существующих одновременно с ним. В случаях усиления двух мощных сигналов, усиление каждого из них уменьшается. На рис. 10.2 показана зависимость изменения коэффициента усиления для типовой ЛБВ большой мощности при наличии на ее входе двух входных сигналов равной амплитуды. Сигнал частоты f_1 соответствует середине частотного диапазона ЛБВ, тогда как сигнал частоты f_2 изменяется на ± 500 МГц относительно несущей частоты f_2 . Разность между мощностями этих двух сигналов на выходе ЛБВ показывает, что сигнал с меньшей частотой уменьшает коэффициент усиления усилителя и может подавлять сигнал более высокой частоты на 8...10 дБ.

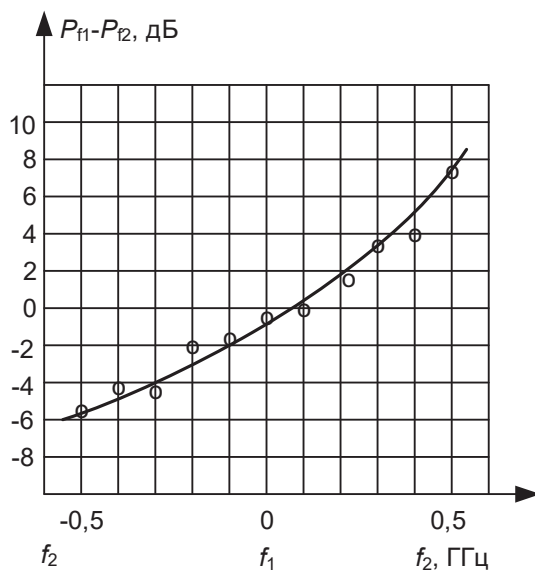


Рис. 10.2. Эффект подавления типовых ЛБВ при одновременном усилении нескольких сигналов

В связи с невозможностью прогнозирования уровней выходных сигналов при заданных уровнях мощности этих сигналов на входе усилителя в режиме одновременного усиления сигналов используется режим разделения во времени сигналов разных частот путем быстродействующего переключения несущей частоты входного сигнала. Временная коммутация приводит к расширению спектра выходного сигнала в зависимости от скорости переключения и энергетическим потерям из-за скважности в излучении сигнала помехи на его частоте.

Другим перспективным направлением увеличения излучаемой мощности является применение в станциях помех активных ФАР, использующих ЛБВ в каждом излучающем элементе. В этом случае применяются миниатюрные ЛБВ с выходной мощностью 40 Вт, которые могут быть непосредственно соединены с излучателями решетки. Характеристики этих ЛБВ согласованы по фазе не хуже 10° и по коэффициенту усиления не более 2 дБ. Срок службы миниатюрных ЛБВ составляет 10000 ч. Дальнейший прогресс в разработке АФАР для систем РЭП связан с достижениями в арсенид-галлиевой технологии. Разработаны сверхширокополосные усилители, работающие на средней и верхней частях диапазона частот 2...20 ГГц. В настоящее время они широко используются в ФАР с большим числом элементов, так как излучаемая мощность ФАР пропорциональна квадрату числа элементов решетки. Выходная мощность одного такого усилителя падает обратно пропорционально частоте в диапазоне 2...30 ГГц. В [20] сообщается, что выходная мощность усилителя в диапазоне 2...10 ГГц достигает нескольких ватт в более узкой октавной полосе (табл. 10.1).

Т а б л и ц а 10.1

Характеристики широкополосных гибридных
арсенид-галлиевых усилителей

Полоса, ГГц	Число каскадов	Коэффициент усиления, дБ	Мощность, Вт	КПД, %
2...10	13	50	0,5...2	—
7...15	3	11...22	0,8...3	
8...17	10	38 ± 3	0,8...1,3	12,5

Основным недостатком полупроводниковых усилителей по сравнению с ЛБВ является то, что они не могут обеспечить те же уровни мощности, что и ЛБВ. Если в диапазоне ниже 20 ГГц требуется обеспечить более 5 Вт непрерывной мощности в октавной полосе частот или более 2 Вт в многооктавной полосе, то единственным решением может быть только применение ЛБВ. Кроме того, полупроводниковые усилители хорошо работают в непрерывном режиме и хуже в импульсном (увеличение мощности всего на 3...6 дБ). В импульсном режиме получены пиковые мощности 120 Вт в 16 % полосе на частоте 3 ГГц при коэффициенте заполнения 1 %. Полупроводниковые усилители на арсениде галлия обладают существенными преимуществами над ЛБВ в части надежности, линейности, малых питающих напряжений, меньших размеров и массы в широкой рабочей полосе частот и меньшего коэффициента шума. Эти достоинства постоянно стимулируют исследования и разработки в области дальнейшего повышения выходной мощности и широкополосности этих приборов. В частности, использование монолитной технологии изготовления таких усилителей уже позволило разработать усилители на арсенидегаллия для систем РЭП с достаточно высокими характеристиками табл. 10.2.

Т а б л и ц а 10.2

Основные параметры широкополосных монолитных усилителей на арсениде галлия

Рабочая полоса, ГГц	Усиление, дБ	Выходная мощность, Вт	КПД %
1...13	9	0,3	—
2...8	5	1	9,5
2...8	10	2	20
6...18	10	0,5...1	18,8
2...20	30	1	—

Эти приборы замещают маломощные ЛБВ в широкодиапазонных передатчиках систем РЭП для раскачки его мощных оконечных каскадов. Они также могут широко использоваться в активных ФАР и МЛАР.

10.3. Задержка переизлучаемого сигнала в ретрансляторе

Задержка сигнала в ретрансляторе – это время, которое требуется на ретрансляцию сигнала, и соответствует интервалу между поступлением радиолокационного сигнала на приемную антенну ретранслятора и излучением или передачей ретранслируемого сигнала. Общая задержка включает задержку в приемной и передающей антенных системах, в усилителе и импульсном модуляторе ЛБВ, если таковой имеется, и задержку в логическом и обрабатывающем устройстве. Импульсный модулятор усиливает каждый продетектированный входной радиолокационный импульс и включает на время длительности этого импульса мощный импульсный усилитель на выходе ретранслятора. Задержка в ретрансляторе приводит к тому, что ретранслируемый сигнал помехи будет задержан относительно отраженного радиолокационного сигнала от цели, на которой установлен ретранслятор. Если задержка будет значительной, то оператор РЛС может обнаружить помеховый импульс и принять соответствующие меры по защите от помехи. Поэтому задержка в ретрансляторе должна быть минимальной.

Структурная схема обычного двухкаскадного импульсного ретранслятора представлена на рис. 10.3.

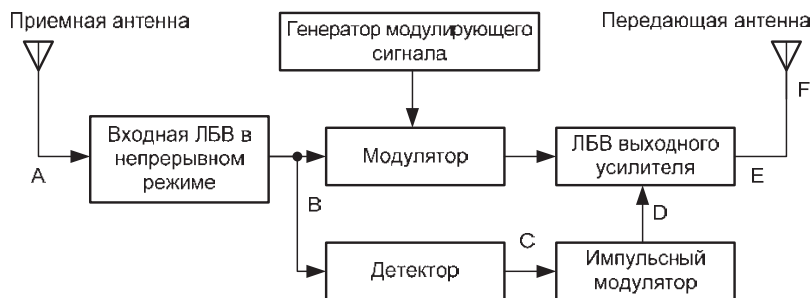


Рис. 10.3. Структурная схема ретранслятора

Принятый радиолокационный импульс усиливается входной ЛБВ, работающей в непрерывном режиме. Затем усиленный сигнал проходит через модулятор на выходную ЛБВ, работающую в импульсном режиме, и передающую антенну. Сигнал с выхода первой ЛБВ поступает также в другой канал, где он детектируется и используется для импульсной модуляции выходной ЛБВ. В точке А снимается входной радиолокационный импульс. В точке В этот импульс задерживается по двум причинам: из-за распространения в линии передачи и из-за задержки при прохождении через первый усилитель. Задержка в коаксиальных кабелях в пределах их рабочего диапазона не зависит от частоты. Она прямо пропорциональна квадратному корню из диэлектрической проницаемости материала-наполнителя кабеля и может быть определена как

$$t_3 = \frac{10^6 l}{c \varepsilon^{0,5}}, \quad (10.5)$$

где t_3 – задержка, икс;
 c – скорость света;
 ε – относительная диэлектрическая проницаемость материала;
 l – длина в метрах.

В табл. 10.3 приведены характеристики наиболее часто употребляемых материалов-наполнителей коаксиальных кабелей.

Таблица 10.3
 Характеристики материалов-наполнителей коаксиальных кабелей

Материал	Относительная диэлектрическая проницаемость ε	Задержка t_3 мкс/100 м
Воздух	1,00	0,335
Тефлон	2,00	0,485
Полиэтилен	2,26	0,502
Обычная керамика	5,80	0,804

Параметры типового теплостойкого коаксиального кабеля KG-211, рассчитанного на высокую пропускаемую мощность:

Внутренний проводник медь, мм в диаметре.....5
 Наполнитель – тефлон КХЗ - 211 А/У..... 16
 Диаметр кабеля, мм..... 19
 Затухание на частоте 400 МГц, дБ/м.....0,073
 Затухание на частоте 3000 МГц, дБ/м.....0,33

Волновое сопротивление, Ом	50
Пропускаемая мощность на частоте 400 МГц, кВт (средняя)	10
Пропускаемая мощность на частоте 3000 МГц, кВт (средняя)	10
Задержка, мкс/100 м.....	0,48

Данный коаксиальный кабель по своим характеристикам может быть применен во входном или выходном тракте мощного ретрансляционного передатчика помех.

Задержка в волноводных линиях передачи, которые также могут быть использованы в ретрансляторах, зависит от рабочей длины волны (в свободном пространстве) и от длины волны в волноводе. Расчет задержки в волноводе более сложен, чем расчет для коаксиальных кабелей. Задержка может быть определена по формуле

$$t_{з.в} = \frac{\lambda_d}{c}, \quad (10.6)$$

где λ_d – длина волны в волноводе, м;
 c – скорость света в вакууме, м/с;
 l – длина волновода, м.

Длину волны в волноводе можно рассчитать по формуле:

$$\lambda_d = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}, \quad (10.7)$$

где ε – относительная диэлектрическая проницаемость материала-заполнителя волновода;
 λ – длина волны в свободном пространстве, м;
 λ_c – критическая длина волны в волноводе, м.

В пределах типового рабочего диапазона задержка изменяется от 0,12 до 0,17 мкс (30,5 м), что очень существенно. Соответственно для ретранслятора предпочтительны высокие значения отношения рабочей частоты к критической. Для увеличение рабочей полосы частот, но за счет более высоких потерь, в системах РЭП также применяются как обычные, так и Гребневые волноводы, задержки в которых одинаковы. Характеристики обычных и гребневых волноводов могут быть взяты из соответствующих таблиц.

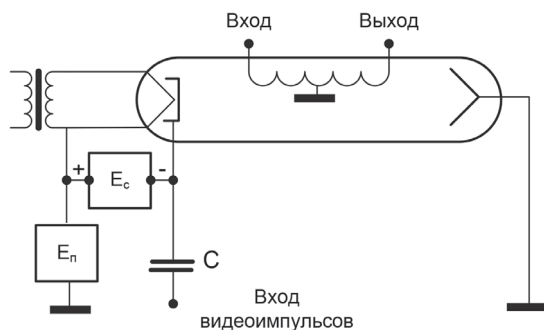


Рис. 10.4. Электрическая схема подачи модулирующего видеоимпульса на управляющую сетку

Задержка в усилителе на ЛБВ рис. 10.4 может быть определена по формуле:

$$t_{зЛБВ} = \frac{1,7l}{\sqrt{E_{сп}}}, \quad (10.8)$$

где l – Длина спирали, м; размерности других параметров остаются теми же.

Задержка в точке В (рис. 10.3) является суммарной и определяется задержками во входной линии передачи и ЛБВ. Протектированный видеоимпульс снимается в точке С. Существенной задержки в процессе детектирования нет. Задержка видеоимпульса, поступающего на управляющую сетку импульсной ЛБВ, определяется в точке D. Задержка в импульсном модуляторе определяется по половинному уровню амплитуды видеоимпульсов. Видеоимпульсы, снимаемые в точках С и D, имеют примерно одинаковую длительность. Так как задержка в импульсном модуляторе составляет часть общей задержки ретранслятора, то ее невысокое значение является обязательным требованием. Одной из важных характеристик импульсных ЛБВ, благодаря которой их удобно применять в ретрансляторах с малой задержкой, является малая емкость управляющей сетки ЛБВ. Однако ввиду того, что время нарастания импульса, подаваемого на управляющую сетку ЛБВ, составляет всего лишь несколько десятков наносекунд, зарядный ток для этой емкости (в дополнение к сеточному току) должен быть значительным. Чем больше зарядный ток, тем сложнее выходной каскад импульсного модулятора и тем больше задержка. Чтобы свести к минимуму задержку в импульсном модуляторе, разработчиками было затрачено немало усилий. Так как на выходе ЛБВ в точке E СВЧ-сигнал не появится до тех пор, пока она не будет открыта запускающим импульсом модулятора, выходной радиоимпульс ЛБВ не только будет задержан, но будет также укорочен, потому что длительности входного радиоимпульса и задержанного относительно него модулирующего импульса одинаковы. В точке F снимается передаваемый СВЧ-импульс. Полная задержка в ретрансляторе учитывает задержку в выходной линии передачи. При ее определении принимаются во внимание те же соображения, которыми руководствовались при определении задержки во входной передающей линии. Задержка в ретрансляторе играет особую важную роль, когда он используется для создания помех РЛС сопровождения по дальности. Отношение помеха/сигнал уменьшается прямо пропорционально укорочению ретранслируемого импульса и прямо пропорционально длительности той части ретранслируемого импульса, которая не попадает в радиолокационный строб сопровождения по дальности.

10.4. Время восстановления импульсного ретранслятора

Время восстановления ретранслятора, в состав которого входит один или несколько усилительных импульсных каскадов на ЛБВ, коммутируемых протектированными и усиленными входными импульсами, представляет временной интервал, следующий непосредственно после момента окончания открывающего ЛБВ импульса. В пределах этого интервала ЛБВ она не может снова быть включена из-за переходных процессов в цепях подачи модулирующего импульса на управляющую сетку. На рис. 10.4 показана электрическая схема, обеспечивающая подачу открывающего видеоимпульса на управляющую сетку однокilоваттной импульсной ЛБВ.

Открывающий видеоимпульс подается через высоковольтный разделительный конденсатор С на схему параллельно включенных резистора и импеданса между сеткой и катодом ЛБВ. Источник питания сеточного смещения E_c и напряжения спирали E_n имеют низкий импеданс для переменного тока и, следовательно, закорочены по отношению к входному импульсу. Импеданс между этой сеткой и катодом ЛБВ можно рассматривать как импеданс диода, на который подается напряжение смещения. Для того, чтобы ЛБВ полностью открылась, необходимо подать на ее управляющую сетку положительное напряжение, приводящее к появлению сеточного тока. Этот ток быстро заряжает конденсатор С. Когда прекращается подача входного импульса, конденсатор С разряжается через весьма большое сопротивление, так что восстановление уровня смещения на управляющей сетке ЛБВ после отрицательного выброса происходит медленно. В интервале времени восстановления ЛБВ не может быть полностью открыта модулирующим импульсом, и таким образом, непосредственно, после прохождения радиоимпульса имеет место как бы время парализации. Цепочка С является одним из многих возможных вариантов. В некоторых случаях более эффективным может быть использование трансформаторной связи или твердотельного модулятора, отключающе-

гося при большом отрицательном напряжении на катоде. Важную роль играют также характеристики самой ЛБВ, особенно по сеточному току. В типовом случае время восстановления составляет суммарную длительность нескольких входных импульсов.

10.5. Временное стробирование ретранслятора для обеспечения развязки

Попеременный режим приема и передачи в ретрансляторе применяется для повышения коэффициента усиления ретранслятора до значения, превышающего развязку между приемной и передающей антеннами ретранслятора [5]. Осуществляется этот режим путем стробирования по входу ретранслятора посредством маломощного быстродействующего переключателя (например, диодного) и выходу ретранслятора путем подачи синхронизирующего импульса на управляющую сетку выходной ЛБВ. Для обеспечения разновременности приема и передачи, кроме стробирования, предусматривается включение в тракт СВЧ-ретранслятора соответствующей линии задержки по времени. Поскольку дополнительная задержка переизлучаемого сигнала сама по себе представляет недостаток, то стремятся свести ее к минимуму, для чего производится внутри импульсное стробирование, разбивающее принимаемый импульс на десятые доли его длительности. На рис. 10.5 представлены эпюры, поясняющие принцип стробирования и происходящие при этом изменения в спектре сигнала, где $\tau_{и}$ - длительность поступающих на вход ретранслятора импульсов с периодом повторения $T_{и}$ - длительность излучаемых импульсов с периодом повторения T_c . Период стробирования выбирается несколько больше, чем удвоенная задержка в целях компенсации переходных процессов в стробируемых устройствах.

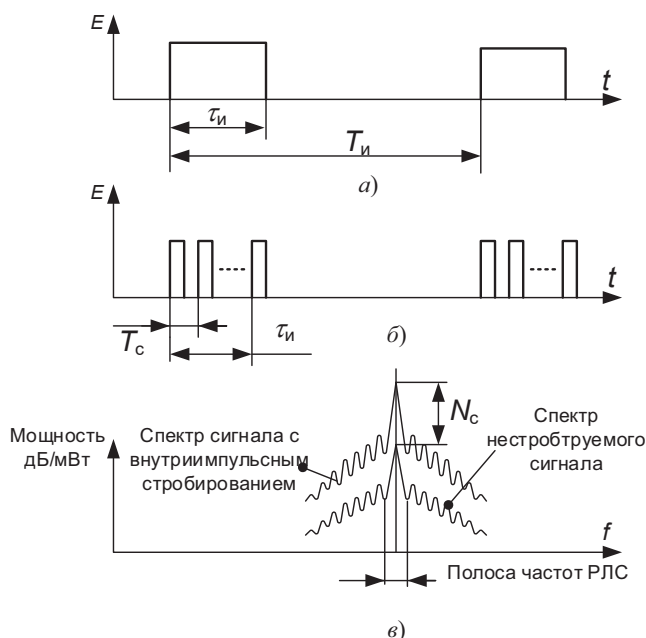


Рис. 10.5. Осциллограммы и спектры сигналов при внутриимпульсном стробировании ретранслируемой помехи: продетектированные выходные сигналы нестробируемого (без внутриимпульсного стробирования) (а) и стробируемого (с внутриимпульсным стробированием) (б) ретрансляторов, спектр выходных сигналов ретранслятора (в)

Из рисунка видно, что спектр стробируемого сигнала расширен, в результате чего эффективная мощность сигнала помехи в полосе пропускания радиолокационного приемника будет уменьшена. В случае импульсного радиолокационного сигнала частота стробирования должна в несколько раз превышать полосу пропускания УПЧ приемника подавляемой РЛС. Вследствие столь высокой частоты коммутации приемник РЛС будет усреднять принимаемые стробированные импульсы сигнала помехи и радиолокационный приемник не будет в состоянии обнаруживать высокочастотное стробирование в интервале длительности импульса помехи, так как ширина полосы пропускания приемника рассчитана на оптимальный прием собственного радиолокационного импульса. Импульсно-доплеровские РЛС имеют более узкие полосы пропускания приемников, и процесс усреднения будет происходить качественнее, чем в обычном импульсном приемнике. Частота стробирования в этом случае может быть понижена, но для этого необходимо применение систем запоминания сигналов.

В результате внутри импульсного стробирования энергетические потери мощности могут быть оценены в децибелах как $N_0 = 20 \lg(T_c/\tau_c)$. Например, если τ_c или T_c равны 0,10 и 0,30 мкс соответственно, то энергетические потери мощности помехи составят приблизительно 10 дБ. Эти потери могут быть скомпенсированы путем повышения коэффициента усиления ретранслятора, поскольку передача и прием в ретрансляторе происходят в разное время. Верхний предел коэффициента усиления ретранслятора определяется параметрами тракта ретранслятора и уровнями помеховых сигналов, образующих обратную связь, таких как сигналы помехи, отраженные от местных предметов, и сигналы от передающей антенны в двухпозиционных станциях помех.

Коэффициент усиления ретранслятора может быть доведен до величин более чем 100 дБ, так что потерн в результате расширения спектра помехи можно считать незначительными. Хотя режим стробирования рассматривался применительно к импульсному ретранслятору, этот метод может быть использован в ретрансляторах, работающих в непрерывном режиме. Однако в них требуемое время задержки обычно выше, чем у импульсных ретрансляторов, и для ее реализации может потребоваться применение длительного запоминания, например, с помощью систем цифрового запоминания сигналов для режима поочередного приема и передачи.

10.6. Упреждающий синхронизирующий импульс

Синхронизация с упреждением применяется в импульсном ретрансляционном передатчике помех для устранения задержки, которая имеет место при отпирании импульсной ЛБВ оконечного усилителя мощности. На рис. 10.6 представлена структурная схема двухкаскадного ретранслятора, у которого входная ЛБВ работает в непрерывном режиме, а выходная – в импульсном (нормально заперта).

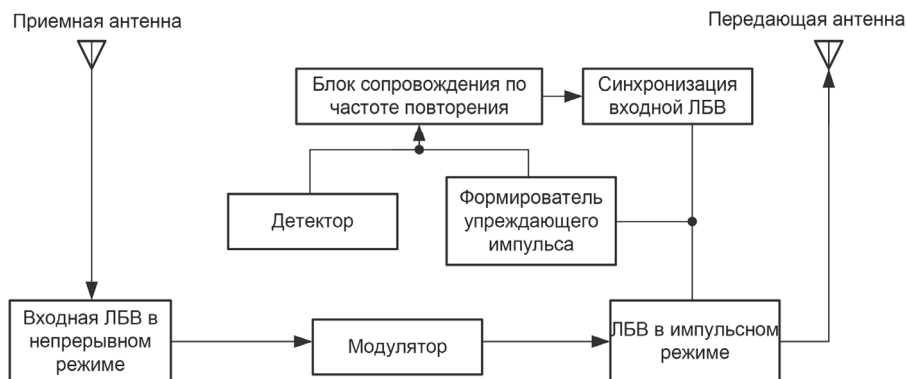


Рис. 10.6. Структурная схема ретранслятора с упреждающей синхронизацией

В ретрансляторах входной радиосигнал детектируется, усиливается и используется для отпираания выходной ЛБВ. Синхронизация с упреждением предполагает замену формирователя модулирующего импульса блоком сопровождения импульсов по частоте повторения и формирователем упреждающих синхроимпульсов. В блоке сопровождения происходит разделение последовательностей входных импульсов. Формирователь обрабатывает каждую импульсную последовательность отдельно. Он предсказывает приход каждого импульса (по положению и частоте повторения предыдущих импульсов данной последовательности) и формирует синхронизирующие импульсы, начинающиеся несколько раньше и длящиеся несколько дольше, чем входные радиоимпульсы. Такие синхронизирующие импульсы отпирают ЛБВ перед тем, как каждый радиолокационный импульс поступит на вход ретранслятора. Таким образом, здесь нет задержки, как в обычном ретрансляторе. Метод синхронизации с упреждением хорошо оправдывает себя, когда частота повторения входных импульсных радиосигналов стабильна. Если имеет место вобулляция частоты повторения входных сигналов, то синхроимпульс должен быть достаточно широким по длительности, чтобы перекрыть интервал изменения частоты повторения. В этом случае коэффициент заполнения выходной ЛБВ должен быть увеличен, что является недостатком. Для контроля изменения частоты повторения импульсов могут быть использованы микропроцессоры, которые могут зафиксировать периодичность псевдослучайного или скачкообразного изменения периода частоты повторения импульсов и на основании этого предсказывать время прихода следующего радиоимпульса. Однако время прихода радиоимпульса в последовательности с действительно случайно меняющейся частотой повторения не может быть предсказано. Для ретранслирования таких сигналов нужно либо отпирать выходную ЛБВ с учетом всего времени изменения периода, либо использовать дополнительный параллельный канал. Следует отметить, что другая функция блока сопровождения импульсов по частоте повторения состоит в разделении импульсных последовательностей входных радиосигналов для их последовательной обработки логическим устройством станции помех для определения параметров модуляции и опознавания РЛС. Это устройство управляет модуляцией ретранслируемых сигналов, последовательно переходя от одной импульсной последовательности к другой.

10.7. Канал защиты импульсного ретранслятора от перегрузки

Канал защиты импульсного ретранслятора – это фактически второй ретранслятор, работающий в непрерывном режиме, который при наличии многих излучающих РЛС служит для создания ретрансляционных помех в условиях перегрузки основного импульсного канала. Для мощных импульсных усилителей на ЛБВ характерно ограничение по коэффициентам заполнения, т. е. они могут быть отперты только в течение небольшого, в процентном отношении, интервала времени (обычно 2...5%), иначе они выйдут из строя. Требуемый коэффициент заполнения ретранслятора можно определить по коэффициентам заполнения сигналов каждой РЛС, которые предположительно будут работать одновременно, с учетом некоторого увеличения коэффициента заполнения импульсов помехи по сравнению с радиолокационными импульсами для того, чтобы помеха была более эффективной. В условиях насыщения радиоэлектронными средствами ПВО требуемый коэффициент заполнения ретранслятора может значительно превысить возможности импульсной ЛБВ. В результате, канал защиты может также быть импульсным каналом (это зависит от степени сложности радиоэлектронной обстановки). На рис. 10.7 показан принцип действия канала защиты импульсного ретранслятора от перегрузки, работающего в непрерывном режиме.

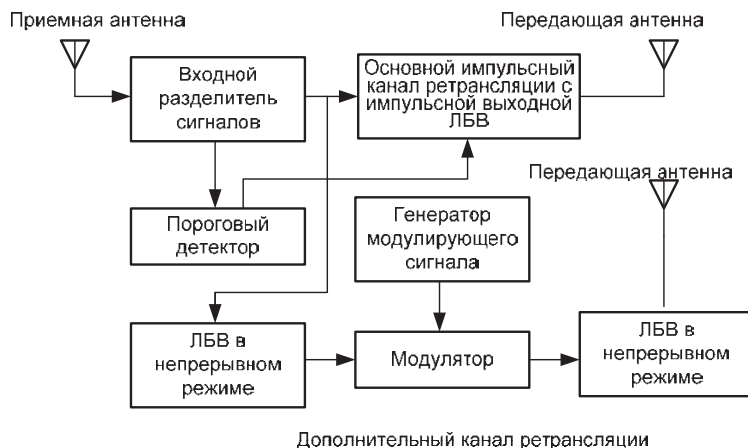


Рис. 10.7. Структурная схема ретранслятора помех

Принимаемые радиолокационные сигналы подаются на вход разделителя сигналов. Каждая последовательность импульсных сигналов выделяется из составного входного сигнала (это может быть сделано устройствами сопровождения импульсов по частоте повторения) и индивидуально обрабатывается в основном канале. Этот канал ретрансляции может пропускать 10 и более отдельных импульсных последовательностей. Индивидуальная их обработка заключается в том, что каждый из этих импульсных сигналов наделяется соответствующей помеховой модуляцией. Суммарный коэффициент заполнения для всех входных сигналов измеряется соответствующим устройством. Если коэффициент заполнения суммарного сигнала на входе превышает допустимое значение коэффициента заполнения основного канала ретранслятора, то срабатывает детектор превышения порогового значения коэффициента заполнения и "лишние" импульсные последовательности (обычно те, которые превысили пропускную способность устройства разделения сигналов) направляются в дополнительный канал ретрансляции. Определяется приоритет каждой импульсной последовательности, и сигналы, занимающие наиболее высокое положение в приоритетном списке, направляются в основной канал импульсной ретрансляции. Дополнительный канал принимает все остающиеся сигналы, которые одинаково наделяются помеховой модуляцией, например, для создания комбинированной помехи, воздействующей на систему АРУ (формирование прерывистой помехи с понижением частоты повторения импульсов и быстрым изменением коэффициента заполнения импульса) с амплитудной модуляцией сигналом скользящей частоты (низкая частота модулирующего сигнала свипирует, т. е. периодически линейно перестраивается). Так как дополнительный канал ретрансляции работает в непрерывном режиме, то все поступившие на его вход сигналы, за исключением отобранных для обработки в основном канале ретрансляции, наделяются одинаковой помеховой модуляцией. Однако ввиду того, что максимальная мощность усилителя непрерывного режима на ЛБВ ниже, чем у импульсного усилителя основного канала (если бы это было не так, то дополнительный канал можно было бы использовать в роли основного канала), уровень выходного сигнала помехи в дополнительном канале ниже.

Эффективность воздействия помех, формируемых дополнительным каналом, ниже эффективности воздействия помех, сформированных основным каналом, по двум причинам:

- 1) усиление и пиковая выходная мощность в дополнительном канале ниже, чем в основном;
- 2) индивидуальная обработка сигналов и наделение их помеховой модуляцией в основном канале предпочтительней одинаковой помеховой модуляции всех сигналов в дополнительном канале.

В некоторых ретрансляционных системах создания помех максимальный коэффициент заполнения импульсного передатчика не определяется суммарным коэффициентом заполнения составного входного сигнала, обрабатываемого разделительным устройством. В этом случае сигналы, не попавшие в основной канал ретрансляции, также распределяются по дополнительным каналам, где они подвергаются соответствующей модуляции, но передаются они через импульсную ЛБВ, а не через отдельную ЛБВ непрерывного режима. При использовании этого метода не происходит уменьшения выходной мощности сигнала помехи, как в канале с ЛБВ непрерывного режима. До того, как в ретрансляторах стали использоваться дополнительные каналы, избыточные сигналы обычно просто отбрасывались. Таким образом, основным достоинством дополнительных каналов является то, что без соответствующей реакции не остаются никакие входные сигналы.

10.8. Ретранслятор с ФАР и двумя диаграммообразующими схемами

На рис. 10.8 представлена структурная схема ретранслятора с двумя ФАР, предназначенными для приема, передачи и создания импульсной или непрерывной помехи. Конструкции решеток и диаграммообразующих устройств похожи, но выходная решетка рассчитана на более высокую мощность и в канал каждого ее элемента включаются ЛБВ [20, 27], которые служат для усиления мощности ретранслируемой помехи.

Так как в формировании луча принимают участие все элементы антенной решетки, все ЛБВ усиливают сигнал, поступающий на любой вход (или входы) диаграммообразующего устройства. Приемная и передающая антенные решетки установлены так, что их оси параллельны. Радиолокационный сигнал, поступающий по направлению, соответствующему каналу 1 приемной антенной решетки, проходит через маломощный тракт 1 ретранслятора, поступает на вход 1 диаграммообразующего устройства и излучается через элемент 1 передающей решетки. Таким образом, автоматически сохраняется направление для всех сигналов. Здесь предполагается наличие большого количества маломощных ретрансляционных каналов для формирования помехи, но модуляция при формировании сигналов помех различных типов во многих случаях может реализовываться общими для всех них устройствами. Так, например, эти тракты могут быть подключены в параллель к модуляторам при формировании помех следующих типов: уводящей помехи по скорости, помехи системе АРУ, помехи РЛС с коническим сканированием путем амплитудной модуляции прямоугольной волной с перестраиваемой частотой и фазовой модуляцией. На практике в таких ретрансляторах устанавливаются пороговые схемы и/или схемы стробирования приема по боковым лепесткам ДН приемной антенны.

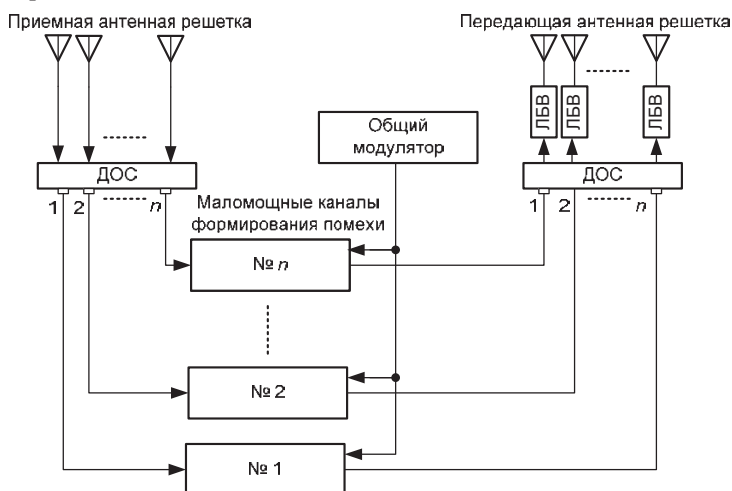


Рис. 10.8. Структурная схема ретранслятора с ФАР и диаграммообразующими схемами

На рис. 10.9 показана структурная схема ретранслятора с автоматическим переизлучением помехи в направлении подавляемой РЛС. С этой целью передающая антенна заменяется антенной решеткой с переключением антенного луча. Быстродействие переключения луча антенной решетки исчисляется долями микросекунды, так что излучение сигнала помехи в соответствующем направлении осуществляется в интервале времени, лишь незначительно превышающем нормальную задержку в ретрансляторе. Выходная ЛБВ остается в роли единственного усилителя мощности, хотя, в принципе, усилители могут быть поставлены в каждый канал (на рис. 10.9 не показано).

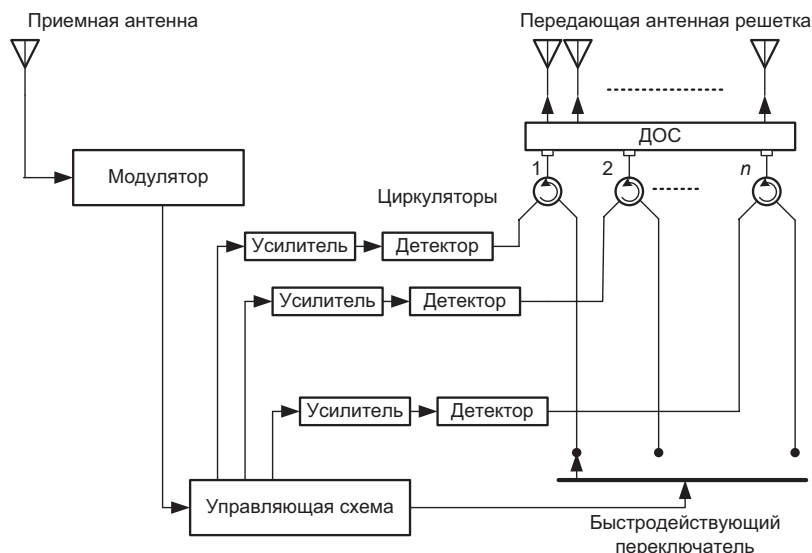


Рис. 10.9. Структурная схема ретранслятора с автоматическим переизлучением сигналов в направлении РЛС

Могут быть использованы элементы как в азимутальной, так и в угломерной плоскостях. Выход канала ретранслятора подключается к мощному быстродействующему переключателю, который является основным элементом системы. Он должен быть рассчитан на передачу 1...2 кВт импульсной мощности и обладать быстродействием, исчисляемым долями микросекунды, чтобы процесс переключения не приводил к существенному укорачиванию излучаемого импульса по сравнению с тем, которое и так уже имеет место в ретрансляторе. Каждый из четырех выходов четырехпозиционного одноканального переключателя через циркулятор подключен к передающему диаграммообразующему устройству и элементам антенной решетки. Сигналы, принятые передающей антенной решеткой, через выходы диаграммообразующего устройства подаются на детекторы и усилители через те же самые циркуляторы. Амплитуды одного и того же импульса на входах детекторов могут, в зависимости от мощности сигнала и ориентации диаграммы направленности, быть различными. Выходные сигналы детекторов обрабатываются управляющей схемой, которая определяет направление прихода каждого радиоимпульса и обеспечивает управление переключением на соответствующий вход диаграммообразующего устройства. Импульсный радиолокационный сигнал принимается одновременно приемной антенной первоначальной конструкции и диаграммообразующим устройством. В канале ретранслятора помех обработка сигнала производится как обычно. Время этой обработки, как правило, составляет 100...200 нс. Это значит, что мощный импульс помехи может быть передан через 100...200 нс после поступления соответствующего импульса на приемную антенну. В идеальном случае, в этом интервале должны выполнять свои функции детекторы-усилители, управляющая схема и четыре по-

зиционный переключатель, т. е. должно быть определено и выбрано направление излучения помехи. Если это обеспечить не удастся, то приходится увеличивать задержку передаваемого импульса. Вот почему быстрое действие переключателя, управляющей схемы и детекторов-усилителей должно быть высоким. Чтобы предотвратить поступление выходного импульса на детекторы-усилители, они должны запираются перед поступлением мощного импульса на переключатель и оставаться запертыми во время передачи. Коммутация производится от импульса к импульсу, но только при условии, что импульсы не совпадают. Это условие не оказывает отрицательного воздействия при постановке помех импульсным РЛС, поскольку вероятность одновременного поступления двух импульсов в большинстве случаев очень мала. Таким образом, передатчик помех может успешно работать против нескольких РЛС, поочередно ретранслируя импульсы помехи в направлении каждой из них, причем ограничивающим фактором в данном случае будет его коэффициент заполнения.

10.10. Ретранслятор направленного действия с решеткой Ван-Атта

На рис. 10.10 показано, как используется решетка Ван-Атта в системе РЭП направленного действия.

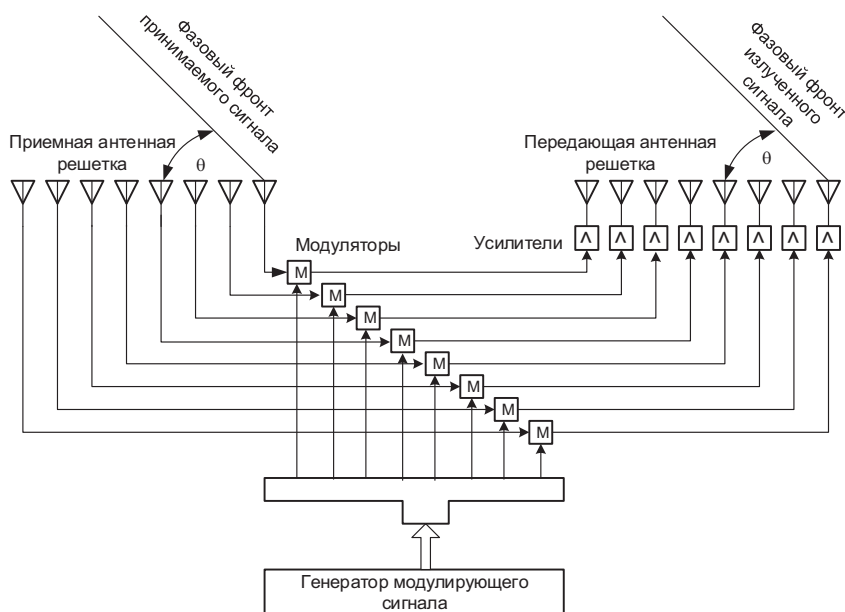


Рис. 10.10. Ретранслятор с решеткой Ван-Атта

Наклон фазового фронта принимаемого сигнала по отношению к линейной приемной решетке, как показано на рисунке, равен θ . Каждый элемент этой решетки подключается к отдельному модулятору. Модулирующий сигнал на все восемь модуляторов поступает от одного генератора, следовательно, параметры модуляции СВЧ-сигнала в каждом из восьми каналов будут одинаковыми. В простейшем случае модулирующим сигналом может являться прямоугольный импульс. Таким образом, все каналы будут периодически отпираться и запираются, создавая прерывистую помеху. Выходные сигналы модуляторов усиливаются ЛБВ и излучаются соответствующими элементами передающей решетки (которых тоже восемь). Если электрическая длина (и, соответственно, задержка СВЧ-сигнала) каждого канала от приемного до передающего элемента будет одинакова, то излучение будет производиться в том же направлении, откуда пришел сигнал. На рисунке это видно из того, что наклон фазового фронта передаваемого сигнала по отношению к решетке равен тому же самому углу θ .

10.11. Сравнение характеристик передатчиков генераторного и ретрансляционного типов

Под передатчиком помех генераторного типа понимается такой передатчик, в котором принимается импульсный или непрерывный радиосигнал, измеряется его несущая частота (непосредственно на несущей частоте или преобразованной) и генератор колебаний настраивается на несущую частоту принятого радиосигнала. В передатчике ретрансляционного типа радиосигнал принимается, усиливается, запоминается и может быть излучен без задержки (модуляции) или с задержкой (с модуляцией). Максимальная задержка принятого сигнала определяется длительностью запоминания, например, с помощью системы с запаздывающей обратной связью для формирования уводящих помех по дальности. Достоинство передатчика ретрансляционного типа определяется тем, что в нем не требуется измерять несущую частоту принимаемого сигнала, а время реакции зависит только от детектирования входного радиоимпульса и задержки видеоимпульса при импульсной модуляции выходной ЛБВ. Практика показывает, что время реакции таких передатчиков может составить 100 нс. Достоинство передатчика генераторного типа связано с тем, что результаты измерения несущей частоты могут быть запомнены и генератор может быть настроен в любой момент времени для создания помехи широкому классу РЭС. Оба типа передатчиков можно сравнивать по тому, как точно и быстро и длительно они могут формировать ответный сигнал помехи. Кроме того, важным являются виды формируемых ими помех.

Основным и определяющим устройством ретрансляционного передатчика помех является устройство кратковременного запоминания частоты. Обычно это устройство использует линию задержки (коаксиальную, волноводную или акустическую), широкополосный усилитель и управляемые СВЧ-переключатели. Основное ограничение таких аналоговых устройств запоминания сигналов связано с тем, что наряду с циркуляцией выборки входного сигнала, происходит возрастание уровня шумов с каждой циркуляцией, а наличие скачков фазы между соседними циркуляциями приводит к расширению спектра запомненного сигнала. Эти факторы ограничивают рабочую частотную полосу устройств кратковременного запоминания частоты. Для ее расширения в них используется две петли частотно избирательной обратной связи рис. 10.11.

