

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

Факультет радиотехники и электроники

Кафедра информационных радиотехнологий

**С. В. Козлов**

## **МЕТОДЫ И СРЕДСТВА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ**

*Допущено Министерством образования  
Республики Беларусь в качестве учебного пособия  
для студентов учреждений высшего образования по специальности  
«Радиоэлектронная защита информации»*

Минск БГУИР 2019

УДК 621.396.669(075.8)  
ББК 32.844я73  
К59

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра радиофизики и цифровых медиатехнологий  
Белорусского государственного университета  
(протокол №6 от 04.12.2018);

начальник научно-исследовательской лаборатории кафедры авиационных  
радиоэлектронных систем учреждения образования  
«Военная академия Республики Беларусь»  
доктор технических наук, профессор О. Г. Лапука

**Козлов, С. В.**

К59

Методы и средства радиоэлектронной защиты : учеб. пособие /  
С. В. Козлов. – Минск : БГУИР, 2019. – 188 с. : ил.  
ISBN 978-985-543-501-4.

Учебное пособие посвящено изложению методов, способов и технических средств радиоэлектронной защиты. В необходимом для дальнейшего рассмотрения вопросов помехозащищенности радиотехнических систем объеме освещаются принципы построения, способы функционирования и характеристики средств радиоэлектронно-информационного обеспечения и средств создания активных помех, маскирующего воздействия на среду и снижения радиолокационной заметности объектов. Излагаются принципы построения радиотехнических систем извлечения и передачи информации с заданным уровнем скрытности и помехоустойчивости. Рассматриваются вопросы построения систем временной и пространственно-поляризационной обработки полезных сигналов на фоне помех, применения корректирующего кодирования и систем с обратными связями, а также другие вопросы помехозащищенности радиоэлектронных средств.

**УДК 621.396.669(075.8)**  
**ББК 32.844я73**

**ISBN 978-985-543-501-4**

© Козлов С. В., 2019  
© УО «Белорусский государственный  
университет информатики  
и радиоэлектроники», 2019

## СОДЕРЖАНИЕ

Введение .....	6
1. Сущность и задачи радиоэлектронной защиты информации .....	10
1.1. Сущность радиоэлектронной защиты информации. Термины и определения .....	10
1.2. Задачи радиоэлектронной защиты информации .....	16
1.2.1. Задачи радиоэлектронно-информационного обеспечения (радиоразведки и радиотехнической разведки) .....	16
1.2.2. Задачи радиоэлектронного поражения (подавления) .....	16
1.2.3. Задачи радиоэлектронной защиты .....	17
2. Радиоэлектронное противодействие .....	18
2.1. Классификация помех .....	18
2.2. Основные характеристики станций активных помех .....	19
2.3. Структурные схемы станций активных шумовых помех и их составных частей .....	19
2.3.1. Структурные схемы станций активных шумовых помех .....	19
2.3.2. Способы увеличения спектральной плотности мощности помех...	23
2.3.3. Способы формирования шумовых помех и структурные схемы формирователей помех .....	24
2.4. Структурные схемы станций имитирующих помех и их составных частей .....	30
2.4.1. Общая характеристика имитирующих помех .....	30
2.4.2. Структурные схемы передатчиков имитирующих помех .....	34
2.4.3. Цифровое устройство записи и воспроизведения радиосигналов...	36
2.5. Помехи угломерному каналу .....	38
2.5.1. Предварительные теоретические сведения .....	38
2.5.2. Некогерентные помехи .....	41
2.5.3. Когерентная помеха .....	48
3. Маскировка и незаметность радиоэлектронных средств .....	51
3.1. Общая характеристика средств и систем радиоэлектронно-информационного обеспечения (радиоразведки и радиотехнической разведки).....	51
3.1.1. Этапы обработки информации и классификация средств и систем радиоразведки и радиотехнической разведки.....	51
3.1.2. Состав аппаратуры средств радиоразведки и радиотехнической разведки .....	52
3.1.3. Поиск сигналов в аппаратуре разведки .....	53
3.1.4. Измерение и запоминание частоты в средствах разведки .....	66
3.2. Пеленгация и определение местоположения источников излучений в средствах и системах разведки. Эффективность средств и систем разведки .....	69