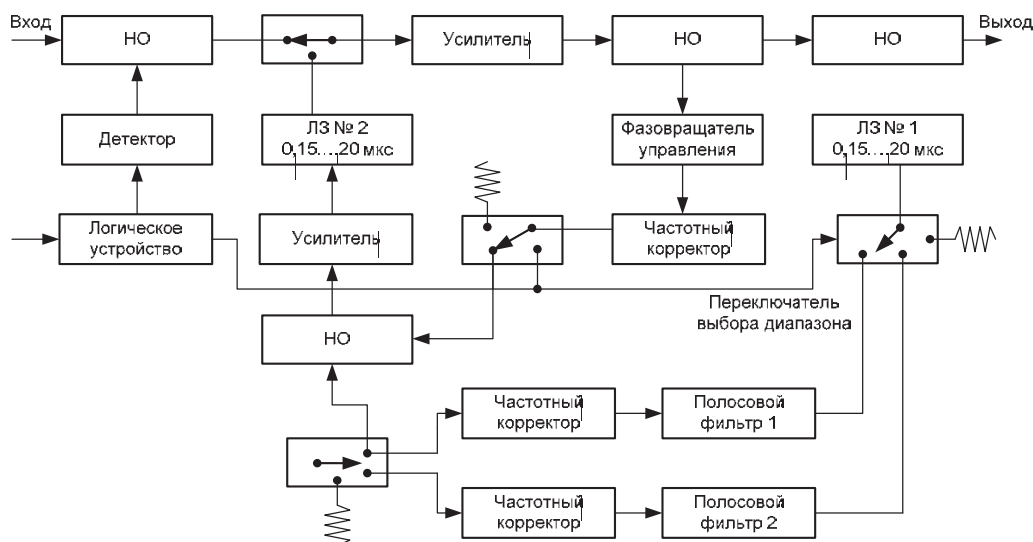


Рис. 10.11. Структурная схема усовершенствованного варианта СВЧ-устройства запоминания частоты аналогового типа с повышенной длительностью запоминания

Увеличением запаздывания в рециркуляторе в 2 раза и, соответственно, длительности выборки можно повысить точность запоминания частоты и увеличить длительность запоминания этой выборки в 2 раза. Управление фазовращателем позволяет уменьшить скачки фазы между соседними рециркуляциями и сконцентрировать энергию помехи на частоте радиолокационного сигнала. При соответствующем построении аппаратуры становится возможным создавать помехи многим РЛС, в том числе использующим вобуляцию периода повторения. При этом число подавляемых РЛС ограничивается допустимым коэффициентом заполнения оконечной импульсной ЛБВ. Наряду с применением аналоговых устройств непосредственного запоминания частоты, могут применяться цифровые системы запоминания и воспроизведения радиосигналов, которые более сложны, но имеют практически неограниченное время запоминания и большую гибкость при изменении параметров формируемых помех.

Ключевым элементом передатчика помех генераторного типа является СВЧ генератор, управляемый напряжением. Основные факторы, ограничивающие рабочие характеристики этого передатчика, – время реакции и точность наведения помехи по частоте, которые определяются процессом измерения частоты, параметрами генератора и задержками в системе АПЧ. Обычный генератор с варакторной перестройкой частоты обеспечивает работу в диапазоне 8...18 ГГц с ограниченной скоростью перестройки из-за применения устройств линеаризации. Дополнительно он имеет значительный посленастроечный дрейф из-за природы варактора и диода Ганна. Транзисторный перестраиваемый варактором генератор может обеспечить перестройку частоты во всем диапазоне за 100 нс и обеспечить точность установки частоты в несколько мегагерц.

На рис. 10.12 приведен фрагмент структурной схемы передатчика помех генераторного типа, осуществляющего измерение частоты и автоподстройку генератора, управляемого напряжением с использованием цифровых методов.

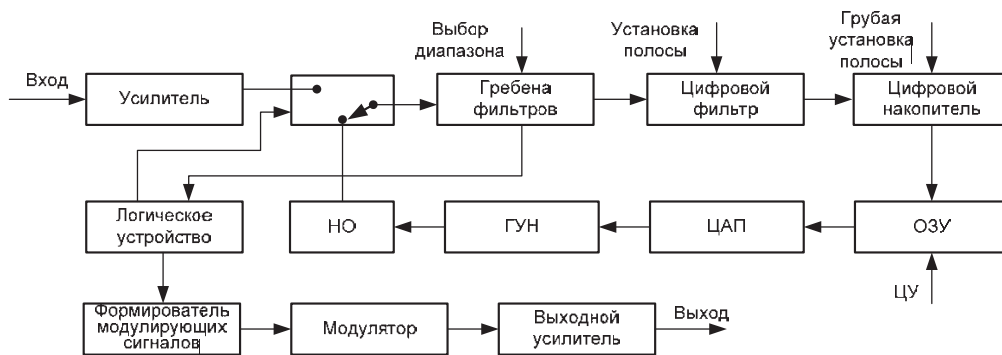


Рис. 10.12. Структурная схема передатчика прицельных помех генераторного типа

Цифровой мгновенный измеритель частоты с октавной полосой, использующий линию задержки 140 нс, может осуществлять измерение частоты в очень широком диапазоне частот с использованием систем транспонирования диапазонов. Цифровые фильтры и накопители позволяют обрабатывать много сигналов и сформировать сигнал помехи в одном диапазоне, тогда как в других диапазонах одновременно накапливается информация о других сигналах. С помощью цифровой фильтрации можно избирательно выбирать любое число радиолокационных сигналов (от импульсных с длительностью от 40 нс до непрерывного), которым необходимо создать последовательно помехи на основе приоритизации угроз. При этом возможно создание "опережающих" помех, так как генератор может быть настроен по частоте до приема импульсов РЛС, используя методы предсказания прихода импульсов. Нелинейности в системе АПЧ могут быть учтены путем коррекции ошибок с применением быстродействующих ЗУ с произвольной выборкой. Это позволяет уменьшить

неопределенность измерений и повысить точность, которая ограничивается процессами оцифровки и характеристиками генератора управляемого напряжением. Соединение достижений в разработке МИЧ и улучшенных генераторов, управляемых напряжением с новейшей цифровой обработкой, позволило создать передатчик помех с временем реакции 250 нс при точности наведения 2 МГц по частоте [20]. Для противодействия РЛС с быстрой перестройкой частоты необходимо достичь еще меньшего времени реакции. Можно использовать более широкие спектры помех, но это приведет к уменьшению спектральной плотности помехи. В перспективе возможно с помощью анализа в реальном масштабе времени реализовать системы с предсказанием времени прихода импульсного сигнала РЛС с использованием этой информации для настройки генератора по частоте до приема следующего импульса последовательности. При этом, возможно обеспечить точное по частоте создание помех с минимальной шириной спектра почти для всех РЛС с перестройкой частоты.

Сравнение достоинств и недостатков ретрансляционных и генераторных помех показывает, что если определяющим является требование высокого быстродействия для создания помех РЛС с перестройкой частоты, то с некоторыми ограничениями самым подходящим является ретрансляционный передатчик. Также он незаменим в ситуациях, требующих для наведения помехи по частоте весьма сложной аппаратуры разведки, анализа и обработки информации.

Оптимальным решением является построение передатчика помех ретрансляционно-генераторного типа. Передатчик шумовых и ретрансляционных помех способен создавать шумовую и ретранслируемую помеху одновременно или поочередно. Структурная схема такого передатчика показана на рис. 10.13, *а*. Если переключатель находится в положении, как показано на рисунке, то система работает в качестве ретранслятора. На рис. 10.13, *б* приведена структурная схема передатчика помех, включающего три ЛБВ, одну приемную и две передающие антенны. Одна передающая антенна предназначена для передачи непрерывных, другая – импульсных сигналов. Когда передатчик находится в положении, показанном на рисунке, система может одновременно ретранслировать как непрерывные, так и импульсные сигналы. Если переключатель находится в другом положении, то система работает как передатчик непрерывной шумовой помехи. В этом режиме канал передачи импульсного сигнала, по всей вероятности, должен отключаться. Для подавления источников непрерывного излучения система одновременно может работать в режимах ретрансляции и передачи шумового сигнала, однако в этом случае для того, чтобы сохранялась способность ретранслировать импульсные сигналы, необходимо обеспечить условия сохранения работоспособности.

Импульсное стробирование применяется для коммутации канала непрерывного сигнала с тем, чтобы ретранслятор не являлся маяком для всех импульсных РЛС, способных осуществлять пассивное угловое сопровождение. На рис. 10.13, *в* показана функциональная схема передатчика помех, способного излучать как непрерывную, так и импульсную помеху, что обеспечивается в результате применения в выходном усилителе мощности специально сконструированной двухрежимной ЛБВ. Если на вход станции помех импульсный сигнал не поступает, то двухрежимная ЛБВ работает в непрерывном режиме с небольшим усилением. Когда на вход системы поступает импульсный сигнал, эта ЛБВ переводится в импульсный режим со значительным усилением. При постановке шумовой или комбинированной помехи (ретранслируемый сигнал плюс шумовая помеха одновременно) лампа работает только в непрерывном режиме.

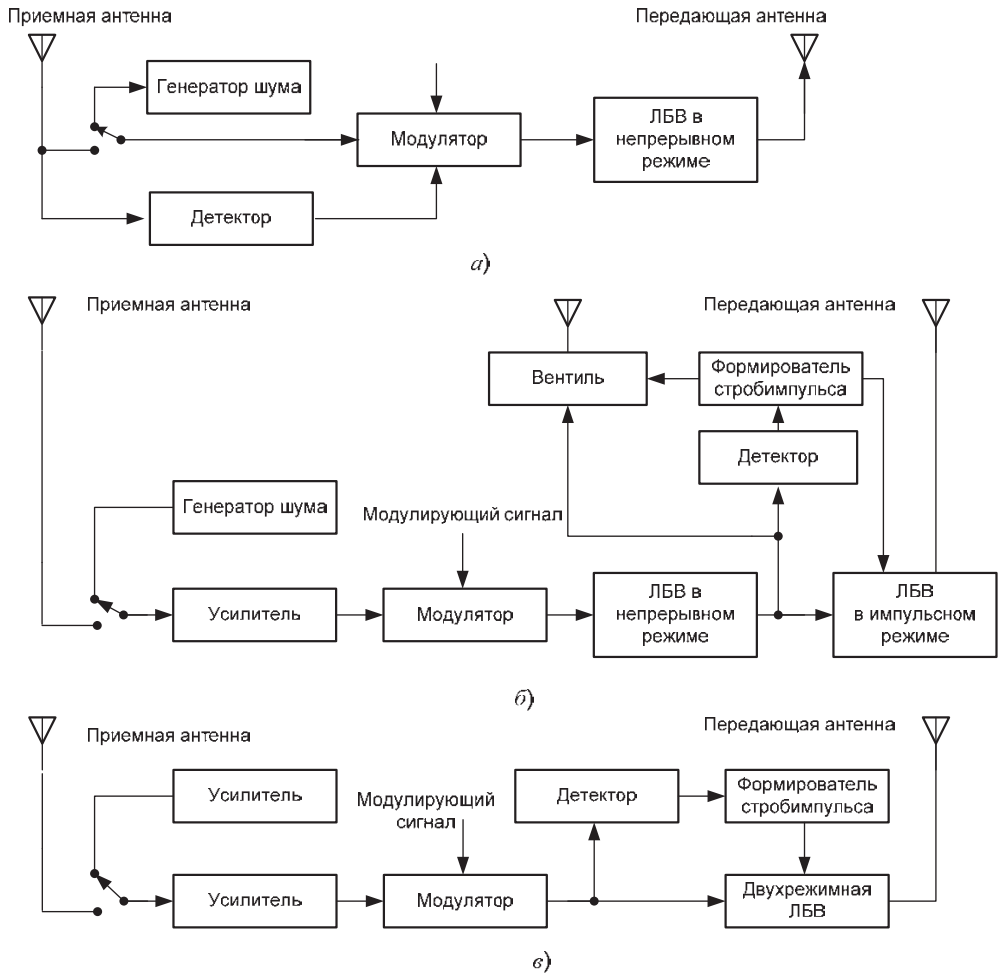


Рис. 10.13. Структурные схемы передатчиков шумовых и ретрансляционных помех

10.12. Станции активных шумовых помех (САП)

Шумовые помехи (ШП) универсальны. Они могут применяться для противодействия любым радиоэлектронным системам с любыми способами передачи или извлечения полезной информации. В практике РЭП используются шумовые помехи нескольких видов (рис. 10.14). Распространены заградительные помехи (по времени, по частоте, по углу), заведомо перекрывающие значениями своих параметров (задержкой τ , частотой f , сектором излучения $\Delta\alpha$) области значений соответствующих параметров сигнала. Используются прицельные помехи, которые имеют значения параметров (τ, f, α), сравнимые с протяженностью областей значений параметров сигнала.

Очень важное отличие генераторных шумовых помех (ГНШП), включаемых и выключаемых произвольно, независимо от наличия сигнала, от ответных ШП, когда шум излучается лишь в ответ на пришедший сигнал.

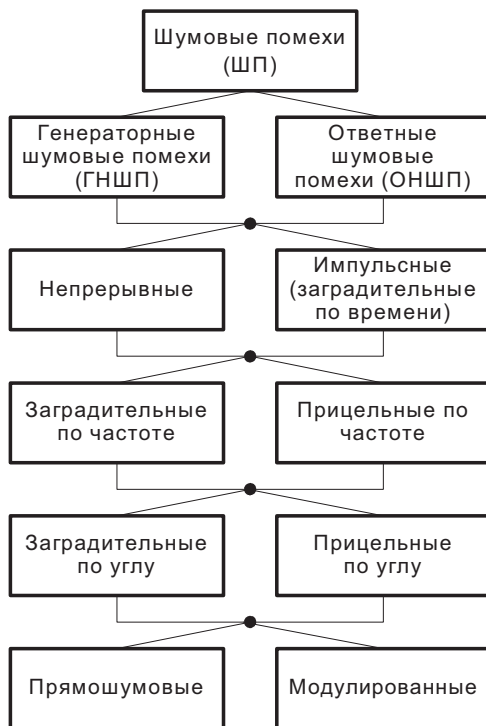


Рис. 10.14. Классификация шумовых помех

10.13. Прямошумовые помехи

Типовая структурная схема формирования прямошумовых помех показана на рис. 10.15.

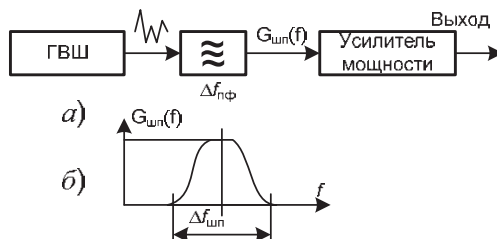


Рис. 10.15. Формирование шумовой помехи

Генератор видешума шума (ГВШ), формирует шумовое колебание с широким равномерным спектром. Полосовой фильтр с фильтрует этот шум, образуя на выходе гауссовский шум со спектром мощности $G_{шп}(f)$ в полосе $\Delta f_{пф} = \Delta f_{шп}$. После усиления по мощности на выходе создается гауссовская прямошумовая помеха с энергетическим спектром

$$G_{шп}(f) = G_0 K_{ум} K^2(f), \quad (10.9)$$

где $G_0 = \text{const}(f)$ – спектральная плотность шума на выходе ГВШ;
 $K_{ум}$ – коэффициент усиления выходного усилителя;
 $K(f)$ – амплитудно-частотная характеристика АЧХ формирующего полосового фильтра.

Интегрируя энергетический спектр $G_{\text{шп}}(f)$ можно найти выходную мощность прямошумовой помехи:

$$P_{\text{шп}} = \int_0^{\infty} G_{\text{шп}}(f) df = G_0 K_{\text{ум}} K_0^2 \Delta f_{\text{шп}}, \quad (10.10)$$

где K_0 – резонансное усиление на частоте настройки полосового фильтра;
 $\Delta f_{\text{шп}}$ – эффективная полоса шума, определяемая полосой пропускания этого фильтра.

Часто заградительную шумовую помеху с шириной спектра $\Delta f_{\text{шп}}$ до 500 МГц оценивают по максимальной спектральной плотности

$$G_{\text{max}} = G_{\text{шп}}(f_0) = \frac{P_{\text{шп}}}{\Delta f_{\text{шп}}} = G_0 K_0^2 K_{\text{ум}}. \quad (10.11)$$

САП, создающие прямошумовую помеху, способны развить на выходе мощность $P_{\text{шп}}$ до 10 кВт.

Самой распространенной и удобной для решения многих задач анализа моделью узкополосного ("небелого", окрашенного) шума является квазигармоническое колебание [22]. В соответствии с этой моделью шумовая помеха представляется как

$$\begin{aligned} u(t) &= R(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)] = \\ &= A(t) \cos \omega_0 t + B(t) \sin \omega_0 t = \operatorname{Re} \{ \dot{R}(t) \exp(j\omega_0 t) \}, \end{aligned} \quad (10.12)$$

где $\dot{R}(t) = R(t)e^{-j\theta(t)} = A(t) - jB(t)$ – комплексная огибающая колебания шумовой помехи рис. 10.16.

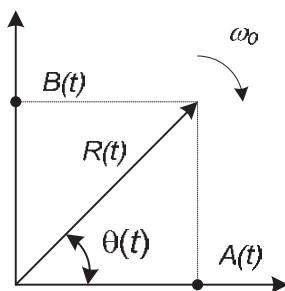


Рис. 10.16. Векторная модель квазигармонического колебания

Совместная плотность вероятностей проекций вектора шумового колебания помехи

$$A(t) = R(t) \cos \theta(t) \quad \text{и} \quad B(t) = R(t) \sin \theta(t) \quad (10.13)$$

тоже подчиняется нормальному закону распределения

$$W(A, B) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[-\frac{(A^2 + B^2)}{2\sigma^2} \right], \quad (10.14)$$

где

$$\sigma^2 = \int_0^{\infty} G_{\text{шп}}(f) df = P_{\text{шп}}, \quad (10.15)$$

– мощность шумовой помехи.

Плотность распределения $W[A(t), A(t+\tau), B(t), B(t+\tau)]$ также подчиняется нормальному закону распределения вероятностей и определяется двумя корреляционными функциями ортогональных проекций $A(t)$ и $B(t)$:

$$\begin{aligned} r_A(\tau) &= \langle A(t) A(t+\tau) \rangle = r_B(\tau) = \langle B(t) B(t+\tau) \rangle = \sigma^2 r_N(\tau); \\ r_{AB}(\tau) &= \langle A(t) B(t+\tau) \rangle = r_{BA}(\tau) = \langle B(t) A(t+\tau) \rangle = \sigma^2 s_N(\tau), \end{aligned} \quad (10.16)$$

которые связаны со спектром мощности соотношением помехового колебания

$$\begin{aligned} \sigma^2 r_N(\tau) &= \int_0^\infty G_{\text{шн}}(f) \cos[2\pi(f - f_0)\tau] df \\ \sigma^2 s_N(\tau) &= \int_0^\infty G_{\text{шн}}(f) \sin[2\pi(f - f_0)\tau] df \end{aligned} \quad (10.17)$$

типовой вид которых показан на рис. 10.17.

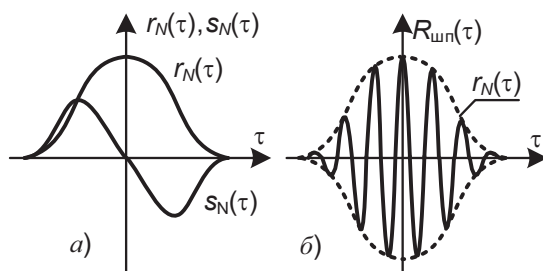


Рис. 10.17. Корреляционные функции ортогональных проекций A и B

Высокочастотная автокорреляционная функция колебания (рис. 10.18, б) шумовой помехи (10.12) определяется соотношением

$$R_{\text{шн}}(\tau) = \langle u(t) u(t+\tau) \rangle = \sigma^2 r_N(\tau) \cos[\omega_0 \tau - \gamma(\tau)], \quad (10.18)$$

а компоненты $r_N(\tau)$ и $s_N(\tau)$ изображены на рис 6.3, а.

Огибающая шумовой помехи $R(t) = \sqrt{A^2(t) + B^2(t)}$ распределена по закону Релея [22]:

$$W(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right). \quad (10.19)$$

Математическое ожидание огибающей, как следует из (6.11), $\langle R \rangle = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}$, а дисперсия равна σ^2 . Фаза $\theta(t)$ гауссовской шумовой помехи – равновероятна в диапазоне $|\theta| \leq \pi$.

Напряжение шумовой помехи $u_{\text{шн}}(t)$ действует на входе приемного устройства (ПРМ рис. 10.18) в аддитивной смеси с подавляемым сигналом $u_c(t)$ и шумом естественного происхождения $u_{\text{ш}}(t)$:

$$u_{\Sigma}(t) = u_c(t) + u_{\text{ш}}(t) + u_{\text{шн}}(t). \quad (10.20)$$

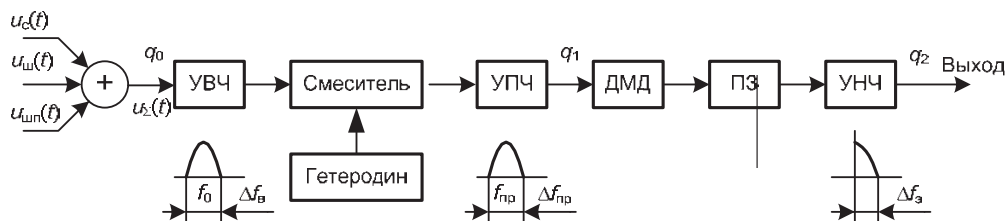


Рис. 10.18. Взаимодействие шумовой помехи с сигналом в приемнике

Энергетические и спектральные характеристики входного колебания иллюстрируются рис. 10.18, где обозначены: G_c и Δf_c спектральная плотность и ширина спектра сигнала; $G_{ш}$ – спектральная плотность шума естественного происхождения, прежде всего – теплового шума приемника, $G_{шп}$, $\Delta f_{шп}$, соответственно спектральная плотность и эффективная полоса организованной шумовой помехи.

Представляют интерес значения соотношения сигнал/помехи в трех точках схемы рис. 10.18: на входе (q_0), на выходе УПЧ (q_1) и на выходе УНЧ (q_2). Каскады приемного устройства имеют коэффициенты усиления соответственно K_v , $K_{см}$, $K_{пр}$, $K_{дмд}$, $K_{пз}$, K_n . Сигнал с полосой Δf_c проходит через УПЧ с полосой $\Delta f_{пр} \geq \Delta f_c$ и УНЧ с полосой $\Delta f_a = \frac{\Delta f_{пр}}{2}$ без искажений. Обычно считается, что $\Delta f_{шп} < \Delta f_{пр} < \Delta f_v$. Отношение сигнал/шум на входе измеряется по спектральной плотности составляющих шумов с учетом узкой полосы фильтрации $\Delta f_{пр}$:

$$q_0 = \frac{P_c}{(G_{ш} + G_{шп})\Delta f_{ш}} = \frac{P_c}{\left(G_{ш} + \frac{P_{шп}}{\Delta f_{шп}}\right)\Delta f_{ш}}. \quad (10.21)$$

На выходе УПЧ

$$q_1 = \frac{P_c (K_v K_{см} K_{пр})^2}{(G_{ш} + G_{шп})(K_v K_{см} K_{пр})^2 \Delta f_{пр}} = q_0. \quad (10.22)$$

За счет блока помехозащиты (ПЗ) получается выигрыш в отношении сигнал/шум в $\mu > 1$ раз:

$$q_2 = \mu q_0 = \frac{\mu P_c}{G_{ш} \Delta f_{пр} + \frac{P_{шп}}{\Delta f_{шп}} \Delta f_{ш}}. \quad (10.23)$$

При $q_2 < q_{пр}$ считается, приемное устройство рис. 10.19 полностью подавлено шумовой помехой. Обычно собственный шум приемника значительно слабее шумовой помехи. Поэтому соотношение (10.23) можно переписать в виде

$$q_2 = \frac{P_c}{P_{шп}} \frac{\Delta f_{шп}}{\Delta f_{пр}} > \mu \bar{q}_{пор} = \mu \left(\frac{P_c}{P_{шп}} \right)_{пор}. \quad (10.24)$$

САП, обеспечивающая выполнение условия (10.24), эффективна, поскольку полностью нарушает работу ("подавляет") приемного устройства противника. В противном случае эффективность прямошумовой помехи недостаточна.

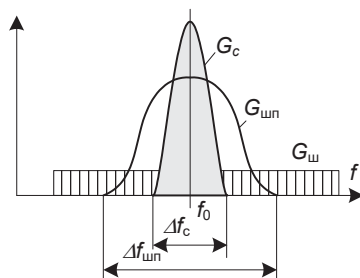


Рис. 10.19. Спектры процессов на входе приемника

10.14. Модуляционные шумовые помехи

Типичная, но очень обобщенная схема формирования модуляционных шумовых помех (МШП) представлена на рис. 10.20.

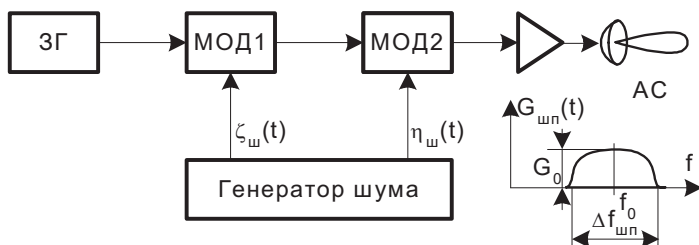


Рис. 10.20. Формирование модуляционной шумовой помехи

Задающим генератором (ЗГ) создается гармоническое колебание $E_0 \cos \omega t$, частота которого может перестраиваться. Генератор шума формирует два напряжения $\xi_{ш}(t)$ и $\eta_{ш}(t)$ в видеополосе с эффективной шириной спектра $\Delta F_{шп} \approx \Delta F_3$.

В основном тракте последовательно включены два модулятора: амплитудный модулятор МОД1 и фазовый (частотный) модулятор МОД2. В результате модуляции и дополнительного усиления по мощности в $K_{ум}$ раз выходная шумовая помеха принимает вид

$$u_{шп}(t) = k_1 k_2 E_0 \sqrt{K_{ум}} [1 + m_{ам} \xi_{ш}(t)] \cos[\omega_0 t - m_{фм} \eta_{ш}(t)]. \quad (10.25)$$

Колебание (10.25) имеет такой же спектр мощности $G_{шп}(t)$, как и у прямошумовой помехи с теми же энергетическими потенциалами (10.9) и (10.10). Но эффективная полоса шумовой помехи здесь определяется иначе, а именно:

$$\Delta f_{шп} = 2\mu \Delta F_3, \quad \mu \geq 1 \quad (10.26)$$

в зависимости от того, какая модуляция – АМ или ФМ – определяет спектр выходной помехи.

Несмотря на идентичные энергетические характеристики, тонкие структуры прямошумовых и модуляционных помех существенно отличаются. Так, модуляционные шумовые помехи не являются гауссовскими, даже если модулирующая функция $\xi_{ш}(t)$ – нормальный случайный шум и две проекции вектора комплексной огибающей (рис. 10.16) $A(t)$, $B(t)$ – статистически независимые нормальные колебания видеопомехи. Как следствие этого, плотность вероятностей огибающей не подчиняется закону Релея, а фаза – не равномерна. Однако отличие структуры модуляционных шумовых помех от прямошумовых этим не ограничивается. В результате модуляции появляется функциональная связь фаз спектральных составляющих на верхних и нижних боковых полосах. Поэтому боковые полосы $f < f_0$, $f > f_0$ в спектре шумовой помехи $G_{шп}(f)$ оказываются коррелированными. Это наглядно вид-

но из рис. 10.21, где для простоты взят случай амплитудной модуляции гармонического несущего видеoshума. Спектральная плотность мощности модулирующего видеoshума показана на рис.10.21, а.

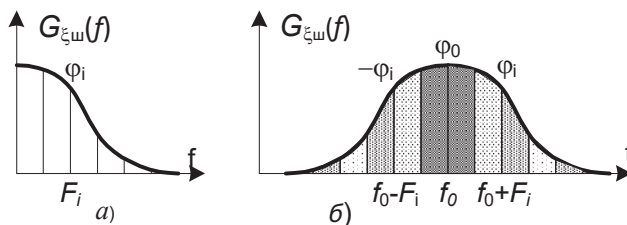


Рис. 10.21. Спектр модулированной шумовой помехи

Если на некоторой частоте F_i в спектре видеoshума $\xi_{\omega}(t)$ фаза парциальной составляющей (случайной) равна φ_i , а фаза несущей $\varphi_0 = 0$, то в спектре $G_{\text{шп}}(f)$ амплитудно-модулированной шумовой помехи на верхней $f_0 + F_i$ и нижней $f_0 - F_i$ боковых частотах составляющие имеют функциональную связь фаз $\pm\varphi_i$. Так возникает статистическая связь колебаний боковых полос (рис. 10.22, б). Эта связь является существенным недостатком модуляционных шумовых помех и создает принципиальные возможности для эффективной защиты от них.

Энергетические характеристики модуляционных шумовых помех и прямых шумовых помех полностью идентичны, поэтому эффективность модуляционных шумовых помех определяются соотношением (10.12). Однако следует учесть, что благодаря большей эффективности схем помехозащиты при работе с модуляционными шумовыми помехами, коэффициент μ в (10.26) следует принять большим, чем для прямошумовой помехи.

Следует отметить, что в САП, использующих для формирования модуляционных шумовых помех усилители мощности на ЛБВ, не обязательно применять отдельные модуляторы, так как АМ и ФМ(ЧМ) модуляции можно получить, подавая соответствующие модулирующие видеoshумы на спираль ЛБВ.

10.15. Ответные непрерывные шумовые помехи (ОНШП)

При формировании ответных шумовых помех станции активных помех находятся в ждущем режиме, излучая только на тех интервалах времени $[t_n; t_k]$, когда средство оперативной радиотехнической разведки обнаруживают сигнал РЭС, которое следует подавлять. Чаще всего такая ситуация возникает в конфликте средства РЭП и РЛС противника и САП ставит помеху при обнаружении облучающего сигнала в ответ на него. При этом возможны несколько режимов излучения ответных шумовых помех. Эти режимы иллюстрируются рис. 10.22.

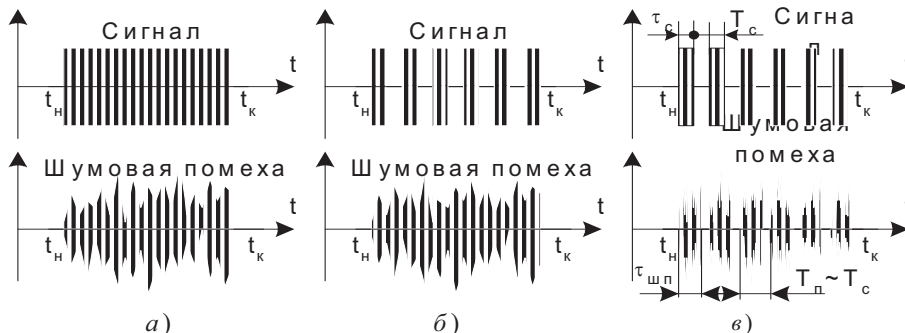


Рис. 10.22. Режимы формирования ОНШП

1. Непрерывная шумовая помеха в ответ на непрерывный сигнал (рис. 10.22, а). При этом надо выполнить условия $\Delta f_{\text{шп}} \geq \Delta f_c$ (прицельная), $\Delta f_{\text{шп}} \gg \Delta f_c$ (заградительная ОНШП).

2. Ответная непрерывная шумовая помеха в ответ на пачку импульсных сигналов с длительностью пачки $T_n = t_n \dots t_k$ (рис. 10.22, б). При этом также могут использоваться как заградительные, так и прицельные шумовые помехи, различающиеся соотношением полос $\Delta f_{\text{шп}}$ и Δf_c .

3. Импульсные ответные шумовые помехи (ОИШП) перекрывают каждый импульс сигнала (рис. 10.22, в) по времени, т. е. длительность шумовой помехи $\tau_{\text{шп}} \gg \tau_c$, но при этом сохраняется неизменным период повторения $T_n \sim T_c$, а также энергетические и спектральные соотношения

$$\mathcal{E}P_{\text{шп}} = \frac{\tau_{\text{шп}}}{T_n} P_{\text{шп}} \gg P_c; \Delta f_{\text{шп}} \gg \Delta f_c. \quad (10.27)$$

Для создания ОНШП можно использовать любую из схем формирования шумовых помех (как прямошумовых, так и модуляционных), если в них задающий генератор поставить в ждущий режим так, чтобы генерация начиналась с момента обнаружения сигнала и срывалась в момент пропадания сигнала. Но известны и специальные схемы для генерации именно ответных шумовых помех.

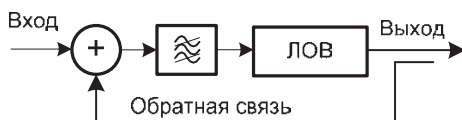


Рис. 10.23. Генератор ответных шумовых помех

Так на рис. 10.23 представлена схема, иллюстрирующая метод формирования мощной ОНШП с использованием лампы обратной волны (ЛОВ – карциотрон). Генератор работает с положительную обратной связью. Цепь обратной связи замыкается лишь тогда, когда на входе действует сигнал, т. е. на временном интервале $t \in [t_n; t_k]$. В течение времени действия сигнала обратная связь на полосовый фильтр заставляет ЛОВ генерировать шумовую ответную помеху с полосой $\Delta f_{\text{шп}}$, равной полосе прозрачности полосового фильтра. При этом центральная частота примерно соответствует несущей частоте сигнала $\Delta f_{\text{шп}} \sim \Delta f_c$.

Сочетая различные методы формирования ОНШП, можно построить несколько схем генераторов ответных непрерывных шумовых помех. Одна такая схема представлена на рис. 10.24. Схема состоит из устройства оперативной радиотехнической разведки (высокочастотная часть ПРМ), а также генератора ОНШП как в схеме рис. 10.24. Помеха, как правило, прицельно-шумовая, так как полоса ее $\Delta f_{\text{шп}}$ обычно невелика (до 10 МГц).

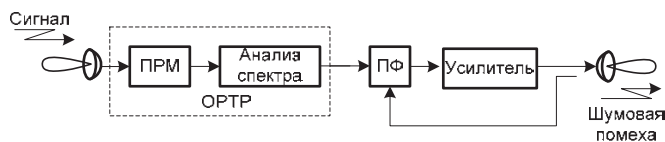


Рис. 10.24. Формирование прицельно-шумовой ответной помехи

На рис. 10.25 представлена схема одноканального генератора ОНШП с настройкой (вручную или автоматически от подсистемы оперативной радиотехнической разведки, измеряющей частоту сигнала). ГНШП может работать в ждущем режиме с принудительной настройкой несущей частоты $f_{\text{он}} \approx f_0^*$.

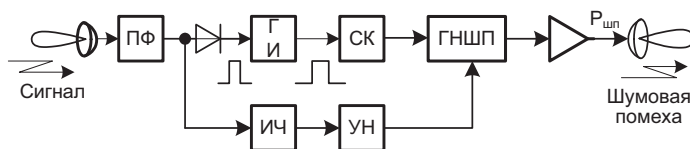


Рис. 10.25. Генератора ОНШП с настройкой от измерителя частоты

На этом же принципе строятся многоканальные схемы, которые формирует некогерентные ГНШП с принудительной настройкой на частоты нескольких подавляемых РЭС рис. 10.26. Такая схема содержит n генераторов независимых шумовых помех, работающих в ждущем режиме с перестраиваемой в полосе $\Delta f_{\text{шп}}$ несущей частотой $f_{\text{ошп}}(t) \in \Delta f_{\text{шп}}$. Несущая частота ответных помех устанавливается устройством запоминания частоты (УЗЧ) и перестраивается по специальному коду, который изменяется в процессе работы схемой управления (УУ).

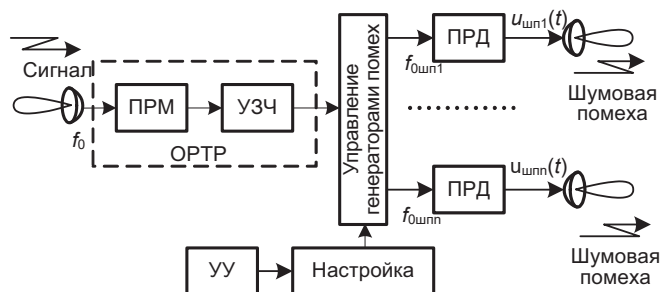


Рис. 10.26. Перестройка несущей частоты в многоканальной канальной САП

Дополнительно модулируя несущую частоты помех в многоканальных генераторах можно сформировать заградительную помеху с весьма широким спектром.

10.16. Ответные импульсные шумовые помехи и методы их создания

Ретранслированные импульсные шумовые помехи ОИШП должны создавать шумовой импульс большей длительности $\tau_{\text{шп}} \gg \tau_c$ в ответ на каждый импульс сигнала. Несущая частота помехи $f_{\text{ошп}} \approx f_c$ в каждом импульсе. Такой метод создания помех позволяет бороться с РЭС, у которых несущая частота меняется от импульса к импульсу по неизвестному для средства РЭП закону.

Один из методов создания ОИШП – запоминать параметры импульса сигнала τ_c^* , T_c^* , f_c^* и создавать шумовые импульсы с параметрами τ_c^* , $T_{\text{шп}} \approx T_c^*$, $f_{\text{ошп}} \approx f_c$ независимым генератором помех.

К ответным импульсным случайным помехам относится так называемая хаотическая импульсная помеха (ХИП) рис. 10.27:

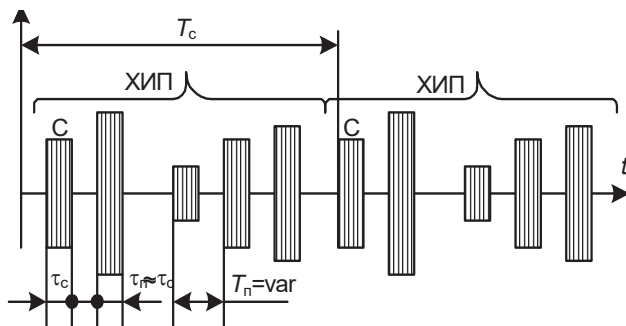


Рис. 10.27. Хаотическая импульсная помеха

В ответ на каждый импульс сигнала с параметрами τ_c , T_c генератор ХИП формирует примерно такие же импульсы с длительностью $\tau_n \approx \tau_c$, но со случайным периодом повторения, в среднем значительно меньшим периодом следования сигнальных импульсов $T_n \ll T_c$. Несущие частоты и формы импульсов ХИП также мало отличаются от импульсов сигнала. Самая типичная схема формирования ответной импульсной шумовой помехи приведена на рис. 10.27, а осциллограммы, иллюстрирующие ее работу – на рис. 10.28.

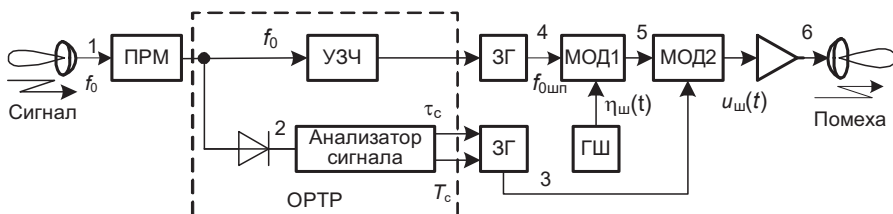


Рис. 10.28. Формирование хаотической импульсной помехи

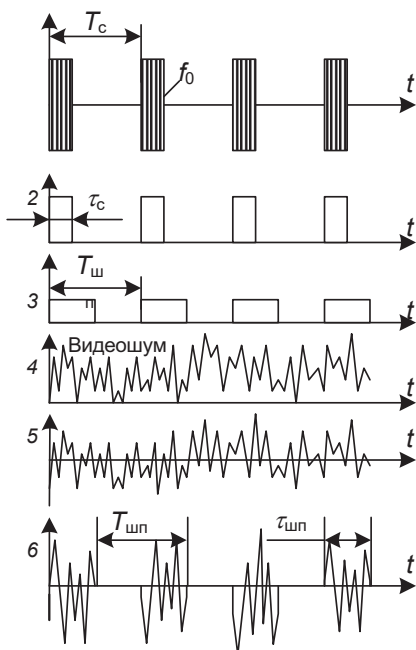


Рис. 10.29. Иллюстрации к рис. 10.28

В прямом канале устройство оперативной радиотехнической разведки с помощью высокочастотной части приемника (РПМ) и устройства запоминания частоты (УЗЧ) измеряет несущую частоту сигнала, формируя оценку f_c^* . Полученная таким образом оценка используется для синхронизации задающего генератора, который формирует колебание с частотой $f_{\text{шп}} \approx f_0^*$. В нижнем по схеме рис. 10.29 канале с помощью анализатора сигнала оцениваются параметры импульсов τ_c^* , T_c^* . Эти оценки позволяют генератору ЗГ создать видеоимпульсы помехи с параметрами $\tau_{\text{шп}} \gg \tau_c^*$, $T_{\text{шп}} \gg T_c^*$. Два модулятора МОД1 и МОД2 формируют шумовые импульсы с полосой $\Delta f_{\text{шп}} = 2\mu\Delta F_0$ ($\mu \geq 1$). Средний энергетический потенциал такого импульсного сигнала определяется формулой (10.27), в которой $P_{\text{шп}}$ – пиковая мощность импульсов шумовой помехи.

Схема рис. 10.30 формирует помехи типа ХИП. Здесь в основном (верхнем по схеме) канале формируется несущая хаотических импульсов помехи $f_{\text{оп}} \approx f_0^*$.

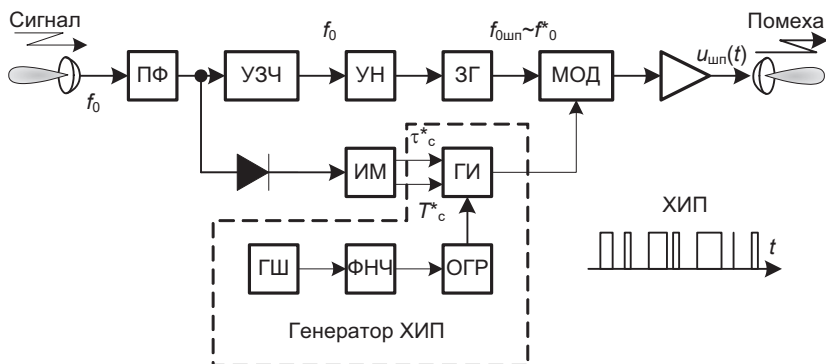


Рис. 10.30. Генерирование хаотической импульсной помехи

В нижнем по схеме канале видеоимпульсы сигнала с параметрами $\{\tau_0^*, T_0^*\}$ возбуждают генератор хаотической последовательности (ХИП) видеоимпульсов с параметрами $\tau_n \approx \tau_c$; $T_n \ll T_c$. Эти импульсы создаются из видеосуммов при их ограничении по уровню.

В схемах ОИШП часто довольствуются узкополосными прицельными (по частоте) помехами. Для этого выходным сигналом устройства запоминания частоты подсистемы оперативной радиотехнической разведки синхронизируют ждущий генератор прицельной ОИШП (маломощные генераторы прямошумового или модуляционного типа). Затем применяют ограничитель и усилитель мощности или генератор мощной ГНШП для навязывания помехе несущей частоты маломощного генератора. Кроме того, в станциях создания активных имитационных помех может применяться дополнительная модуляция выходного колебания различными сигналами.

10.17. Ответные шумовые помехи, прицельные по углу

Для создания помех, концентрирующих мощность в направлении на подавляемое радиоэлектронное средство, используются антенные системы на основе многолучевых антенных решетках (МЛАР) [11, 20]. Такие решетки позволили направленно излучать помехи на каждый источник излучения; обеспечить многомерный анализ сигнальной обстановки (по углам прихода сигналов и по их частоте); адаптировать в САП к уровню сигнала, к направлению обратного излучения.