3.2.1. Общая характеристика методов пеленгации, применяемых в средствах разведки .....	69
3.2.2. Методы определения местоположения радиоизлучающих объектов в средствах разведки .....	73
3.3. Эффективность средств и систем разведки .....	76
3.4. Общая характеристика скрытности радиоэлектронных средств. Демаскирующие факторы, возникающие при функционировании радиоэлектронных средств .....	81
3.5. Основные методы радиоэлектронной маскировки .....	83
3.5.1. Управление амплитудно-фазовым распределением на апертуре антенны .....	83
3.5.2. Изменение мощности излучения .....	88
3.5.3. Временная регламентация работы РЭС на излучение .....	90
3.6. Эффективность радиоэлектронной маскировки .....	91
4. Скрытность широкополосных сигналов .....	94
4.1. Общая характеристика широкополосных методов передачи. Классификация сложных сигналов .....	94
4.2. Основные типы широкополосных сигналов .....	96
4.3. Количественные показатели скрытности широкополосных сигналов .....	100
5. Снижение радиолокационной заметности .....	103
5.1. Понятие и определение эффективной площади рассеяния объектов радиолокационного наблюдения .....	103
5.2. Основные методы снижения радиолокационной заметности .....	110
5.2.1. Выбор малоотражающей формы объекта .....	111
5.2.2. Применение радиопоглощающих материалов и покрытий .....	114
5.2.3. Управление радиолокационной заметностью и снижение ЭПР антенных систем .....	117
6. Маскирующее воздействие на среду .....	119
6.1. Дипольные отражатели .....	119
6.2. Плазменные образования .....	121
7. Общие принципы выделения сигнала на фоне помех .....	123
7.1. Общая характеристика и классификация методов защиты от помех....	123
7.2. Методы помехозащиты, основанные на спектральных различиях сигналов и помех .....	124
7.3. Методы помехозащиты, основанные на временных различиях сигналов и помех .....	129
7.4. Методы помехозащиты, основанные на пространственно-поляризационных различиях сигналов и помех .....	134
7.4.1. Общая характеристика пространственной компенсации помех...	134

7.4.2. Автокомпенсаторы помех .....	138
7.4.3. Основные положения пространственно-временной обработки. Методы формирования весовых коэффициентов приемных каналов в системах пространственной компенсации помех .....	140
7.4.4. Особенности пространственной компенсации помех в условиях априорной неопределенности. Моноимпульсные измерители угловых координат с пространственной компенсацией помех .....	144
7.4.5. Эффективность пространственной компенсации помех .....	148
7.4.6. Принципы построения систем пространственно-поляризационной компенсации помех .....	150
8. Технические средства защиты от некоторых видов помех .....	154
8.1. Автоматическая регулировка усиления .....	154
8.2. Ограничители и логарифмические усилители .....	155
8.3. Схемы стабилизации ложных тревог .....	156
9. Специальные методы защиты радиолокационных систем .....	160
9.1. Методы, основанные на изменении параметров зондирующего сигнала в процессе работы .....	160
9.2. Бланкирование боковых лепестков диаграммы направленности антенны.....	161
9.3. Защита от помех в радиолокационных средствах в режиме сопровождения .....	163
10. Специальные меры защиты радиотехнических систем передачи информации .....	165
10.1. Предварительные теоретические сведения .....	165
10.2. Использование помехоустойчивых (корректирующих) кодов .....	166
10.3. Радиотехнические системы передачи информации с информационной и решающей обратными связями .....	171
11. Тенденции развития методов и средств радиоэлектронной защиты информации .....	177
Заключение .....	180
Приложение. Рекурсивные алгоритмы вычисления векторов весовых коэффициентов в адаптивных антенных системах .....	181
Литература .....	184

## ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время развитие человеческой цивилизации во многом связано с процессами получения и обработки информации. Подавляющая часть указанного объема извлекается и передается радиоэлектронными средствами с использованием радиоволн при наличии различного рода помех.