Современные МЛАР работают в диапазоне 0,5...20 ГГц, с различным количеством лучей (3...144). Оптимальными по многим электрическим и конструктивным параметрам считаются МЛАР с двадцатью лучами при ширине луча $\Delta\theta_a = (10...12)$. ФАР с диаграммообразующими схемами (ДОС) и адаптивной фазировкой, обеспечивают нужное число лучей в за-

данном секторе обзора. Для создания ответных помех, прицельных по углу, изготавливаются две идентичных МЛАР: одна для оперативной поддержки РЭБ (оперативной РТР), другая – для излучения помех. В результате одна МЛАР фиксирует номер луча, который принимает сигнал, а другая МЛАР излучает помеху по зафиксированному направлению прихода в обратном направлении. За счет концентрации мощности в узком луче по заданному направлению удастся значительно повысить энергетический потенциал помехи.

На рис. 10.31 приведена схема создания ответной заградительной по частоте шумовой помехи при помощи многолучевых линейных ФАР.

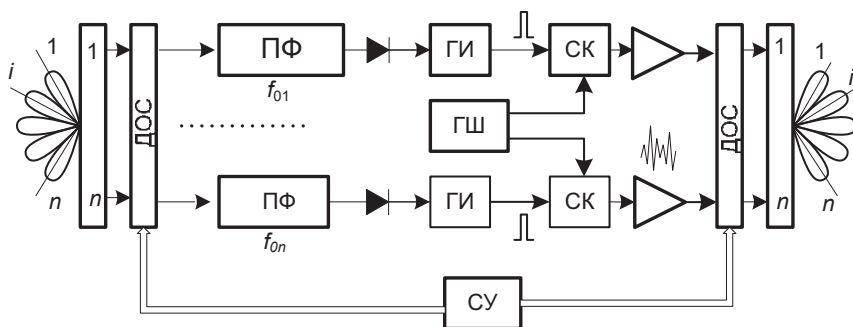


Рис. 10.31. Схема создания ответной заградительной по частоте шумовой помехи многолучевыми линейными ФАР

На рис. 10.32 показана схема на сопряженных МЛАР. Схема может создавать, адаптивно распределяя по лучам, как шумовую (генераторную и ответную), так и имитационную помеху.

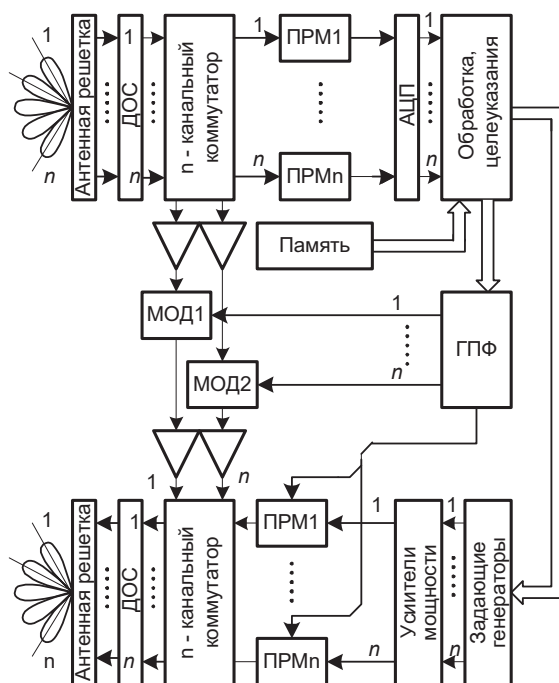


Рис. 10.32. САП для создания как шумовых, так и имитационных помех

Схема адаптивная (по количеству формируемых лучей, по энергетике в каждом луче, по любому типу помех, излучаемых в каждом луче). МЛАР имеет по n лучей в секторе 120° (один комплект) с параметрами $\Delta\theta_a = 10...12^\circ$, $G_n = 15...20$ дБ. Верхняя по схеме цепь с генератором помеховых функций (ГПФ) и модуляторами создает в каждом луче заранее выбранную модуляционную ответную шумовую или имитирующую помеху. В зависимости от этого выбора вырабатывает различные модулирующие функции $u_{mi}(t)$, $i \in [1; n]$. Нижняя по схеме цепь предназначена для создания модуляционной шумовой помехи генераторного типа. Схема управления просто включает n каналный задающий генератор (ЗГ) и устанавливает код несущей частоты $f_{ошi}$, $i \in [1; n]$ для каждого луча.

Выбор элементной базы и параметров устройств в составе САП рис. 10.33 представляет определенную проблему. Так, вся полоса оперативной радиотехнической разведки должна составлять $\Delta f_0 = 1000$ МГц. Эта полоса разбивается на n полос по $\Delta f_{шип} \approx 50$ МГц ($n = 20$). Радиоприемники прямого усиления выполняются в единой конструкции с элементами МЛАР и имеют обычные характеристики следующего порядка: чувствительность -45 дБ, динамический диапазон $-50...-60$ дБ и логарифмическая амплитудная характеристика. Для пеленгования РЭС, которой ставится помеха, приемлем амплитудный метод, в соответствии с которым сравниваются уровни сигналов в соседних лучах и пеленг отождествляется с положением оси ДНА того луча, в котором сигнал максимален. Такой метод обеспечивает точность по азимуту $\sigma_a \approx 15^\circ$. Современные миниатюрными ЛБВ могут обеспечить $P_{max} = (25...50)$ Вт с полосой 2...4 октавы и КПД ≥ 20 %. Генераторы помеховых функций выполняются как цифровые синтезаторы модулирующих колебаний, управляемых от ЦВМ. Высокочастотные коммутаторы должны иметь высокое быстродействие и подсоединять любые комбинации элементов МЛАР для адаптивного управления ориентацией ДНА. Время задержки ответной помехи относительно момента обнаружения факта облучения должно составлять $\Delta t \sim 1000$ нс.

Особый и широко применяемый средствами РЭП вид антенн – решетки Ван-Атта. Эти антенны, всегда создают излучение по направлению, противоположному тому, с которого принимается сигнал. Иначе говоря, решетки Ван-Атта всегда формируют помеху, прицельную по углу. Элементы приемной и передающей решеток соединяются попарно, причем электрические длины соединительных линий для всех пар одинаковы (рис. 10.33). Сигналы, принятые и переизлученные элементами решетки, проходят одинаковый путь и приобретают одинаковые фазовые набеги. Поэтому направление максимума излучения у решетки совпадает с направлением максимума приема, а синфазный фронт переизлучаемой волны всегда параллелен фронту волны принимаемого сигнала. Элементами решетки могут быть антенны разнообразных типов и конструкций (вибраторы, линейные ФАР, рупорные и т. п.), предназначенные для работы с любой поляризацией. Принцип действия при этом не меняется.

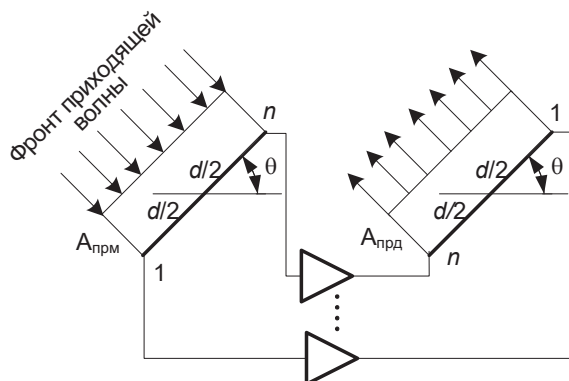


Рис. 10.33. Решетка Ван-Атта

ГЛАВА 11

Противодействие работе РЭС со сложными сигналами

11.1. Широкополосные сигналы. Определения и применение

Для уменьшения заметности работы РЭС и, следовательно, для затруднения формирования имитирующих сигналоподобных помех, следует применять широкополосные сигналы – такие, у которых база существенно превосходит единицу $B = T\Delta f \gg 1$. Условие "много больше единицы" настолько мягкое, что позволяет не уточнять определение длительности и ширины спектра. Иные названия для широкополосных сигналов: сигналы с большой базой, шумоподобные сигналы, сигналы с расширением спектра (или полосы).

Интерес к широкополосным сигналам обусловлен целым рядом их замечательных свойств и далеко не только свойством хорошей скрытности. Помимо высокой скрытности для систем с широкополосными сигналами характерны также хорошая помехоустойчивость и помехозащищенность, высокая точность синхронизации и измерения задержки сигнала (измерения дальности), хорошая разрешающая способность, способность к кодовому разделению и уплотнению сигналов при передаче информации и при многоканальных траекторных измерениях, способность селективной адресации при многостанционном доступе, способность противостоять замираниям при многолучевом распространении сигнала, хорошая электромагнитная совместимость и использование частотного спектра по сравнению с узкополосными сигналами.

Разведывательные приемники, используемые для несанкционированного приема сигнала, работают в широкой полосе, наблюдают сигналы на фоне помех и имеют плохую априорную осведомленность о параметрах сигнала. Поэтому признаком, по которому приемники РРТР могут судить о наличии сигнала, является энергия, которую имеет входной процесс (сумма сигнала с шумом) на интервале времени наблюдения $t \in \left[-\frac{T_n}{2}, \frac{T_n}{2}\right]$:

$$E^* = \int_0^{T_n} x^2(t) dt = (P_c + P_{ш}) T_n, \quad (11.1)$$

где P_c – средняя на интервале времени наблюдения T_n мощность сигнала;
 $P_{ш}$ – мощность шума.

Решение о наличии сигнала принимается на основе сравнения оценки энергии E^* с некоторым порогом h_0 . Если $E^* > h_0$, считается, что сигнал есть, т. е. что $P_c > 0$ и $x(t) = S(t) + n(t)$. Если $E^* < h_0$, то принимается решение о наличии на входе приемника только шума: $P_c = 0$, а $x(t) = n(t)$.

При любом выборе порога обнаружения h_0 , т. е. при любой критерии принятия решения о наличии сигнала, вероятность правильного обнаружения будет монотонно зависеть от соотношения сигнал/шум в полосе Δf разведывательного приемника:

$$q = \frac{E_c}{E_{ш}} = \frac{E_c}{N_{ш} \Delta f T}, \quad (11.2)$$

если параметры разведывательного приемника подобраны оптимальным для данного сигнала образом, т. е. если Δf равна ширине спектра сигнала (приемник использует всю мощность сигнала, распределенную по спектру), а время наблюдения T_n равно длительности сигнала (не теряется энергия, распределенная во времени), то соотношение сигнал/шум, а с ним и вероятность правильного обнаружения, уменьшается с ростом базы сигнала $B = \Delta f T_n$. Более де-

тальный анализ [11] показывает, что проигрыш энергетического приемника оптимальному (когерентному или приемнику с согласованным фильтром) по пороговому для обнаружения сигналу пропорционален квадратному корню из базы сигнала $\sqrt{B} = \sqrt{\Delta f T_n}$.

Маскировка от обнаружения еще не исчерпывает всех проблем обеспечения скрытности радиосигналов. Очень важна структурная скрытность – способность сигнала противостоять мерам радиотехнической разведки, направленным на распознавание сигнала, т. е. мерам по отождествлению сигнала с одним из известных, для которых имеются эталонные образцы. Эталонный образец – это совокупность признаков сигнала, т. е. набор значений его параметров. Параметры могут быть количественными: частота, индекс модуляции, ширина спектра, пространственные координаты точки излучения, мощность. Но могут быть и качественными: способ модуляции, вид поляризации и т. п. Таким образом, распознавание всегда сводится к установлению соответствия между параметрами наблюдаемого сигнала и параметрами эталона. Процесс распознавания состоит в следующем. Во-первых, на основе априорного описания множества сигналов, среди которых распознается принятый, вводится система признаков $\lambda_{ij} \in \Lambda_j$ (i – номер признака; j – номер образца сигнала) и устанавливается решающее правило распознавания, по которому выносится суждение о том, какому из образцов в наибольшей степени соответствуют признаки принятого сигнала. Во-вторых, в процессе работы разведывательный приемник обнаруживает сигнал. Если сигнал обнаружен (установлено его наличие в смеси с шумом на входе), выделяются его признаки λ_i^* , т. е. измеряются те представительные параметры, по которым сигнал может отличаться от любого другого. В-третьих, по результатам этих действий полученные оценки признаков (параметров) сигнала сравнивают с эталонами априори ожидаемых сигналов, то есть λ_i^* сравнивают с λ_{ij} . Если λ_i^* наилучшим образом отвечает набору признаков λ_{ij} устанавливается, что λ_i^* попали в собственные области λ_{ij} , решающее правило предписывает вывод о том, что принят j -й сигнал.

Более сложная ситуация складывается тогда, когда области возможных значений признаков разных сигналов пересекаются, а сами признаки определяются приемником с ошибками. При этом нельзя исключить возможность попадания оценки λ_i^* i -го признака j -го сигнала в область Λ_{ik} возможных значений соответствующего признака k -го сигнала, $k \neq j$. Такие ошибки при некоторых условиях приводят к перепутыванию сигналов и, следовательно, к ошибочному распознаванию. Вероятность такого события совпадает с вероятностью ошибки распознавания структуры $P_{стр}$ сигнала данной РЭС. Это условная вероятность. Она определяется при условии, что сигнал обнаружен.

Представляется очевидным, что вероятность ошибки увеличивается с ростом вероятности неправильного соотнесения признаков данного сигнала к областям значений признаков любого другого. Но эта вероятность тем больше, чем больше ансамбль сигналов, среди которых производится распознавание. Точно также вероятность ошибки распознавания увеличивается с ростом числа признаков сигнала, используемых для формирования эталонов и для сопоставления принятых сигналов с эталонными образцами. Большие ансамбли формируются на основе широкополосных сигналов: чем больше база $B = T \Delta f$ (иногда это произведение называется информационной емкостью сигнала, чтобы подчеркнуть его влияние на параметрическую неопределенность сигнала [11]), тем больше различных сигналов в частотно-временном пространстве $F \times t$ можно разместить.

Другая особенность широкополосных сигналов состоит в их способности обеспечивать высокую информационную скрытность – способность сигнала противостоять несанкционированному раскрытию содержания сообщений, циркулирующих в системе.

Для систем передачи информации стойкость к раскрытию содержания сообщения определяется стойкостью шифра (криптостойкостью) о которой речь ниже. При шифрации сообщение взаимодействует с последовательностью ключа. При этом возможность создания стойкого шифра связана прежде всего с длинной ключевой последовательности: она должна

быть не короче, чем сообщение. Чем длиннее ключевая последовательность, тем выше информационная стойкость сообщения. Но период повторения ключа – это, по сути, длительность сигнала в криптостойкой системе. Поэтому длительность ключевой последовательности – период повторения ключа – определяет базу сигнала.

В радиосистемах управления раскрытие содержания передаваемой информации возможно на основе сопоставления каждого принятого сигнала с тем сообщением, которое его порождает и им передается. Для установления такой связи нужно выявлять изменения, которые вызывает сигнал в состояниях соответствующих объектов управления. При этом очевидно, что информационная скрытность систем радиоуправления тем выше, чем больше разных сигналов способны вызывать одинаковые изменения состояний объектов управления. Но увеличение размеров ансамбля сигналов достигается только за счет увеличения базы сигнала. Таким образом, общей чертой скрытных сигналов и общим показателем скрытности должна служить величина базы сигнала: из двух сигналов потенциально лучшей скрытностью обладает тот, у которого больше база. И это утверждение справедливо для характеристик любых показателей скрытности (энергетической, структурной, информационной) скрытности.

Величина базы сигнала определяет также и его помехозащищенность, о которой также речь ниже.

11.2. Классы широкополосных сигналов

Широкополосные сигналы занимают полосу частот, существенно превышающую ширину спектра переносимого ими сообщения. Образуются широкополосные сигналы за счет расширения полосы или за счет расширения спектра (рис. 11.1)

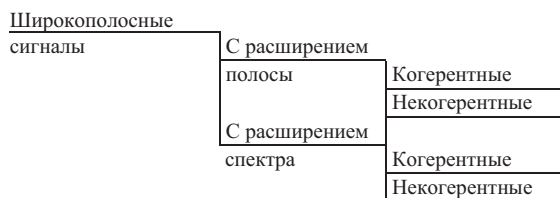


Рис. 11.1. Классификация широкополосных сигналов

Для сравнения двух методов образования широкополосных сигналов на рис. 11.2. приведены структурные схемы устройств формирования сигнала с расширением полосы (рис. 11.2, а) и с расширением спектра (рис. 11.2, б).

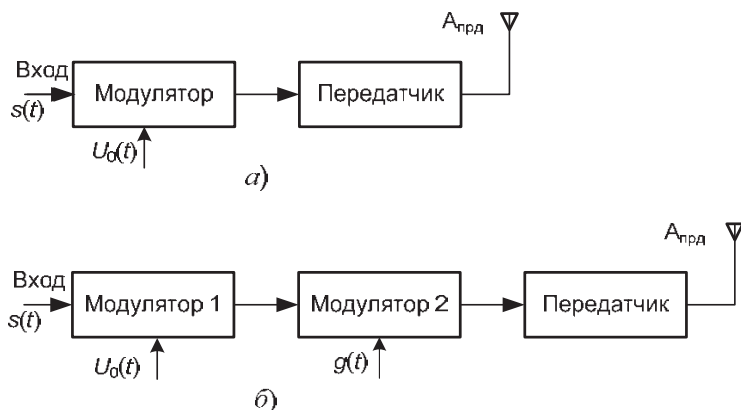


Рис. 11.2. Расширение полосы а) и расширение спектра б)

Расширение полосы достигается за счет такой модуляции несущего колебания $u_0(t)$, при которой формируется сигнал со спектром с полосой более широкой, чем у модулирующей функции $S(t)$. Классический и типичный пример сигнала с расширением полосы – ЧМ колебание с большим индексом $m_{\text{чм}} = \frac{\Delta f_c}{\Delta F} \gg 1$. Расширяется полоса также и цифровыми сигналами, когда применяют помехоустойчивое кодирование.

Общим недостатком систем, использующих расширение полосы, является то, что они способны удовлетворительно работать лишь при больших отношениях сигнал/шум во входной полосе $q_{\text{вх}} \gg 1$, т. е. во всей полосе спектра сигнала. Так, аналоговая ЧМ обеспечивает хорошую работу и позволяет реализовать преимущества широкополосных сигналов лишь при $q_{\text{вх}} \geq m_{\text{чм}}$. При меньших $q_{\text{вх}}$ наступает подавление сигнала шумом.

Расширение спектра образуется в результате модуляции несущего колебания специальной функцией $g(t)$, не зависящей от передаваемого сообщения. Поэтому сигналы с расширением спектра иначе называются сложными сигналами или сигналами с многоступенчатой модуляцией. Операции, которые выполняются для расширения спектра модуляторами Мод.1 и Мод.2 схемы рис. 11.3, б, можно поменять местами: сначала модулировать передаваемым сигналом $S(t)$ расширяющую функцию $g(t)$, а потом колебанием с расширенным спектром, модулировать несущую $u_0(t)$. В этом случае $g(t)$ называется поднесущим колебанием, а сформированный на выходе сигнал – сложным сигналом с многоступенчатой модуляцией и с поднесущими (чаще всего – импульсными поднесущими) [11].

Как правило, за счет расширения спектра формируются сигналы, занимающие более широкий диапазон частот, чем при расширении полосы. Расширяющая функция $g(t)$ выбирается одинаковой для передатчика и приемника, так что на приемной стороне имеется возможность провести обратное преобразование ("сворачивание") спектра, при котором снимается модуляция и сигнал фильтруется в полосе сообщения.

Для расширения спектра модулируют амплитуду, фазу или частоту сигнала:

$$s(t) = g(t) A_c(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (11.3)$$

где $A_c(t)$ – амплитуда, а $\varphi(t)$ – фаза сигнала, модулированного сообщением $S(t)$.

В результате модуляции расширяющей функцией $g(t)$ образуются следующие колебания. При балансной модуляции сигнала (БМ):

$$S(t) = g(t) A_c(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]; \quad (11.4)$$

при фазовой модуляции сигнала (ФМ):

$$S(t) = A_c(t) \cos[\omega_0 t + \Delta\varphi g(t) + \varphi(t)]; \quad (11.5)$$

и при частотной модуляции (ЧМ):

$$S(t) = A_c(t) \cos\left[\omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t g(\tau) d\tau + \varphi(t)\right]. \quad (11.6)$$

К расширяющей функции предъявляются определенные требования. Во-первых, $g(t)$ должна быть детерминированной: иначе невозможно иметь идентичные реализации расширяющей функции на приемной и на передающей стороне. Во-вторых, сама $g(t)$ должна иметь широкий равномерный спектр (большую базу), а следовательно, относительно большую длительность и узкую автокорреляционную функцию с малыми боковыми выбросами. В-третьих, ансамбль разных расширяющих функций $g_i(t)$, $i \in 1:I$, используемых разными системами или одной многоканальной системой должен обладать хорошими взаимокорреляционными свойствами: любые $g_i(t)$ и $g_j(t)$, $j \neq i$, $j, i \in 1:I$ должны быть коррелированы в минималь-

ной степени. В-четвертых, желательно, чтобы расширяющая функция была периодической, так как это облегчает построение генераторов (синтезаторов) $g(t)$.

Связь свойств расширяющей функции $g(t)$ со свойствами полученных в результате расширения спектра широкополосных сигналов, иллюстрируется графом рис. 11.3.

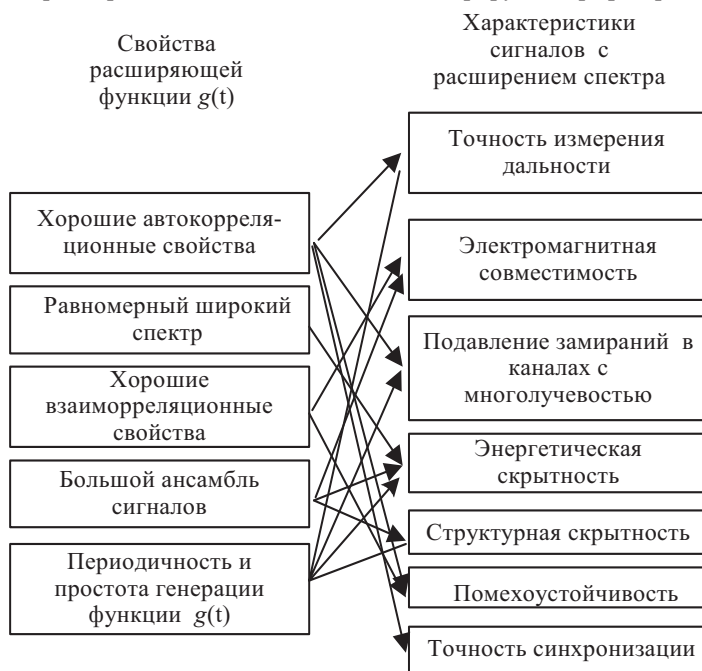


Рис. 11.3. Свойства сигналов с расширением спектра

Расширяющая функция $g(t)$ может быть аналоговой, импульсной, дискретной или цифровой. Самые большие возможности для создания широкополосных сигналов открывает применение дискретных по уровню и по времени расширяющих функций, получаемых на основе цифровых кодовых последовательностей.

В некоторых случаях возможно одновременное расширение спектра и полосы сигнала. Например, наряду с применением расширяющей функции $g(t)$ используют цифровое помехоустойчивое кодирование.

Сигналы с расширением спектра делятся на когерентные и некогерентные. Пример некогерентного сигнала с расширением спектра — пачка радиоимпульсов, модулированных по амплитуде (АИМ). У такого сигнала информацию переносит амплитуда сигнала, а импульсная последовательность расширяет спектр. Другой характерный пример — сигналы с перестройкой частоты по случайному или псевдослучайному закону (ППРЧ — псевдослучайная перестройка частоты, скачки частоты).

Некогерентные сложные сигналы характеризуются отношением полосы спектра сигнала F к информационной полосе $\Delta f_{\text{инф}}$ или, что то же самое, к скорости передачи информации V_F :

$$B' = \frac{F}{\Delta f_{\text{инф}}} = \frac{F}{V_F}. \quad (11.7)$$

Это соотношение является эквивалентом базы для некогерентных сигналов и определяет выигрыш в помехоустойчивости при выделении широкополосных сигналов на фоне шумов.

Когерентные сложные сигналы по большинству показателей превосходят сигналы с некогерентным расширением спектра. Но некогерентные сигналы проще для реализации как приемников, так и передатчиков (модуляторов).

В процессе приема и обработки широкополосного сигнала в оптимальном приемнике происходит уже упомянутое выше "сворачивание" или "сжатие" сигнала с базой $B \gg 1$ в простой сигнал с базой $B \approx 1$, содержащий сообщение. Эффект сжатия – это основная особенность как самого сложного когерентного сигнала, так и оптимального приемника для него. Различают два вида сжатия сигнала: по времени и по частоте. Предельный коэффициент сжатия по времени и по частоте один и тот же. Он равен базе сигнала и достигается в оптимальном, идеально согласованном с сигналом, приемнике. Физически сжатие достигается за счет суммирования всех спектральных составляющих сигнала с компенсацией различий их фазовых набегов, т. е. за счет когерентного накопления. При таком суммировании сложный сигнал упрощается, превращаясь в простой с базой, близкой к единице.

С базой сигнала, определяющей большинство его свойств, связаны и другие количественные характеристики – сигнальная функция и функция неопределенности, размер ансамбля сигналов при заданной базе, взаимокорреляционные свойства "ансамбля" сигналов при заданной базе, алгоритмы и схемы формирования сигналов [11].

11.3. Широкополосные сигналы с ЧМ

Ширина спектра ЧМ сигнала $\Delta f_c \approx 2F_{\max}(m_{\text{чм}}+1)$ примерно равна двойной девиации частоты f_d при больших индексах модуляции $m_{\text{чм}} \gg 1$ и равна удвоенной верхней частоте $F_{\max}$ в спектре модулирующей функции при малых индексах $m_{\text{чм}} \ll 1$ [11]. Иначе говоря, индекс

частотной модуляции $m_{\text{чм}} = \frac{f_d}{F_{\max}}$ может служить мерой расширения полосы при формиро-

вании широкополосного сигнала за счет расширения полосы: $B = \frac{\Delta f_c}{F_{\max}} = 2(m_{\text{чм}} + 1)$.

Широкополосные сигналы с ЧМ находят применение прежде всего в радиолокационных системах. Из множества возможных законов изменения частоты внутри импульсов радиолокационного сигнала преимущественно используют линейную частотную модуляцию (ЛЧМ). При этом база сигнала может достигать сотен и тысяч. Ограничения на величину базы в основном технические, накладываемые возможными построения устройств согласованной обработки ЛЧМ сигнала в приемных устройствах РЛС. В системах связи применяют ЧМ, но с не очень большими индексами $m_{\text{чм}} \leq 3 \dots 5$. В системах передачи данных с кодовой импульсной модуляцией и манипуляция частоты несущего колебания (КИМ-ЧМн) также не обеспечивается значительное расширение полосы по сравнению с шириной спектра модулирующей функции.

Технически сигналы с ЧМ формируются синтезаторами частот, у которых частота выходного колебания однозначно определяется значением входного цифрового или аналогового сигнала. Для получения СВЧ сигналов с частотной модуляцией по любому закону очень удобны лампы бегущей волны (ЛБВ) или обратной волны (ЛОВ) [20]. Частотные модуляторы на этих устройствах используют эффект зависимости частоты выходного колебания от напряжения на замедляющей системе. Такие генераторы способны обеспечивать формирование сигнала с очень большой базой при высокой выходной мощности, хорошим КПД и при высоком постоянстве уровня выходного сигнала во всем диапазоне перестройки частоты.

11.4. Расширение спектра за счет бинарной фазовой модуляции

В последнее время очень распространились способы формирования сигналов с большой базой на основе кодов (дискретных расширяющих функций), управляющих фазой сигнала (11.5). Цифровая техника позволяет формировать такие коды с большой точностью

и стабильностью, что в сочетании с высокой стабильностью когерентной несущей повышает точность формирования зондирующего сигнала РЛС, а также информационных и опорных сигналов в радиосистемах связи и передачи данных. Все это кроме обеспечения высокой скрытности создает дополнительные возможности как по улучшению характеристик РЭС и повышению точности измерения параметров сигналов, так и по удобству сопряжения радиолиний с цифровыми сигнальными процессорами.

Двузначную (знакопеременную) последовательность $\{g\}$, принимающую значения ± 1 , можно связать с числовой последовательностью $\{a\}$:

$$a_k = 0,5(1 + g_k); a_k \in \{0; 1\} \quad g_k \in \{-1; 1\}. \quad (11.8)$$

Для фазовой манипуляции сигнала используются различные кодовые последовательности. Прежде всего – линейные рекуррентные кодовые последовательности на основе кодов Баркера, последовательности Лежандра и Холла, М-последовательности, коды Голда, последовательности с периодом, равным произведению простых чисел [11].

Из линейных последовательностей наибольшее применение получили М-последовательности и последовательности Голда. Для генерирования линейных последовательностей используют регистры сдвига с линейными обратными связями. Последовательность символов $\{a_k\}$, вырабатываемая регистром сдвига, удовлетворяет рекуррентному правилу

$$a_k = c_1 a_{k-1} + c_2 a_{k-2} + \dots + c_m a_{k-m} = f(a_{k-1}, \dots, a_{k-m}), \quad (11.9)$$

где символы a_k , так же, как и коэффициенты c_k , принимают значения 0 или 1, а операции сложения и умножения производятся по модулю 2. Число m называется памятью последовательности. Соотношение (11.9) – ни что иное, как рекуррентное правило. Из этого соотношения следует, что устройство, вырабатывающее линейную двоичную последовательность, должно в каждом такте времени запоминать m последних символов $a_{k-1}, a_{k-2}, \dots, a_{k-m}$, последовательности $\{a_k\}$, умножать их на весовые коэффициенты $c_1, c_2, \dots, c_m$, задаваемые правилом кодирования, и суммировать по модулю 2 результаты умножения.

Корреляционные и спектральные свойства линейных кодовых последовательностей изучены достаточно хорошо и подробно изложены в литературе. Последовательности обладают рядом замечательных свойств. Но они имеют и существенный недостаток, заключающийся в низкой структурной скрытности. Так, для раскрытия структуры линейного кода средством радиоразведки (точнее, аналитику, исследующему результат радиоперехвата) достаточно безошибочно принять $2m$ следующих подряд элементов. Если средство радиотехнической разведки не в состоянии точно восстановить $2m$ символов, нужно принять более длинную реализацию сигнала и восстановить последовательность, используя избыточность. Но когда последовательность восстановлена, приемное устройство средства разведки, в принципе, может сворачивать широкополосный сигнал точно так же, как это делает собственный абонентский приемник подавляемой РЭС. Очевидно, при этом сводятся на нет все преимущества по высокой помехозащищенности и скрытности сигнала с расширением спектра.

Более высокую структурную скрытность имеют нелинейные последовательности, воспроизведение структуры которых невозможно в линейных генераторах.

Одним из вариантов формирования нелинейных последовательностей является использование генератора линейных рекуррентных последовательностей максимальной длины регистра сдвига (ЛРПМ) с включением на выходе этого генератора нелинейных элементов. Так, в алгоритме Ристенбатта используется генератор ЛРПМ, нелинейная логика (И, ИЛИ, НЕ) на выходе которого охватывает все ячейки регистра сдвига. Схема генератора Ристенбатта представлена на рис. 11.4.

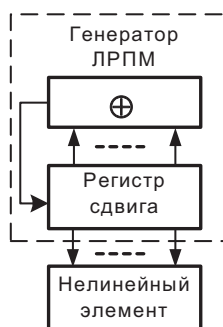


Рис. 11.4. Генератор Ристенбатта

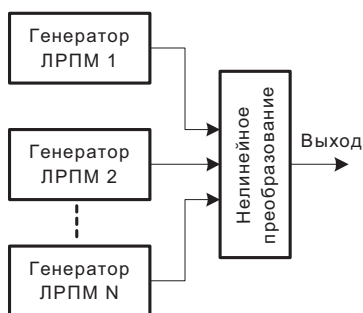


Рис. 11.5. Генератор Джеффа

Принцип формирования нелинейных последовательностей путем комбинирования символов с выходов нескольких генераторов ЛРПМ реализуется в генераторе Джеффа (рис. 11.5).

Метод Грота усложняет алгоритм Джеффа комбинированием его с алгоритмом Ристенбатта рис. 11.6.

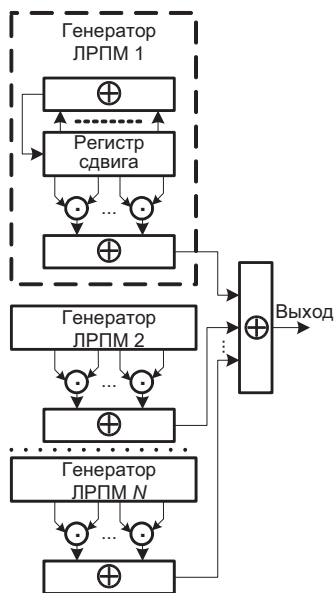


Рис. 11.6. Генератор Грота

В соответствии с этим алгоритмом количество n_1 умножителей и объем памяти для n ЛРПМ связаны соотношением $n_1 = \frac{n}{2}$. С учетом циклических сдвигов генератор позволяет получить $\frac{2^n}{N}$ псевдослучайных последовательностей (ПСП) с периодом N .

Недостатком нелинейных последовательностей является увеличение разбаланса между числом единиц и нулей. Нарушение баланса приводит к ухудшению корреляционных свойств последовательностей. Для устранения указанного недостатка складывают символы нелинейной последовательности с символами исходной ПСП, а также применяют сверточное кодирование нелинейных ПСП.

Особенность формирования каскадных кодов состоит в том, что выходной сигнал предыдущего каскада управляет тактированием последующего каскада, например, как на рис. 11.7, где представлен вариант схемы формирования такой ПСП.

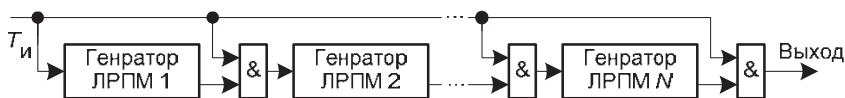


Рис. 11.7. Формирователи каскадных кодов

Разумеется, здесь перечислены далеко не все, а лишь наиболее распространенные алгоритмы и схемы формирования нелинейных ПСП. Кроме них встречаются ПСП, формируемые на основе ортогональных многочленов Холла, Якоби, Лежандра, Чебышева, Пэли – Плоткина и т. д. Нелинейные рекуррентные последовательности с периодом 2^m получили название полных кодовых колец [11].

Полные кодовые кольца замечательны тем, что на их основе можно сформировать ансамбли биортогональных последовательностей, применяемых при многопозиционном кодировании информации, ансамбли ортогональных сигналов для синхронных систем связи с кодовым разделением каналов, а также и других полезных применений. В настоящее время известны несколько типов биортогональных последовательностей, в основу которых положены последовательности из матриц Адамара и специальные видоизменяющие последовательности, обеспечивающие оптимизацию форм авто- и взаимокорреляционных функций. Однако объемы ансамблей этих последовательностей ограничены, в отличие от ансамблей биортогональных последовательностей, которые можно получить на основе полных кодовых колец. Можно утверждать, что объемы ансамблей последовательностей на основе полных кодовых колец достаточно велики для удовлетворения любых практических потребностей.

Нелинейные последовательности на основе полных кодовых колец формируются на выходах регистра сдвига с нелинейными обратными связями. Для примера на рис. 11.8 изображена схема такого генератора, использующего четырехразрядный сдвиговый регистр. На практике, разумеется, используются более длинные регистры.

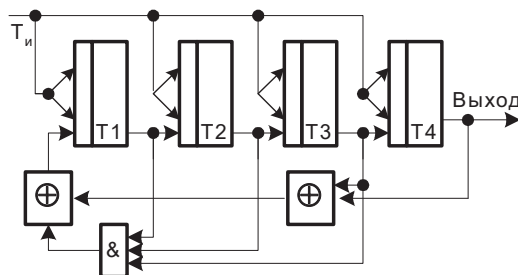


Рис. 11.8. Генератор последовательностей на основе полных кодовых колец

Линейная обратная связь обеспечивается сложением по модулю 2 выходов разрядов третьего и четвертого регистра сдвига, формирующего М-последовательность. Особенностью линейного генератора является недопустимость нахождения всех его разрядов в нулевом состоянии. Поэтому в М-последовательности отсутствует комбинация из m (в данном случае из четырех) нулей. Нелинейная обратная связь организуется схемой &, подключенной к единичным выходам первых трех разрядов регистра сдвига. Выход схемы & складывается по модулю 2 с выходом цепи линейной обратной связи. При использовании нелинейной обратной связи допустимо нахождение всех разрядов регистра в нулевом состоянии. В вырабатываемой таким регистром последовательности время от времени обязательно присутствует комбинация из m нулей. Таким образом, М-последовательность трансформируется в полное кодовое кольцо. Показано, что число последовательностей кодовых колец с периодом 2^m равно

$$n = 2^{2^{(n-1)} - n}. \quad (0.1)$$

Корреляционные свойства сигналов, полученных на основе полных кодовых колец, исследовать довольно трудно. В основном для анализа спектральных и корреляционных свойств используются численные методы [11].

11.5. Расширение спектра за счет перестройки частоты

Перестройка несущей частоты РЭС – едва ли не самый старый способ обеспечения скрытности. Сначала рабочую частоту перестраивали время от времени. Например, в каждом новом сеансе работали на другой несущей частоте, известной приемнику собственной системы и неизвестной разведке. По мере увеличения оперативности средств РПТР потребовалось переключать рабочую частоту чаще, несколько раз за сеанс. При выборе скорости переключений исходят из того, что скрытность может быть обеспечена, если продолжительность работы на каждой частоте не больше, чем время определения частоты средством разведки. Практически в РЛС частоту меняют скачком от одного зондирующего импульса к другому (если за это время удастся перестроить параметры ФАР). В системах передачи данных несущая частота сигнала может меняться от одного символа передаваемого сообщения к другому или даже чаще. В этом последнем случае каждый символ передается несколькими последовательно излучаемыми радиоимпульсами разных частот.

Предположим, что передатчик РЭС, от которого требуется скрытность, может работать на одной из N сменных несущих частот f_{ci} , $i \in 1:N$. Средство противодействия способно создавать помеху на частотах f_{nj} , выбранных из того же множества $j \in 1:N$. Все эти частоты известны средству противодействия по накопленным за длительное время данным радиотехнической разведки. Эффективность противодействия характеризуется вероятностью подавления РЭС P_{ij} . В зависимости от конкретных условий показатель подавления P_{ij} может быть вероятностью ошибки приема сообщения в системе передачи информации, вероятностью ошибки при приеме сигнала от радиолокационной цели или вероятностью некоторой другой ошибки. Если противник угадал рабочую частоту передатчика и поставил на этой частоте прицельную помеху, он обеспечит подавление РЭС с вероятностью P_{ii} . Если не угадал, эффективность противодействия будет ниже, а качество маскировки, соответственно, выше: $P_{ij} \leq P_{ii}$ для всех $i \neq j$. Очевидно, усредненное по множеству всех возможных ситуаций, складывающихся в конфликте средств радиопротиводействия и радиозащиты, значение показателя эффективности маскировки будет

$$\langle P \rangle = P_{ii} \frac{1}{N} + P_{ij} \frac{N-1}{N} \rightarrow P_{ij} \text{ при } N \rightarrow \infty. \quad (0.2)$$

Если только $P_{ij} \leq P_{ii}$, а это условие обязательно должно выполняться для любой помехозащищенной системы, из (11.11) следует, что $\langle P \rangle$ увеличивается с ростом числа рабочих

частот N , убывает и стремится к P_{ij} . Иначе говоря, при использовании для маскировки скачков по частоте, скрытность РЭС возрастает с ростом числа рабочих частот.

В простейшем случае при использовании скачков по частоте на каждой из рабочих частот f_{ci} , $i \in 1; N$ излучается простой узкополосный сигнал, у которого $B_1 = \Delta f t \sim 2$. Спектральные полосы шириной Δf , отводимые для размещения спектра сигнала около каждой из рабочих частот f_i , не должны перекрываться. Следовательно, как показано на рис. 11.9, для работы маскируемого РЭС, нужно отвести полосу частот не меньшую, чем $\delta f = 2(N+1)\Delta f$.

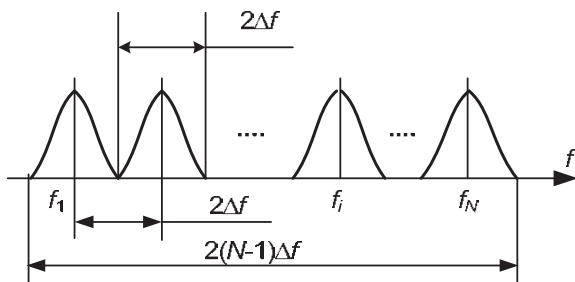


Рис. 11.9. Спектр сигнала при ППРЧ

Это означает, что база сигнала, образованного в результате расширения спектра за счет скачков по частоте, оказывается равной

$$B = 2(N+1)\Delta f t = (N+1)B'. \quad (11.12)$$

Но расширение спектра за счет использования скачков по частоте даст полезный эффект для маскировки излучения РЭС только в том случае, если конкретное значение несущей частоты сигнала, выбранное РЭС в каждый данный момент времени, известно собственному приемнику и неизвестно приемнику средства разведки. Иначе говоря, закон изменения частоты должен быть детерминированным для своего приемника, но случайным для приемника средства разведки. Поэтому для управления генераторами, обеспечивающими работу на переключаемых скачками дискретных частотах, используют псевдослучайные последовательности. Формируемые такими генераторами сигналы с расширением спектра называют сигналами с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). Требования к структуре последовательностей, управляющих несущей частотой в системах с ППРЧ, те же, что и в системах с дискретной псевдослучайной фазовой модуляцией. Схема, иллюстрирующая метод формирования сигнала с ППРЧ, представлена на рис. 11.10.

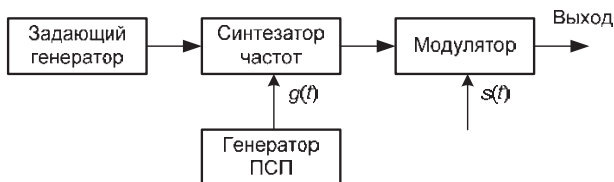


Рис. 11.10. Формирование сигнала с ППРЧ

Синтезатор частот в схеме рис. 11.10 осуществляет такое преобразование частоты опорного колебания, создаваемого задающим генератором, которое определяется текущим значением расширяющей псевдослучайной последовательности $g(t)$. Таким образом, несущая частота колебания на выходе синтезатора, на которое в модуляторе МОД накладывается передаваемое сообщение или запросный сигнал РЛС, будет случайной для приемника средства разведки, но точно известна приемнику собственной системы, имеющему такие же задающий генератор, синтезатор и генератор ПСП.

При выборе структуры псевдослучайной последовательности $g(t)$, расширяющей спектр сигнала с ППРЧ, учитываются те же соображения, что и при расширении спектра за счет дискретной ФМ (разд. 11.4).

Несущая частота сигнал при ППРЧ может изменяться в очень широких пределах, т. е. за счет скачков частоты можно обеспечить очень сильное расширение спектра, гораздо большее, чем за счет дискретной ФМ. Но при дискретном переключении частот обычно не обеспечиваются нулевые скачки фазы, т. е. фаза сигнала на каждом новом значении несущей частоты оказывается случайной, не связанной с фазой предыдущей частотной посылки. Это делает невозможным когерентное накопление на приемной стороне сигналов, переданных на разных частотах. И чем короче длительность излучения каждой дискретной частоты, тем лучше скрытность сигнала, но тем меньше возможности по его когерентному накоплению (сжатию). Практически считается, что сжатие сигнала с ППРЧ возможно только в пределах времени передачи одной частоты. Сокращение времени когерентной обработки приходится компенсировать увеличением мощности сигнала, что непременно снижает показатели энергетической скрытности. Тем не менее, техническая простота генерации сигналов со скачками частоты и возможность получения значительного расширения спектра обеспечивают таким сигналам большую популярность. Для дальнейшего улучшения скрытности и других показателей радиосистем с ППРЧ применяют расширение спектра или полосы внутри каждой дискретной частотной посылки. Так, для расширения полосы сигналов РЛС с ППРЧ применяют внутриимпульсную ЛЧМ модуляцию. Расширение спектра может быть получено за счет дискретной фазовой модуляции сигналов, перестраиваемых по частоте, т. е. за счет применения сигналов с дискретной частотно-фазовой модуляцией.

11.6. Сигналы с частотно-фазовой манипуляцией

Сигналы, полученные в результате манипуляции несущей одновременно по частоте и фазе (ЧФМ сигналы), могут рассматриваться как результат дальнейшего развития ФМ и ППРЧ сигналов. Но в отличие от ППРЧ у этих сигналов при смене частоты фаза меняется непрерывно. Интерес к ЧФМ сигналам объясняется несколькими причинами. Основные из них: возможность построения больших ансамблей ортогональных сигналов с повышенной структурной скрытностью, относительная простота получения больших значений базы сигнала, возможность перекрыть большие диапазоны частот при наличии синтезаторов сигнала, работающих на сравнительно низких тактовых частотах, возможность раздельного выбора законов модуляции фазы и частоты для построения сигналов с заданными корреляционными свойствами.

В качестве примера можно рассмотреть построение ЧФМ сигнала, период которого включает L радиоимпульсов длительностью τ_n , с относительным частотным смещением каждого такого импульса на величину $N_i \Delta f$ и внутриимпульсной фазовой манипуляцией по закону двоичной последовательности. Возможны три вида модуляции двоичной последовательностью: каждый частотный элемент включает период одной и той же фазовой последовательности; каждый частотный элемент включает разные фазовые последовательности; частотная составляющая включает сегмент фазовой последовательности.

Комплексная огибающая ЧФМ сигнала может быть представлена в виде

$$S(t) = \sum_{i=1}^L \sum_{r=1}^M a_{kg}^i \left[t - (k-1)\tau_n - M(i-1)\tau_n \right] \cdot \exp \left\{ i(N_i - N_n) \Delta \omega \left[t - \tau_n(k-1) \right] - T_0(i-1) \right\}. \quad (11.13)$$

Структурная схема синтезатора ЧФМ сигнала изображена на следующем рис. 11.11.

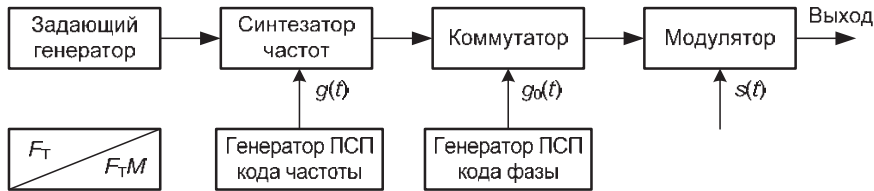


Рис. 11.11. Синтезатор ЧФМ

Длительность, ширина спектра и база сигнала с ЧФМ могут быть определены следующим образом:

$$T = ML\tau_n; \quad (11.14)$$

$$T = ML\tau_n; \quad (11.15)$$

$$F \cong \frac{1}{\tau_n} [1 + D'(L-1)], \quad (11.16)$$

$$B = 2FT = 2ML[1 + B'(L-1)], \quad (11.17)$$

где $B' = \Delta f \tau_n$.

Частными случаями сигнала являются дискретно-частотно-модулированный (ДЧМ) сигнал при $M=1$ и ФМ сигнал при $L=1$.

При заданной τ_n , определяемой быстродействием цифровых синтезаторов кода, увеличение базы ЧФМ сигнала легко может быть достигнуто как за счет увеличения длительности сигнала (как для ФМ сигнала), так и за счет увеличения его полосы (как для ДЧМ сигнала). Это обеспечивает возможность построения ансамблей ЧФМ сигналов с большим значением базы, получение которых при ФМ и ДЧМ сигналах может представлять технические трудности.

Анализ сигнальной функции, определяющей большинство свойств ЧФМ сигналов, достаточно сложен. Еще сложнее обратная задача – подбор модулирующих числовых последовательностей $g(t)$ и $g_\phi(t)$ под заданные характеристики ЧФМ сигнала, которыми обычно являются ширина главного лепестка и уровни боковых выбросов сигнальной функции [11]. Аналитически значения для выбросов функции неопределенности могут быть получены только в дискретных узловых точках:

$$p = \left\lceil \frac{\tau}{M\tau_u} \right\rceil; \gamma = \left\lceil \frac{\tau}{\tau_u} \right\rceil - Mp; u \eta = \left\lceil \frac{\Omega}{\Delta\omega} \right\rceil. \quad (11.18)$$

В этих точках можно порознь подбирать расширяющие числовые последовательности $g(t)$ и $g_\phi(t)$ для модуляции частоты и фазы ЧФМ сигнала.

11.7. Принцип работы РЛС со сложными сигналами

Основной причиной появления РЛС со сложными сигналами явилось стремление увеличить дальность действия РЛС. Как известно, дальность действия РЛС при реализации оптимального приема отраженных от цели сигналов зависит не от импульсной, а от средней мощности излучаемых сигналов. Простейшим методом увеличения средней мощности при ограниченной величине импульсной мощности явилось увеличение длительности излучаемых высокочастотных импульсов. Но при этом ухудшается разрешающая способность по дальности, поскольку она определяется длительностью сигнала, хотя и улучшается разрешающая способность по скорости. Найти приемлемое техническое решение в данной ситуации помог принцип неопределенности в радиолокации [7]. Смысл его заключается в том, что для любого сигнала существуют определенные пределы предельной точности измерения дальности

сти и скорости, обусловленные его структурой: $\sigma_D \sigma_V = \text{const}$. Стремление увеличить точность измерения любого указанного параметра неизбежно приводит к ухудшению разрешающей способности по другому параметру. Выход из этого был найден благодаря применению радиоимпульсов с внутриимпульсной модуляцией по частоте или манипуляции по фазе. В этом случае спектр сигнала расширяется и открывается возможность за счет увеличения длительности импульса существенно увеличить дальность действия радиолокатора, не ухудшая разрешающей способности по дальности и скорости. В результате появился новый тип радиолокаторов со сжатием радиоимпульсов.

Широкому распространению таких радиолокаторов также способствовала повышенная скрытность их работы и высокая помехозащищенность. Современные РЛС, работающие с простыми сигналами, обладают высокими спектральными плотностями излучаемой мощности в силу их сравнительной узкополосности. Это обеспечивает их обнаружение, но излучению с помощью приемников РТР как по главному лепестку, так и по боковым лепесткам диаграммы направленности их антенн. В результате такие РЛС подвержены действию организованных помех и противорадиолокационных ракет, наводимых по их излучению. Использование широкополосных сигналов с высоким коэффициентом заполнения в сочетании с антеннами с низким уровнем боковых лепестков ДН позволяет существенно снизить возможность перехвата сигналов и защитить РЛС со сложными сигналами от большинства известных угроз. При этом в таких РЛС может применяться программное управление мощностью для обеспечения излучения только в необходимые для измерения характеристик цели моменты времени и с такими уровнями мощности, которые соответствуют обнаруживаемой цели. Снижение возможности обнаружения широкополосных РЛС по их излучению также обусловливается применением в них сигналов со сложной структурой, требующей при их приеме согласованных фильтров. Важным при этом является то, что согласованный фильтр строится на основе знания тонкой структуры сигнала и только при этом обеспечивает оптимальную обработку принимаемого сигнала. Любое несоответствие структур согласованного фильтра и сигнала приводит к энергетическим потерям. Вскрытие тонкой структуры сложного сигнала с помощью приемника РТР маловероятно, поэтому прием сложных сигналов преимущественно будет проходить с существенным их ослаблением по сравнению с оптимальным приемом, что приведет к снижению вероятности обнаружения таких сигналов. Исключением могут быть сигналы с ЛЧМ, формируемые с помощью дисперсионной линии задержки, так как такая линия может быть использована в приемнике РТР. Повторяемость структуры сигнала позволяет в этом случае реализовать в приемнике РТР согласованный фильтр, перестраиваемый адаптивно или по априорной информации о наклоне ЛЧМ. Другим типом сигнала, который также может обеспечить повышенную скрытность работы РЛС, является псевдослучайный импульсный сигнал с частотной перестройкой. Для приема такого сигнала приемник РТР должен расширять полосу пропускания до диапазона перестройки частоты РЛС, что неизбежно приведет к снижению его чувствительности и, как следствие, к снижению возможности перехвата сигналов такой РЛС. Высокая помехозащищенность РЛС со сложными сигналами связана не только с повышенной скрытностью работы, но и с возрастанием трудностей по формированию им помехи. В последнем случае, как будет показано ниже, приходится согласовывать помеху по структуре с сигналом РЛС и значительно увеличивать уровень мощности помехи, а также возрастают требования к быстродействию помеховой аппаратуры при формировании помехи [20].

11.8. Работа РЛС с ЛЧМ- и ФКМ-сигналами

В настоящее время РЛС с ЛЧМ-сигналами, как и с ФКМ-сигналами, получили наиболее широкое распространение. В РЛС с ЛЧМ-сигналами излучается последовательность достаточно длинных импульсов с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией. Первичным источником широкополосного сигнала является короткоимпульсный генератор. Генерируемый им сигнал подается на дисперсионный фильтр, где преобразуется в ЧМ-импульс

большой длительности благодаря более длительной задержке на верхних частотах спектра короткого импульса, чем на нижних частотах. После усиления в широкополосном СВЧ-усилителе сформированный ЧМ-импульс излучается через переключатель приема-передачи и антенну. Отраженный от цели сигнал через ту же антенну и переключатель приема-передачи поступает на вход приемного устройства, состоящего из широкополосного СВЧ-усилителя, фильтра сжатия и устройства обработки. Фильтр сжатия осуществляет более длительную задержку на нижних частотах, чем на верхних, в результате на его выходе формируется импульс длительностью, равной длительности исходного импульса, формируемого короткой импульсным СВЧ-генератором РЛС.

На рис. 11.12 представлена упрощенная структурная схема РЛС с фазокодоманипулированным (ФКМ) сигналом.

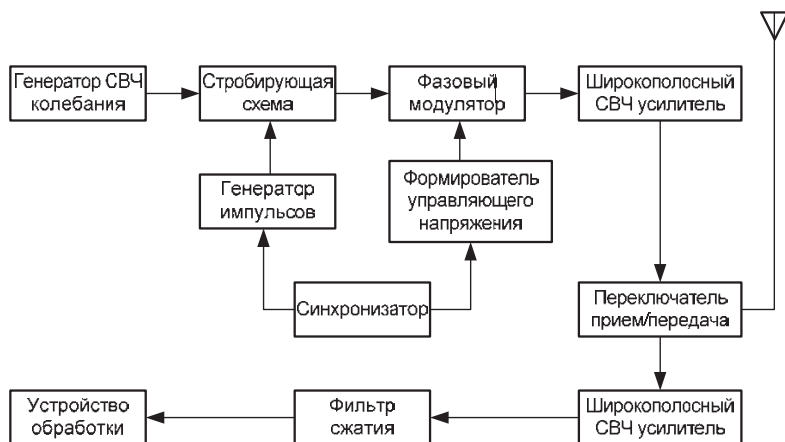


Рис. 11.12. Упрощенная структурная схема РЛС с ФКМ-сигналом и сжатием импульсов

Как видно из рисунка, первичным источником ФКМ-сигналов является генератор непрерывного СВЧ колебания. Этот сигнал подается на стробующую схему и преобразуется в широкие СВЧ-импульсы длительностью $\tau_{\text{и}}$, которые далее поступают на фазовый модулятор и кодируются по фазе с определенным дискретом. С этой целью формируется специальный управляющий код, обычно бинарный, обеспечивающий ступенчатое изменение фазы СВЧ-сигнала на 180° . Отраженный от цели сигнал после усиления в приемнике подвергается сжатию по длительности, осуществляемому, как правило, с помощью линии с отводами, фазовая характеристика которых соответствует обратному коду фазовой манипуляции рабочего импульса РЛС. Например, если код фазовой манипуляции импульса соответствует структуре 11001, где условно под 1 подразумевается значение фазы 0, а код 0 – значение фазы 180° , то фазовая характеристика отводов линии задержки фильтра должна соответствовать структуре 10011. В результате осуществляется когерентное сложение и формирование узкого импульса с длительностью, равной длительности дискрета кода. Образующиеся в процессе сжатия боковые лепестки имеют малую величину, если при фазовой манипуляции применяются оптимальные коды.

11.9. Общие принципы организации РЭП РЛС со сложными сигналами

Следует отметить, что РЛС со сложными сигналами не обладают специфическими, только им присущими функциями. В зависимости от назначения они могут решать задачи дальнего и ближнего обнаружения целей, опознавания, целеуказания, сопровождения, наведения ракет и управления артиллерийским огнем. В соответствии с этим сохраняются общие принципы организации РЭП таких РЛС, присущие РЛС с простыми сигналами, меняются только энергетические требования и техника создания помех. Например, для того чтобы

осложнить решение задачи обнаружения цели и определения ее местоположения, можно применять маскирующие и имитирующие помехи. В качестве маскирующих помех можно использовать шумовые помехи и дипольные отражатели. Передатчик шумовой помехи при этом должен обладать высокой мощностью, что вытекает непосредственно из принципа сжатия радиоимпульса.

Известно, если дисперсионная линия задержки не имеет потерь, то в соответствии с принципом сохранения энергии справедливо равенство

$$P_{с.вх} \tau_{и} = P_{с.вых} \tau_{сж},$$

где $P_{с.вх}$ и $P_{с.вых}$ — импульсная мощность входного и выходного сигналов;
 $\tau_{и}$ и $\tau_{сж}$ — длительность входного и выходного (сжатого) импульса.

Отсюда мощность входного сигнала при прохождении через дисперсионную линию задержки без потерь увеличивается в значение коэффициента сжатия раз. Если на вход приемника со сжатием поступает шумовой сигнал, частота и амплитуда которого меняются по случайному закону, то его мощность при прохождении через дисперсионную линию задержки не изменяется (сжатия не происходит). В результате при одновременном воздействии на РЛС со сжатием импульса отраженного сигнала от цели и шумовой помехи отношение мощностей сигнала и помехи при прохождении приемника со сжатием длительности импульса будет возрастать в коэффициент сжатия раз.

Поэтому для создания одинакового эффекта подавления мощность шумовой помехи в случае РЛС со сжатием должна быть в значение коэффициента сжатия раз больше, чем при воздействии на РЛС простым импульсным сигналом и той же величиной импульсной мощности. С энергетической точки зрения более предпочтительным может оказаться не маскировка, а имитация ложной обстановки путем создания ложных целей, что обычно достигается использованием многократных ответных помех, БПЛА и вынесенных за пределы защищаемого объекта передатчиков помех. Но при создании имитационных помех возникает потребность анализа или сохранения в ЗУ тонкой структуры сигнала РЛС и соответствующего согласования структуры помехи или воспроизведения запомненной копии сигнала. Помеха, образуемая за счет отражений от местных предметов, также не будет подвергаться сжатию, что уменьшает ее влияние на работу РЛС со сжатием импульса по сравнению с обычной импульсной РЛС.

11.10. Сравнение дальности действия РЛС со сложными сигналами и систем РТР

Отношение дальности, на которой приемник системы РТР обнаруживает радиолокационный сигнал ($R_{ртр}$), к дальности обнаружения цели РЛС ($R_{рлс}$) определяется как

$$\left(\frac{D_{ртр}}{D_{рлс}} \right) = R_{рлс} \sqrt{\frac{4\pi G'_{пер.рлс} G_{пр.ртр} L_{ртр}}{\Delta \sigma G_{пер.рлс} G_{пр.рлс} L_{рлс}}}, \quad (11.19)$$

где Δ — отношение минимальной мощности на входе приемника РТР, требуемой для обнаружения радиолокационного сигнала, к минимальной мощности на входе приемника РЛС, требуемой для обнаружения цели;
 σ — ЭПР цели;
 $G'_{пер.рлс}$ — коэффициент усиления передающей антенны РЛС в направлении на приемник РТР;
 $G_{пр.ртр}$ — коэффициент усиления антенны РТР в направлении на передатчик РЛС;
 $G_{пер.рлс}$ — коэффициент усиления передающей антенны РЛС в направлении на цель;
 $G_{пр.рлс}$ — коэффициент усиления приемной антенны РЛС в направлении на цель;
 $L_{ртр}$, $L_{рлс}$ — потери в каналах приемника РТР и РЛС.

Из (11.12) следует, что чем больше дальность действия РЛС, тем больше отношение дальности действия системы РТР к дальности действия РЛС, а другие параметры приводят к изменению этого отношения дальностей действия системы РТР и РЛС пропорционально квадратному корню этих параметров.

Для обеспечения высокой степени скрытности работы РЛС желательно, чтобы дальность обнаружения цели главным лепестком ДНА РЛС была примерно равна дальности перехвата сигналов РЛС, излучаемых в направлении главного лепестка ДНА, установленной на цели системой РТР, т. е. $D_{\text{ртр}}/D_{\text{рлс}} = 1$. При таком условии дальность действия РЛС составит

$$D_{\text{рлс}} = \sqrt{\frac{\Delta \sigma G_{\text{пр.рлс}}}{4\pi}}. \quad (11.20)$$

Если положить $\sigma = 1 \text{ м}^2$, $G_{\text{пр.рлс}} = 40 \text{ дБ}$, $D_{\text{рлс}} = 10 \text{ км}$, то $\Delta = 50 \text{ дБ}$. Это означает, что для достижения дальности действия РЛС 10 км необходимо, чтобы чувствительность радиолокационного приемника была на 50 дБ выше чувствительности приемника РТР.

Радиолокационная станция обеспечивает наилучшие технические показатели, если в ней используется когерентное накопление всей отраженной от цели энергии за один период ее облучения. В этом случае эффективная полоса собственных шумов приемника РЛС примерно равна обратному значению времени накопления T . Если предположить, что это отношение сигнал/шум на выходе приемника РЛС, требуемое для надежного обнаружения цели, равно отношению сигнал-шум на выходе приемника РТР, необходимому для надежного обнаружения радиолокационного сигнала, и коэффициенты шума обоих приемников примерно равны, то

$$\Delta = \frac{\Delta f_{\text{пр.ртр}}}{\Delta f_{\text{пр.рлс}}}, \quad (13.21)$$

где $\Delta f_{\text{пр.ртр}} > \Delta f_{\text{пр.рлс}}$ – шумовая полоса пропускания приемника РТР и РЛС соответственно.

Последетекторная полоса пропускания приемников РТР равна половине ширины преддетекторной полосы пропускания входного высокочастотного тракта $\Delta f_{\text{пр.ртр}}$. Однако в широкодиапазонных приемниках РТР видеополоса приемника много меньше, чем половина полосы пропускания по высокой частоте, что можно интерпретировать, как некогерентное накопление $(\Delta f_{\text{пр.ртр}}/2\Delta f_{\text{пр.рлс}})$ выборок, в результате чего эффективная шумовая полоса

$$\Delta F_{\text{пр.ртр.эфф}} \approx (2\Delta F_{\text{пр.ртр}})^{\gamma} (\Delta f_{\text{пр.ртр}})^{1-\gamma}, \quad (13.22)$$

где γ – показатель эффективности накопления, который обычно равен 0,7...0,8 и не бывает меньше 0,5. При $\gamma = 0,5$

$$\Delta F_{\text{пр.ртр.эфф}} \approx \sqrt{2\Delta F_{\text{пр.ртр}} \Delta f_{\text{пр.ртр}}}, \quad (13.23)$$

и параметр

$$\Delta \approx T_0 \sqrt{\frac{2\Delta F_{\text{пр.ртр}}}{\Delta f_{\text{пр.ртр}}}}, \quad (13.24)$$

где T_0 – длительность накопления в приемнике.

Для увеличения параметра Δ в РЛС могут быть применены широкополосные сигналы с длительным накоплением. Однако последетекторная полоса пропускания приемника РТР может быть согласована. В этом случае, если в приемнике РТР некогерентное накопление будет производиться за то же время, что и в РЛС, т. е. $2\Delta F_{\text{пр.ртр}} \approx \frac{1}{T_0}$, то

$$\Delta = \sqrt{\Delta f_{\text{пр.ртр}} T_0}. \quad (13.25)$$

Если принять $\Delta f_{\text{пр.ртр}}=1$ и $T_0=1$ мс, то $\Delta=1000$ мс и при $G_{\text{пр.рлс}}=40$ дБ, $\sigma=1$ м² и усилении приемной антенны РТР составляющем 0 дБ, максимальная дальность, при которой обеспечивается скрытность РЛС, будет около 1 км.

Следует отметить, что для приемника РТР с фиксированной полосой пропускания вероятность обнаружения радиолокационного сигнала уменьшается пропорционально увеличению времени когерентного накопления или произведению длительности импульса на его полосу. При некогерентном накоплении в приемнике РТР она будет уменьшаться примерно пропорционально корню квадратному из увеличения произведения длительности сигнала на его полосу. Но даже увеличение Δ от 1000 до 10000 приведет к увеличению дальности всего до 3 км. Среди современных РЛС с повышенной скрытностью преобладают РЛС малой дальности действия. Для того чтобы обнаружить сигналы РЛС по главному лепестку ДНА, достаточна чувствительность приемника РТР равная -110 дБ·Вт, а при чувствительности -116 дБ·Вт приемник РТР обнаружит РЛС на расстоянии, в 2 раза превышающем дальность обнаружения РЛС.

Основной проблемой при перехвате сигналов РЛС со сложными сигналами является обеспечение достаточной чувствительности приемника РТР при обнаружении сигналов большой длительности или с высоким коэффициентом заполнения и хаотической перестройкой несущей частоты в широких пределах при наличии в этом же диапазоне частот большого числа мощных короткоимпульсных сигналов обычных РЛС.

11.11. Приемная аппаратура системы РЭП РЛС со сложными сигналами

Как отмечалось, РЛС с широкополосными сигналами обладают повышенной скрытностью [11]. Поэтому при реализации РЭП таких РЛС требуется специальная приемная аппаратура, способная не только обнаружить такие сигналы, но и провести анализ их тонкой структуры.

Известные супергетеродинные приемники имеют высокую чувствительность и могут обнаруживать РЛС с ЛЧМ-сигналом. При этом возникают энергетические затруднения, поскольку полоса пропускания таких приемников намного уже диапазона перестройки частот радиолокационного сигнала, и в ряде случаев мощность ЧМ-сигнала в пределах этой полосы может оказаться ниже порога чувствительности приемника. В результате дальность обнаружения ЛЧМ-сигналов снизится. При этом, ведя поиск сигналов путем сканирования частоты настройки в заданной полосе частот, супергетеродинный приемник при приеме ЛЧМ-сигналов будет давать различную информацию о частоте сигнала, поскольку будет каждый раз давать те значения частоты, на которую он настроен в рассматриваемый момент времени. Приемник с мгновенным измерением частоты (МИЧ) имеет очень широкую входную полосу частот и обеспечивает мгновенное перекрытие очень большой части частотного спектра. Но его чувствительность ниже чувствительности супергетеродинного приемника. Поэтому дальность обнаружения в этом случае будет меньше дальности обнаружения супергетеродинного приемника. Сортировку сигналов и идентификацию излучателей в первом случае можно вести только по периоду следования импульсов, если он стабильный, а во втором такая сортировка возможна как по периоду следования импульсов, так и по информации о частоте, так как приемник с МИЧ будет определять в качестве частоты сигнала начальную частоту каждого перехваченного сигнала. Поэтому приемник МИЧ обеспечивает получение лучших результатов, чем супергетеродинный приемник. Радиолокационные сигналы со скачкообразным изменением частоты также могут обнаруживаться супергетеродинными приемниками и приемниками с МИЧ. Однако вследствие узкой полосы супергетеродинного приемника импульсные сигналы на его выходе будут возникать в случайные моменты времени, определяемые моментами попадания радиолокационного сигнала в полосу приемника. Поскольку постоянные во времени параметры сигналов в этом случае будут отсутствовать, сортировка и идентификация сигналов с помощью современных процессоров не обеспечивается. При использовании приемника с МИЧ на его

выходе в рассматриваемом случае будет регистрироваться частота каждого импульса, если он по времени будет находиться в пределах чувствительности приемника. Если период следования импульсов будет стабильным, то процессор обеспечит сортировку импульсов, используя этот параметр.

Обработка сигналов с ФКМ в супергетеродинном приемнике близка к обработке ЧМ-сигналов. Если приемник настроен на фиксированную частоту и уровень ФКМ-сигнала достаточен для его приема, то он может обеспечить определение длительности импульсов и периода их повторения. Однако, если он работает в режиме перестройки частоты, то измерение частоты каждого импульса всякий раз будет давать различные значения. При этом, как и в случае с ЛЧМ-сигналами, будут иметь место энергетические потери, обусловленные приемом только части спектра сигнала, и как следствие, снижение дальности обнаружения источников с ФКМ-сигналами в $(\Delta f_{\text{пр}}/\Delta f_c)$ раз, где $\Delta f_{\text{пр}}$ – полоса пропускания приемника, Δf_c – ширина спектра частот ФКМ-сбгнала. Приемник с МИЧ будет способен обнаруживать сигнал с ФКМ, но при этом может давать ошибочную информацию о частоте [20].

Таким образом, проблема подавления РЛС с широкополосными сигналами не ограничивается выбором эффективных методов создания помех, а включает в себя еще оперативный анализ структуры сигналов, требующий разработки новых методов приема и обработки сигналов. Обычно используемые в системах РЭП приемники становятся неэффективными при приеме широкополосных сигналов, требуются приемники, основанные на новых принципах. К таким приемникам, способным осуществлять прием и обработку широкополосных сигналов в интересах РЭП, в настоящее время можно отнести четыре типа приемников: радиометрический, с согласованным фильтром, с удвоением частоты и комбинированный [20]. Радиометрический метод обеспечивает наилучшую чувствительность при приеме широкополосных сигналов особенно в миллиметровом диапазоне частот. Теоретически с помощью этого метода можно улучшить чувствительность на 30 дБ относительно чувствительности обычных супергетеродинных приемников (равной –140 дБ–Вт в полосе частот 1 МГц) [15]. Использование переключения частот гетеродина позволяет скомпенсировать флуктуации коэффициента усиления приемника путем его калибровки по уровню внутренних шумов на частоте, где нет приема сигналов. Такая калибровка может также происходить путем переключения по высокочастотному входу приемника. В этом случае предусматривается генератор шума, который периодически подключается к входу приемника и обеспечивает стабилизацию усиления. Приемник с согласованным фильтром также обладает достаточно высокой чувствительностью, но для его работы требуется полная информация о типе модуляции и кодирования радиолокационного сигнала [20]. Приемник с удвоением частоты предназначен для обнаружения псевдослучайных сигналов и ФКМ-сигналов, использующих бинарные фазовые коды. В приемнике данного типа принятый сигнал после преобразования в промежуточную частоту ограничивается и умножается по частоте на 2. В результате удвоения частоты широкополосный сигнал автоматически преобразуется в узкополосный, что упрощает существенно его дальнейшую обработку. Это также позволяет разрешать большое число широкополосных сигналов, модулированных по фазе бинарным кодом со сдвигом по фазе на 180° , и вести их раздельную обработку [20].

С помощью делителя частоты сигнал с удвоенной частотой восстанавливается в первоначальный вид и используется как когерентный опорный сигнал для декодирования ФКМ-сигнала. В случае применения РЛС с N -фазными кодами формирование сигналов производится соответственно с использованием умножения и деления на N . Описанный метод приема и обработки применим и к непрерывным и импульсным ФКМ-сигналам.

Комбинированный приемник более сложен по устройству, способен ограничивать и отслеживать код и тип модуляции. При обработке импульсных сигналов с ЛЧМ в этом случае требуется отдельный генератор, управляемый напряжением. Контур системы АПЧ каждого генератора отслеживает линейное изменение частоты приходящих

ЛЧМ-сигналов. Значения частоты генератора в процессе его перестройки могут быть запомнены в цифровой форме и использованы для управления другим маломощным генератором с целью формирования сигнала помехи. Если направление перестройки частоты в импульсе периодически меняется, то каждый импульс должен обрабатываться отдельно. Направление перестройки частоты в импульсе может использоваться для точного определения величины частотного сдвига сигнала помехи относительно частоты отраженного сигнала пели. При дискретной перестройке частоты РЛС данный приемник не может быть применен для разрешения сигналов, поскольку в этом случае один генератор, управляемый напряжением, не обеспечит непрерывности поступления необходимой информации для формирования помехи. Можно нормальную обработку использовать с помощью нескольких генераторов, каждый из которых настраивается на определенную частоту, а их выходные сигналы складываются. Но приемник в этом случае становится очень сложным. При приеме сигналов с ФКМ в комбинированном приемнике существует канал с удвоением частоты, что делает приемник еще более сложным. При этом приемник справляется только с бинарным типом фазового кодирования принимаемого сигнала.

Типовым требованием к приемнику РТР является большое перекрытие по диапазону частот 1...2 ГГц и широкая мгновенная полоса 5...10 МГц для обнаружения сигналов РЛС с внутриимпульсным кодированием и некогерентным накоплением порядка нескольких миллисекунд и более. Возможным решением в этом случае может быть супергетеродинный приемник с некогерентным накоплением и периодической очень быстрой частотной перестройкой рис. 11.13 [9].

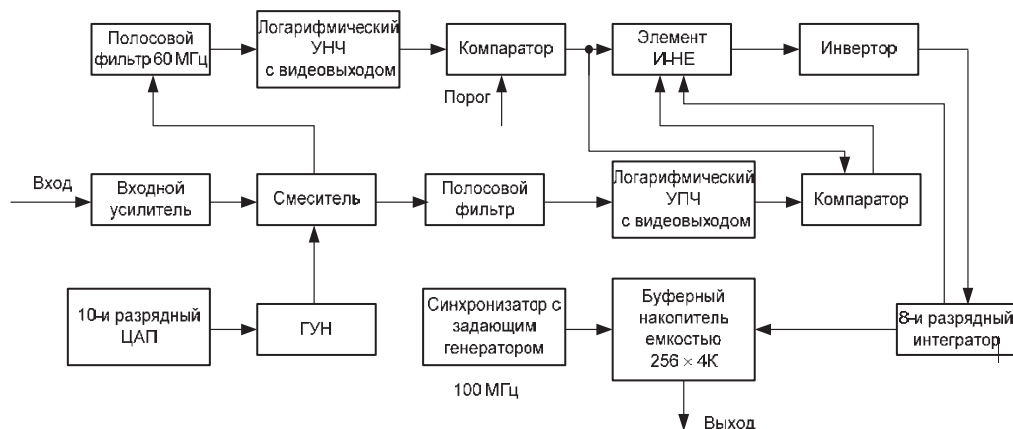


Рис. 11.13. Структурная схема быстронастраиваемого по частоте супергетеродинного приемника для обнаружения длинноимпульсного сигнала РЛС с повышенной скрытностью

На рис. 11.14 показана временная диаграмма зависимости несущей частоты короткоимпульсных РЛС и одной длинноимпульсной с ФКМ РЛС (один импульс длительностью τ), а также частотная перестройка в полосе 300 МГц супергетеродинного приемника через каждые 5 мкс ($T_{ск}$). Очевидно, что сигнал длинноимпульсной РЛС можно считать обнаруженным, если выполняется условие приема на определенной частоте сигнала за восемь последовательных периодов перестройки частоты приемника.

В то же самое время все короткоимпульсные сигналы как не удовлетворяющие этому условию, не будут приняты. Полоса пропускания супергетеродинного приемника 5...20 МГц достаточна для того, чтобы обеспечить согласование по полосе пропускания из-за расширения спектра, вызванного применением кодированного сигнала. Можно отметить, что увели-

чение скорости частотной перестройки приемника до 200 МГц/мкс при полосе пропускания его УПЧ 10 МГц приведет к потере чувствительности приемника менее чем на 1 дБ. Критерием обнаружения сигналов с высоким коэффициентом заполнения с помощью быстро перестраиваемого супергетеродинного приемника будет регистрация превышения порога на некоторой частоте по меньшей мере в M случаях при N перестройках частоты, т. е. критерий " M " из " N ".

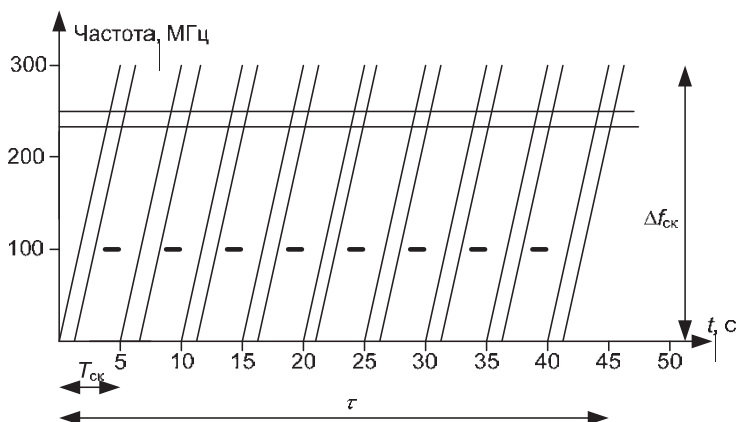


Рис. 11.14. Частотно-временная диаграмма распределения сигналов короткоимпульсный сигнал РЛС и одной длинноимпульсной РЛС, а также частотной перестройки приемника РТР

Рассмотрение различных типов приемников, способных в той или иной мере вести обработку широкополосных сигналов, свидетельствует о том, что радиоэлектронное подавление РЛС со сложными сигналами представляет довольно сложную проблему, решение которой зависит, прежде всего, от наличия приемников в системе РЭБ, способных вести сбор необходимой информации о структуре сигналов подавляемых РЛС.

В связи с этим представляют интерес появившиеся новые приборы, известные как анализаторы модуляционного пространства. Иногда их называют анализаторами частотных и временных параметров, поскольку они способны измерять и индцировать частоту, фазу и временные интервалы в функции времени. Они также позволяют проводить статистический анализ, облегчающий установление ключевых характеристик сложных сигналов.

Метод модуляционного пространства особенно полезен при изучении сигналов с ФКМ, поскольку измерение фазы в функции времени является основой данного метода, а сама фазово-кодовая манипуляция, представляющая цифровую технику, хорошо согласуется с различными процессорами. Измерение модуляционного пространства основывается на новом типе АЦП, работающем на основе счета числа пересечений входным сигналом нулевых значений амплитуды и регистрации времени, в течение которого это событие произошло. При этом процесс счета идет без внешней синхронизации (как в обычных АЦП). Частота выборок формируется самим сигналом. Это означает, что выходной сигнал преобразователя необязательно одинаково распределен во времени. На рис. 11.15 представлен график, иллюстрирующий преобразование методом модуляционного пространства синусоидального сигнала.

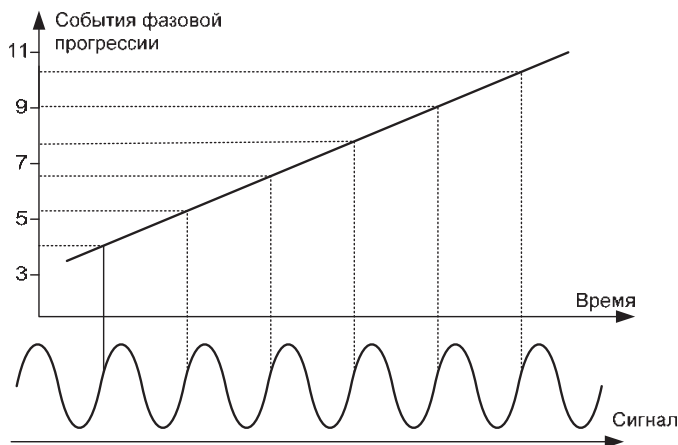


Рис. 11.15. Диаграмма фазовой прогрессии для синусоидального сигнала неизменной частоты

Как можно видеть, выходной сигнал преобразователя содержит два вида информации: информацию о числе пересечений нулевого уровня входным сигналом, рассматриваемых как два события, и информацию о точном времени, когда происходит данное событие. В приведенном на рисунке примере показан сигнал с неизменной несущей частотой, поэтому каждое зафиксированное событие означает, что сигнал достиг значения фазы 360° . Ось абсцисс соответствует пропорциональным фазовым значениям и весь график называется диаграммой фазовой прогрессии, представляющей основной принцип метода модуляционного пространства. Любой сигнал, независимо от сложности, может быть изображен на диаграмме фазовой прогрессии. Если несущая частота сигнала неизменна, наклон линии, проведенной через точки фазовых значений, соответствует частоте сигнала. График, представленный на рис. 11.16, соответствует диаграмме фазовой прогрессии для случая синусоидальной частотной модуляции несущей. Отклонение по вертикали от линии, наклон которой определяет значение несущей частоты, соответствует девиации фазы, а отклонения по горизонтали – отклонениям по времени. Локальные отклонения крутизны диаграммы представляют отклонения по частоте от несущей. Измеряя такие отклонения, фазу, частоту и временные интервалы, можно получить полную информацию о любом сигнале, в том числе и широкополосных сигналах со сложной структурой.

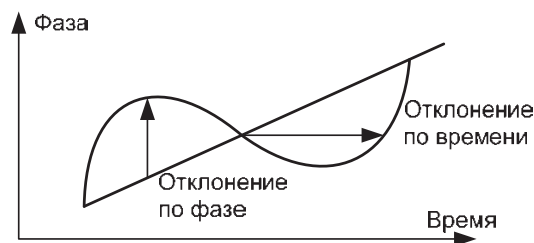


Рис. 11.16. Диаграмма фазовой прогрессии для сигнала с синусоидальной частотной модуляции

Получаемые с помощью диаграммы фазовой прогрессии данные позволяют также проводить статистический анализ параметров сигналов и на основании его результатов программировать режимы РЭП [20].

11.12. Метод РЭП РЛС со сжатием импульса, основанный на формировании накрывающих помеховых импульсов

При данном методе РЭП в передатчике помех формируется прицельная шумовая импульсная помеха, синхронная с зондирующим импульсом, но превышающая его по мощности и длительности. В отличие от случая воздействия непрерывной шумовой помехи, накрывающая помеха маскирует не всю дальность, а только ее часть, совпадающую с местоположением цели. В результате ухудшается разрешающая способность РЛС по дальности до величины, обратно пропорциональной длительности не сжатого импульса. Спектр его может располагаться симметрично относительно несущей частоты РЛС, быть сдвинутым на величину $(f_c - f_0)$ или состоять из двух частей, отстоящих друг от друга на величину промежуточной частоты РЛС (при создании двухчастотной помехи). Следует отметить, что маскирующий эффект на РЛС со сжатием импульса можно создать только в случае, когда мощность помехи на несколько порядков превосходит по величине мощность отраженного от цели сигнала. Это превышение должно превосходить коэффициент сжатия импульса в РЛС. Импульсный характер накрывающей помехи позволяет создавать помехи одним передатчиком помех нескольким РЛС с максимальной мощностью, а также использовать импульсный режим работы оконечных усилителей передатчика помех, что позволяет повысить излучаемую мощность помехи. Однако следует учитывать возможность работы РЛС непосредственно по помехе. Сущность этого метода помехозащиты от действия накрывающего помехового импульса состоит в обеспечении режима работы РЛС по помеховому импульсу. С этой целью в РЛС сопровождения со сжатием импульса предусматривается дополнительный приемный канал. В нормальной ситуации задействован обычный приемный канал со сжатием импульса. При появлении помехи в виде накрывающего импульса с внутриимпульсной модуляцией по частоте или фазе ситуация меняется. В этом случае при отношении помеха/сигнал 15 дБ и выше (в зависимости от характеристик РЛС) нормальный канал оказывается подавленным, и логическая схема помехозащиты покажет, что уровень сигнала в этом канале ниже порогового уровня, а в дополнительном канале имеет место большой сигнал. Логическая схема на основании указанной информации переводит переключатель с выхода нормального приемного канала на выход дополнительного канала, и с этого момента начинается сопровождение постановщика помех по дальности по переднему фронту излучаемого им помехового импульса, обработка сигнала импульсной помехи и измерение как угловых координат, так и дальности [27]. Фактически этот способ помехозащиты превращает РЛС в широкополосную без преимуществ, которые дает сжатие импульса. Но в таком режиме значительно снижается разрешающая способность РЛС и точность сопровождения по дальности. Однако это снижение на качество работы системы в целом сказывается незначительно, особенно при полуактивном наведении ракеты. Наиболее сильно указанные факторы сказываются при стрельбе, но низколетящим целям, когда увеличивается интенсивность помех от местных предметов.

Введение в РЛС со сжатием импульса дополнительного приемного канала помехозащиты вынуждает разработчика средств РЭП принимать необходимые меры для его подавления. В настоящее время известно три метода снижения эффективности данной помехозащиты.

1. Путем излучения накрывающего импульса помехи с намеренно растянутым передним фронтом, чтобы нарушить работу дифференцирующей цепи в канале помехозащиты РЛС.

2. Путем излучения накрывающего импульса помехи с хаотической модуляцией в некоторых пределах положения переднего фронта в целях вызвать потерю сигнала в строке дальности схемы сопровождения по переднему фронту импульса и создать условия для срыва сопровождения.

3. Путем излучения накрывающего импульса помехи с постоянным (или хаотическим) уменьшением длительности импульса. В этом случае при достаточно высоком отношении

помеха/сигнал строб сопровождения по фронту импульса переместится вправо, что будет эквивалентно действию уводящей по дальности помехи. Предполагается, что в процессе увода строб дальности может выйти по инерции вообще за пределы импульса. С точки зрения энергетики более выгодно создавать имитационные (дезинформирующие) помехи, обеспечивающие ложную информацию.