Уже с первых шагов использования электрических колебаний в проводах (изобретение телеграфа (Шиллинг, 1832 г., Якоби, 1839 г.), телефона (Белл, 1876 г.) и радиоволн (Тесла, Попов, Маркони, 1893–1897 гг.) выяснилось негативное влияние помех на качество и скорость передачи информации. На начальном этапе использования электрических колебаний и радиоволн речь шла преимущественно о влиянии свойств кабеля (длинной линии) и помехах естественного происхождения (внутренние шумы приемных устройств, шумы Солнца, атмосферы и т. д.). Так, необходимость увеличения скорости передачи данных в протяженных линиях телеграфной связи привела к появлению первых устройств корректоров амплитудно-частотной характеристики («пупиновские» катушки индуктивности) и высокочувствительных приемных устройств (зеркальный гальванометр Томсона).

Практически сразу же после начала использования радио для передачи информации с увеличением числа первых средств радиосвязи – искровых передатчиков – начали ощутимо сказываться их взаимные помехи. Это обстоятельство явилось толчком к формированию двух новых научно-технических направлений:

1) обеспечения совместного функционирования радиоэлектронных средств, расположенных на одной территории (1906 г. – принятие первого специального регламента радиосвязи; международная конвенция 1908 г. – распределение радиочастот между различными службами радиосвязи);

2) целенаправленного излучения радиоволн радиоэлектронными средствами одной стороны для исключения (затруднения) передачи и извлечения информации радиоэлектронными средствами другой стороны, преследующей противоположные цели (2 (15) апреля 1904 г. – первое практическое применение радиопомех).

На начальном этапе развития радиосвязи, а несколько позже – радиолокации и радионавигации, возможности изменения характеристик передающего и приемного трактов практически отсутствовали. С развитием антенной техники и элементной базы передающих и приемных устройств появилась возможность целенаправленной отстройки от помех, то есть реализации радиоэлектронной защиты (РЭЗ) радиоэлектронных средств.

В настоящее время под радиоэлектронной защитой информации (РЭЗИ) понимается совокупность реализуемых в радиоэлектронных средствах и системах мер, способов и технических решений, направленных на предотвращение разрушения и несанкционированного извлечения информации.

При радиоэлектронной защите информации может быть достигнуто два результата:

1) снижение потерь передаваемой или извлекаемой информации за счет реализации РЭЗ собственных радиоэлектронных средств от помех естественного и искусственного происхождения;

2) затруднение получения противостоящей стороной интересующей ее информации о характеристиках собственных объектов и окружающей среды путем создания активных помех радиоэлектронным средствам извлечения и передачи информации противостоящей стороны и модификации среды распространения радиоволн.

В современной научно-технической терминологии деятельность по достижению указанных результатов определяется как радиоэлектронная защита радиоэлектронных средств (РЭЗ РЭС) и радиоэлектронное подавление (РЭП). Деятельность по обеспечению процессов РЭЗ и РЭП определяется как радиоэлектронно-информационное обеспечение (РИО). В ряде источников указанные составляющие (РЭЗ, РЭП и РИО) совместно с техническим контролем объединяются в понятие «радиоэлектронная борьба».

О важности указанных составляющих в развитии современных радиоэлектронных средств как гражданского, так и двойного назначения, свидетельствует значительное число учебников, учебных пособий и научных статей, опубликованных к настоящему времени. К основным по тематике РЭП следует отнести несколько не утратившие актуальность учебное пособие С. А. Вакина и Л. Н. Шустова [1] и книгу А. И. Паляя [2], вышедшие в последнее время пособия и монографии под редакцией А. И. Куприянова [3, 4], А. Л. Леньшина [5–7], коллективную монографию под редакцией В. Г. Радзиевского [8], книгу известных российских специалистов Ю. М. Перунова, К. И. Фомичева, Л. М. Юдина [9] и многие другие работы [10–14]. Вопросы помехозащищенности радиотехнических средств передачи и извлечения информации изложены как в учебных пособиях, посвященных построению указанных средств [15–25], так и в специализированных изданиях. Из числа последних для изучения может быть рекомендовано содержательное учебное пособие под редакцией М. В. Максимова [26]. Общие вопросы помехозащищенности средств радиолокации изложены в пособиях под редакцией Я. Д. Ширмана [20, 21], книге А. И. Канащенкова, В. И. Меркулова [27]. Функционирование средств радиосвязи в условиях помех рассмотрено в фундаментальной монографии В. И. Кузнецова [28], работах Л. Е. Варакина [29], Г. И. Тузова [30], В. И. Борисова, В. М. Зинчука, А. Е. Лимарева [31–34]. Отдельно необходимо отметить работы, посвященные построению систем пространственно-поляризационной обработки полезных сигналов на фоне помех [35–39]. Вопросы радиоэлектронно-информационного обеспечения (радио- и радиотехнической разведки) изложены в учебных пособиях и монографиях С. А. Вакина, Л. Н. Шустова [1], В. А. Варганяна, В. Г. Радзиевского, А. А. Сироты, А. М. Рембовского, Ю. П. Мельникова, Э. А. Кирсанова и многих других авторов [40–44].

Масштаб и важность проблемы радиоэлектронной защиты можно проиллюстрировать на примере книги известного американского специалиста Лероя Ван Бранта «Справочник по методам радиолокационного подавления и помехо-

защиты систем с радиолокационным управлением» [45]. Указанный справочник содержит несколько сотен вариантов способов и устройств помехозащиты и является для специалистов в области защиты от помех своеобразной энциклопедией.

В соответствии с действующей в настоящее время учебной программой дисциплина «Методы и средства радиоэлектронной защиты информации» направлена на выполнение следующих задач:

- приобретение знаний в области современных систем радиоэлектронной защиты информации, работающих в сложной помеховой обстановке;
- изучение принципов построения, функциональных и структурных схем устройств, реализующих основные методы радиоэлектронной защиты информации;
- овладение методами математического описания, синтеза и анализа устройств оптимальной и квазиоптимальной обработки полезных сигналов на фоне помех;
- формирование навыков оценки показателей качества функционирования средств и систем радиоэлектронной защиты информации.

Основным содержанием дисциплины является изучение методов и средств радиоэлектронной защиты. Построение и функционирование средств радиоэлектронно-информационного обеспечения и радиоэлектронного подавления рассматриваются в объеме, достаточном для понимания их возможностей при создании помех современным радиотехническим средствам извлечения и передачи информации. Обобщая, систематизируя и развивая знания студентов, курс «Методы и средства радиоэлектронной защиты информации» формирует комплексное понимание проблемы радиоэлектронной защиты. Успешное освоение курса позволяет, используя специализированные учебные и научно-технические издания, обосновывать способы защиты от помех в радиотехнических средствах различного назначения и проводить проектирование технических средств защиты от помех.

Материалы учебного пособия структурно разбиты на одиннадцать разделов. Первый раздел является вводным и посвящен изложению сущности, задач и терминологии радиоэлектронной защиты информации.

Второй раздел и часть третьего посвящены краткому изложению методов и средств радиоэлектронного подавления и радиоэлектронно-информационного обеспечения в объеме, достаточном для учета возможностей современных средств создания активных помех и особенностей их функционирования при проектировании средств защиты от помех. При необходимости расширения знаний в указанных направлениях студенты могут воспользоваться рекомендуемой специализированной литературой.

В третьем и четвертом разделах изложены вопросы маскировки и незаметности РЭС и важнейший вопрос скрытности широкополосных сигналов.

В пятом и шестом разделах дана общая характеристика вопросов снижения радиолокационной заметности и маскирующего воздействия на среду.



В седьмом разделе изложены общие принципы защиты от помех, основанные на временных, спектральных, и пространственно-поляризационных различиях полезных сигналов и помех.

В восьмом – десятом разделах изложены особенности построения наиболее важных технических средств защиты от помех и приведены специализированные средства защиты от помех, реализуемые в радиолокационных системах и системах передачи информации.

Заключительный, одиннадцатый, раздел, посвящен тенденциям развития методов и средств радиоэлектронной защиты информации.

Автор надеется, что учебное пособие окажется полезным не только студентам при изучении дисциплины «Методы и средства радиоэлектронной защиты информации» и курсовом (дипломном) проектировании, но также и магистрантам (аспирантам) и инженерам, занимающимся вопросами синтеза радиотехнических устройств и систем, в качестве достаточно компактного справочника по основным методам и средствам защиты от помех.

Автор выражает глубокую благодарность коллективу кафедры радиофизики и цифровых медиатехнологий Белорусского государственного университета и доктору технических наук, профессору О. Г. Лапуке за внимание и ценные рекомендации, способствовавшие улучшению качества и доступности материалов учебного пособия.