11.13. Передатчик ложных целей для РЛС с ЛЧМ

Цель имитационных помех – создать ложную информацию путем внутриимпульсной амплитудной и частотной модуляции ретранслируемого сигнала, приводящего к созданию ложных целей по дальности. Подверженность РЛС с ЛЧМ воздействию ретрансляционной помехи связана с тем, что отраженный сигнал от цели должен приниматься до того момента, как сформировался сжатый импульс. Добавление в ретранслируемый сигнал, например, частотного сдвига вызывает появление ложного импульса до или после отраженного (сжатого) от цели. Достижимый при этом диапазон ошибок по дальности ограничивается пространственной протяженностью рабочего импульса РЛС (до сжатия). Радиолокационный сигнал РЛС с ЛЧМ принимается приемной антенной передатчика, усиливается в СВЧ-усилителе, модулируется в нем по фазе с целью обеспечения сдвига по частоте на определенную величину, проходит амплитудный модулятор, где превращается из широкого импульса в серию узких импульсов, усиливается в усилителе мощности и излучается через передающую антенну. Синхронизация фазовой и амплитудной модуляции обеспечивается с помощью управляющих импульсов, формируемых специальным генератором, работа которого синхронизируется продетектированными импульсами РЛС. Управляющие импульсы представляют собой сигналы пилообразной формы, подаваемые на фазовый модулятор, и сигналы прямоугольной формы – для амплитудной модуляции. За счет изменения частоты амплитудной модуляции, полярности и преобразования частоты с помощью фазовой модуляции можно сформировать ложную цель, расположенную на большей или меньшей дальности относительно дальности до постановщика помех. Если отношение помеха/сигнал при этом достаточно велико, то истинная цель может подавляться в приемнике РЛС, и оператор РЛС будет наблюдать только ложную цель. Поскольку обработка сигналов в приемниках РЛС может быть различной, выбор параметров помеховой модуляции при формировании ложных целей должен осуществляться на основании экспериментальных исследований на аналогах РЛС противника или посредством моделирования. В ряде случаев представляется целесообразным излучать ложные сигналы описанной структуры одновременно с непрерывным шумом в пределах всей рабочей полосы частот. Если мощность шума достаточна, чтобы замаскировать действительный отраженный сигнал от цели, то в этом случае исключается возможность повторного захвата цели после срыва захвата, вызванного действием ложной частотной информации.

Известно [12], что создание одиночных ложных целей на расстоянии порядка 1,5 км от прикрываемой цели, как правило, не препятствует запуску ракеты. Поэтому целесообразно создавать не менее двух ложных целей на различных дальностях и осуществлять по программе уводы строба дальности на эти ложные цели. В этом случае РЛС будет лишена возможности сопровождать по дальности движущуюся в пространстве цель, возникнут большие ошибки слежения по дальности. Один из методов защиты РЛС от имитационных помех рассмотренной структуры сводится к изменению закона модуляции частоты от импульса к импульсу. В этом случае передатчик ложных целей будет поочередно излучать помеховые импульсы, создающие то опережающие, то запаздывающие ложные цели. В результате на индикаторе РЛС будут наблюдаться импульсы, расположенные по обе стороны от полезного сигнала. При симметричном законе ЧМ-сигнала РЛС ложные цели будут равноотстоящими по временной оси от импульса цели. Это позволяет определять местоположение истинной цели как середины между положениями ложных целей и выставять следящий строб дальности точно на место, где находится сигнал реальной цели.

Против описанной помехозащиты можно применить помеху с одинаковым изменением частоты от импульса к импульсу, тогда на экране индикатора РЛС будет создаваться только одна ложная цель (не парная) или с двойным изменением частоты в каждом импульсе с использованием, например, балансного модулятора. В этом случае возможно совмещение импульсной помехи с отраженным от цели импульсом, и при достаточной мощности помехи может происходить подавление полезного сигнала в схеме АРУ или ограничителе [20].

Имитирующие помехи РЛС с ЛЧМ сигналами могут создаваться путем ретрансляции сигналов РЛС с задержкой по времени. Такая помеха проходит фильтр сжатия точно также, как и полезный сигнал. Если передатчик помех расположен на прикрываемом самолете, то вначале на выходе фильтра сжатия появится сжатый по длительности отраженный сигнал, а затем помеховый сигнал. Время задержки сжатого помехового сигнала относительно сжатого отраженного сигнала будет равно времени задержки помехового сигнала в ретрансляторе.

Имитационная помеха может быть создана также путем амплитудной модуляции гармоническим колебанием и шумом. При амплитудной модуляции по гармоническому закону с частотой F_m , и глубиной m помеха состоит из составляющей на несущей частоте и двух боковых частот, отстоящих от несущей на величину $\pm F_m$, с амплитудой $m/2$. Составляющая на несущей частоте будет ослаблять или усиливать действие отраженного сигнала в зависимости от фазового сдвига, поэтому ее стараются подавлять при формировании помехи, две другие составляющие будут оказывать мешающее действие, аналогичное смещению частоты на величину $\pm F_m$. Если при модуляции используется одновременно несколько гармонических составляющих, например n , то на выходе фильтра сжатия будет создаваться $2n$ дополнительных сигналов. Но в этом случае отраженный сигнал будет иметь амплитуду, превышающую амплитуду помеховых составляющих, и помеховый эффект при большом n будет незначительным. Амплитудная модуляция шумом приводит к образованию большого числа ложных отметок, воздействие такой помехи будет эквивалентно действию маскирующей шумовой помехи.

11.14. Передатчик уводящих помех по дальности импульсной РЛС с ЛЧМ

Для создания уводящих помех по дальности обычным импульсным РЛС широкое распространение, как указывалось ранее, получил способ, основанный на применении устройства кратковременного запоминания частоты на основе рециркулятора радиоимпульсов [20, 27]. Однако применительно к подавлению РЛС с ЛЧМ этот способ не обеспечивает увод строга дальности РЛС с внутримпульсной частотной модуляцией, потому что в рециркуляторе запоминается мгновенная частота передней части радиолокационного импульса выборки, которая не совпадает с частотой остальной части ЛЧМ-импульса. В результате этого в запомненном (рециркулированном) радиоимпульсе отсутствует главное изменение частоты. Другой недостаток этого способа при его использовании для создания уводящей помехи по дальности РЛС с ЛЧМ связан с несогласованностью длительности радиолокационного импульса (десять микросекунд) с величиной задержки в рециркуляторе. В настоящее время в диапазоне СВЧ имеются линии задержки на 0,5 мкс с приемлемой величиной затухания для аппаратурной реализации.

В [20] описаны способ и устройство для создания уводящей помехи по дальности РЛС, в которой используется сжатие импульса, случайная частота повторения, скачкообразная поимпульсная перестройка несущей частоты и моноимпульсная техника углового сопровождения. Структурная схема устройства приведена на рис. 11.17. Это устройство позволяет обеспечить захват и увод строга дальности РЛС с ЛЧМ за пределы сигнала, отраженного от носителя передатчика помех и, тем самым, обеспечить рассогласование строга дальности с отраженным сигналом, исключаяющим его поступление в угломерную следящую систему.

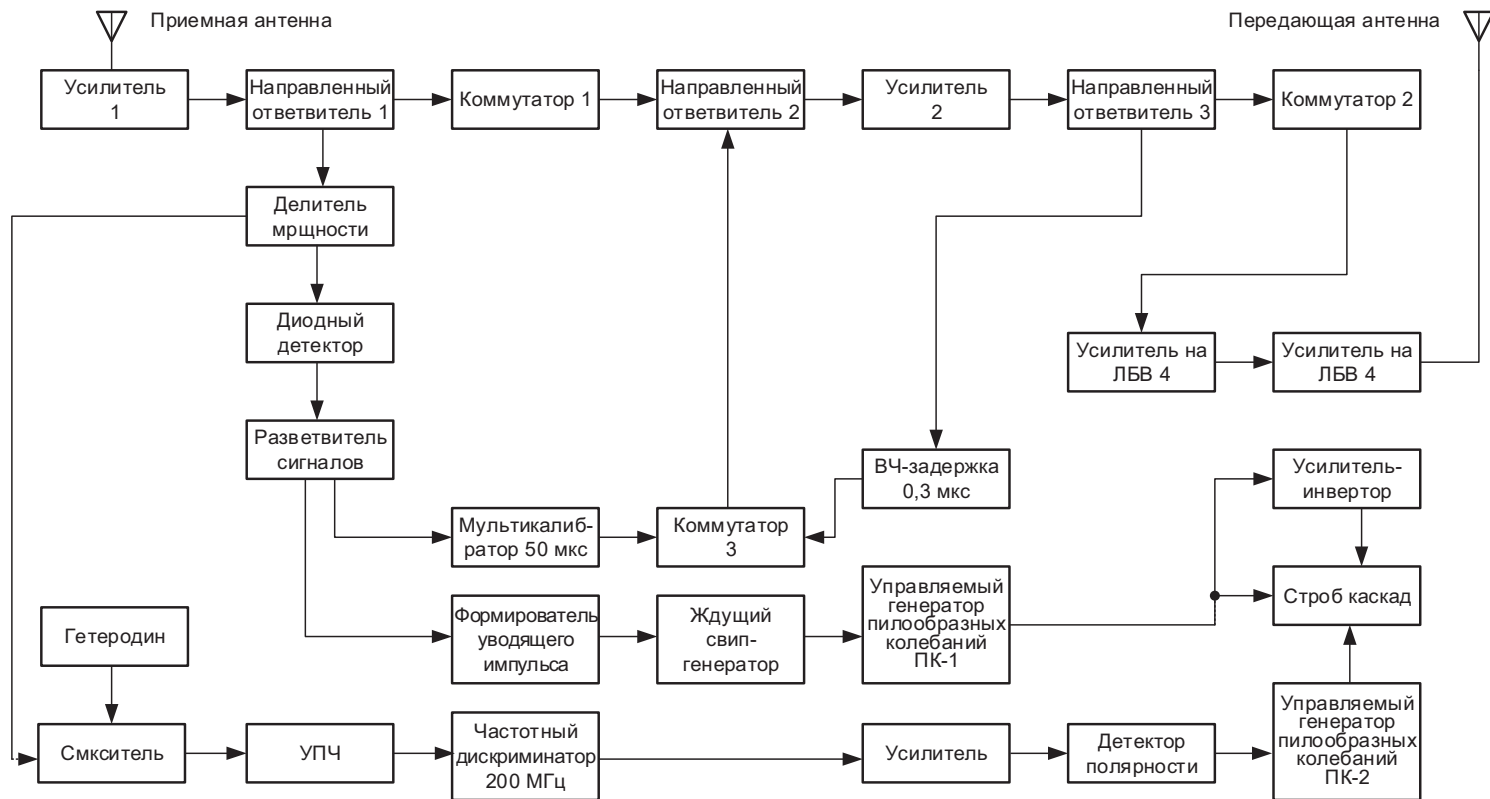


Рис. 11.17. Структурная схема передатчика уводящих помех РЛС с ЛЧМ

Передачик помех состоит из ретрансляционно-коммутируемого тракта, использующего четыре усилителя, рециркулятор радиоимпульсов на усилителе и линии задержки 0,3 мкс, подсистемы синхронизации и формирования уводящего импульса для управления коммутаторами 1, 2 и 3, подсистемы формирования пилообразных напряжений (генераторы ПК-1 и ПК-2) для сдвига частоты рециркулированных сигналов (ЛБВ-3 и ЛБВ-4), а также подсистемы определения знака наклона изменения частоты внутри импульса (возрастание или уменьшение), состоящей из смесителя с гетеродином, усилителя промежуточной частоты, частотного дискриминатора и детектора полярности. Передачик помех должен обеспечить плавно регулируемую задержку каждого радиоимпульса в пределах 0...50 мкс. Усиленный радиолокационный радиоимпульс через ответвитель 1 и делитель мощности поступает на диодный детектор и смеситель, сигнал с выхода детектора запускает мультивибратор, генерирующий импульс 0,3 мкс, который открывает на это время коммутатор 1, а также мультивибратор, который генерирует импульс длительностью 50 мкс, открывающий коммутатор 3 рециркулятора радиоимпульсов, состоящего из ответвителя-2, ЛБВ-2, ответвителя 3, СВЧ-линий задержки на 0,3 мкс. В результате рециркулятор обеспечивает формирование из выборки входного сигнала длительностью 0,3 мкс протяженного радиосигнала длительностью 50 мкс (167 циркулирующих выборок входного сигнала). Одновременно видеоимпульс с детектора поступает на формирователь уводящего импульса, который обеспечивает поимпульсную задержку входной импульсной последовательности от 0 до 50 мкс по параболическому закону. С этого формирователя видеосигнал подается на коммутатор-2 и управляющий вход свипгенератора. В результате открывания коммутатора 2 на входе ЛБВ-3 появляется зондирующий импульсный сигнал РЛС с постоянной несущей частотой, равной несущей частоте сигнальной выборки, т. е. начальной части радиолокационного импульса. При поступлении с формирователя уводящего видеоимпульса свип-генератор изменяет частоту генератора пилообразных колебаний ПК-1 в интервале длительности зондирующего импульса по линейному закону от 500 до 1500 кГц, что обеспечивает генерацию около 20 пилообразных колебаний в интервале длительности импульса. Этот сигнал подается либо непосредственно на спираль ЛБВ-3 для сдвига частоты, либо через усилитель-инвертор. На спираль ЛБВ-4 подаются пилообразные колебания постоянной частоты 500 кГц от генератора ПК-2. Полярность пилообразных колебаний, поступающих на спирали ЛБВ-3 и ЛБВ-4, всегда противоположна. Это означает, что несущая частота на выходе ЛБВ-3, изменяющаяся в пределах от значения частоты входного сигнала (выборки) до ее значения плюс 1500 кГц, после прохождения ЛБВ-4 будет изменяться от значения частоты входного сигнала до значения частоты входного сигнала плюс 1000 кГц. Определение знака внутриимпульсного изменения частоты в ЛЧМ сигнале производится частотным дискриминатором с полосой 200 МГц, на вход которого поступают радиоимпульсы промежуточной частоты в диапазоне 100...300 МГц от смесителя. Частотный дискриминатор имеет выход со связью по постоянному току, что позволяет преобразовывать увеличение частоты в нарастающее пилообразное колебание, а уменьшение частоты – в падающее пилообразное колебание, что регистрируется детектором полярности (наклона пилообразного колебания), управляющим полярностью пилообразных колебаний генераторов ПК-1 и ПК-2. В результате этого частота сигнала уводящей помехи отслеживает изменение (знак наклона) частоты ЛЧМ-сигнала.

11.15. Принципы создания помех РЛС с ФКМ-сигналами

В РЛС с ФКМ, как и в РЛС с ЛЧМ, отраженные от цели сигналы проходят в приемнике сжатие с помощью фильтра, фазовая характеристика которого согласована с характеристикой используемого в РЛС кода фазовой манипуляции зондирующих сигналов. Поэтому при организации РЭП таким РЛС также возможны два пути: создания маскирующей помехи и создания имитационной помехи.

Первый путь рассчитан на отсутствие информации об используемом в РЛС коде фазовой манипуляции и требует высоких уровней мощности помехи. Последнее обусловлено тем,

что помеха в этом случае не согласована по фазе с фазовой структурой рабочего импульса РЛС и потому не сжимается в приемнике. Эффект действия такой помехи рассчитан на силовое подавление полезной информации. В соответствии с ним при создании такой помехи необходимо обеспечить отношение помеха/сигнал на выходе приемника больше, чем величина коэффициента сжатия. При этом помеховые импульсы будут перегружать приемник и нарушать реализуемую обработку сигналов. При создании маскирующих помех РЛС с ФКМ-сигналом можно использовать переизлучение когерентных импульсов, имеющих ту же длительность и несущую частоту, что и радиолокационные импульсы, но содержащие ложный код фазовой манипуляции на базе псевдослучайной последовательности [20]. При формировании помехи РЛС с ФКМ-сигналом псевдослучайная последовательность используется для выработки модулирующего напряжения для фазового модулятора передатчика помех. При этом, кроме градации фазы 0 и 180° могут применяться и другие градации. Огибающая этого спектра сигнала помехи соответствует приблизительно функции $(\sin x/x)$. Спектральная составляющая на несущей частоте обычно подавлена, первый нулевой провал огибающей спектра отстоит от несущей частоты сигнала по обе стороны на величину, соответствующую частоте тактовых импульсов. Интервал между спектральными линиями равен частоте деления частоты тактовых импульсов на длину (число элементов) последовательности. По аналогии с РЛС, использующими ЛЧМ-сигналы, имитационная помеха РЛС с ФКМ-сигналами может создаваться путем ретрансляции ФКМ-сигнала РЛС с задержкой по времени. В этом случае на выходе фильтра сжатия также будет создаваться помеховый импульс, задержанный от отраженного сигнала на время задержки в ретрансляторе. Изменение несущей частоты на величину, значительно большую максимальной доплеровской частоты целей, приводит к созданию помех каналу измерения дальности.

Эффективными также являются АМ ретранслированные помеховые сигналы, поскольку они создают отметки ложных целей, расположенные по обе стороны от отметки реальной цели. При этом во избежание подсветки цели-постановщика помех необходимо подавлять несущую частоту помехового сигнала. Также можно создать однократные и многократные ответные помехи. Однако для создания опережающих помеховых сигналов необходимо знание кода сигнала РЛС. Например, в случае ФКМ радиолокационного сигнала, использующего две градации манипуляции фазы $(0, \pi)$, с помощью устройства, работающего на промежуточной частоте рис. 11.18, возможно выделить как внутрисигнальную модулирующую функцию, так и немодулированный входной сигнал.

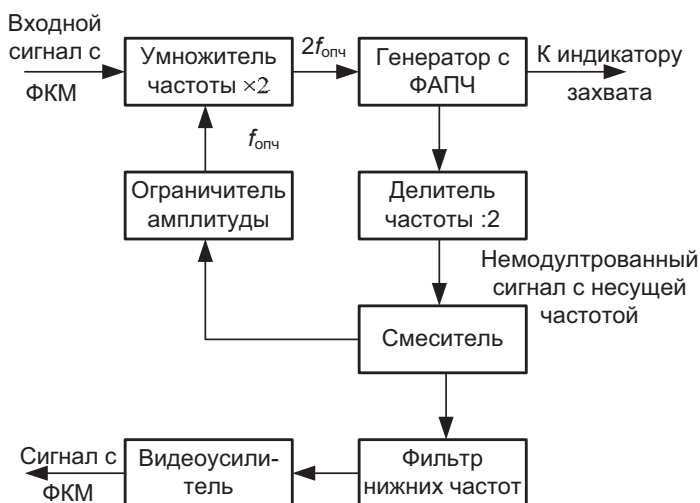


Рис. 11.18. Структурная схема устройства выделения внутрисигнальной функции ФКМ-сигнала

В данном случае для демодуляции ФКМ-сигнала используется способ смешивания этого сигнала с когерентным опорным немодулированным сигналом, который сформирован из него с помощью удвоителя частоты, генератора с ФАПЧ и делителя частоты. Полученные с его помощью структуры внутрисигнальной манипуляции и немодулированный сигнал на несущей частоте исходного радиолокационного сигнала могут использоваться для формирования широкого класса имитационных и маскирующих помех. Данный метод демодуляции ФКМ-сигнала может быть применен как для непрерывных, так и для импульсных сигналов. Однако в последнем случае необходимо существенное повышение быстродействия системы ФАПЧ с тем, чтобы обеспечить настройку генератора за время, составляющее малую часть длительности радиоимпульса [20].

11.16. Передатчик ложных целей для РЛС с ФКМ-сигналами и быстрой перестройкой по частоте

Если РЛС со сжатием импульса в процессе работы будет менять несущую частоту и внутримпульсные фазовые коды по случайному закону, то формирование помехи такой РЛС будет зависеть либо от наличия априорных данных, полученных заранее с помощью средств РТР, либо от способности помеховой аппаратуры измерять в реальном масштабе времени несущую частоту и полный фазовый код, а также использовать результаты измерения непосредственно при постановке помехи [20]. Следует отметить, что средства измерения тонкой структуры сигнала в реальном масштабе времени и синтеза сигнала помехи соответствующей формы существенно усложняют аппаратуру РЭП и повышают ее стоимость. Метод формирования помехи, основанный на использовании априорных данных, проще и дешевле.

Вариант передатчика ложных целей, реализующий этот метод, представлен на рис. 11.19.



Рис. 11.19. Структурная схема передатчика ложных целей, создаваемых радиолокаторам с частотной перестройкой и фазово-кодовой манипуляцией сигналов

Основой передатчика является набор генераторов помеховых сигналов с кварцевой стабилизацией, настраиваемых на каждую рабочую частоту РЛС с точностью ожидаемой полосы пропускания по доплеровской частоте подавляемого радиолокатора. Поэтому количество помеховых генераторов должно соответствовать количеству рабочих частот РЛС.

Сигналы этих генераторов после суммирования подаются на отдельные помеховые каналы, число которых соответствует числу рабочих фазовых кодов РЛС. Каждый канал содержит фазовый модулятор (для фазового кодирования), амплитудный модулятор, СВЧ-усилитель и передающую антенну. Зондирующий сигнал РЛС через приемную антенну поступает на детектор и детектируется. При этом полного измерения внутриимпульсного фазового кода не производится.

Поскольку чередование априорно известных фазовых кодов случайно и не может быть предсказано, для идентификации фазового кода принимаемого сигнала должна измеряться начальная последовательность за время, составляющее малую долю длительности принимаемого импульса. Эта операция осуществляется фазово-кодовым детектором и измерителем и позволяет выбрать такой фазовый код формируемой помехи, который бы соответствовал фазовому коду сигнала подавляемого радиолокатора в данный момент времени. Без этой операции сигнал помехи пришлось бы манипулировать по фазе одновременно всеми рабочими фазовыми кодами РЛС, что привело бы к формированию некоторого сложного кода, при котором не будет происходить сжатия помехового импульса в приемнике подавляемой РЛС и, как следствие, будет отрицательно сказываться на эффективности помехи. Продетектированный импульс на видеочастоте обеспечивает синхронизацию при формировании в ответ на каждый принятый импульс РЛС нескольких ложных импульсов, которые используются для управления фазово-кодовыми генераторами. Выходные сигналы генератора ложных целей также поступают на амплитудные модуляторы и обеспечивают формирование ложных импульсов в требуемые моменты времени. Каждый фазово-кодовый генератор формирует только один из фазовых кодов, начинающийся в соответствующей последовательности, используемой РЛС. В связи с этим число фазово-кодовых генераторов должно соответствовать числу не используемых радиолокатором фазовых кодов. Формируемые каждым каналом помеховые сигналы усиливаются с помощью мощных непрерывных усилителей и излучаются через соответствующие передающие антенны в пространство. Формирование сигналов происходит на всех известных частотах радиолокатора, причем каждый сигнал промодулирован по фазе соответствующим образом. Недостатком данной схемы передатчика является неполное использование излучаемой мощности. Обусловлено это тем, что в каждый момент времени все излучаемые сигналы модулируются одним и тем же фазовым кодом, и эффективным будет только сигнал на принятой частоте, все остальные – неэффективны. Так, например, если передатчик рассчитан на подавление пяти частотных каналов, то эффективная мощность помехи будет равна одной пятой эффективной мощности излучения передатчика.

Рассмотренный передатчик обладает возможностью одновременного подавления многих частотно-перестраиваемых фазово-кодовых сигналов радиолокаторов, если имеются достоверные данные по всем подавляемым радиолокаторам. Если фазово-кодовый детектор и измеритель способны детектировать и измерять достаточное число бит принятого импульсного кода, то передатчик ложных целей конструктивно упрощается, поскольку в этом случае становится ненужным генерирование и модулирование со всеми кодами, и достаточно иметь один канал в передатчике помех.

11.17. Создание помех РЛС с ФКМ-сигналами путем разрушения фазовой структуры кода

Создание данного вида помех основано на детектировании изменения фазы в ФКМ-импульсе и переизлучении в направлении РЛС ФКМ помехи с изменением фазы каждого дискрета кода ФКМ-сигнала подавляемой РЛС на величину $\pm 90^\circ$ с коэффициентом заполнения 50 %. При приеме помеховых импульсов указанной структуры фазовый детектор приемника РЛС будет регистрировать два значения фазы в пределах каждого дискрета, и усредненное значение фазы в пределах каждого дискрета будет равно нулю. Отраженный сигнал от цели с нормальной фазовой структурой также будет приниматься радиолокатором, но в

силу высокого отношения помеха/сигнал он будет подавляться помеховым сигналом в приемнике еще до фазового детектора [20].

Другой метод создания помех РЛС со сложным сигналом состоит в осуществлении фазовой и/или амплитудной модуляции отражаемых сигналов одним или несколькими модулируемыми отражающими элементами, установленными на защищаемом объекте. При этом модуляция может быть осуществлена посредством изменения формы объекта, поглощающих свойств материалов объекта или посредством введения новых рассеивателей, в том числе резонансных. Модулирующие элементы могут быть самых различных типов, включая диоды и ферриты. Приборы с отрицательным сопротивлением могут использоваться для усиления модулированного отраженного сигнала или компенсации потерь в элементах задержки, сопутствующих имитации ложных целей. В качестве варианта реализации метода может быть предложена рупорная антенна, соединенная волноводом с согласованной нагрузкой. Между антенной и нагрузкой расположен диод, отражательная способность которого модулируется путем изменения напряжения смещения. В результате часть электромагнитной энергии отражается обратно и излучается антенной. Кроме диода в волноводе может быть установлен управляемый фазовращатель. Отражательная способность его может быть больше, чем от защищаемого объекта. Принимаемый РЛС сигнал будет представлять собой векторную сумму сигналов, отраженных объектом и антенной. Наилучшее расположение антенны – возможно ближе к "блестящей" точке объекта. Модуляция может быть синусоидальной, и в этом случае в доплеровских приемниках РЛС быстролетящий объект может имитироваться как медленно движущийся. Рассматриваемый метод может использоваться также для затруднения опознавания объекта с помощью РЛС, использующей сигналы с большой базой.

11.18. Помеха в виде накрывающего импульса с ложной доплеровской частотой

При реализации таких помех радиолокационный сигнал ретранслируется с большим отношением помеха/сигнал и со сдвигом частоты, создаваемым с помощью пилообразной фазовой модуляции. Сдвиг частоты может производиться как в сторону повышения, так и в сторону понижения относительно несущей частоты РЛС [20, 27]. В этом случае действие помехи приводит к большим потерям в сжатом радиолокационном сигнале, в результате чего отраженный от цели сигнал подавляется и становится ниже порогового уровня в приемнике РЛС.

Радиолокационные станции с ФКМ обладают способностью принимать и обрабатывать сигналы, несущие доплеровскую информацию. Если сигнал помехи ретранслируется с доплеровским сдвигом частоты, величина которого точно равна обратной величине длительности радиолокационного импульса, то половина дискретов кода изменит фазу на противоположную, и на выходе приемника будет отсутствовать сигнал. Однако сложно формировать ретранслируемый сигнал, доплеровская частота которого точно равнялась бы обратной величине длительности импульса РЛС, поскольку точная скорость сближения носителя и РЛС обычно неизвестна. Но этого и не требуется. Функция неопределенности сигнала РЛС с ФКМ свидетельствует о том, что доплеровские частоты, в 2 и 3 раза, превышающие обратную ширину импульса, также будут достаточно эффективны с точки зрения постановки помех. Это обуславливается тем, что по оси доплеровских частот функция неопределенности имеет боковые лепестки как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения доплеровской частоты. Обычно доплеровские частоты помехи находятся вблизи центрального максимума функции неопределенности на оси доплеровских частот. Если принимается мощный сигнал помехи, доплеровская частота которого далеко выходит за пределы двойного интервала доплеровских частот, то он воздействует на фазовые детекторы кода, и в результате в приемнике РЛС не обнаруживаются НИ полезные, ни помеховые сигналы. Таким образом, если не будут предусмотрены меры помехозащиты, этот тип помехи очень эффективен про-

тив импульсных РЛС с ФКМ. Формирование сигнала помехи не представляет никаких сложностей, он отличается от полезного сигнала в основном только уровнем мощности и модуляцией фазы элементов кода.

Эффективность имитационных помех РЛС с широкополосными сигналами во многом зависит от точности воспроизведения их фазовых, частотных и временных характеристик. В связи с этим большое значение получил метод цифрового запоминания сигналов [11, 20]. Принцип работы цифровых систем запоминания сигналов заключается в следующем. СВЧ-сигнал РЛС принимается и преобразуется по частоте в более низкочастотный сигнал базового диапазона с помощью фиксированного или перестраиваемого по частоте местного гетеродина. Сигнал базового частотного диапазона квантуется. Получающиеся в результате квантования выборки преобразуются из аналоговой формы в цифровую и запоминаются с помощью быстродействующего цифрового ЗУ с произвольной выборкой. Затем запомненный сигнал выводится из ЗУ и преобразуется сначала в аналоговую форму в базовом диапазоне с помощью цифроаналогового преобразователя. Далее этот сигнал в аналоговой форме повышается по частоте с помощью того же местного гетеродина, который используется при понижении частоты принимаемого сигнала до частоты базового диапазона.

Цифровые запоминающие системы обеспечивают когерентное и длительное запоминание радиосигнала и открывают хорошие перспективы для повышения эффективности РЭП [20]. С помощью этих систем можно синтезировать частоты СВЧ-сигналов с ЛЧМ и ФКМ, создавать уводящие помехи и генерировать многочисленные ложные дали. Они могут применяться также в качестве источника шумовых помех.

11.19. Помехи РЛС с быстрой перестройкой рабочей частоты

Возможности повышения помехозащищенности РЛС путем перестройки рабочей частоты известны давно и широко используются в современных РЛС, в том числе со сложными сигналами. Перестройка рабочей частоты обычно осуществляется случайным образом и преследует цель заставить противника при создании маскирующих и имитирующих помех сосредоточить мощность передатчика помех в полосе частот, превышающей во много раз ширину полосы частот приемника подавляемой РЛС. В результате плотность мощности заградительной помехи снижается обратно пропорционально ширине полосы перестройки РЛС и, как следствие, снижается эффективность помехи [20]. Наряду с этим быстрая перестройка несущей частоты от импульса к импульсу, в том числе по случайному закону, позволяет существенно повысить вероятность радиолокационного обнаружения цели, снизить ошибки измерения ее координат, обусловленные влиянием углового шума, улучшить подпомеховую видимость при наличии мешающих отражений от распределенных в пространстве объектов, устранить возможность появления многократного отражения сигналов, запаздывающих более чем на период повторения радиолокационных импульсов. К тому же перестройка несущей частоты РЛС является давним и всегда эффективным средством защиты РЛС от воздействия маскирующих помех, например, прицельных по частоте. Так, если на рабочей частоте РЛС обнаруживалась помеха, то оператор осуществлял перестройку несущей частоты передатчика на новую литерную частоту, на которой воздействие помех не проявляется. Эффективность защиты от воздействия на РЛС прицельной помехи зависела от того, насколько быстро передатчик помех мог отслеживать изменение несущей частоты подавляемой РЛС. Если время настройки передатчика прицельных помех превышает длительность цикла перестройки несущей частоты РЛС, то воздействие помехи будет отсутствовать. Минимальная длительность цикла перестройки несущей частоты РЛС ограничивается допустимым временем когерентной обработки радиолокационного сигнала. Так, для РЛС с СДЦ длительность цикла перестройки не может быть меньше двух периодов повторения радиоимпульсов и обычно составляет 3...4 периода, а для импульсно-доплеровской РЛС – от 8 до 16 периодов повторения. В этих случаях перестройка несущей частоты РЛС осуществляется от пачки импульсов к пачке импульсов.

Для простой импульсной РЛС перестройка несущей частоты может осуществляться на поимпульсной основе, т. е. каждый радиоимпульс излучается на новой несущей частоте. Такое скачкообразное изменение несущей частоты РЛС позволяет даже при мгновенном формировании прицельной помехи на каждый излученный радиолокационный импульс вскрыть дальность до постановщика прицельной помехи. В данном случае помеха закрывает от радиолокационного наблюдения пространство за постановщиком помех, а пространство перед постановщиком помех принципиально не может быть закрыто прицельной помехой. Дальность до постановщика помех при поимпульсной перестройке частоты может быть определена по переднему фронту импульса прицельной помехи. Поэтому для обеспечения эффективности станция помех должна либо заблаговременно перекрывать все возможные частоты РЛС, либо располагать возможностью предсказания частоты, на которой будет излучен каждый радиоимпульс. В первом случае потребуется перейти от прицельной помехи к созданию заградительной помехи во всем диапазоне поимпульсной перестройки частоты. Во втором случае структура станции помех должна усложняться, так как потребуется ввести в нее системы анализа и предсказания закона перестройки РЛС.

Передатчики РЛС со скачкообразным изменением несущей частоты могут иметь разную структуру. Основными элементами простейшего такого передатчика являются блок генераторов и усилитель мощности.

В условиях воздействия на РЛС со скачкообразной перестройкой частоты, прицельной по частоте помехи, минимальная величина скачка по частоте должна быть не менее ширины спектра прицельной помехи. Ширина спектра прицельной маскирующей помехи согласована с длительностью зондирующего импульса и может в несколько раз превышать полосу пропускания приемника РЛС. Поэтому в зависимости от ширины диапазона перестройки частоты и длительности импульса диапазон перестройки разбит на некоторое число сопряженных каналов, на которые возможен перескок частоты РЛС. Таких каналов в РЛС может быть десятки сотен.

Наиболее простым способом создания маскирующих помех РЛС с перестройкой несущей частоты от импульса к импульсу является создание широкополосной заградительной помехи в диапазоне, равном диапазону перестройки несущей частоты передатчика РЛС с некоторым запасом, компенсирующим погрешность в оценке диапазона перестройки частоты. Этот способ создания помех характеризуется низкой энергетической эффективностью, так как в каждый частотный канал будет попадать лишь малая часть интегральной мощности передатчика помех. Если же при перестройке частоты во всем диапазоне фактически используется только некоторое число фиксированных каналов, то можно значительно повысить спектральную плотность маскирующей помехи, создавая одновременно помеху только на этих каналах. Однако при этом передатчик помех придется существенно усложнить, так как потребуется приемное устройство для того, чтобы формировать помеху одновременно на всех фактически используемых каналах РЛС. Чем больше фактически используемых каналов, тем меньше может быть получен энергетический выигрыш этого способа создания помех по сравнению с заградительной помехой во всем диапазоне перестройки частоты РЛС [11, 25].

Узкополосную помеху можно применять во всех случаях, когда защищаемые цели удалены от РЛС на большие расстояния, чем передатчик помех. В этом случае производится измерение мгновенного значения частоты перехваченного радиолокационного сигнала и настройка передатчика помех для излучения максимальной мощности помехи на этой частоте. Настройка передатчика прицельной помехи не может быть произведена до прихода радиолокационного импульса, и, таким образом, цели, находящиеся на более близком расстоянии к РЛС, чем постановщик помех, не могут быть прикрыты помехой. Даже сигнал, отраженный от постановщика помех, не может быть замаскирован прицельной помехой, потому что передатчик помех не успевает настроиться на него. Приблизить передатчик помех к РЛС не всегда возможно по соображениям его безопасности.

Кроме быстро перестраиваемого передатчика станция помех должна располагать приемником, способным мгновенно измерить несущую частоту радиоимпульсов подавляемой РЛС или запомнить радиолокационный сигнал на необходимое время в условиях достаточно непростой электромагнитной обстановки.

Таким образом, для увеличения спектральной плотности мощности заградительной помехи РЛС со скачкообразной перестройкой частоты необходима априорная информация о параметрах перестройки частоты РЛС. Возможны два метода формирования прицельно-заградительных маскирующих помех. Один метод основан на использовании знания распределения несущих частот РЛС и согласовании энергетического спектра передатчика помех с энергетическим спектром перестройки сигналов передатчика РЛС. Другой метод использует предсказание несущей частоты на основании информации, полученной от ранее принятых радиолокационных импульсов, и условия, что изменение несущей частоты РЛС производится не по случайному закону.

Как уже отмечалось, возможное число частотных каналов перестройки в РЛС определяется диапазоном частотной перестройки и возможной шириной спектра помехи. Минимальная ширина ЧМ шумовой помехи обычно в 2...3 раза шире полосы пропускания подавляемого приемника. Следовательно, ширина одного частотного канала РЛС должна быть не уже полосы прицельной помехи. Обычно весь диапазон частотной перестройки разбивается на частотные каналы одинаковой ширины. В РЛС, использующей для формирования радиолокационного сигнала синтезаторы частоты, скачки частоты могут осуществляться на целое число частотных каналов. Поэтому вместо сплошного спектра помехи возможно использовать сетку узкополосных помех, совмещенных с разбивкой частотных каналов, которая как бы накладывается на область частотных каналов ожидаемого очередного скачка частоты. Такая сетка частот может генерироваться с помощью специальных устройств на основе диодов с накоплением заряда, запускаемых с помощью высокочастотного синусоидального сигнала и генерирующих очень узкие импульсы. В частотной области эти импульсы генерируют сетку частот, которые являются гармониками входной частоты.

Таким образом, для создания маскирующей помехи РЛС со скачкообразной перестройкой несущей частоты возможны следующие типы передатчиков помех [20].

1. Передатчики заградительных помех с равномерно или неравномерно распределенной мощностью в пределах диапазона перестройки в соответствии с распределением в РЛС используемых частотных каналов;
2. Передатчики прицельно-заградительных помех с приемником мгновенного измерения несущей частоты, способного настраивать центральную частоту спектра помехи на частоту последнего принятого радиолокационного импульса и адаптировать ширину полосы помехи в соответствии с ожидаемой величиной скачка частоты РЛС от импульса к импульсу.
3. Передатчики прицельных помех с предсказателем, способным точно оценивать частоту РЛС в любой момент времени.

Следует отметить существенное влияние скачкообразной перестройки в РЛС несущей частоты на эффективность помех по угловым координатам. Это связано со снижением эффективности прицельной маскирующей помехи по дальности как в случае самозащиты, так и для прикрытия. В основном это вызвано тем, что дальность до постановщика прицельных помех при поимпульсной перестройке частоты РЛС может быть определена точно. Поэтому снижается эффективность помех, прикрытая из зоны барражирования вне досягаемости огневых средств ПВО, если прикрываемые ЛА находятся ближе к РЛС, чем сам постановщик помех. Учитывая, что помехи прикрытия в основном воздействуют через боковые лепестки ДНА РЛС, использование заградительных помех вместо прицельной помехи в данном случае может оказаться трудно реализуемым на практике. В такой ситуации прицельные помехи прикрытия со скачкообразной перестройкой частоты могут создаваться или с забрасываемых в район подавляемой РЛС передатчиков помех одноразового действия, или с вынесенных вперед ЛА, например БПЛА. В случае взаимной защиты с помощью мерцающих помех (МП), создаваемых из двух разнесенных в пространстве ЛА, эф-

фективность которой основана на отсутствии разрешения ЛА по дальности и угловым координатам, работа РЛС в режиме скачкообразной перестройки частоты позволяет определить ближайший к РЛС ЛА. В результате МП из двух точек пространства становится прерывистой помехой из одной точки пространства, эффективность которой существенно ниже эффективности МП. При использовании заградительной по частоте помехи, ширина спектра которой не менее полосы перестройки частоты РЛС, помеха закрывает весь диапазон дальностей и разрешение ЛА по дальности становится невозможным, МП будет эффективной, но для этого потребуется очень существенное увеличение энергетического потенциала передатчика заградительных помех по сравнению с передатчиком прицельной помехи. Что касается помех самозащиты, то свою эффективность сохраняют виды угловых помех, для формирования которых достаточно ретранслировать радиолокационные сигналы без существенной их задержки. К ним можно отнести: инверсные помехи, помехи на частоте сканирования, поляризационные, а также когерентные помехи. Свою эффективность сохраняют перенацеливающие помехи, такие как выстреливаемые вперед пассивные и активные ловушки, перенацеливание ракет на подстилающую поверхность.

Снизили свою эффективность комбинированные помехи, которые используют уведящие помехи по дальности для перенацеливания строга сопровождения на удаленные ложные цели или объекты. При создании имитационных помех РЛС с быстрой перестройкой частоты требуется аппаратура с быстрым наведением помехи по частоте. Ниже представлены некоторые из возможных в этом случае технических решений.

11.20. Генератор ложных целей с использованием набора узкополосных шумов

В данном случае производится генерирование ложных целей с шумовым спектром, используя набор полосовых фильтров, для того, чтобы определить приблизительно частоту подавляемого радиолокатора и сформировать шумовой сигнал на соответствующей частоте [20].

В случае, когда в зондирующих сигналах РЛС содержится информация о частоте каждого последующего импульса, например, в сигналах командных систем наведения ракет, ложные цели можно создать рассмотренным методом на всех дальностях. Для этого достаточно иметь на борту постановщика помех подсистему разведки, способную расшифровать частотный код в зондируемом сигнале РЛС. Структурная схема рассматриваемого генератора ложных целей показана на рис. 11.20. В этом генераторе сигнал подавляемой РЛС принимается и передается на разделитель каналов, ко второму входу которого подсоединяется источник широкополосных шумов во всем частотном диапазоне перестройки частота подавляемого радиолокатора.

Поступив на разделитель каналов, входной сигнал затем проходит полосовой фильтр, настроенный на его частоту f_n , и детектируется. Продетектированный импульс используется для открывания последовательно включенного высокочастотного стробирующего устройства & n , в результате чего шумовой сигнал, находящийся в пределах полосы пропускания фильтра, проходит на импульсный модулятор. Детекторы предназначены для детектирования импульсных сигналов и не реагируют на шумы, постоянно заполняющие фильтры. Высокочастотное стробирующее устройство остается открытым в течение определенного промежутка времени, предшествующего приходу зондирующего импульса радиолокатора и определяемого путем анализа данных радиотехнической разведки, полученных по радиолокатору, подлежащему подавлению. Этот промежуток времени выбирается таким образом, чтобы обеспечивалась высокая вероятность встречи первоначально определенной частоты радиолокационного сигнала (с точностью до ширины полосы фильтра) при последующем приеме зондирующего сигнала радиолокатора. Верхний предел этого промежутка времени устанавливается так, чтобы скачкообразная перестройка частоты не вызывала в передатчике помех запоминания и излучения на частотах, которые более не встречаются в программе перестройки частоты РЛС. Если сигналы радиолокатора повторно заполняют все фильтры, перекрываю-

щие диапазон его перестройки частоты, то это не дает выигрыша многоканальному передатчику помех, поскольку большинство или все частотные полосы фильтров будут задействованы. В этом случае оказывается более эффективным широкополосный передатчик помех с фиксированной настройкой, перекрывающий полностью диапазон перестройки частоты радиолокатора. Однако, если эта частота повторно оказывается только в пределах отдельных фильтров, перекрывающих диапазон его перестройки, и в любой момент только часть фильтров будет задействована, то обеспечивается более высокая мощность помехи по сравнению с мощностью, обеспечиваемой широкополосным передатчиком помех. Детектор на выходе приемной антенны выделяет импульсы подавляемого радиолокатора и синхронизирует генератор ложных целей по видеочастоте. При желании можно генерировать много ложных целей, при этом каждый ложный импульс используется для модуляции выходного сигнала, снимаемого с выхода сумматора. В каждый момент формирования ложной цели все фильтры, чьи выходы находятся в открытом состоянии, будут подавать на выходной сумматор свои шумы с шириной спектра, равной полосе пропускания фильтра. Иными словами, одновременно генерируется много ложных целей, похожих на истинные, на всех частотах принятых сигналов. Выходная мощность усилителя будет делиться между этими сигналами. Таким образом, рассмотренный генератор ложных целей формирует шумовые импульсы, перекрывающие все рабочие частоты подавляемого радиолокатора без сплошного перекрытия его частотного диапазона, что является более эффективным энергетически по сравнению с обычным широкополосным шумовым передатчиком. За счет дискретности перекрытия рабочего диапазона частот плотность мощности помехи может быть увеличена в активных участках частотного диапазона подавляемой РЛС [20].