Библиотека

# 1. СУЩНОСТЬ И ЗАДАЧИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

## 1.1. Сущность радиоэлектронной защиты информации. Термины и определения

При анализе сущности радиоэлектронной защиты информации используются системные методы. Системные методы связаны с понятием «система». Под *системой* будем понимать совокупность взаимосвязанных элементов (устройств, частей), совместно выполняющих заданные функции в условиях взаимодействия с внешней средой с учетом развития и противоречий. К основным видам связи между элементами системы относятся функциональные (обусловленные общностью назначения элементов) и динамические связи. Подсистема – часть системы. Подсистемой может являться система более низкого (по сложности) иерархического уровня.

Радиотехническая система (радиосистема) – это система, состоящая из радиоэлектронных средств, предназначенная для определенных целей. Другими словами, радиотехническая система – это организованная совокупность устройств, средств и приборов, в которой радиосредства выполняют основную или одну из основных функций.

Радиотехнические системы (РТС) относятся к классу информационно-управляющих технических систем, осуществляющих *передачу, извлечение или разрушение информации* с помощью радиоволн. Отличительный признак радиосистемы – наличие радиоканала (одного или нескольких), состоящего из источника радиоволн, являющихся переносчиками информации, среды, в которой распространяются радиоволны, и приемника, извлекающего информацию путем соответствующей обработки радиоволн, достигающих его антенны.

Под информацией понимают совокупность сведений о каких-либо событиях, свойствах различных объектов, изменении их состояния, процессах, происходящих в природе, производстве, обществе. Информация, выраженная в определенной форме, предназначенная для передачи, называется сообщением, являющимся материальной формой воплощения информации. Переносчиком информации в радиотехнических системах служат электромагнитные колебания (радиоволны), образующие радиосигнал.

К радиотехническим системам предъявляются требования по *помехоустойчивости* – способности РТС противостоять мешающему действию радиопомех – и *скрытности* – способности РТС функционировать, не обнаруживая себя. Для широкого класса преднамеренных помех их создание возможно только после обнаружения работы передатчика РТС на излучение, поэтому скрытность и помехоустойчивость объединяются понятием *помехозащищенность* – способность радиосистемы противостоять мешающему действию определенных помех.

В основу классификации РТС могут быть положены различные признаки, главными из которых являются содержание информации, вид и назначение системы, диапазон используемых частот и т. д. Поскольку основным назначе-

нием РТС является выдача информации, в качестве базового признака для их классификации следует использовать содержание информации или назначение системы. Такая классификация необходима потому, что в зависимости от назначения системы изменяются принципы действия, используемые частоты, требования к скорости выдачи информации, ее количеству и точности и т. д.

*Классификация по информационному назначению.* По информационному назначению радиотехнические системы можно разделить на следующие основные классы:

- радиотехнические системы передачи информации (РТС ПИ);
- радиотехнические системы извлечения информации (РТС ИИ);
- системы радиуправления;
- радиотехнические системы разрушения информации (РТС РИ).

РТС *передачи информации* предназначены для передачи информации (сообщений) из одних пунктов пространства в другие. Отличительной особенностью этих систем является то, что в них сообщения отображаются в радиосигнале в пункте его излучения и передаются по радиоканалу из пункта излучения в пункт приема.

В самом общем виде в состав РТС ПИ независимо от ее конкретного вида и назначения входят следующие элементы (рис. 1.1): источник сообщений (ИС), выдающий первичные сигналы; передающее устройство или передатчик (ПРДУ); среда или линия связи (ЛС), в которой распространяются радиоволны и действуют помехи; приемное устройство или приемник (ПРМУ); получатель сообщений (ПС).

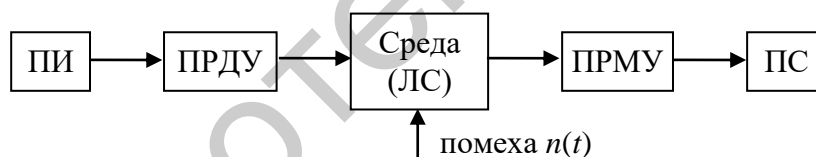


Рис 1.1. Обобщенная структурная схема РТС передачи информации

Среди РТС ПИ различают системы радиосвязи (одноканальной, многоканальной радиорелейной или через искусственные спутники Земли), телеметрии, передачи команд, радиовещания и телевидения.

РТС *извлечения информации* предназначены для извлечения информации об объектах или процессах с помощью радиосредств. Для этих систем характерным является отображение полезной информации в радиосигнале двумя способами. В первом случае – в процессе распространения радиосигнала и отражения радиоволн от объекта. Во втором случае – при независимом от рассматриваемой РТС формировании и излучении радиоволн (естественные излучения объектов, радиосредств противоположной стороны). Упрощенно принцип реализации данных систем представлен на рис. 1.2.

РТС извлечения информации, использующая прием и обработку отраженных сигналов (рис. 1.2, а), включает радиопередающее устройство, излучающее в направлении исследуемого объекта (цели) зондирующий сигнал, и ра-

диоприемное устройство, которое принимает и обрабатывает отраженный от объекта сигнал. При обработке используется образец зондирующего сигнала, поступающий из ПРД в ПРМ или хранящийся в ПРМ. Потребитель информации на основе сравнения зондирующего и отраженного сигналов получает сведения о наличии объекта и его характеристиках.



Рис. 1.2. Принцип реализации РТС извлечения информации

РТС извлечения информации второго типа (рис. 1.2, б) имеет в своем составе направленную приемную антенну, улавливающую излучение объекта, радиоприемное устройство, усиливающее принятые радиосигналы, и устройство регистрации и анализа сигналов (потребитель информации). Подобные системы используются для исследования явлений, происходящих в космическом пространстве, а также для определения местоположения кораблей и самолетов по радиомаякам.

По виду и назначению РТС ИИ подразделяются на системы радиолокации, которые предназначены для обнаружения и классификации целей, определения их координат и параметров движения; системы радионавигации для определения местоположения объектов в пространстве; системы радиоразведки полезных ископаемых и состояния поверхности Земли; радиоастрономические системы; системы радиоразведки радиотехнических средств противника.

В системах радиуправления информация, передаваемая с помощью радиосигналов, непосредственно используется для управления подвижными объектами, например, ракетами, искусственными спутниками Земли (ИСЗ), космическими аппаратами. Особенностью систем радиуправления является их органическая связь с управляемыми объектами и зависимость выявляемой информации от выходных эффектов систем. При анализе и синтезе систем радиуправления вводят понятие радиозвеньев, которые представляют части системы радиуправления, предназначенные для передачи, выделения, обработки и накопления информации с использованием радиоволн. В систему также входят и другие (нерадиотехнические) звенья, отображающие свойства объекта управления и особенности задачи управления.

Структурная схема системы радиуправления (на примере системы наведения ракеты) изображена на рис. 1.3.

Основными звеньями системы являются радиозвено (РЗ), автопилот (АП), рули управления (РУ), а также динамическое звено (ДЗ) и кинематическое звено (КЗ). РЗ выявляет соотношение между пространственным положением и движением цели (Ц)  $I_{Ц}$  и ракеты (Р)  $I_{Р}$  и выдает команды управления.

АП воспринимает команды управления из РЗ и управляет рулями. ДЗ отображает реакцию ракеты на управляющие воздействия. КЗ определяет связь положения и движения ракеты в пространстве с изменениями ее положения и движения относительно цели.

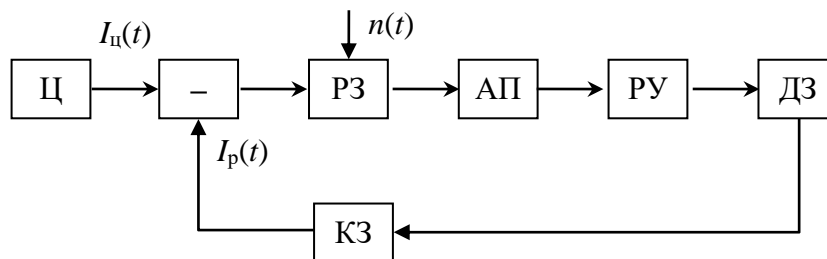


Рис. 1.3. Структурная схема системы радиуправления

Следует отметить, что ДЗ и КЗ как реальные устройства не существуют. Они лишь описывают пространственно-временные связи цели и ракеты и определяются кинематикой и геометрией движения. Таким образом, информация о цели  $I_{Ц}$  и ракете  $I_{Р}$  подвергается обработке в радиозвене. На входе радиозвена действуют помехи  $n(t)$ .