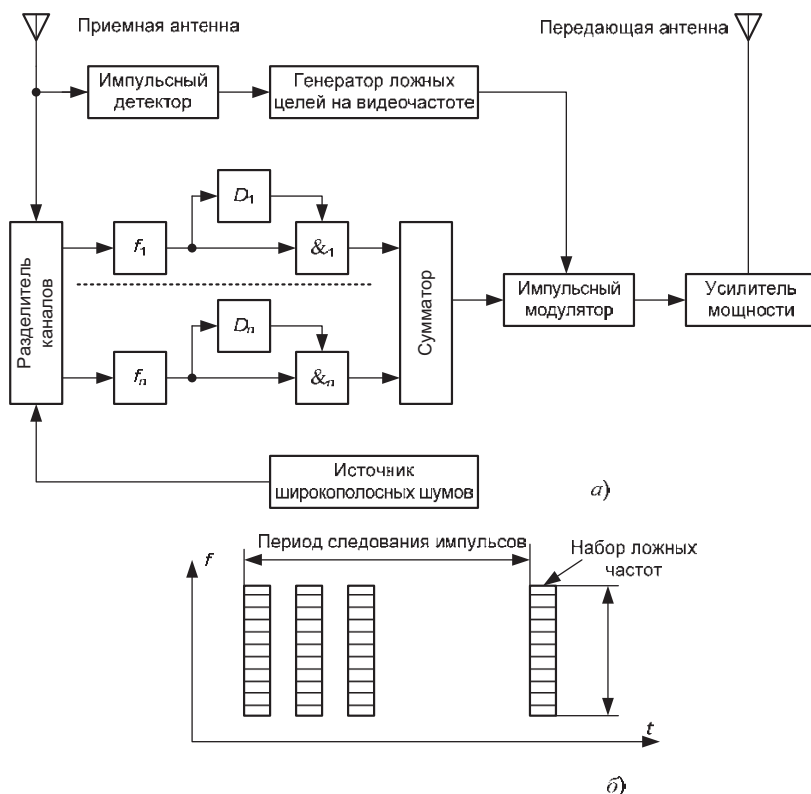


Рис. 11.20. Структурная схема генератора, предназначенного для создания ложных целей РЛС с быстрой перестройкой частоты (а) и эпюры, поясняющие его работу (б)

11.21. Генератор ложных целей с устройством запоминания на основе широкополосного источника радишума

Для создания имитационных помех необходимы устройства определения несущей частоты и длительности радиолокационных импульсов, а также устройства настройки передатчика на несущую частоту подавляемой РЛС. Однако такие устройства определения и воспроизведения частоты являются достаточно сложными и, главное, не обеспечивают создание помех РЛС с быстрой перестройкой несущей частоты, например, с поимпульсной перестройкой. Для исключения необходимости определения несущей частоты подавляемой РЛС и последующего наведения передатчика помех по частоте можно применить запоминающее устройство на основе источника широкополосных шумов в диапазоне СВЧ. Ширина полосы таких шумов должна, но крайней мере, охватывать возможный диапазон перестройки частоты РЛС.

На рис. 11.21 приведена структурная схема передатчика имитационных помех с использованием источника радишума в качестве устройства запоминания частоты. Радиолокационный сигнал пригашается антенной системой и через антенный переключатель поступает на вход полосового фильтра, который перекрывает требуемый диапазон частот.

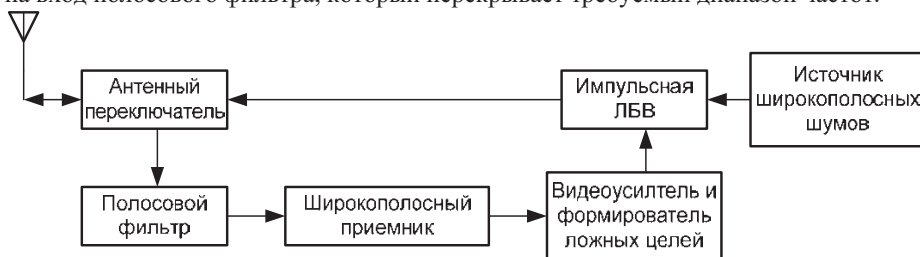


Рис. 11.21. Структурная схема передатчика имитационных помех с устройством запоминания на основе широкополосного источника радишума

Широкополосный приемник, обычно детекторный, служит для приема радиосигналов, прошедших через полосовой фильтр. Видеосигналы с выхода приемника подаются на видеоусилитель и устройство задержки для формирования дезориентирующих помех РЛС по дальности. С выхода устройства задержки модулирующие видеоимпульсы поступают на модулирующий электрод мощной импульсной ЛБВ, а на ее вход поступает непрерывный шумовой сигнал, спектр которого охватывает всю полосу пропускания фильтра преселектора. В результате амплитудной модуляции импульсной ЛБВ на ее выходе формируются радиоимпульсы широкополосного шума, которые через антенный переключатель и антенную систему излучаются в направлении на подавляемую РЛС.

11.22. Передатчик имитационных ответных помех

Имитационные помехи являются эффективным средством противодействия одновременно многим РЛС на этапе поиска и сопровождения, особенно если они создаются по боковым лепесткам ДНА подавляемой РЛС. В этом случае даже моноимпульсные РЛС могут быть эффективно дезориентированы. Воздействие помех через боковые лепестки ДНА РЛС требует существенного повышения энергетического потенциала передатчиков помех. Поэтому наиболее целесообразным, с точки зрения обеспечения минимальных энергетических потерь, видом помехового сигнала будет сигнал ретрансляционного типа. Такой сигнал формируется из запомненных копий радиолокационного сигнала путем соответствующего изменения положения ответного сигнала по задержке, частоте и фазе относительно принимаемого сигнала РЛС. В результате имитируется ложная цель, имеющая большую или меньшую дальность, которая может перемещаться с заданной скоростью путем введения соответствующих переменных задержек и доплеровских сдвигов частоты для согласования ее с параметрами реальной цели.

Передатчик осуществляет создание ретрансляционных помех РЛС с импульсным или непрерывным излучением в режимах как поиска, так и сопровождения ими цели. Подавляемые РЛС могут работать на разнесенных несущих частотах, со скачкообразным по программе или хаотическим изменением несущей частоты, а также с изменением частоты повторения радиоимпульсов как по случайному, так и по определенному закону. При этом имитируются ложные цели с большей или меньшей дальностью. Для различных имитируемых целей осуществляется коррекция их доплеровских частот для согласования с параметрами движения реальной цели. Точный контроль временных, частотных и фазовых параметров ретранслируемых сигналов реализуется с помощью преобразования частоты, используя при этом многофункциональный источник гетеродинирующего сигнала, управляемого ЭВМ.

При выполнении тактической операции бортовой приемник анализирует частоту повторения и длительности импульсов РЛС, направление их прихода (азимут и угол места), частоту сканирования диаграммы направленности РЛС, излучаемую мощность передатчика РЛС, наклонную дальность до РЛС, относительный уровень сигналов, принимаемых по главным и боковым лепесткам ДНА РЛС. скорость и высоту полета носителя. Эта информация сопоставляется в соответствующем масштабе времени с информацией, хранящейся в долговременном ЗУ для идентификации и выбора соответствующей программы ее радиоэлектронного подавления. С учетом ЭПР постановщика помех передатчик помех ретранслирует сигналы подавляемой РЛС, имитируя на экране ее индикатора отметку цели такую же по интенсивности, как и отметка реальной цели. Если сигнал помехи представляет собой ретранслированный ранее сигнал РЛС, то ложная цель появится на меньшем расстоянии, чем расстояние до постановщика помех. Кроме того, можно имитировать движение ложной цели со скоростью, превышающей скорость постановщика помех. Помеха по угловым координатам создается за счет воздействия ретранслированного помехового сигнала по боковым лепесткам ДНА РЛС (как в режиме поиска, так и сопровождения). В зависимости от производительности ЭВМ, скважности и параметров РЛС данная система РЭП может автоматически ретранслировать импульсные и непрерывные сигналы многих РЛС. Эти возможности реализуются посредством автоматической обработки частотных компонентов радиолокационного сигнала. Для этого применяются уникальные методы мгновенного и автоматического управления несущей частотой излучаемого помехового импульса.

На рис. 11.22 приведена структурная схема передатчика дезинформируемых помех, работающего в широком диапазоне частот от 2 до 9 ГГц.

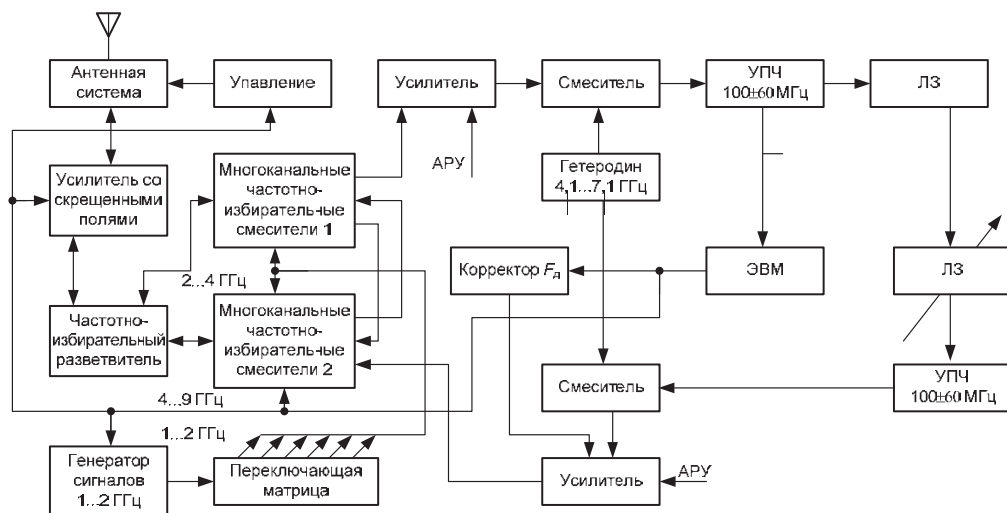


Рис. 11.22. Структурная схема передатчика дезинформирующих помех

В передатчике используется широкодиапазонная приемопередающая антенная система с электронным сканированием, управляемым ЭВМ в пределах широкого телесного угла (до 180°), позволяющего осуществлять прием сигналов РЛС и излучение в выбранном направлении сигналов помех в режиме разделения во времени. В режиме приема радиолокационный сигнал пропускается через усилитель со скрещенными полями (как через пассивный прибор) с относительно малыми потерями (0,5 дБ) и подается на многоканальный, в данном случае двухканальный, частотно-избирательный разветвитель для разделения всего частотного диапазона на два диапазона 2...4 ГГц и 4...9 ГГц.

Каждый канал работает на многоканальный переключаемый частотно-избирательный смеситель на направленных фильтрах, управляемый по программе. Гетеродин, управляемый от ЭВМ, генерирует широкополосный сигнал в диапазоне 1...2 ГГц, который через переключающую матрицу поступает на частотно-избирательные смесители обоих каналов преобразования частоты. В качестве генератора сигналов гетеродина может служить лампа обратной волны с обратной связью, модулируемая смесью белого шума и периодического напряжения. Такой метод модуляции позволяет обеспечить лучшую равномерность спектра, чем в случае модуляции только шумом. Переключающая матрица на десять направлений служит для подачи широкополосного сигнала гетеродина на соответствующие смесители в интервалы времени приема и передачи.

В интервале времени приема одновременно на все смесители приемных каналов подается сигнал гетеродина, а на смесители восстановления частоты сигнала гетеродина не подаются. В интервал времени передачи быстродействующие коммутаторы приемных каналов запираются стробирующим импульсом. Просуммированные выходные сигналы смесителей приемных каналов в частотном диапазоне 4...7 ГГц поступают на вход СВЧ-усилителя с коэффициентом усиления 25 дБ, а затем на балансный смеситель, СВЧ-усилитель. Усилитель целесообразно охватить мгновенной АРУ для нормировки сигнала на входе балансного смесителя и подавления самовозбуждения. В балансном смесителе усиленный сигнал диапазона 4...7 ГГц преобразуется с помощью гетеродинирующего сигнала диапазона 4,1...7,1 ГГц в широкополосный сигнал промежуточной частоты 100 ± 60 МГц, который после усиления в УПЧ задерживается в линии задержки с фиксированным запаздыванием (несколько сотен микросекунд) и линии задержки с переменной величиной запаздывания. Функции обоих гетеродинов может выполнять один гетеродин, работающий в режиме разделения во времени в соответствии с программой, задаваемой ЭВМ. Линия задержки с постоянным запаздыванием содержит одну или более секций, которые соответствуют предполагаемому диапазону изменения частоты повторения радиолокационных импульсов. Линия задержки с переменным запаздыванием служит для точной настройки полной задержки и регулировки скорости изменения задержки ретранслируемого сигнала помехи. Помимо описываемого в данном случае аналогового типа реализации фиксированной и регулируемой задержек для формирования задержанного радиоимпульса на промежуточной частоте может быть использована цифровая система запоминания и воспроизведения радиосигнала, которая была описана в предыдущем разделе. Информация о частоте повторения радиолокационных импульсов выдается ЭВМ, где интервалы между последовательными импульсами автоматически используются ЭВМ для целей синхронизации и регулировки запаздывания. ЭВМ выполняет три различные функции. Во-первых, она запоминает частоту повторения импульсов; во-вторых, синхронизирует все функции приемопередатчика; в-третьих, обрабатывает данные о частоте повторения импульсов, поступающих как регулярно, так и не регулярно, для определения длительности селектирующего импульса, позволяющего осуществить ретрансляцию определенного числа импульсов таким образом, что подавляемая РЛС примет по крайней мере хотя бы один из них как отраженный от реальной цели. Эти импульсы в усилителе со скрещенными полями, формируют помеховые радиоимпульсы, из которых приемник подавляемой РЛС отбирает свой, отбрасывая остальные. Это позволяет создавать ответные помехи даже РЛС, использующим нерегулярные частоты повторения. Регулирование скорости изменения запаздывания осуществляется таким образом, чтобы имитировать реальную скорость сбли-

жения цели с РЛС. При этом несущая частота ретранслируемого сигнала соответственно корректируется путем введения доплеровской поправки, используя сдвиг частоты с помощью пилообразной фазовой модуляции, осуществляемой в СВЧ-усилителе по спирали ЛБВ. Период пилообразного колебания регулируется так, чтобы изменения фазы задержанного СВЧ-сигнала были всегда скорректированы с имитируемой скоростью ЛА. Задержанный сигнал ПЧ (100 ± 60 МГц) смешивается в балансном смесителе с сигналом гетеродина диапазона 4,1...7,1 ГГц, образуя спектральные компоненты в диапазоне 4...7 ГГц. Этот сигнал подается через направленные частотные фильтры к смесителям восстановления исходной несущей частоты соответствующих каналов. Для восстановления частоты по командам контроллера на соответствующие гетеродинные входы этих смесителей подаются от переключающей матрицы сигналы гетеродина диапазона 1...2 ГГц. В результате высокочастотный сигнал на выходе соответствующего смесителя будет представлять запомненную копию сигнала РЛС, задержанного и скорректированного в соответствии с задаваемым доплеровским сдвигом. Этот сигнал усиливается в выходном СВЧ-усилителе, модулируемым синхронными импульсами от устройства управления, и излучается антенной в направлении на источник излучения.

Для формирования таких помех необходимо в ходе радиоэлектронного конфликта па борту постановщика помех осуществлять непрерывный анализ радиоэлектронной обстановки. Анализируются, например, такие параметры, как частота повторения и длительность радиоимпульсов, частота сканирования антенны, излучаемая мощность РЛС, наклонная дальность до РЛС. Оценивается величина ЭПР защищаемого самолета в направлении РЛС, относительная величина уровня мощности сигналов, принятых по главному и боковым лепесткам ДНА РЛС, направления на РЛС (азимут и угол места). После сравнения полученной информации о радиоэлектронной обстановке и ее сопоставления с информацией, хранящейся в библиотеке данных о РЭС, выбирается та или иная программа реагирования на возникшую угрозу.

ГЛАВА 12

Эффективность средств и способов РЭБ

12.1. Методы исследования эффективности комплексов РЭБ

При решении задач оценки эффективности комплексов РЭБ, прежде всего, задаются некоторыми критериями (показателями). Значительная сложность решения подобных задач, связанная с многообразием средств РЭБ и условий их боевого применения, делают невозможным проводить оценку их эффективности по какому-либо одному единственному критерию. Поэтому приходится пользоваться несколькими показателями в зависимости от поставленной цели исследования. В этом разделе рассматриваются различные группы критериев применительно к научно-практическим задачам разработки и боевого применения средств и комплексов РЭБ.

Для исследования эффективности комплексов РЭБ используются как теоретические, так и экспериментальные методы.

Получение достоверных теоретических оценок эффективности средств РЭБ обычно наталкивается на значительные трудности. Это связано с невозможностью точно определить адекватную математическую модель комплекса, поскольку нельзя учесть все многообразие условий его работы в динамично меняющейся обстановке боевых действий. Несмотря на весьма большие возможности современных средств и методов исследований, до сих пор не разработаны математические модели даже многих простейших средств РЭБ (например, САП). Однако, применение теоретических методов, основанных на использовании упрощенных математических моделей, позволяет осмыслить проблему в целом и получить хотя бы приближенные оценки эффективности комплексов РЭБ, функционирующих в заданных условиях. А это очень важно, поскольку в процессе исследований выявляются наиболее общие закономерности, зачастую приводящие к неожиданным результатам.

Более детальные характеристики эффективности средств РЭБ получаются в результате имитационного математического моделирования, которое предусматривает решение уравнений, описывающих функционирование комплексов РЭБ в противоборстве с противником. Такие модели всегда оказываются стохастическими, что связано со случайным характером параметров всех систем, входящих в комплекс и участвующих в конфликтном взаимодействии. Это порождает дополнительные трудности при исследованиях. Но, несмотря на трудоемкость математического моделирования, исследования эффективности комплексов РЭБ с использованием имитационных моделей, реализуемых на основе мощных современных вычислительных средств, находят применение на всех этапах разработки и эксплуатации комплексов.

Экспериментальные методы исследований предусматривают использование лабораторных и летних испытаний.

Лабораторные испытания проводятся на стендах (установках), состоящих из комплекса РЭБ, физических моделей объектов РЭБ и контрольно-измерительного комплекса. Как правило, при лабораторных (стендовых) испытаниях анализируется качество функционирования отдельных устройств и подсистем комплекса, проверяется правильность принятых при проектировании технических решений и определяются пути совершенствования комплекса.

Наиболее эффективны лабораторные испытания, которые проводятся методом полунатурного моделирования. Сущность этого метода сводится к частичному использованию реальной аппаратуры комплекса, функционально соединяемой с ЭВМ, которая имитирует работу отдельных устройств комплекса, работающих в реальной боевой обстановке. Прежде всего, имитируется внешняя среда, в которой работает комплекс РЭБ, и устройства объектов радиоэлектронного поражения, физические модели которых недоступны. На полунатурных

моделях весьма успешно проводится ситуационное (игровое) моделирование, позволяющее оценивать эффективность подавления разнообразных РЭС комплексами активных и пассивных помех, создаваемых совокупностью (системой) комплексов РЭБ. Полунатурное моделирование не требует больших затрат времени и материальных ресурсов. Результаты моделирования доступны широкому кругу специалистов и могут детализироваться в зависимости от интересов испытателя.

Возможны различные варианты построения полунатурных моделей [25]. Близкой к действительности является модель системы самонаведения, в структуру которой включается реальная аппаратура головки самонаведения (ГСН), станции активных помех (САП) и генераторы, имитирующие сигналы цели рис. 12.1.

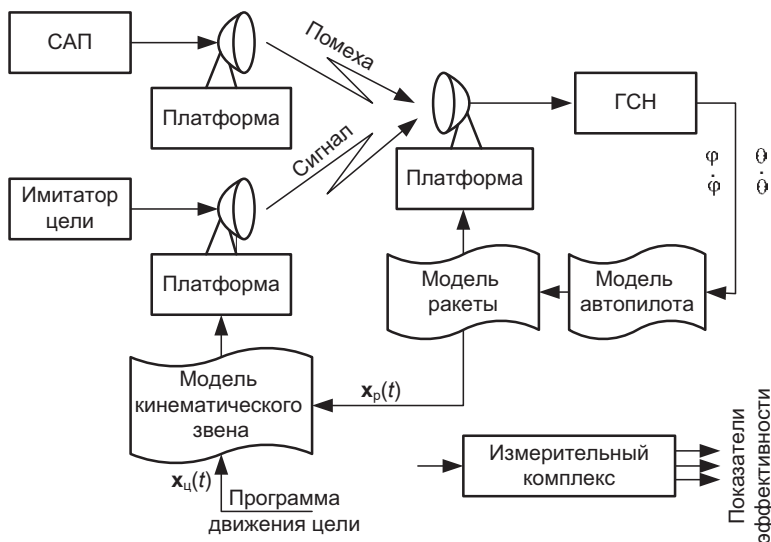


Рис. 12.1. Полунатурная модель самонаведения ракеты

Программный комплекс модели имитирует кинематику движения ракеты и цели (кинематическое звено замкнутого контура управления), автопилот и ракету. Результаты решения системы уравнений движения ракеты и цели преобразуются в фазовые координаты $(\varphi, \dot{\varphi}, \theta, \dot{\theta})$ перемещения подвижной платформы, соответствующие действительным перемещениям ракеты под действием сигнала и помех. Платформа имеет три степени свободы. Напряжения, пропорциональные линейным перемещениям центра масс ракеты $x_p(t)$ и цели $x_c(t)$, используются математической моделью кинематического звена, на выходе которого формируются напряжения, имитирующие перемещение системы "ракета-цель". Эти напряжения управляют движением динамического стенда, на платформе которого располагается антенна имитатора сигнала. Мощность полезного и помехового сигналов, создаваемых соответственно имитатором цели и реальной САП, изменяется по программе в соответствии с изменениями дальности до ракеты. При необходимости изменяются и пространственно-временные параметры помехи, имитируя движения постановщика помех (САП). Угловые ошибки сопровождения цели и все другие параметры, необходимые для оценки эффективности помех, измеряются и фиксируются приборами измерительного комплекса.

Наиболее затратны летные и полевые испытания. К ним привлекаются весьма квалифицированные специалисты, различная авиационная и наземная техника. Летные испытания проводятся на заключительном этапе создания комплекса РЭБ и на всем протяжении жиз-

ненного цикла функционирования комплексов: на учениях, полигонных, аэродромах, ремонтных заводах. Однако, из-за ограниченности времени и допустимых затрат не удастся получить всестороннюю оценку эффективности комплекса. Главным образом – вследствие того, что в качестве объекта РЭБ используются собственные РЭС, характеристики которых часто не совпадают с соответствующими характеристиками РЭС-аналогов противника.

12.2. Критерии боевой эффективности комплексов РЭБ

Значительная сложность задачи большое многообразие форм боевого применения комплексов РЭБ не позволяют оценить их эффективность одним критерием (показателем). По этой причине в зависимости от поставленных целей исследования применяются различные критерии эффективности РЭБ, которые могут быть сведены в три группы: боевые, технические и экономические.

Самолетный комплекс групповых и индивидуальных средств РЭБ при прорыве ПВО противника может вывести из строя соответствующие РЭС противника разными способами: путем уничтожения РЭС или основных жизненно важных элементов (например, антенной системы); путем поражения или радиоэлектронного подавления РЭС.

Эффективность уничтожения РЭС различными видами оружия, в том числе и ракетами класса "воздух–РЭС", оценивается известными методами теории вероятностей, радиоуправления и результатами исследования боевой эффективности [11, 25]. При оценке эффективности радиоэлектронного подавления РЭС противника используются обобщенными (общими) и частными оперативно-тактическими критериями.

Обобщенные критерии применяются для оценки эффективности мероприятий по РЭБ в боевых действиях авиационных соединений и частей. На практике применяются следующие обобщенные критерии: степень снижения надежности (вероятности) управления войсками и оружием ПВО противника, вероятность выполнения группой самолетов (звено, эскадрилья, полк и т.д.) боевого задания $P_{бз}$, число атак истребителей, пусков ракет, прицельных или эффективных выстрелов на заданном участке маршрута полета m , среднее число подавленных РЭС противника M в полосе прорыва. Обобщенные критерии могут применяться для оценки боевых возможностей комплексов РЭБ.

Частные оперативно-тактические критерии применяются для оценки эффективности отдельных мероприятий по РЭБ, эффективности комплексов и средств РЭБ, способов РЭБ. Основными частными критериями являются: вероятность поражения самолета (группы самолетов) оружием средств ПВО, промах ракеты (снаряда), число эффективных обстрелов и др. При оценке эффективности боевого применения авиационных комплексов и средств РЭБ следует различать три степени дезорганизации работы РЭС: срыв, нарушение и затруднение управления (наведения).

Срыв управления (наведения) – это степень подавления (дезорганизации), при которой противник теряет управление войсками и не может эффективно применять управляемое оружие. Срыв достигается снижением надежности (вероятности) управления, что обеспечивается поражением (выводом из строя) не менее половины наиболее важных пунктов управления и РЭС, а также радиоэлектронным подавлением большинства оставшихся РЭС.

Нарушение управления – это степень дезорганизации, при которой противник периодически теряет управление войсками и оружием в отдельных звеньях управления и на отдельных направлениях действий своих войск. Нарушение достигается снижением надежности управления, что обеспечивается поражением заданного количества наиболее важных РЭС и радиоэлектронным подавлением большинства сохранившихся РЭС.

Затруднение управления – это степень дезорганизации, при которой имеют место перебои в управлении войсками и оружием, сокращается обмен информацией в различных звеньях и нарушается централизованная работа систем управления противника. Затруднение управления достигается снижением надежности управления. Это обеспечивается поражени-

ем до наиболее важных РЭС и радиоэлектронным подавлением до половины оставшихся РЭС.

Вероятность выполнения группой самолетов боевого задания равна

$$P_{бз} = P_{пво} P_{обн} P_{пор} P_{н}, \quad (12.1)$$

где $P_{пво}$ – вероятность прорыва ПВО;

$P_{обн}$ – вероятность выхода на цель и ее обнаружения;

$P_{пор}$ – вероятность поражения цели;

$P_{н}$ – надежность комплексов РЭБ.

В общем случае вероятности $P_{обн}$ и $P_{пор}$ – являются условными, однако из-за слабой вероятностной связи рассматриваемых событий (прорыв ПВО, выход на цель, поражение цели, надежность комплекса РЭБ) перечисленные вероятности можно рассматривать как безусловные.

Разработка, эксплуатация и боевое применение комплекса РЭБ, должны быть направлены на повышение вероятности $P_{бз}$.

Увеличение $P_{пво}$ достигается путем уничтожения и радиоподавления РЭС управления войсками и оружием ПВО. На этапе поиска, обнаружения и поражения цели самолетные средства РЭБ снижают эффективность РЭС (в том числе и средств РЭБ), за счет чего возрастают $P_{обн}$ и $P_{пор}$. Совершенствование эксплуатационных характеристик комплексов РЭБ, проводимое инженерно-авиационной службой (ИАС), увеличивает $P_{бз}$ за счет повышения надежности комплекса.

Критерий (12.1) или отдельные его составные части $P_{обн}$, $P_{пор}$ и $P_{н}$ могут применяться для оценки боевой эффективности комплекса групповых и индивидуальных средств РЭБ. Показатели эффективности, связанные с определением среднего числа атак истребителей, пусков ракет, прицельных или эффективных выстрелов m , среднего числа подавленных РЭС М применяются главным образом для оценки эффективности комплексов групповых средств РЭБ. Однако в ряде случаев эти показатели могут быть успешно применены и для оценки эффективности комплексов индивидуальных средств РЭБ.

Эффективность комплексов индивидуальных средств РЭБ оценивается с помощью частных оперативно-тактических критериев: вероятности поражения (непоражения) самолета $P_{н\ пор}$, промаха ракеты или снаряда Δ .

На каждом этапе исследования комплекса РЭБ (проектирование, испытание, эксплуатация, боевое применение) обосновывается необходимость применения того или иного критерия и устанавливается функциональная связь выбранного критерия с техническими и оперативно-тактическими характеристиками комплекса: $P_{бз} = P_{бз}(\alpha, \beta)$, $m = m(\alpha, \beta)$, $P_{пор}(\alpha, \beta)$ и т.д.

Вероятность прорыва ПВО $P_{пво}$ определяется как вероятность несбития прикрываемого самолета за время t при пролете зон действия ЗРК, ЗАК и ИА:

$$P_{пво} = (1 - P_{зрк})(1 - P_{зак})(1 - P_{иа}), \quad (12.2)$$

где $P_{зрк}$, $P_{зак}$, $P_{иа}$ – вероятности сбития самолета в зонах действия ЗРК, ЗАК и ИА.

Вероятность поражения нашего самолета, например, истребительной авиацией противника определяется средним числом m атак и вероятностью поражения самолета за одну атаку P_1 :

$$P_{иа}(m) = 1 - (1 - P_1)^m, \quad (12.3)$$

где m – число атак.

Если предположить, что в процессе преодоления ПВО поток атак или обобщенных выстрелов является стационарным и пуассоновским, то вероятность того, что за время t по цели будет произведено ровно m атак, равна:

$$P_m(t) = \frac{(\lambda t)^m}{m!} e^{-\lambda t}. \quad (12.4)$$

или

$$P_m(t) = \frac{a^m}{m!} e^{-a}, \quad (12.5)$$

где λ – математическое, ожидание числа атак за единицу времени;
 $a = \lambda t$ – математическое ожидание числа атак за промежуток времени t .

Считая поражение цели в первой, второй и т.д. атаках как несовместные события, в соответствии с теоремой сложения вероятностей можно получить

$$P_{\text{иа}} = \sum_{m=1}^{\infty} P_m(t) P_{\text{иа}}(m). \quad (12.6)$$

$$P_{\text{иа}} = 1 - e^{-P_1 \lambda t}. \quad (12.7)$$

В (12.7) учтено, что

$$e^x = 1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{x^m}{m!}. \quad (12.8)$$

Вероятность того, что самолет не будет сбит за время t

$$P_{\text{иа н}} = 1 - P_{\text{иа}} = e^{-P_1 \lambda t}. \quad (12.9)$$

Определяя аналогичным образом вероятность того, что самолет не будет сбит в зонах действия ЗРК, ЗАК и ИА, с помощью (12.2) и (12.9) можно найти

$$P_{\text{пво}} = e^{-\lambda_{\text{пво}} t}, \quad (12.10)$$

где $\lambda_{\text{пво}}$ – средняя плотность обобщенных выстрелов (атак истребителей, пусков ракет)

$$\lambda_{\text{пво}} = \sum_{i=1}^n \lambda_i P_{\text{и}} \quad (12.11)$$

λ_i – средняя плотность воздействия i -го средства ПВО (средняя скорострельность);
 $P_{\text{и}}$ – вероятность поражения нашего самолета i -м средством ПВО на заданном участке маршрута;
 n – число зон ПВО.

Формулы (12.10) и (12.11) важны для понимания роля групповых и индивидуальных средств РЭБ. Они показывают каким образом проявляется действие помех при подавлении РЭС управления войсками и оружием ПВО.

Математическое ожидание числа, обобщенных выстрелов за единицу времени λ_i характеризует качество работы систем обнаружения, целераспределения, целеуказания, т.е. РЭС управления войсками. Снижение $\lambda_{\text{пво}}$ может быть достигнуто либо за счет применения мощных станций маскирующих помех, подавляющих РЭС УВ по боковым лепесткам диаграммы направленности антенн, либо за счет применения большого числа пространственно-распределенных маломощных станция активных имитирующих помех. Мощные САП могут размещаться только на специальных самолетах и вертолетах-постановщиках помех. Они обеспечивают поражение большого числа самолетов и поэтому составляют основу комплекса групповых средств РЭБ. Маломощные станция имитирующих помех имеют малые габариты и массы. Поэтому могут размещаться на всех самолетах, в том числе и ударных. Поиск оптимальных соотношений между высокопотенциальными групповыми САП и маломощными индивидуальными САП является важной и не решенной пока проблемой.

Вероятность поражения самолета одним обобщенным выстрелом может быть снижена за счет применения индивидуальных средств РЭБ, воздействующих на РЛС управления оружием (бортовые РЛС, радиолокационные головки самонаведения и т.д.).

Таким образом, выражение (12.10), кроме использования по прямому назначению (для определения боевой эффективности комплекса РЭБ), позволяет определять общую концепцию построения бортовых комплексов РЭБ. Из (12.10) и (12.11) вытекает необходимость разработки комплексов как групповых, так и индивидуальных средств РЭБ. Важной задачей является определение оптимальных соотношений между групповыми и индивидуальными средствами РЭБ.

Для определения **вероятности поражения ЛА ракетой с контактным взрывателем** необходимо знать характеристику уязвимости самолета и закон рассеивания снарядов. Характеристика уязвимости (живучести) ЛА описывается координатным законом $G(m)$, который представляет собой условную вероятность поражения ЛА очередью независимых выстрелов при условии, что в самолет попало ровно m снарядов [25]

$$G(m) = 1 - (1 - p_1)^m, \quad (12.12)$$

где p_1 – вероятность поражения цели одним снарядом, попавшим в нее.

Для поражения ЛА необходимо попадание в него определенного числа снарядов ω . Среднее необходимое число попаданий ω зависит от типа ЛА и калибра снаряда.

При заданном значений вероятности p_1 можно найти среднее необходимое число попаданий

$$\omega = \frac{1}{p_1}. \quad (12.13)$$

Из уравнений (12.12) и (12.13) следует

$$G(m) = 1 - \left(1 - \frac{1}{\omega}\right)^m. \quad (12.14)$$

Полная вероятность поражения (сбития) цели при стрельбе по ней очередью из n снарядов

$$P_{\text{пор}} = \sum_{m=1}^n p_{m,n} G(m), \quad (12.15)$$

где $p_{m,n}$ – вероятность попадания в цель ровно m снарядов при стрельбе очередью из n снарядов.

Вероятность $p_{m,n}$ равна

$$p_{m,n} = C_n^m P_1^m (1 - P_1)^{n-m}, \quad (12.16)$$

где C_n^m – число сочетаний из n по m ;

P_1 – вероятность попадания одного снаряда.

Подставляя выражения (12.16), (12.14) в (12.15), после преобразований получается, что

$$P_{\text{пор}} = 1 - \left(1 - \frac{P_1}{\omega}\right)^n. \quad (12.17)$$

Вероятность попадания снаряда в контур цели $S_{\text{ц}}$ (в картинной плоскости X, Y) определяется законом рассеяния снарядов $P(\Delta_x, \Delta_y)$

$$P_1 = \iint_{S_{\Pi}} p(\Delta_x, \Delta_y) dx dy, \quad (12.18)$$

где Δ_x, Δ_y – промахи, порождаемые действием помех;
 S_{Π} – проекция самолета на картинную плоскость.

При малых размерах самолета по сравнению с размерами области рассеяния снарядов

$$P_1 = \frac{\rho^2 S_{\Pi}}{\pi E_x E_y} \exp \left[-\rho^2 \left(\frac{\bar{\Delta}_x^2}{E_x^2} + \frac{\bar{\Delta}_y^2}{E_y^2} \right) \right], \quad (12.19)$$

где $E_x = 0,68\sigma_x$; $E_y = 0,68\sigma_y$ – главные вероятные отклонения вдоль главных осей эллипса рассеяния;

σ_x, σ_y – среднеквадратические значения промахов;

$\rho = 0,477$; $\bar{\Delta}_x, \bar{\Delta}_y$ – математические ожидания промахов.

Если установлены зависимости $E = E(\alpha, \beta)$ и $\bar{\Delta} = \bar{\Delta}(\alpha, \beta)$, то с помощью формулы (12.19) можно оценить эффективность комплекса РЭБ по борьбе с зенитно-артиллерийскими комплексами (ЗАК) и определить оптимальные параметры (характеристики) комплекса.

При отсутствии систематических ошибок ($\bar{\Delta}_x = 0, \bar{\Delta}_y = 0$) выражение (12.16) упрощается:

$$P_1 = \frac{\rho^2 S_{\Pi}}{\pi E_x E_y} \cong \frac{S_{\Pi}}{2\pi\sigma_x\sigma_y}. \quad (12.20)$$

Анализ (12.20) показывает, что при нулевом математическом ожидании промахов наиболее эффективны те помехи, которые приводят к росту σ_x и σ_y . В более общем случае, когда радиопомехи вызывают изменение математических ожиданий $\bar{\Delta}_x, \bar{\Delta}_y$ и дисперсий промахов σ_x^2 и σ_y^2 , увеличение σ_x и σ_y может быть нежелательным.

В некоторых случаях можно положить $\bar{\Delta}_x = \bar{\Delta}_y = \bar{\Delta}$, $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$. Тогда, учитывая, что $E = \rho\sqrt{2}\sigma$, из (12.19) следует, что

$$P_1 = \frac{S_{\Pi}}{2\pi\sigma^2} \exp \left(-\frac{\bar{\Delta}^2}{\sigma^2} \right). \quad (12.21)$$

При $\sigma = \bar{\Delta}$ вероятность P_1 достигает максимального значения

$$P_{1\max} = \frac{S_{\Pi}}{2\pi e \bar{\Delta}^2}. \quad (12.22)$$

Следовательно, менее благоприятными для РЭБ являются такие помехи, которые вызывают промахи с одинаковыми эффективным значением и математическим ожиданием $\sigma = \bar{\Delta}$. Более целесообразно выбирать такие помехи, которые приводят к промахам с $\sigma \gg \bar{\Delta}$ или $\bar{\Delta} \gg \sigma$.

При $\bar{\Delta}_x = \bar{\Delta}_y = \Delta$ и $E_x = E_y = E$ и представлении зоны поражения в виде круга с радиусом $R_{\text{пор}}$, равным радиусу поражения, вероятность поражения

$$P_{\text{пор}} = 1 - \exp \left(-\frac{\rho^2 R_{\text{пор}}^2}{E^2} \right). \quad (12.23)$$

Формула (12.23) применяется для проведения грубых оценок эффективности средств РЭБ, против РЭС ЗАК, использующих для стрельбы по воздушным целям снаряды большого калибра, когда можно считать $p_1 = 1$.

Вероятность поражения ЛА ракетой с неконтактным взрывателем равна [12]:

$$p_{\text{пор}} = \iint_S p(\Delta_x, \Delta_y) P(\Delta_x, \Delta_y) d\Delta_x d\Delta_y, \quad (12.24)$$

где $p(\Delta_x, \Delta_y)$ – условная вероятность поражения цели при заданных значениях ошибок наведения Δ_x, Δ_y (координатный за $P(\Delta_x, \Delta_y)$ – закон рассеивания ракеты, характеризующий двумерную плотность вероятности промахов Δ_x, Δ_y ;
 S – область интегрирования, соответствующая площади, ограниченной проекцией контура цели в картинной плоскости X, Y .

Точность наведения ракет с неконтактными взрывателями характеризуются эффективным радиусом поражения цели $D_{\text{эф}}$. Выраженная через $D_{\text{эф}}$ условная вероятность поражения цели

$$P(\Delta_x, \Delta_y) = \exp\left(-\frac{\Delta_x^2 + \Delta_y^2}{2D_{\text{эф}}^2}\right). \quad (12.25)$$

Для гауссовского закона распределения ошибок наведения ракеты Δ_x и Δ_y при $\bar{\Delta}_x = \bar{\Delta}_y = 0$

$$P(\Delta_x, \Delta_y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{\Delta_x^2 + \Delta_y^2}{2\sigma_{\Delta}^2}\right), \quad (12.26)$$

где $\sigma_{\Delta} = \sigma_x = \sigma_y$ – среднеквадратические отклонения промахов.

Подстановка (12.26) в (12.24) приводит к простому выражению для искомой вероятности поражения [25]

$$p_{\text{пор}} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma_{\Delta}^2}{D_{\text{эф}}^2}}. \quad (12.27)$$

При интегрировании уравнения (12.24) учтено, что $-\infty \leq \Delta_x \leq \infty$ и $-\infty \leq \Delta_y \leq \infty$.

В общем случае при $\Delta_x \neq 0$, $\Delta_y \neq 0$ и наличии взаимной корреляции ошибок наведения ракеты для вычисления $p_{\text{пор}}$ необходимо использовать формулу (12.24).

Описанные выше способы количественной оценки эффективности средств РЭБ справедливы, когда ошибки наведения, порождаемые помехами, значительно превышают естественные ошибки системы, вызываемые непреднамеренными помехами.

Вероятность наведения истребителя противника может быть определена на основе следующих соображений. Истребитель противника может поразить цель Ц, если сам он введен в зону, где его бортовая РЛС обнаружит цель Ц, создающую радиопомехи рис. 12.2. В предположении возможности всеракурсной атаки с дальностей, соответствующих дальности обнаружения цели бортовой РЛС $D_{\text{обн}}$ вероятность поражения цели равна [25]:

$$p_{\text{пор}} = p_{\text{нав}} p_1, \quad (12.28)$$

где $p_{\text{нав}}$ – вероятность наведения истребителя на цель;
 p_1 – условная вероятность, сбита прикрываемого самолета;
 $p_{\text{нав}}$ – это вероятность того, что ошибка наведения (промах) Δ не превышает допустимого значения $\Delta \leq \Delta_{\text{доп}}$. При известном законе распределения промахов $p(\Delta)$ вероятность $p_{\text{нав}}$ равна

$$P_{\text{нав}} = \int_{-D_{\text{обн}}}^{D_{\text{обн}}} p(\Delta) d\Delta$$

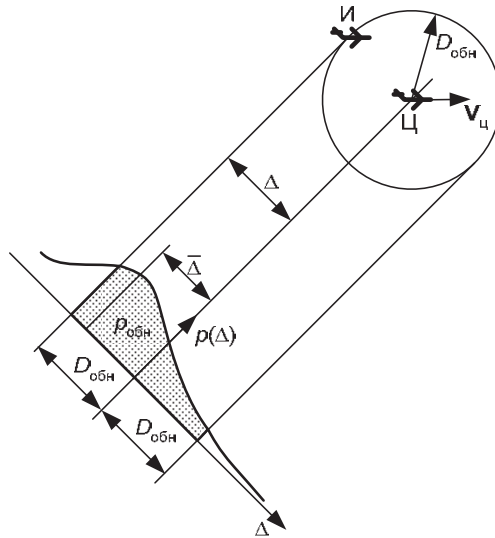


Рис. 12.2. Наведение истребителя

При нормальном законе распределения промахов $p(\Delta)$ с математическим ожиданием $\bar{\Delta}$ и дисперсией σ_{Δ}^2

$$P_{\text{нав}} = \frac{1}{2} \left[\Phi \left(\frac{D_{\text{обн}} - \bar{\Delta}}{\sigma_{\Delta} \sqrt{2}} \right) - \Phi \left(\frac{-D_{\text{обн}} - \bar{\Delta}}{\sigma_{\Delta} \sqrt{2}} \right) \right], \quad (12.29)$$

где $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ – функция Лапласа.

Значение $D_{\text{обн}}$ в случае самоприкрытия зависит от характеристик бортового комплекса обороны (БКО) α и β . При подавлении бортовой РЛС активными помехами $D_{\text{обн}}$ равна минимальной дальности подавления [25]:

$$D_{\text{обн}} = D_{n \min} = \sqrt{K_{\Pi} \frac{P_{\text{РЛС}} \sigma_{\text{ц}} \Delta f_{\Pi}}{P_{\text{САП}} 4\pi \Delta f_{\text{пр}} \gamma}}, \quad (12.30)$$

где K_{Π} – коэффициент подавления;
 $P_{\text{РЛС}}, P_{\text{САП}}$ – энергетические потенциалы бортовой РЛС и САП;
 Δf_{Π} – ширина спектра помехи;
 $\Delta f_{\text{пр}}$ – полоса пропускания подавляемого приемника;
 $\sigma_{\text{ц}}$ – ЭПР самолета-цели;
 γ – поляризационный коэффициент.

Можно считать, что $\alpha = (K_{\Pi}, \sigma_{\text{ц}}, \Delta f_{\Pi}, P_{\text{САП}}, \gamma)$.

Математическое ожидание и среднеквадратическое значение ошибки наведения истребителя на цель зависят от характеристик комплексов РЭБ $\alpha_{\text{г}}, \beta_{\text{г}}$:

$$\sigma_{\Delta} = \sigma_{\Delta}(\alpha_{\text{г}}, \beta_{\text{г}}); \quad (12.31)$$

$$\bar{\Delta} = \bar{\Delta}(\alpha_{\text{г}}, \beta_{\text{г}}). \quad (12.32)$$

Функциональные зависимости (12.31) и (12.32) могут быть определены для каждой конкретной задачи.

Таким образом, соотношение (12.29) с учетом уравнений связи (12.30)...(12.32) дает возможность применять оперативно-тактический критерий $p_{\text{нав}}$ для решения различных задач по оценке эффективности комплексов РЭБ. Вероятность p_1 в формуле (12.28) зависит от вида применяемого оружия и характеристик БКО. Способы определения p_1 были описаны выше.

Под эффективным обстрелом понимается выстрел (пуск ракеты), поражающий ЛА с вероятностью $p_{\text{пор}}$. Для определения числа эффективных обстрелов $n_{\text{эф}}$ летательного аппарата, преодолевающего зоны обстрела средств ПВО, местоположение которых известно, используется формула:

$$n_{\text{эф}} = \sum_{i=1}^{m_0} \sum_{j=1}^{l_i} p_{\text{пор}ij} = \sum_{i=1}^{m_0} n_{\text{эф}i}, \quad (12.33)$$

где $n_{\text{эф}i} = \sum_{j=1}^{l_i} p_{\text{пор}ij}$ – число эффективных обстрелов, совершаемых i -м средством ПВО;

$p_{\text{пор}ij}$ – вероятность поражения ЛА i -м средством ПВО при j -м обстреле;

m_0 – число типов оружия, применяемого противником при перехвате (обстреле) ЛА;

l_i – число обстрелов, совершаемых i -м средством ПВО.

Если количество средств ПВО большое и координаты их точно не известны, то для определения $n_{\text{эф}}$ при пролете ЛА k зон ПВО используется выражение

$$n_{\text{эф}} = \sum_{j=1}^k n_{\text{эф}j} = \sum_{i=1}^m n_{\text{эф}i} = \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^m L_{ij} \rho_{ij} \Delta D_{ij} p_{\text{пор}i}, \quad (12.34)$$

где $m_{\text{эф}j} = \sum_{i=1}^m L_{ij} \Delta D_{ij} \rho_{ij} p_{\text{пор}i}$ – число эффективных обстрелов на каждом участке маршрута (всего k участков) всеми типами средств ПВО;

$m_{\text{эф}j} = p_{\text{пор}i} \sum_{i=1}^m \rho_{ij} L_{ij} \Delta D_{ij}$ – число эффективных обстрелов, совершаемых i -м средством ПВО (всего средств m штук) на всем маршруте;

L_j – ширина зоны обстрела i -го комплекса ПВО на j -м участке (при общем числе типов m);

ρ_{ij} – плотность комплексов ПВО i -го типа на каждом j -м участке маршрута;

ΔD_j – длина отрезков маршрута, проходящего через зону ПВО, обслуживаемую комплексом ПВО i -го типа на каждом j -м участке;

$p_{\text{пор}}$ – вероятность поражения ЛА при обстреле его комплексом i -го типа.

Ожидаемые потери самолетов, преодолевающих зону ПВО при нарушенном целераспределении:

$$N_{\text{пот}} = N_{\text{бп}} \left(1 - e^{-\frac{n_{\text{эф}}}{N_{\text{бп}}}} \right), \quad (12.35)$$

где $N_{\text{бп}}$ – число самолетов боевого порядка.

Число эффективных обстрелов при использовании средств РЭБ зависит от характеристик средств РЭБ α и β .

Эффективность средств РЭБ может быть оценена с помощью абсолютного и относительного снижения числа обстрелов

$$\Delta n_{\text{эф}}(\alpha, \beta) = n_{\text{эф рэб}}(\alpha, \beta);$$

$$n_{\text{отн}}(\alpha, \beta) = \frac{n_{\text{эф рэб}}(\alpha, \beta)}{n_{\text{эф}}},$$

где $n_{\text{эф}}$ – число обстрелов при отсутствии средств РЭБ. Аналогично определяется снижение числа потерь.

Оптимизация характеристик комплекса РЭБ сводится к минимизации числа эффективных обстрелов [25].

$$n_{\text{эф рэб}}(\alpha = \alpha_{\text{opt}}, \beta = \beta_{\text{opt}}) = (n_{\text{эф рэб}})_{\text{min}}.$$

Пример использования рассмотренного критерия $(n_{\text{эф рэб}})_{\text{min}}$ приводится далее, при оптимизации БКО с ограниченной массой.

Математическое ожидание числа подавленных РЛС $\bar{M}$ является важной характеристикой боевой эффективности комплексов и систем РЭБ. Значение $\bar{M}$ зависит от многих характеристик комплекса или системы РЭБ: от числа станций активных помех N их энергетического потенциала $P_{\text{сеп}}$, вида помех, качества помеховых сигналов, параметров системы разведки и АСУ и некоторых других. $\bar{M}$ зависит от числа САП в системе РЭБ N и вероятности подавления РЛС $p_{\text{под}}$. Предполагается, что подавляемая система ПВО имеет M однотипных РЛС, а система РЭБ – N однотипных САП рис. 12.3. Задача решается для системы РЭБ с АСУ и без нее.

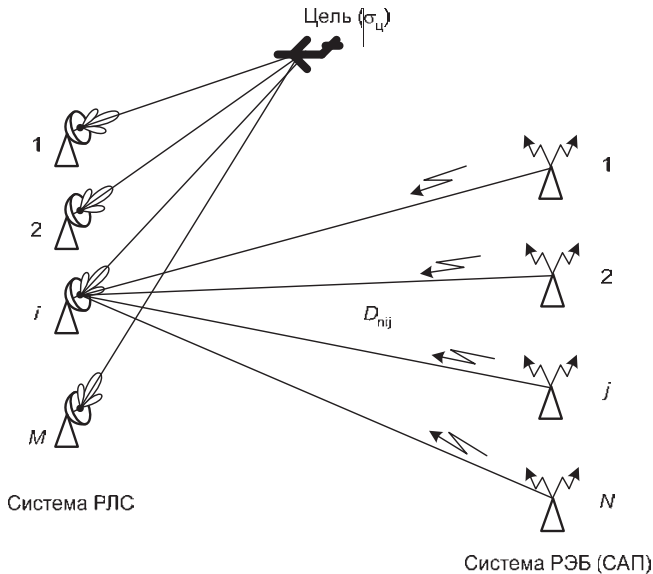


Рис. 12.3. Подавляемая система ПВО имеет M однотипных РЛС, а система РЭБ – N однотипных САП

Вероятность подавления каждой i -ой РЛС одной j -ой САП равна:

$$p_{\text{под } ij} = p_{ij} p_{1ij},$$

где p_{ij} – вероятность действия (наведения) j -ой САП на i -ую РЛС (при наличии АСУ РЭБ $p_{ij}=1$, если же АСУ РЭБ отсутствует, то $p_{ij} \leq 1$);
 p_{1ij} – условная вероятность подавления i -ой РЛС j -ой станцией помех.

Вероятность подавления i -ой РЛС системой РЭБ, состоящей из N штук САП, равна:

$$p_{\text{под}} = 1 - \prod_{j=1}^N (1 - p_{ij} p_{1ij}).$$

Математическое ожидание числа подавленных РЛС $\bar{M}$ определяется как сумма вероятностей

$$\bar{M} = \sum_{i=1}^M p_{\text{под } i} = \sum_{i=1}^M \left[1 - \prod_{j=1}^N (1 - p_{ij} p_{1ij}) \right].$$

При подавлении однотипных РЛС, когда $p_{111}=p_{112}=\dots p_{1ij}=\dots p_{1iN}=p_1$, получим

$$\bar{M} = \sum_{i=1}^M \left[1 - \prod_{j=1}^N (1 - p_{ij} p_1) \right]. \quad (12.36)$$

Математическое ожидание числа подавленных РЛС M_m системой РЭБ, состоящей из однотипных САП и имеющей систему АСУ, можно получить, если в (12.36) положить $p_{ij}=1$:

$$\bar{M}_I = M \left[1 - (1 - p_1)^{\frac{N}{M}} \right]. \quad (12.37)$$

Здесь учтено, что с вероятностью $p_{ij}=1$ на каждую подавляемую РЛС наводится $\bar{N} = \frac{N}{M}$ штук САП. Если $\bar{N}$ не является целым числом (или $\bar{N} < 1$), то величина $\bar{N}$ представляет собой математическое ожидание числа САП, обслуживающих i -ую РЛС.

При отсутствии АСУ РЭБ или при ее подавлении можно положить, что САП распределяются на все подавляемые РЛС с равной вероятностью. Полагая в формуле (12.36) $p_{ij} = \frac{1}{M}$, можно получить математическое ожидание числа подавленных РЛС $\bar{M}_{II}$ системой РЭБ без АСУ:

$$\bar{M}_{II} = M \left[1 - \left(1 - \frac{p_1}{M} \right)^N \right]. \quad (12.38)$$

Как следует из анализа выражений (12.37) и (12.38), боевая эффективность системы РЭБ, имеющей АСУ, оценивается зависимостью (12.37), не совпадающей с эффективностью (12.38) второй системы РЭБ, не имеющей АСУ. По показателю эффективности $\bar{M}$ вторая система РЭБ проигрывает первой ($M_{II} < M_I$) при малом числе САП ($N < 10$).

12.3. Критерии технической эффективности комплексов РЭБ

Критерии технической эффективности определяют степень технического совершенства как комплекса РЭБ в целом, так и отдельных средств РЭБ, входящих в его состав. Они применяются для оценки качества выполнения средствами РЭБ (комплексами РЭБ) своих целевых функций по поражению РЭС противника, по радиоэлектронному подавлению РЭС, по радиоэлектронной защите собственных средств и т.д. На практике нашли широкое применение две основные группы критериев, которые связаны с информационными и энергетическими характеристиками средств РЭБ.

Информационные критерии используются для сравнительной оценки качества помеховых сигналов и их способности нанесения противнику наибольшего информационного ущерба. Перспективным считается применение информационных критериев для оценки качества функционирования систем информационного обеспечения, систем принятия решения, систем контроля надежности и боевой эффективности комплексов РЭБ.

Информационный критерий характеризует совокупность различных технических характеристик комплекса РЭБ по наносимому информационному ущербу. По информационным критериям можно судить о том, насколько эффективен комплекс РЭБ и насколько он устойчив к контрмерам противника.

В настоящее время информационные критерии разработаны для оценки качества маскирующих и имитирующих помех [12, 25].

Энергетические критерии предназначены для оценки энергетических возможностей комплексов РЭБ по подавлению РЭС противника. С помощью энергетических критериев оценивается эффективность использования энергетического ресурса, отводимого для комплекса РЭБ, в интересах радиоэлектронной борьбы с РЭС противника.

Информационные и энергетические критерии применяются на стадии проектирования, испытаний, эксплуатации и боевого применения комплексов РЭБ.

Информационные критерии для оценки качества маскирующих помех. Любое РЭС противника работает в условиях неопределенности. Мера неопределенности – энтропия H . Для систем связи – это неопределенность принимаемого сообщения. Для РЛС – это пространственно-временная неопределенность положения целей.

В теории информации конечную задачу РЛС представляют как выбор конкретного элементарного объема $V_{\text{ц}}$, содержащего цель, из всего рабочего объема V_0 , обслуживаемого РЛС рис. 12.4.

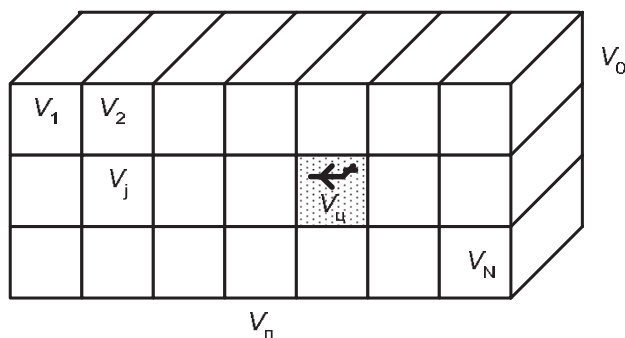


Рис. 12.4. Рабочий и обслуживаемый РЛС объемы

Объем $V_{\text{ц}}$ определяется пространственно-временной разрешающей способностью РЛС. Весь рабочий объем V_0 можно разбить на элементарные объемы V_j пронумеровать их (т. е. сделать их различными $j = 1, 2, 3, \dots, N$), а затем каким-либо методом произвести выбор объема $V_{\text{ц}}$ из всей совокупности объемов $V_0 = \sum_{j=1}^N V_j$.

При действии радиопомех обнаружение цели Ц, находящейся в объеме $V_{\text{ц}}$, потребует от противника переработки большого количества информации, которое при отсутствии априорных данных, равно логарифму числа выборов:

$$I = \log_2 N, \text{ бит.}$$

Например, при $N = 8$ необходимы три ответа на вопрос: "Есть ли цель в объеме V ?" (Выбор половины, выбор четверти, пары и ответ: $V_{\text{ц}} \rightarrow V_j$).

Преобразование параметров цели в сигнал, несущий информацию о них, осуществляется самим объектом. Оно отражает параметры состояния объекта: координаты, скорость и другие. Отраженный от цели сигнал несет полную информацию о состоянии цели

$$S = S(t, r, \lambda, \alpha),$$

где r – радиус-вектор, характеризующий местоположение цели; λ, α – векторы измеряемых и неизменяемых параметров полезного сигнала (например, задержка сигнала, мощность и др.).

Маскирующие и имитирующие помеховые сигналы характеризуются аналогичным образом:

$$n = n(t, r_n, \lambda_n, \alpha_n),$$

где r_n – радиус-вектор, характеризующий местоположение САП;
 λ_n, α_n – векторы измеряемых и неизменяемых параметров помехи.

Одной из важнейших теорем теории информации является следующая. Если 1) сигнал $S(t)$ и помеха $n(t)$ независимы и 2) принимаемый сигнал $\zeta(t)$ является их суммой

$$\zeta(t, r, r_n, \lambda, \lambda_n, \alpha, \alpha_n) = S(t, r, \lambda, \alpha) + n(t, r_n, \lambda_n, \alpha_n),$$

то количество информации на один отсчет (или на единицу времени) равно

$$I(\zeta, S) = H(\zeta) - H(n). \quad (12.39)$$

где $H(\zeta)$ и $H(n)$ – энтропии принимаемой смеси $\zeta(t, r, r_n, \lambda, \lambda_n, \alpha, \alpha_n)$ и помехи, $n(t, r_n, \lambda_n, \alpha_n)$.

Из формулы (12.39) следует, что необходимо обеспечивать увеличение энтропии помехового сигнала $n(t, r_n, \lambda_n, \alpha_n)$, так как это приводит к росту неопределенности сообщения. Неопределенность в данном случае определяется лишь многомерной плотностью случайного процесса $\zeta(t, r, r_n, \lambda, \lambda_n, \alpha, \alpha_n)$.

В теории РЭБ наилучший маскирующий сигнал определяется, исходя из принципа максимума энтропии, согласно которому из множества помеховых сигналов выбирается тот, энтропия которого выше (при одних и тех же ограничениях, наложенных на помеховые сигналы) [20]. Распределения вероятностей случайной величины (амплитуды, частоты, фазы), позволяющие получить максимальное значение энтропии, называются экстремальными. При постоянной средней мощности максимальной энтропией обладает гауссов процесс и в этом смысле прямошумовая помеха имеет наилучшие маскирующие свойства.

Достоинством энтропии как характеристики качества маскирующих помех является возможность оценки потенциальной маскирующей способности без рассмотрения конкретных особенностей обработки сигналов в подавляемом устройстве. Маскирующий помеховый сигнал, синтезированный по критерию максимума энтропии, является наилучшим среди всех видов маскирующих помех только в том случае, если в процессе синтеза не задаются конкретной структурой подавляемого РЭС. Когда структура подавляемого РЭС известна, можно подобрать помеху, наилучшим образом маскирующую полезный сигнал, исходя из других критериев (например, по критерию минимума вероятности правильного обнаружения цели при заданном значении ложной тревоги).

Энтропия помехи $n(t)$ является основной характеристикой ее маскирующей способности. С помощью энтропии помехи $H(n)$ определяется коэффициент качества маскирующей помехи η , являющийся функцией энтропии $\eta = \eta[H(n)]$.

Коэффициент качества маскирующей помехи может быть представлен в виде

$$\eta = \eta_{\text{эн}} \eta_{\text{сп}}, \quad (12.40)$$

где $\eta_{\text{эн}}$ – энтропийный коэффициент качества, учитывающий степень отличия плотности распределения мгновенных значений помехи $p(n)$ от гауссовой;
 $\eta_{\text{сп}}$ – спектральный коэффициент качества, учитывающий неравномерность спектра помехи $S_n(f)$. Энтропийный коэффициент качества определяется выражением

$$\eta_{\text{эн}} = \frac{e^{2H(n)}}{2\pi e P_n}, \quad (12.41)$$

где P_n – средняя мощность помехи.

Спектральный коэффициент качества находится с помощью формулы

$$\eta_{\text{сп}} = \frac{\exp \left[\frac{1}{\Delta f_n} \int_0^{\Delta f_n} \ln S_n(f) df \right]}{\frac{1}{\Delta f_n} \int_0^{\Delta f_n} S_n(f) df} \quad (12.42)$$

где Δf_n – ширина спектра помехи.

В качестве грубой оценки $\eta_{\text{сп}}$ можно принять

$$\eta_{\text{сп}} = 1 - \frac{S_{n \max} - S_{n \min}}{S_{n \max} + S_{n \min}}, \quad (12.43)$$

где $S_{n \max}$, $S_{n \min}$ – соответственно максимальное и минимальное значения спектральной плотности помехи.

12.4. Информационные критерии для оценки качества имитирующих помех

Имитирующие помехи действуют на РЭС двояким образом. Они затрудняют выделение (обнаружение) полезных сигналов на фоне подобных им имитирующих помех и, кроме того, вносят случайные и детерминированные ошибки при оценке информационных параметров λ полезного сигнала и пространственных координат $\mathbf{r}$ источника полезного сигнала.

Исходя из особенностей воздействия имитирующих помех на РЭС, необходимо оценивать эффективность действия помех по изменениям тех характеристик РЭС, которые определяют их тактико-технические возможности. Такими характеристиками РЭС являются способность опознавания полезного сигнала в помехах, а также точность и разрешающая способность.

Для оценки степени устойчивости имитирующей помехи к мерам противника, направленным на ее распознавание, вводится информационный критерий подобия (ИКП).

Эффективность имитирующей помехи с точки зрения ухудшения точности и разрешающей способности подавляемой РЭС оценивается информационными критериями ошибок (ИКО).

Информационный критерий подобия оценивает, в вероятностном смысле, степень отличия имитирующей помехи от полезного сигнала.

В качестве ИКО применяется разность многомерных условных энтропии некоторого параметра α_j (например, мощности) имитирующей помехи и полезного сигнала ΔH (ИП/С).

Для помех, имитирующих полезные сигналы $S(t, \mathbf{v})$ в пространстве параметров $\mathbf{v}$, случайно изменяющихся во времени $\mathbf{v} = (v_1(t), v_1(t), \dots, v_n(t))$ разность многомерных условных энтропий ΔH (ИП/С) определяется по формуле [25]

$$\Delta H_j (\text{ИП} / \text{С}) = H_n(v_j) - H_s(v_j),$$

где $H_n(v_j)$, $H_s(v_j)$ – условные многомерные энтропии имитирующей помехи и полезного сигнала по параметру v_j (при условии, что опознавание ведется по параметру v_j).

Информационный критерий ошибок (ИКО) дает возможность количественно определить степень ухудшения точностных характеристик РЭС, работающих в условиях РЭП. Кроме того, с помощью ИКО может быть произведена оценка ухудшения разрешающей способности РЭС.

Полное и достоверное описание информационного ущерба, наносимого помехами, может быть достигнуто путем изучения статистических характеристик достаточной статистики, под которой понимается некоторая функция оцениваемого случайного параметра v . При исследовании особенностей радиоподавления РЛС под достаточной статистикой понимается отклик РЛС как реакция на воздействие полезного сигнала и помехи.

Отклик РЛС, представляющий собой выходной эффект РЛС, при пространственно-временной обработке суммарного случайного электромагнитного поля может быть записан в виде [25]

$$q(v, v_c, v_n) = \int_{S_A} \int_T \zeta(t, v, v_c, v_n, x) W(t, v_c, x) dt d^2x, \quad (12.44)$$

где

$$\zeta(t, v, v_c, v_n, x) = S_c(t, v, v_c, x) + S_n(t, v, v_n, x) + n(t, v, x); \quad (12.45)$$

$S_c(t, v, v_c, x)$ и $S_n(t, v, v_n, x)$ – сигнальные и помеховые поля в апертуре антенны РЛС;

$n(t, v, x)$; – приведенные внутренние и внешние шумы;

$v = (v_1, v_2, \dots, v_n)$ – вектор информационных параметров, измеряемых РЛС;

v_c и v_n – истинные значения рассматриваемых информационных параметров сигнала и помехи;

x – радиус-вектор точки области интегрирования S_A , занимаемой антенной;

d^2x – элемент интегрирования области S_A ;

$W(t, v_c, x)$ – весовая функция РЛС, описывающая особенности обработки пространственно-временного сигнала во всем приемном тракте, включая антенну (v_c – "настройка" РЛС, определяющая, например, направление максимума диаграммы направленности антенны РЛС или положение временного stroba приемника);

T – время обработки сигнала в РЛС.

В соответствии с формулой (12.44) выражение для отклика (12.45) можно представить в виде трех слагаемых:

$$q(v, v_c, v_n) = q_c(v, v_c) + q_n(v, v_n) + q_{ш}, \quad (12.46)$$

где $q_c(v, v_c)$ и $q_n(v, v_n)$ – соответственно отклики на полезное и помеховое воздействия;

$q_{ш}$ – составляющая, порожденная приведенным естественным шумом (в дальнейшем при большом отношении помеха/сигнал не учитывается).

На рис. 12.5 пунктирными линиями изображены отклики РЛС на воздействие полезного сигнала и помехи. Предполагается, что энергия помехового отклика $q_n(v, v_n)$ значительно превышает энергию полезного отклика $q_c(v, v_c)$. Помеховый и полезный отклики имеют максимумы соответственно в точках $v=v_n$ и $v=v_c$. Суммарный отклик РЛС $q(v)$ принимает максимальное значение при $v \approx v_n$.

В рамках теории оценок качество имитации и вносимая в измерительную систему РЛС ошибка могут быть оценены средним смещением и средней шириной отклика m_v и σ_v :

$$m_v = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} v \langle |q(v)|^2 \rangle dv}{\int_{-\infty}^{\infty} \langle |q(v)|^2 \rangle dv}; \quad (12.47)$$

$$\sigma_v^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} v^2 \langle |q(v)|^2 \rangle dv}{\int_{-\infty}^{\infty} \langle |q(v)|^2 \rangle dv}. \quad (12.48)$$

Смещение максимума суммарного отклика Δv относительно положения максимума помехового отклика v_n носит случайный характер и зависит от ширины помехового отклика σ_v . Если $\Delta v = 0$, то вносимая помехой ошибка полностью определяется значением m_v (рис. 12.5).

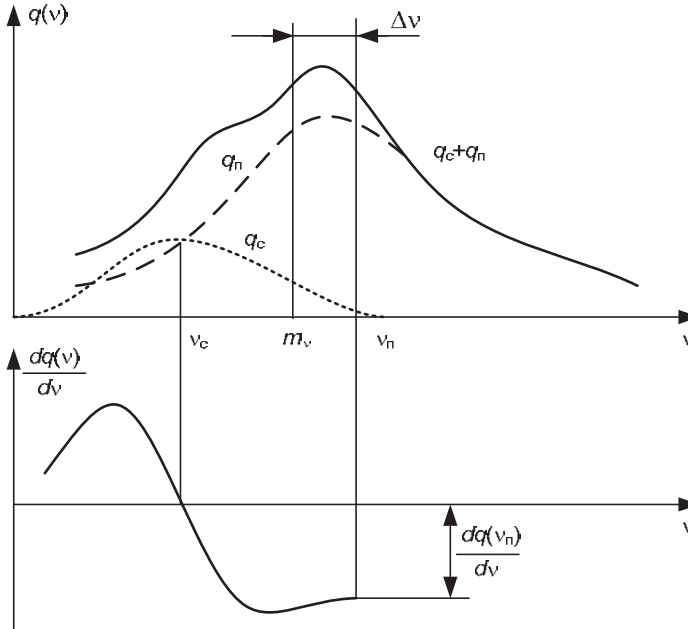


Рис. 12.5. Отклики РЛС на воздействие полезного сигнала и помехи

Для определения Δv разложим выходной отклик $q(v)$ в ряд Тейлора в окрестности экстремума $v = v_n$:

$$q(v) = q(v_n) + (v - v_n) \left. \frac{dq(v)}{dv} \right|_{v=v_n} + R(v_n). \quad (12.49)$$

Уравнение правдоподобия в линейном приближении имеет вид:

$$\frac{dq_c(v_n)}{dv} + \frac{dq_n(v_n)}{dv} + \frac{d^2 q_c(v_n)}{dv^2} \Delta v + \frac{d^2 q_n(v_n)}{dv^2} \Delta v = 0. \quad (12.50)$$

Так как в соответствии с принципами оценивания по максимуму функции правдоподобия при большом отношении помеха/сигнал должно выполняться условие $\left. \frac{dq_n(v)}{dv} \right|_{v=v_n} = 0$ при $v = v_n$, то из уравнения (12.50) получим выражение для случайной ошибки (без учета знака)

$$\Delta v = \frac{\left. \frac{dq_c(v)}{dv} \right|_{v=v_n}}{\left[\frac{d^2 q_n(v_n)}{dv^2} + \frac{d^2 q_c(v)}{dv^2} \right]_{v=v_n}}. \quad (12.51)$$

При большом отношении помеха/сигнал можно пренебречь вторым слагаемым в знаменателе (12.51), поэтому

$$\Delta v = \frac{\frac{dq_c(v)}{dv}}{\left[\frac{d^2 q_n(v)}{dv^2} \right]_{v=v_n}}.$$

В общем случае, как следует из рис. 12.5, $\frac{dq_c(v)}{dv} \neq 0$ при $v = v_n$, поэтому $\Delta v \neq 0$.

На практике для оценки среднего смещения Δv_{cp} применяют формулу

$$\Delta v_{cp} = \left[\frac{\frac{dq_c(v)}{dv}}{\left\langle \frac{d^2 q_n(v)}{dv^2} \right\rangle} \right]_{v=v_n}. \quad (12.52)$$

Для гауссовой аппроксимации отклика $q_n(v)$

$$\left\langle \frac{d^2 q_n(v)}{dv^2} \right\rangle_{v=v_n} = \frac{E_n}{\sigma_v^2}, \quad (12.53)$$

где σ_v определяется формулой (12.48);
 E_n – энергия имитирующей помехи.

Подставляя формулу (12.53) в (12.52) можно получить

$$\Delta v_{cp} = \left[\frac{E_c \sigma_v^2 \left[\frac{dq_{cn}(v)}{dv} \right]_{v=v_n}}{E_n} \right], \quad (12.54)$$

где E_c – энергия полезного сигнала;
 $q_{cn}(v)$ – нормированный отклик РЛС на действие полезного сигнала.

Как следует из (12.54), имеет место квадратичная зависимость Δv_{cp} – от ширины помехового отклика, что приобретает важное значение при определении требований к структуре помехи.

Физически формула (12.54) характеризует положение "центра тяжести" отклика РЛС на суммарное воздействие помехи и сигнала. При значительном отношении помеха/сигнал ($E_n/E_c \gg 1$) $\Delta v_{cp} = 0$ и вносимая помехой ошибка в определении истинной оценки (координат цели) полностью характеризуется средним смещением m_v , значение которого можно найти с помощью соотношения (12.47).

В качестве критерия эффективности детерминированных имитирующих помех, широко применяемых для подавления следящих систем, можно использовать среднее значение ошибки, т.е. усредненное смещение m_v , определяемое с помощью (12.47).

Выражения (12.47), (12.48) с учетом (12.46) позволяют при заданных характеристиках полезного сигнала $S_c(t, v, v_c, x)$ и весовой функции РЛС $W(t, v_c, x)$ найти оптимальную пространственно-временную структуру помехи, которая при фиксированном отношении поме-

ха/сигнал вызывает наибольшую погрешность оценки координат цели при определении ее типа. Так, при необходимости получения максимального смещения $m_{v \max}$ следует применять помехи, порождающие отклики с минимальной шириной, определяемой соотношением (12.48). Следует заметить, что методы определения m_v и σ_v могут быть различными. Так, при исследовании динамических систем для определения m_v и σ_v могут быть использованы методы определения точности систем радиоуправления, радиоавтоматики, радиосвязи и т.д.

Энергетический критерий служит для определения необходимого энергетического потенциала САП, значений параметров ложных целей, средств создания пассивных помех и других средств РЭБ, применение которых дает возможность нанести противнику заданный информационный ущерб.

В качестве энергетического критерия в теории и практике РЭБ широко используется коэффициент подавления k_n , под которым понимается минимальное отношение мощности помехи P_n к мощности полезного сигнала P_c , при котором имеет место заданный информационный ущерб. Мощности P_n и P_c измеряются в пределах полосы пропускания $\Delta f_{\text{пр}}$ подавляемого приемника. Характер информационного ущерба и степень подавления РЭС определяются боевой задачей, видом помехи и типом подавляемого РЭС.

Коэффициент подавления k_n может быть определен теоретически и экспериментально. В обоих случаях задаются парой "подавляемое РЭС – САП" и для конкретной помехи определяют k_n .

При теоретическом определении k_n используются различные зависимости, характеризующие функциональную связь показателей качества функционирования РЭС с отношением помеха/сигнал. Применительно к РЛС обнаружения для определения k_n используют кривые обнаружения. Задаваясь значениями вероятности правильного обнаружения $p_{\text{по}}$ и ложной тревоги $p_{\text{лт}}$, находят пороговое значение отношения мощности помехи к мощности сигнала k_n . Для определения k_n при подавлении связных радиоприемников в качестве исходных рассматривают зависимости разборчивости речи от отношения помеха/сигнал. Коэффициент подавления каналов автоматического сопровождения целей по скорости, дальности и углу определяется с помощью кривых срыва слежения или зависимостей ошибок слежения от энергетических параметров помехи и сигнала.

Значение k_n во многом определяется характеристиками помехового сигнала: плотностью распределения мгновенных значений, спектральной плотностью, шириной спектра и др. Обычно имеются оптимальные параметры помехи $\alpha_{j \text{ опт}}$, при которых коэффициент подавления минимален. Однако оптимизация помехового сигнала по минимальному значению коэффициента подавления может быть проведена только для конкретной пары "РЭС – САП" и не может распространяться на широкий класс помех (маскирующих, имитирующих), предназначенных для подавления нескольких типов РЭС. Оптимальные параметры помехи, определенные для одного РЭС, могут быть неоптимальными для другого РЭС.

Для экспериментального определения k_n необходимо иметь макет подавляемого РЭС, станцию активных помех, имитатор полезного сигнала и измеритель мощности. На вход приемного устройства РЛС подается полезный сигнал и фиксируется его мощность $P_{c \text{ вх}}$. Затем туда же подводится помеха, мощность которой увеличивается до тех пор, пока не будет достигнут заданный информационный ущерб. Пороговое значение $P_{n \text{ пор}}$ замеряется. Отношение $(P_{n \text{ пор}}/P_{c \text{ вх}})$ является искомым коэффициентом подавления. Когда по условиям эксперимента нет возможности изменять мощность помехи, варьируют мощностью полезного сигнала.

Значение k_n имеет большое практическое значение для проведения оперативно-тактических расчетов. Помеховые сигналы станций помех одного и того же комплекса РЭБ однотипных самолетов могут иметь различные значения коэффициента подавления k_n , заданной РЛС. Поэтому при эксплуатации необходима паспортизация k_n по отношению к типовым РЛС противника.

Коэффициент подавления не может быть принят в качестве обобщенного энергетического критерия, способного оценивать качество маскирующего или имитирующего сигнала по подавлению РЭС различного назначения.

Нельзя по значению k_n однозначно определять степень помехозащищенности каких-либо РЭС. Иными словами, если, например, для одного типа РЭС k_n окажется больше, чем для РЭС другого типа, то при одной и той же помехе это еще не значит, что РЭС первого типа имеет большую степень помехозащиты.

12.5. Стоимость комплекса РЭБ

Радиоэлектронная аппаратура военного назначения имеет стоимость, соизмеримую со средств ВВСТ. Поэтому уменьшение стоимости комплекса РЭБ является актуальной проблемой.

Стоимость комплекса РЭБ зависит от его состава и характеристик систем и устройств, входящих в комплекс. На стоимость влияют следующие основные факторы [25]:

- принципы (концепция) разработки комплекса РЭБ;
- принципы пространственно-временной обработки информации (принципы синтеза приемопередающих устройств, систем принята решения и т.д.);
- принципы обеспечения надежности;
- элементная база;
- конструктивные и технологические особенности производства комплекса;
- время, отпускаемое на разработку комплекса;
- методы, используемые при проектировании комплекса;
- принципы эксплуатации комплекса;
- принципы боевого применения комплекса.

Принципы (концепция) разработки комплексов РЭБ оказывают главное влияние на стоимость комплекса. Они определяют назначение и целевые функции комплекса РЭБ. На основании сложившейся концепции РЭБ формируется облик комплекса и разрабатываются тактико-технические требования (ТТТ) к комплексу. От степени "жесткости" и сложности ТТТ находится в прямой зависимости стоимость комплекса РЭБ.

Принципы пространственно-временной обработки определяют прежде всего характеристики приемопередающих устройств и антенных систем комплекса РЭБ. Применение достижений современной теории пространственно-временной обработки сигналов позволяет существенно повысить помехозащищенность радиотехнических систем РЭБ. Однако опыт показывает, что повышение уровня оптимизации радиотехнических систем на базе теории пространственно-временной обработки случайных электромагнитных полей влечет за собой необходимость применения сложных многоканальных многопозиционных приемопередающих систем РЭБ, что приводит к значительному удорожанию комплекса РЭБ.

Из (12.1) следует, что надежность комплекса РЭБ прямым образом влияет на эффективность всех мероприятий по РЭБ. В процессе проектирования и эксплуатации комплекса РЭБ необходимо использовать наиболее прогрессивные методы увеличения надежности, обеспечивающие заданную надежность при минимальных или допустимых затратах.

Состав элементной базы, конструктивные и технологические особенности производства комплексов РЭБ, методы, используемые при проектировании, в значительной степени влияют на стоимость комплекса как за счет непосредственного воздействия на стоимость составных частей комплекса, так и косвенно – за счет влияния рассматриваемых факторов на стоимость носителя комплекса РЭБ, эксплуатацию и боевое применение комплекса РЭБ.

При различных исследовательских задачах, связанных с оценкой эффективности комплексов РЭБ, необходимо определить основные закономерности, определяющие стоимость отдельных устройств комплекса РЭБ.

Основными устройствами, в наибольшей степени влияющими на стоимость комплекса РЭБ, являются передающие устройства САП (особенно выходные каскады – ЛОВ, ЛБВ и др.); передающие и приемные антенные системы, особенно ФАР и другие остронаправленные многолучевые и сканирующие антенны; системы информационного обеспечения (станции РТР, тепlopеленгаторы и др.); устройства запоминания и воспроизведения сигнала; автоматизированные системы управления РЭБ, в том числе – ЭВМ, входящие в состав комплекса РЭБ.

На стоимость систем и комплексов РЭБ влияют следующие параметры: число САП и станций РТР, входящих в состав комплекса или систем РЭБ; пропускная способность САП, станций РТР (в частности, число подавляемых РЭС противника); рабочая длина волны; ширина рабочего диапазона волн САП или станции РТР; энергетический потенциал САП (мощность, коэффициент усиления антенны); коэффициент качества маскирующих и имитирующих помех; чувствительность приемников; кратность резервирования отдельных устройств; точность измерения пространственно-временных параметров сигналов.

Стоимость передатчиков, приемников и антенн САП оценивается следующими формулами [7, 20, 25];

$$C_{\text{пер}} = C_{\text{пер а}} \left(\frac{P_{\text{ср}}}{P_{\text{ср а}}} \right)^{\alpha}; \quad (12.55)$$

$$C_{\text{а}} = C_{\text{а а}} \left(\frac{S_{\text{а}}}{S_{\text{а а}}} \right)^{\beta}; \quad (12.56)$$

$$C_{\text{прм}} = C_{\text{прм а}} \left(\frac{T_{\text{ш}}}{T_{\text{ш а}}} \right)^{\gamma}, \quad (12.57)$$

где $C_{\text{пер а}}$, $C_{\text{а а}}$, $C_{\text{прм а}}$ – стоимости предыдущих аналогов передатчиков, приемников и антенн;

$P_{\text{ср}}$, $P_{\text{ср а}}$ – мощности рассматриваемого передатчика и его аналога;

$S_{\text{а}}$, $S_{\text{а а}}$ – площадь раскрыва рассматриваемой антенны и ее аналога;

$T_{\text{ш}}$, $T_{\text{ш а}}$ – шумовая температура рассматриваемого приемника и его аналога.

Безразмерные коэффициенты α , β , γ определяются путем статистического анализа имеющихся данных о стоимости изучаемых устройств. Они имеют порядок 1...3. Чем шире диапазон возможных изменений параметров $P_{\text{ср}}$, $S_{\text{а}}$, $T_{\text{ш}}$, тем грубее будут аппроксимации (12.55), (12.56) и (12.57). Полезными являются некоторые соотношения, устанавливающие зависимость стоимости средств РЭБ от их массы M и объема V :

$$C_{\text{м}} = C_1 M^{a_1}; \quad (12.58)$$

$$C_{\text{в}} = C_2 V^{a_2}; \quad (12.59)$$

$$V = C_3 M^{a_3}, \quad (12.60)$$

где $C_{\text{м}}$, $C_{\text{в}}$ – стоимость аппаратуры РЭБ, имеющей массу M и объем V ;

c_1 , c_2 , c_3 , a_1 , a_2 , a_3 – положительные коэффициенты, определяемые опытным путем, их значения зависят от уровня развития науки и техники. В современных условиях для грубых оценок можно принять $a_1=0,5\ldots 1$; $a_2\approx 1$; $a_3=0,5\ldots 1$.

12.6. Принципы разработки комплексов РЭБ

Задача синтеза комплекса РЭБ возникает при разработке нового комплекса. Синтез комплекса РЭБ может производиться и в процессе эксплуатации на основе имеющихся средств РЭБ.

При разработке нового комплекса РЭБ или при определении состава и характеристик оптимального комплекса для решения конкретной боевой задачи неизбежно сталкиваются с проблемой выбора одного или нескольких вариантов. Во всех случаях возникают следующие главные вопросы:

- какую часть полезной нагрузки носителя (топливо, вооружение, оборудование) должны составлять средства РЭБ?
- какими техническими и оперативно-тактическими характеристиками должны обладать эти средства для достижения заданной эффективности?
- какова стоимость комплекса РЭБ?

Так, например, при создании авиационных средств РЭБ вопросов необходимо учитывать следующие важнейшие факторы:

- назначение летательного аппарата;
- ограничения, накладываемые конструкцией, массой, габаритами летательного аппарата;
- ограничения, накладываемые экипажем;
- степень связи характеристик комплекса с его эффективностью;
- объем априорных сведений об объектах РЭБ, тенденции их развития и тактики применения;
- взаимосвязь характеристик комплекса со способами боевого применения самолета;
- состояние элементной базы;
- отпускаемые на создание комплекса средства;
- сроки разработки.

Степень влияния перечисленных факторов на разработку комплексов может быть различной. Так, стоимость комплекса иногда не так важна, если стоит вопрос о весьма срочной разработке нового комплекса в качестве ответной меры на качественное изменение оружия противника. При проектировании комплексов групповых средств РЭБ их массогабаритные характеристики не так ограничиваются, как в случае разработки БКО.

Проектирование начинается с оценки различных способов РЭБ и различных вариантов построения комплексов. Обосновывается функция эффективности комплекса РЭБ, под которой понимается мера целесообразности того или иного комплекса и выигрыша от его применения. В качестве функции эффективности может быть использован показатель относительной стоимости-эффективности

$$\mathcal{E}(\alpha, \beta) = \frac{P_o(\alpha, \beta)}{C(\alpha, \beta)}, \quad (12.61)$$

где $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$ – вектор технических признаков средства РЭБ;

$\beta = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_m)$ – вектор оперативно-тактических признаков средства РЭБ. В соответствии с (12.61)

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n, \beta_1, \beta_2, \dots, \beta_m). \quad (12.62)$$

Из всех возможных разновидностей комплексов выбирают те, для которых функция эффективности превосходит некоторый заданный порог, определяемый потребной боевой эффективностью комплекса

$$\mathcal{E}_{\max} \geq \mathcal{E}_{\text{пор}}. \quad (12.63)$$

Это первое главное ограничение.

Следующая группа ограничений связана с ограничениями, накладываемыми на некоторые параметры комплекса РЭБ, например, на массу и габариты. Обоснование ограничений проводится при постановке задачи на оптимизацию комплекса или средств РЭБ.

Решение задачи создания оптимального комплекса РЭБ или выбора рационального варианта комплекса проводится по следующей схеме:

1. Определяется функция эффективности (12.62)

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}(\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_n, \beta_1, \beta_2 \dots \beta_m).$$

2. Определяется пороговое значение этой функции $\mathcal{E}_{\text{пор.}}$

3. Определяются ограничения на некоторые параметры комплекса $\alpha_i, \alpha_j, \beta_k, \beta_l$.

4. Определяются максимальное (или минимальное) значение функции эффективности $\mathcal{E}_{\text{max}}$ и оптимальные параметры комплекса α_{opt} и β_{opt} , на которые ограничения не накладывались.

5. Производится сравнение значения $\mathcal{E}_{\text{max}}$ с порогом $\mathcal{E}_{\text{пор.}}$. Отбираются только те варианты, для которых

$$\mathcal{E}_{\text{max}}(\alpha_{\text{opt}}, \beta_{\text{opt}}) \geq \mathcal{E}_{\text{пор.}} \quad (12.64)$$

Наиболее сложным является задание функции эффективности $\mathcal{E}(\alpha, \beta)$.

Подбор подходящей аппроксимации функции эффективности производится на основании физических соображений и опыта. В процессе решения задачи выражение для $\mathcal{E}(\alpha, \beta)$ итерационно уточняется. При этом используется так называемый метод "последовательных уступок". Суть этого метода заключается в "замораживании" значений некоторых параметров комплекса РЭБ в некотором интервале "разумных" значений, близких к оптимальным. Интервал "разумных" значений для некоторых параметров комплекса может устанавливаться методом экспертных оценок.

В общем случае поставленная задача принадлежит к классу вариационных задач определения условного экстремума функции с конечным числом степеней свободы.

Рассмотрим методику решения задачи оптимизации двух параметров комплекса РЭБ – α_1, α_2 при наличии всего одного ограничения на массу $M_{\text{зад}}$. Параметрами α_1, α_2 могут быть, например, мощность передатчика помех и коэффициент усиления передающей антенны.

Итак, предполагается, что известны функциональные связи эффективности $\mathcal{E}$ и массы M комплекса с параметрами α_1 и α_2 :

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}(\alpha_1, \alpha_2); \quad (12.65)$$

$$M = M(\alpha_1, \alpha_2). \quad (12.66)$$

Так как функции $\mathcal{E}(\alpha_1, \alpha_2)$ и $M(\alpha_1, \alpha_2)$ известны, то для решения задачи необходимо рассмотреть и сравнить функцию эффективности $\mathcal{E}(\alpha_1, \alpha_2)$ только для тех точек в плоскости α_1, α_2 , которые расположены на кривой

$$M(\alpha_1, \alpha_2) = M_{\text{зад}}. \quad (12.67)$$

На рис. 12.6 изображены линии равной эффективности $\mathcal{E}_1, \mathcal{E}_2, \mathcal{E}_3, \mathcal{E}_4$ функции (12.65), имеющей безусловный экстремум в точке $\mathcal{E}_{\text{тах}}$. На этом же рисунке пунктирная линия L соответствует уравнению (12.67). Следуя по линии L , в точке А подходим к линии равной эффективности $\mathcal{E}_3$, затем переходим на меньшие значения $\mathcal{E}_4$ (точка В) и в точке С получаем условный максимум (в точке В – условный минимум). Точке С соответствуют оптимальные параметры $\alpha_{1\text{opt}}$ и $\alpha_{2\text{opt}}$.

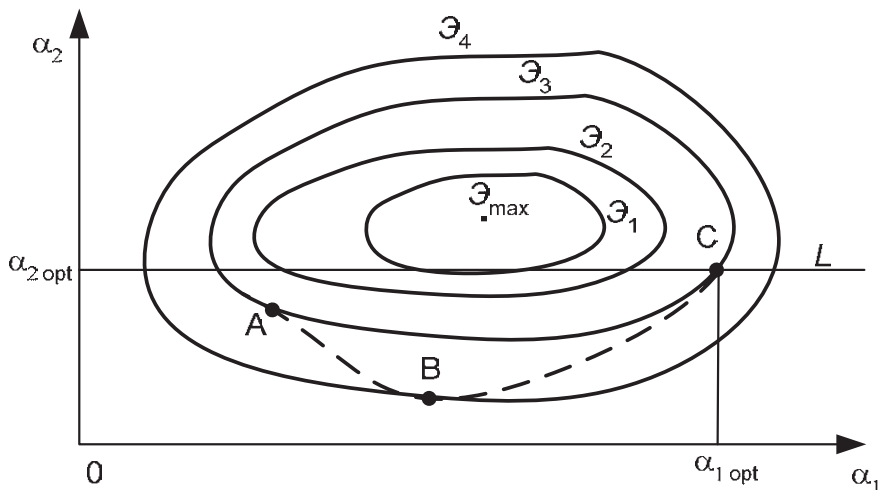


Рис. 12.6. Линии равной эффективности комплекса РЭБ

Имеются три пути определения условного экстремума.

Во-первых, использование правила определения безусловного экстремума (аналитическое решение). Если из уравнения связи (12.67) можно выразить α_2 через α_1

$$\alpha_2 = y(\alpha_1), \quad (12.68)$$

то, подставляя (12.68) в (12.65), получаем

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}[\alpha_1, y(\alpha_1)]. \quad (12.69)$$

Как следует из (12.69), экстремум этой функции находится по правилам определения безусловного экстремума, ибо условие (12.66) учтено.

Первый путь решения задачи является самым легким и к нему необходимо по возможности стремиться, выражая зависимости (12.68) в удобном виде путем различных аппроксимаций уравнения связи (12.66).

Во-вторых, Графическое определение условного экстремума. В координатах α_1, α_2 производится построение топографических сечений функции $\mathcal{E}(\alpha_1, \alpha_2)$. На плоскости α_1, α_2 наносится график функции (12.67) – линия L (рис. 12.6). Производится поиск условного экстремума функции $\mathcal{E}(\alpha_1, \alpha_2)$. На рис. 12.6 условному экстремуму соответствует точка C , положение которой определяет оптимальные параметры комплекса α_1 , и α_2 .

Графический метод поиска условного экстремума удобно проводить с помощью современных ЦВМ, которые дают возможность быстро определять экстремальные точки на топографических семействах кривых $\mathcal{E}(\alpha_1, \alpha_2) = \text{const}$, изображаемых на дисплеях.

В-третьих, метод неопределенных множителей Лагранжа. Этот метод применяется, когда никакими преобразованиями из уравнения связи (12.67) невозможно получить явную зависимость (12.68). Однако рассматриваемый метод предполагает, что зависимость (12.69) имеется, хотя нам в явном виде и неизвестна. Следовательно, функция эффективности формально может быть записана в виде (12.64). По правилам отыскания экстремума этой сложной функции необходимо найти производную

$$\frac{d\mathcal{E}}{d\alpha_1} = \mathcal{E}'_{\alpha_1} + \mathcal{E}'_y \frac{dy}{d\alpha_1}, \quad (12.70)$$

где $\frac{dy}{d\alpha_1}$ – производная неявной функции $\alpha_2=y(\alpha_1)$, заданная уравнением (12.67). Так как

$$M(\alpha_1, \alpha_2) - M_{\text{зад}} = 0, \quad (12.71)$$

то можно записать

$$M'_{\alpha_1} + M'_y = 0. \quad (12.72)$$

Отсюда

$$\frac{dy}{d\alpha_1} = -\frac{M'_{\alpha_1}}{M'_y}. \quad (12.73)$$

Подставив (12.72) в (12.73), можно получить

$$\frac{d\mathcal{E}}{d\alpha_1} = \mathcal{E}'_{\alpha_1} + \mathcal{E}'_y \frac{M'_{\alpha_1}}{M'_y}. \quad (12.74)$$

Для определения экстремума решается уравнение

$$\frac{\mathcal{E}'_{\alpha_1}}{M'_{\alpha_1}} = \frac{\mathcal{E}'_y}{M'_y}, \quad (12.75)$$

или

$$\frac{M'_{\alpha_1}}{M'_y} = \frac{\mathcal{E}'_{\alpha_1}}{\mathcal{E}'_y}. \quad (12.76)$$

В теории вариационного исчисления отношение

$$\lambda = -\frac{\mathcal{E}'_{\alpha_1}}{M'_{\alpha_1}} = -\frac{\mathcal{E}'_y}{M'_y} \quad (12.77)$$

называется множителем Лагранжа.

Из уравнений (12.74) и (12.77) для точки условного экстремума следует, что

$$\mathcal{E}'_{\alpha_1} + \lambda M'_{\alpha_1} = 0; \quad (12.78)$$

$$\mathcal{E}'_y + \lambda M'_y = 0. \quad (12.79)$$

Обозначив

$$\mathcal{E}^*(\alpha_1, y, \lambda) = \mathcal{E}(\alpha_1, y) + \lambda M(\alpha_1, y), \quad (12.80)$$

можно получить уравнение относительно функции Лагранжа $\mathcal{E}^*(\alpha_1, y, \lambda)$. Соотношение (12.80) позволяет упростить уравнения (12.78) и (12.79):

$$\frac{\partial \mathcal{E}^*(\alpha_1, y, \lambda)}{\partial \alpha_1} = 0; \quad \frac{\partial \mathcal{E}^*(\alpha_1, y, \lambda)}{\partial y} = 0. \quad (12.81)$$

Уравнения (12.81) вместе с уравнением связи (12.66) образуют систему трех уравнений с тремя неизвестными:

$$\frac{\partial \mathcal{E}^*(\alpha_1, \alpha_2, \lambda)}{\partial \alpha_1} = 0; \quad (12.82)$$

$$\frac{\partial \mathcal{E}^*(\alpha_1, \alpha_2, \lambda)}{\partial y} = 0; \quad (12.83)$$

$$M(\alpha_1, \alpha_2) - M_{\text{зад}} = 0. \quad (12.84)$$

Здесь учтено, что в соответствии с (12.74) $y(\alpha_1) = \alpha_2$.

Решение системы уравнений (12.82), (12.83) и (12.84) дает возможность определить оптимальные параметры $\alpha_{1\text{опт}}$, $\alpha_{2\text{опт}}$.

Рассмотренная процедура определения условного экстремума может быть применена для любого числа переменных $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n, \beta_1, \beta_2, \dots, \beta_m$ и любого числа связей типа (12.66).

Пусть определяется экстремум функции эффективности $\mathcal{E} = \mathcal{E}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$, зависящей от n технических параметров комплекса РЭБ при наличии трех, ограничений (на массу $M_{\text{зад}}$, объем $V_{\text{зад}}$ и качество помехи $\eta_{\text{зад}}$):

$$M(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) = M_{\text{зад}}; \quad (12.85)$$

$$V(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) = V_{\text{зад}}; \quad (12.86)$$

$$\eta(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) = \eta_{\text{зад}}. \quad (12.87)$$

Для определения оптимальных параметров $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$ аналогично (12.80) находится безусловный экстремум функции

$$\mathcal{E}^*(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) = \mathcal{E}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) + \lambda_1 M(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) + \lambda_2 V(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) + \lambda_3 \eta(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n), \quad (12.88)$$

где $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ – неизвестные: (неопределенные) множители Лагранжа.

Необходимые условия экстремума функции (12.88) имеют вид:

$$\frac{d\mathcal{E}^*}{d\alpha_j} = 0, \quad (12.89)$$

где $j = 1, 2, \dots, n$.

Таким образом, полученные n уравнений вида (12.89) и три уравнения связи (12.85), (12.86) и (12.87) дают $n+3$ уравнений для определения $n+3$ неизвестных: $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$.

Пример. Определить оптимальные параметры комплекса РЭБ, функция эффективности которого задана в виде

$$\mathcal{E} = \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3}{100}, \quad (12.90)$$

где α_1 – мощность передатчика САП; α_2 – объем САП; α_3 – качество помехи.

Масса САП $M = 4\alpha_1 + 2\alpha_2 + \alpha_3$. Имеется всего одно ограничение на массу САП:

$$M_{\text{зад}} = 15 \quad (12.91)$$

Уравнение связи

$$4\alpha_1 + 2\alpha_2 + \alpha_3 = 15 \quad (12.92)$$

Функция Лагранжа

$$\mathfrak{Z}^* = \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3}{100} + \lambda (4\alpha_1 + 2\alpha_2 + \alpha_3). \quad (12.93)$$

Производные

$$\frac{d\mathfrak{Z}^*}{d\alpha_1} = \frac{\alpha_2 \alpha_3}{100} + 4\lambda; \quad (12.94)$$

$$\frac{d\mathfrak{Z}^*}{d\alpha_2} = \frac{\alpha_1 \alpha_3}{100} + 2\lambda; \quad (12.95)$$

$$\frac{d\mathfrak{Z}^*}{d\alpha_3} = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{100} + \lambda. \quad (12.96)$$

Из выражений (12.92) ... (12.96) получаются искомые оптимальные параметры комплекса

$$\alpha_{1 \text{ opt}} = \frac{4}{5}; \quad \alpha_{2 \text{ opt}} = \frac{10}{4}; \quad \alpha_{3 \text{ opt}} = \frac{60}{14}.$$

Подставляя полученные значения параметров $\alpha_{1 \text{ opt}}$, $\alpha_{2 \text{ opt}}$, $\alpha_{3 \text{ opt}}$ находим условный максимум функции эффективности $\mathfrak{Z}_{\text{max}}$. Если это значение удовлетворяет условию (12.90), то решение задачи заканчивается. Если же получается неудовлетворительный результат, то, используя метод последовательных уступок, изменяют ограничения и решают задачу вновь.

12.7. Оптимальная структура комплекса РЭБ самолета при ограничениях на массу

Синтезируем оптимальную структуру комплекса РЭБ самолета, преодолевающего систему ПВО. Силы и средства ПВО определяются на основании разведанных и наносятся на карту.

Учитывая общие принципы разработки комплексов РЭБ, изложенные в разделе 12.5, можно в качестве критерия оценки эффективности комплекса РЭБ принять число эффективных обстрелов $n_{\text{эф}}$.

В соответствии с выбранным маршрутом по формуле (12.33) можно вычислить число эффективных обстрелов в каждой зоне действия ИА, ЗРК, ЗАК и полное число эффективных обстрелов $n_{\text{эф}}$ при пролете зов ПВО. Накладывается всего одно ограничение на массу комплекса M :

$$\alpha_1 = M = M_{\text{зад}}. \quad (12.97)$$

Основное уравнение оптимизации комплекса РЭБ записывается в виде

$$\mathfrak{Z} = n_{\text{эф}}(M, \beta), \quad (12.98)$$

где $M = M_{\text{зад}}$;

β – вектор признаков оперативно-тактических характеристик исследуемого комплекса.

В рассматриваемой задаче β определяет состав комплекса:

$$\beta = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_j, \dots, \beta_N),$$

где β_j – число, характеризующее j -ый вариант комплектации комплекса РЭБ; например, $\beta_1 = 1$ характеризует комплекс РЭБ, состоящий всего из одной САП; при $\beta_2 = 1$ в состав комплекса РЭБ входит САП и устройство выброса средств РЭБ и т.д.

Предполагается, что любой вариант комплекса РЭБ состоит из конечного числа средств РЭБ, связи между которыми осуществляются также конечным числом способов. Необходимо выбрать такой вариант, который при $M = M_{\text{зад}}$ удовлетворяет условию

$$n_{\text{эф}}(M, \beta) = n_{\text{эф min}}; \quad (12.99)$$

$$n_{\text{эф min}} \leq n_{\text{эф зад}}, \quad (12.100)$$

где $n_{\text{эф зад}}$ – заданное пороговое значение функции эффективности.

Методика определения оптимальной структуры комплекса РЭБ конкретного типа ЛА базируется на основных положениях теории морфологического анализа оптимальных вариантов комплексов [25]. Она включает следующие этапы:

1. Сначала из всего заданного массива средств РЭБ формируется полное множество альтернативных вариантов, которое включает все мыслимые варианты комплекса

$$\beta = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_l).$$

2. Затем полученное полное множество "фильтруется" путем удаления из него "нежизненных" вариантов, не обеспечивающих выполнение комплексом РЭБ заданных задач. Оставшиеся варианты исследуются в соответствии с формулами (12.99) и (12.100).

3. В зависимости от выполняемой боевой задачи определяются положение зон обстрела по маршруту полета и типы ударных средств ПВО, обстреливающих боевые порядки самолетов. Определяется число эффективных обстрелов $n_{\text{эф}}$ без применения средств РЭБ. Если $n_{\text{эф}} \geq n_{\text{эф зад}}$, то переходят к следующему этапу исследования.

4. Задаются различные варианты построения (комплектации) комплекса РЭБ β_j . Определяется масса каждого варианта M_j . Для каждого варианта находится $n_{\text{эф } j}$.

5. После осуществления четвертого этапа строится морфологическая табл. 12.1, в которой для каждого варианта указывается масса, число эффективных обстрелов каждым типом средства ПВО и итоговое число эффективных пусков.

6. С помощью морфологической таблицы с учетом условий (12.99) и (12.100) определяется оптимальный вариант комплекса РЭБ, состоящего из САП, устройств выброса средств РЭБ (УВСРЭБ) и так далее.

7. При необходимости строятся зависимости числа эффективных обстрелов $n_{\text{эф}}$ от массы комплекса M . Для располагаемой массы $M_{\text{зад}}$ определяется структура комплекса, которая обеспечивает наибольшее снижение $n_{\text{эф}}$ и оцениваются ожидаемые потери при использовании комплекса данного типа.

Т а б л и ц а 12.1

Вариант комплекса	Состав комплекса	Масса комплекса	Число эффективных обстрелов одиночными средствами ПВО			Итоговое число обстрелов
			ИА	ЗРК	ЗАК	
β_1	САП	M_1	$n_{\text{ИА}1}$	$n_{\text{ЗРК}1}$	$n_{\text{ЗАК}1}$	$n_{\text{эф}1}$
β_2	САП+УВСРЭБ	M_2	$n_{\text{ИА}2}$	$n_{\text{ЗРК}2}$	$n_{\text{ЗАК}2}$	$n_{\text{эф}2}$
.....						
β_j	САП ₁ +САП ₂ + +УВСРЭБ	M_j	$n_{\text{ИА } j}$	$n_{\text{ЗРК } j}$	$n_{\text{ЗАК } j}$	$n_{\text{эф } j}$
.....						
β_N	САП ₁ +САП ₁ + +САП ₃ + +УВСРЭБ	M_N	$n_{\text{ИА } N}$	$n_{\text{ЗРК } N}$	$n_{\text{ЗАК } N}$	$n_{\text{эф } N}$

Логический алгоритм синтеза комплекса средств РЭБ представлен на рис. 12.7.

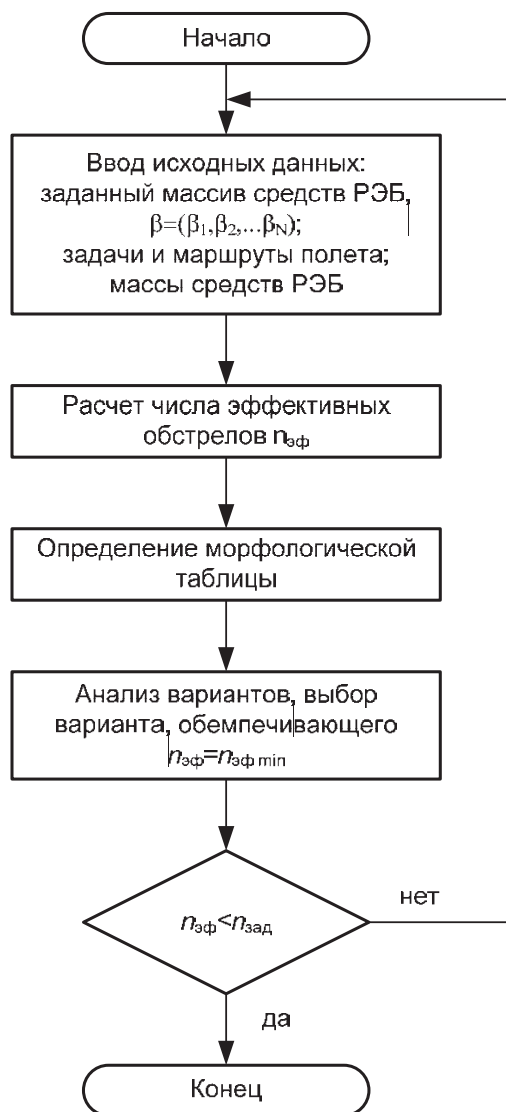


Рис. 12.7. Логический алгоритм синтеза комплекса средств РЭБ

12.8. Оценка средств РЭП по критерию "эффективность-стоимость"

В современных условиях актуальной становится проблема системного подхода к организации РЭП, обеспечивающей подавление поля сигналов с заданной эффективностью. Эффективность подавления РЭС определяется мерой разрушения полезной информации, поступающей на вход обнаружителя РЭС путем формирования энергетической суммы полезного сигнала и помехи. Реализация определенных энергетических соотношений помехи и сигнала на входе подавляемого РЭС требует решения сложнейших технических и тактических вопросов, связанных с созданием высокоэффективных станций помех и их управлением в системе РЭП. Сложность решения проблемы эффективности системы РЭП определяется тем, что в конкретных условиях достижение требуемого значения эффективности может быть осуществлено множеством вариантов. Очевидно в этом множестве вариантов

имеет место оптимальный вариант, соответствующий минимуму затрат на его реализацию. В соответствии с этим перед разработчиками средств РЭП возникает актуальная проблема, связанная с выбором системы РЭП, которая при заданном (требуемом) значении эффективности имела бы наименьшую стоимость, т. е. возникает необходимость оценки средств РЭП по критерию "эффективность-стоимость". Ниже рассматриваются энергетические характеристики системы РЭП, определяющие эффективность радиопротиводействия, и методика использования критерия "эффективность-стоимость" на примере подавления самолетной РЛС обзора земной поверхности и управления оружием (ОЗП УО) с помощью наземных станций помех (СП).

Критерий "эффективность-стоимость" может быть применен для минимизации затрат на создание системы РЭП.

Прикрытие наземных объектов и зоны местности от наблюдения их бортовыми РЛС противника – одна из важнейших задач систем ПВО. Примем априори, что на некоторой местности площадью S имеется N объектов для поражения и имеет место налет средств воздушного нападения (СВН), оснащенных РЛС обзора земной поверхности, излучение которых образует поле сигналов, информация которого используется противником для выполнения поставленных перед СВН боевых задач.

Перед организаторами РЭП ставится задача создания поля помех, обеспечивающего с заданной вероятностью разрушение поля сигналов путем подавления информационного канала РЛС и, как следствие, невыполнение боевых задач СВН.

Ранее были предложены и получены выражения для определения количественных значений эффективности системы РЭП. Очевидно, что число СП, образующих систему РЭП, обеспечивающих подавление конкретного множества РЛС с заданной эффективностью, определяется ТТХ СП, реализация которых, в свою очередь, определяет схемно-конструктивную сложность СП и, следовательно, ее стоимость, и стоимость системы в целом.

В этой ситуации критерий эффективности-стоимость является универсальной мерой оптимальности системы. Он позволяет разработчикам систем РЭП и тем, кто их эксплуатирует, решить актуальную задачу получения эффективности не ниже заданной при минимальных затратах на создание и эксплуатацию этих систем.

Очевидно, реализация системы РЭП будет оптимальной при условии максимизации отношения эффективность-стоимость

$$\Psi = \frac{\mathcal{E}}{C} \rightarrow \max. \quad (12.101)$$

Для принятой модели прикрытия N объектов от поражения их n средствами воздушного нападения, создание поля помех, как уже указывалось, можно представить множеством способов. Каждому способу будет соответствовать свое значение критерия Ψ и, очевидно, значение $\Psi = \Psi_{\max}$ множества вариантов будет соответствовать оптимальному.

Множество способов создания поля помех определяется:

- типами применяемых помех (имитирующие однократные, многократно-импульсные, шумовые, ответные, квазинепрерывные, прицельные, заградительные и, возможно, другие);
- энергетическими характеристиками СП;
- пропускной способностью СП;
- пределами работы СП по направлению в полярной системе координат;
- быстродействием наведения помех по направлению и частоте;
- количеством n_0 СП, участвующих в создании поля помех;
- принципами управления СП при их работе в комплексе поля помех.

Реализация совокупности способов создания поля сигналов с заданной эффективностью определяется техническими характеристиками СП, конкретными схемно-конструктивными решениями отдельных устройств и систем аппаратуры, которые, в конечном итоге, определяют стоимость системы РЭП в целом.

Таким образом, эффективность поля помех через схемно-конструктивные решения аппаратуры связана с затратами на реализацию этих помех. Сравнивая варианты по критерию эффективность-стоимость можно выбрать оптимальный вариант, соответствующий максимальному значению этого критерия. При этом можно определить оптимальные технические характеристики конкретной СП и их число n_j в системе РЭП, обеспечивающие максимальное значение критерия оценки эффективность-стоимость.

Очевидно, стоимость СП определяется суммой затрат на разработку, куда входит стоимость схемно-конструктивной разработки аппаратуры, изготовления и испытания опытного образца, на серийное изготовление и ее эксплуатацию при боевом использовании. Безусловно, прямой расчет стоимости СП является весьма трудоемким и зависит от множества факторов. Приходится прибегать к аналогам СП.

Опыт показывает, что стоимость СП, отличающихся друг от друга основными характеристиками, может быть оценена по стоимости известного аналога СП, пересчитанной с учетом различий исследуемой СП и СП-аналога по значениям энергетических потенциалов, полос рабочих частот и количества одновременно подавляемых целей (пропускным способностям) в соответствии с выражением [20]:

$$C_c = C_{c.ан} K_c \left[\ln \frac{P_n G_n}{(P_n G_n)_{ан}} + \ln \frac{n}{n_{ан}} + \ln K_{\Delta F} \frac{F_{ср}}{F_{ср.ан}} \right] \quad (12.102)$$

где $C_{c.ан}$ – стоимость известного аналога СП;

$n, n_{ан}$ – число подавляемых целей исследуемой СП и СП-аналогом, т. е. их пропускная способность;

$P_n G_n / (P_n G_n)_{ан}$ – относительное изменение энергетического потенциала исследуемой СП по сравнению с потенциалом аналога;

K_c – коэффициент изменения стоимости, зависящий от схемно-конструктивно-технологических решений при создании и серийном производстве СП, от элементной базы, сложившихся цен на комплектующие изделия;

$K_{\Delta F} = \frac{\Delta F}{\Delta F_{ан}}$ – относительное изменение полосы рабочих частот, исследуемой СП по сравнению с аналогом;

$F_{ср}, F_{ср.ан}$ – средняя рабочая частота исследуемой СП и СП-аналога соответственно.

Если принять, что все исследуемые СП и СП-аналоги имеют одинаковые рабочие диапазоны частот, то стоимость СП по сравнению с аналогом будет определяться как:

$$C_c = C_{c.ан} K_c \left[\ln \frac{P_n G_n}{(P_n G_n)_{ан}} + \ln \frac{n}{n_{ан}} \right]. \quad (12.103)$$

Очевидно, стоимость всех n_0 СП, входящих в систему РЭП, будет равна сумме стоимости каждой СП:

$$C_c = C_{c.ан} \sum_{j=1}^{n_0} K_c \left[\ln \frac{P_n G_n}{(P_n G_n)_{ан}} + \ln \frac{n}{n_{ан}} + \ln K_{\Delta F} \frac{F_{ср}}{F_{ср.ан}} \right]. \quad (12.104)$$

При идентичности СП, применяемых в системе РЭП, суммарная стоимость этих СП составит

$$C_c = n_0 C_{c.ан} K_c \left[\ln \frac{P_n G_n}{(P_n G_n)_{ан}} + \ln \frac{n}{n_{ан}} \right]. \quad (12.105)$$

Аналогично оценивается стоимость станций радиотехнической разведки (СРТР), входящих в систему РЭП или отдельно применяемых в войсках:

$$C_p = C_{p,ан} K_c^{\left[\ln \frac{n}{n_{ан}} + \ln \frac{P_{экр}}{P_{экр,ан}} + \ln K \Delta F \frac{F_{ср}}{F_{ср,ан}} + \right]}, \quad (12.106)$$

где $P_{экр}$, $P_{экр,ан}$ – эквивалентная чувствительность приемного устройства исследуемой СРТР и СРТР-аналога соответственно.

Полученные зависимости стоимости СП и СРТР показывают, что стоимость СП определяется стоимостью некоторой СП, принятой за аналог, и экспоненциальной зависимостью отношений энергетических потенциалов, пропускной способности и ширины диапазона рабочих частот исследуемой СП и, СП-аналога. С увеличением значений этих характеристик стоимость СП растет.

Стоимость исследуемой СРТР определяется стоимостью аналога и экспоненциальной зависимостью отношений эквивалентных чувствительностей, пропускных способностей и ширины рабочих частот исследуемой СРТР и аналога.

Полученные оценки стоимости позволяют с достаточной степенью точности прогнозировать стоимость разработки и эксплуатации средств системы РЭП в зависимости от технических характеристик и конкретных условий технической реализации СП и системы управления.

Очевидно, варьирование этих характеристик дает возможность изменять стоимость системы РЭП, отыскивая приемлемый (оптимальный) вариант построения ее с точки зрения стоимостной оценки. При этом изменения характеристик системы РЭП однозначно приведут к изменению ее эффективности при подавлении конкретного поля сигналов. Система РЭП, оптимальная по параметру стоимостной оценки, может оказаться не оптимальной по своей эффективности или наоборот, оптимальной по эффективности, но не оптимальной по стоимостной оценке. Поэтому оптимизацию следует проводить одновременно и по эффективности и стоимости.

Оценку эффективности подавления поля сигналов полем помех более целесообразно проводить частными методами для конкретных случаев организации РЭП. При этом эффективность системы РЭП можно определить двумя составляющими: вероятностью (эффективностью) подавления бортовых РЛС $\mathcal{E}_1$ и вероятностью (эффективностью) наведения СП на бортовые РЛС $\mathcal{E}_2$:

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_1 \mathcal{E}_2. \quad (12.107)$$

Если принять априори, что j -я СП поля помех обеспечивает подавление i -й РЛС с некоторой вероятностью p , то эффективность подавления всех бортовых n РЛС полем помех n_0 СП системы РЭП определится как:

$$\mathcal{E}_1 = \prod_{i=1}^n \left[1 - \prod_{j=1}^{n_0} (1 - p_j) \right]. \quad (12.108)$$

В частном случае, когда вероятности подавления i -й РЛС СП равны, а также равны количества РЛС и СП, (12.108) преобразуется к виду

$$\mathcal{E}_1 = \left[1 - (1 - p)^{n_0} \right]^n, \quad (12.109)$$

где n_0 и n – число СП и РЛС.

Поскольку наведение j -й СП на i -ю РЛС будет осуществляться с некоторой вероятностью P_{jn} , эффективность наведения поля помех на поле сигналов РЛС составит

$$\mathcal{E}_2 = \prod_{i=1}^n \left[1 - \prod_{j=1}^{n_0} (1 - P_{jn})_i \right]. \quad (12.110)$$

В частном случае, оговоренном выше и описываемом соотношением (12.100), выражение (12.110) преобразуется к виду:

$$\mathfrak{A}_2 = \left[1 - (1 - p_n)^{n_0} \right]^n. \quad (12.111)$$

Таким образом, в соответствии с (12.110) и (12.111), критерий эффективность-стоимость, применительно к полю помех, образуемых СП и подавляющих поле сигналов, как мера оценки оптимальности построения системы РЭП, будет выражаться в виде

$$\Psi_c = \frac{\mathfrak{A}_1}{C_{kc}} = \frac{\prod_{i=1}^n \left[1 - \prod_{j=1}^{n_0} (1 - p_{jn})_i \right]}{C_{c.ан} \sum_{j=1}^{n_0} K_c^{\left[\ln \frac{P_n G_n}{(P_n G_n)_{ан}} + \ln \frac{n}{n_{ан}} \right]}}. \quad (12.112)$$

Для условий, определяемых соотношениями (12.105) и (12.109),

$$\Psi_c = \frac{\left[1 - (1 - p)^{n_0} \right]^n}{n_0 C_{c.ан} K_c^{\left[\ln \frac{P_n G_n}{(P_n G_n)_{ан}} + \ln \frac{n}{n_{ан}} \right]}}. \quad (12.113)$$

Учитывая, что у рассматриваемых вариантов построения системы РЭП при конкретных неизменяемых характеристиках поля сигналов в части диапазона рабочих частот и пропускной способности стоимость системы СРТР будет постоянной, при оценке системы РЭП по критерию эффективность-стоимость можно не учитывать станцию РТР.

Поскольку $a^{\ln b} = b^{\ln a}$, из (12.112) следует окончательное значение критерия эффективность-стоимость для рассматриваемых условий в виде:

$$\Psi_c = \frac{\prod_{i=1}^n \left[1 - \prod_{j=1}^{n_0} (1 - p_{jn})_i \right]}{C_{c.ан} \sum_{j=1}^{n_0} \left[\frac{P_n G_n}{(P_n G_n)_{ан}} \frac{n}{n_{ан}} \right]^{\ln K_c}}. \quad (12.114)$$

В случае идентичности используемых СП в системах РЭП, а также равенства для всех СП и подавляемых РЛС вероятностей подавления и наведения, критерий эффективность-стоимость будет определяться выражением

$$\Psi_c = \frac{\left[1 - (1 - p)^{n_0} \right]^n}{n_0 C_{c.ан} \left[\frac{P_n G_n}{(P_n G_n)_{ан}} \frac{n}{n_{ан}} \right]^{\ln K_c}}. \quad (12.115)$$

Выражения (12.114) и (12.115) при оценке оптимальности выбора принципов построения и организации систем РЭП неудобны для практических вычислений. Анализ показывает, что более целесообразна сравнительная оценка исследуемых систем при фиксированных параметрах с некоторой гипотетической системой, состоящей из одной СП, удовлетворяющей подавлению поля сигналов с заданной эффективностью независимо от числа РЛС.

Приведенная зависимость критерия Ψ дает возможность, используя оценку эффективность-стоимость и варьируя параметрами и количеством СП в составе системы РЭП, образующей поле помех, найти оптимальный вариант построения этой системы в соответствии с требованиями противодействия полю сигналов РЛС.

Интересно отметить, что анализ выражения (12.115) показывает, что при малой эффективности подавления РЛС $p \approx 0,1$ оптимальное число САП примерно равняется числу подавляемых РЛС ($n \approx n_0$) при $n_0 \geq 10$.

Описанная методика оптимизации системы РЭП по критерию эффективность-стоимость может быть использована для различных вариантов систем РЭП.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Развитие средств РЭП происходит во взаимосвязи с развитием техники радиоэлектронных систем и характеризуется их постоянным конфликтным взаимодействием. Любое совершенствование информационной техники, связанное с повышением ее эффективности, надежности и помехоустойчивости (а радиоэлектроника составляет технологическую базу информационных систем), вызывает ответную реакцию в области РЭП. Разрабатываются новые методы и технические средства, нацеленные на компенсацию или полное устранение преимуществ прогрессивной техники радиоэлектронных систем. И успех в этом направлении достигается, но он оказывается временным. Разработчики радиоэлектронной техники, в свою очередь, предпринимают соответствующие меры и совершенствуют свою технику таким образом, что эффективность новых методов и средств РЭП снижается или сводится до нуля. И этот процесс развития и борьбы противоположностей идет непрерывно, взаимно обогащая обе области техники.

В динамике развития средств, систем и методов РЭБ просматриваются как медленные, эволюционные изменения, так и быстрые, революционные трансформации. Эволюции связаны с развитием элементной базы и совершенствованием частных технических решений при построении средств радиоэлектронной борьбы. Скачкообразные революционные изменения касаются концептуальных положений. Так, появление новых комплексных методов обеспечения радиоэлектронной незаметности ("технологии Stealth") выдвинуло в ряд основных и перспективных пассивные совмещенные и вынесенные активные средства РЭБ. Перспективные радиоэлектронные системы снабжаются средствами искусственного интеллекта, позволяющими в процессе работы анализировать сигнальную и помеховую обстановку и вырабатывать оптимальные решения в отношении организации режимов работы. Искусственный интеллект применительно к средствам и методам РЭБ будет автоматически менять алгоритмы работы, адаптируя их к обнаруживаемым изменениям действий подавляемых РЭС.

Серьезные качественные изменения в технику РЭС вносят современные возможности создания и применения единых антенн для выполнения функций многих датчиков (например, бортовых средств навигации, радиолокации и радиотехнической разведки). Такие антенны могут работать в пассивном режиме, позволяя сопровождать постановщик помех по помехе, не используя активного излучения. Для средств РЭБ такие антенны создаются на базе ФАР, обеспечивающих гибкость формирования ДН в реальном масштабе времени и высокоскоростное управление лучом при работе по нескольким целям одновременно. Они также позволяют формировать провалы в ДН в направлениях на источники помех, снижая их эффективность. Скоростное управление лучом, особенно по случайному закону, лишает систему РЭП возможности предсказания последующих положений луча антенны подавляемой РЭС, необходимых при реализации ряда методов РЭП.

Поскольку формирование эффективной помехи зависит от достоверной информации о режиме работы подавляемых РЭС, о параметрах сигналов и алгоритмах управления их изменениями, перспективы развития и средств РЭБ предусматривают совершенствование средств и методов оперативной радиотехнической разведки. Использование данных оперативной разведки открывают возможности для применения дезинформирующих помеховых излучений, что требует разработки соответствующих методов и средств.

Разумеется, анализ перспектив развития и совершенствования радиоэлектронной техники, происходящих в конфликте средств РЭС и РЭБ, довольно сложен и не может быть очень обстоятельным, как и большинство футурологических исследований. Поэтому в книге рассмотрены, как представляется авторам, все или почти все, заслуживающие внимания методы и приемы из арсенала средств разработчика средств РЭБ. Средств и методов, характерных для современного состояния конфликта РЭС и средств РЭБ, но актуальных и для обозримого будущего.

ЛИТЕРАТУРА

1. Абчук В. А. и др. Справочник по исследованию операций. М.: Воениздат, 1970. 368 с.
2. Акиншин Р. Н. и др. История создания и тенденции развития современных боеприпасов и взрывателей. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э.Баумана 2013. – 204 и. ил.
3. Антенны и устройства СВЧ./Под ред. Д.И.Воскресенского. – М.: Изд-во МАИ, 1006.– 376 с.: ил.
4. В. А. Борисов, В. В. Калмыков, Я. М. Ковальчук и др. Радиотехнические системы передачи информации: Учебное пособие для вузов/ Под.ред. В. В. Калмыкова. – М.: Радио и связь, 1990. – 472 с.: ил.
5. Вакин С. А., Шустов Л. Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М.: Сов. радио, 1968. – 448 с. ил.
6. Военный энциклопедический словарь. Председатель Гл. ред. комиссии С. А. Ахромеев – М.: Воениздат, 1986.
7. Гуткин Л. С. Проектирование радиосистем и радиоустройств. М.: Радио и связь, 1986 – 286 с.: ил.
8. Добыкин В. Д., Куприянов А. И., Пономарев В. Г., Шустов Л. Н. Радиоэлектронная борьба. Цифровое запоминание и воспроизведение радиосигналов и электромагнитных волн. – М.: Вузовская книга, 2009.– 360 с.: ил.
9. Добыкин В. Д., Куприянов А. И., Пономарев В. Г., Шустов Л. Н. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем. – М.: Вузовская книга, 2007. – 486 с.: ил.
10. Жуковский А. П., Оноприенко Е. И., Чижов В. И. Теоретические основы радиовысотометрии / Под ред. А. П. Жуковского. М.: Сов. радио. 1979. 320 с. – ил.
11. Куприянов А. И. Радиоэлектронная борьба. – М.: Вузовская книга, 2018. – 386 с. ил.
12. Куприянов А. И. Радиоэлектронная борьба. Ракеты против РЛС. – М.: Вузовская книга, 2016. – 182 с.: ил.
13. Леонов А. И., Фомичев К. И. Моноимпульсная радиолокация. – М.: Сов. радио, 1970 – 392 с.: ил.
14. Палий А. И., Куприянов А. И. Очерки истории радиоэлектронной борьбы. – М.: Вузовская книга, 2006. – 284 с.
15. Перунов Ю. М., Куприянов А. И. Радиоэлектронная борьба : радиотехническая разведка. – М.: Вузовская книга, – 2016. – 190 с.: ил.
16. Поваляев А. А. Спутниковые радионавигационные системы – М.: Радиотехника, 2008.– 328 с. ил.
17. Постановление Государственного Комитета обороны от 16 декабря 1942 г. № ГОКО 2633, г. Москва "Об организации в Красной Армии специальной службы по забивке немецких радиостанций, действующих на поле боя".
18. Радиосистемы управления : учебник для вузов / Под ред. В. А. Вейцеля. – М.: Дрофа, 2005.– 404 с.
19. Радиоэлектронная борьба в войнах и вооруженных конфликтах / Под ред. И. В.Филиппова и Д. В. Гордиенко. – М.: Военная академия Генерального штаба. 2007. 357 с. ил.
20. Перунов Ю. М., Фомичев К. И., Юдин Л. М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Под ред. Ю. М. Перунова. Изд. 2-е, исправленное и дополненное. – М.: "Радиотехника", 2008. – 406 с.: ил.
21. Тенденции развития средств РЭБ авиации вооруженных сил США на пороге XXI века. Зарубежное военное обозрение, № 6, 1998.
22. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я. Д. М.: Сов.радио, 1970, 500 с.: ил.
23. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. – 677 с.: ил.
24. Устройства СВЧ и антенны / Под. ред. Д. И. Воскресенского – М.: Радиотехника, 2016.–516с.: ил.
25. Шустов Л. Н., Гончаров И. Н. Комплексы радиоэлектронной борьбы авиации вооруженных сил и их эксплуатация. – М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского. 1990.– 476 с.: ил.
26. 110 лет радиоэлектронной борьбы. Основные этапы развития и совершенствования. Воронеж: 2014. – 435 с.: ил.
27. Van Brunt L. B. Applied ECM.Inc, USA, 1978.-973 p.

Книги почтой

Заказ можно сделать на сайте издательства

www.infra-e.ru

№ п/п	Наименование книги	Кол-во
1	Аппараты с машущими движителями и их природные аналоги	
2	Введение в ракетно-космическую технику <i>(в двух томах)</i>	
3	Конструктивные элементы военно-автомобильных дорог	
4	Космос и человек. <i>Приглашение к размышлениям о гуманитарных аспектах результатов космической деятельности человека</i>	
5	Кибероружие и кибербезопасность. О сложных вещах простыми словами	
6	Космические услуги: экономика и управление	
7	Летательные и подводные аппараты с машущими движителями	
8	Методы и средства радиоэлектронной борьбы	
9	Моделирование физических процессов в авиации	
10	Надежность технических систем военного назначения	
11	Стратегическое оружие будущего	
12	Работоспособность воспламенительного устройства крупногабаритного РДТТ с позиций теории критических ситуаций	
13	Удивительная космонавтика	
14	Электромагнитный импульс высотного ядерного взрыва и защита электрооборудования от него	

Научное издание

**Ю. М. Перунов
А. И. Куприянов**

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ

Монография

ISBN 978-5-9729-0591-1



Подписано в печать 18.10.2020
Формат 70×100/16. Бумага офсетная.
Гарнитура «Таймс» .
Усл. изд. листов 22,5. Тираж 600 экз.

Издательство «Инфра-Инженерия»
160011, г. Вологда, ул. Козленская, д. 63
Тел.: 8 (800) 250-66-01
E-mail: booking@infra-e.ru
<https://infra-e.ru>

Издательство приглашает
к сотрудничеству авторов
научно-технической литературы