РТС *разрушения информации* имеют ту основную особенность, что их целью является противодействие радиотехническим системам, предназначенным для передачи и извлечения информации. Их принцип действия, параметры и характеристики определяются особенностями соответствующих радиотехнических систем и режимами их функционирования.

В общем случае РТС разрушения информации создает помехи нормальной работе конкурирующей системы путем излучения мешающего сигнала (МС) (рис. 1.4, а) или приема, умышленного искажения в специальном устройстве (УИС) и переизлучения сигнала конкурирующей системы (СКР) (рис. 1.4, б).

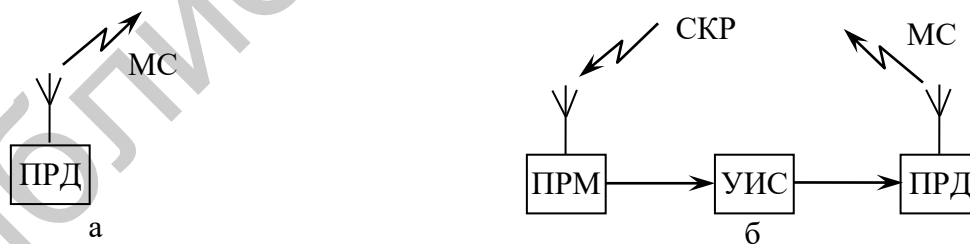


Рис. 1.4. Принципы реализации РТС разрушения информации

Многие реальные РТС сочетают функции рассмотренных классов систем. Так, например, в состав систем радиуправления включают системы извлечения информации (радиолокационные и радионавигационные) и системы передачи информации (передачи телеметрии и команд управления). Сочетание различных функций типично и для систем управления космическими аппаратами.

## Термины и определения

В области радиоэлектронной защиты информации используются следующие термины и определения.

*Радиоэлектронная защита* – раздел радиоэлектроники, включающий проектирование и производство радиоэлектронных устройств и систем, а также комплекс специальных мер радиоэлектронного характера, предупреждающих возможные воздействия на защищаемую информацию негативных факторов различного характера.

В части оборонного применения термин радиоэлектронная защита информации аналогичен термину *радиоэлектронная борьба*.

Определения термина «радиоэлектронная борьба» (РЭБ):

1) противоборство двух сторон, использующих радиоэлектронные методы и средства для защиты своих РЭС и поражения РЭС противника (краткое);

2) совокупность согласованных мероприятий и действий по радиоэлектронному поражению радиоэлектронных средств противостоящей стороны, радиоэлектронной защите своих радиоэлектронных средств, противодействию техническим средствам извлечения информации противостоящей стороны, а также по радиоэлектронно-информационному обеспечению [46] (развернутое).

Сложившаяся к настоящему времени структура радиоэлектронной борьбы показана на рис. 1.5.

РЭЗИ (РЭБ) отражает содержание *антагонистического конфликта* [12, 14, 28] сторон А и Б.

Конфликт – это *процесс столкновения* интересов сторон.

*Антагонистический конфликт* – процесс столкновения сторон, преследующих строго противоположные цели.

Конфликт декомпозируется на следующие составляющие:

1) *информационный*, в ходе которого каждая из сторон стремится получить информацию, достаточную для принятия решения на физические действия;

2) *физический* – реализация сторонами действий в физическом мире (прекращение работы РЭС на излучение; смена позиции; продажа/покупка активов; увольнение/найм персонала и т. д.).

*Информационный конфликт* – процесс столкновения интересов сторон на этапе добывания с помощью радиотехнических средств (систем) данных о состоянии и действиях противостоящих сторон, каждая из которых стремится к упреждающему получению информации и предпринимает действия по снижению возможностей с противостоящей стороны.

Классическим примером информационного конфликта является *радиолокационный конфликт* между сторонами А (радиолокационная станция) и Б (объект, защищаемый средствами создания помех).

Задачи сторон: А – взять цель на сопровождение за заданное время; Б – исключить сопровождение цели стороной А. Для этого сторона Б обнаруживает излучения стороны А и создает помехи.



Рис. 1.5. Структура радиоэлектронной борьбы

Формализация конфликта проводится с использованием аппарата марковских или полумарковских процессов, для чего составляется соответствующий граф (рис. 1.6) состояний процесса [14].

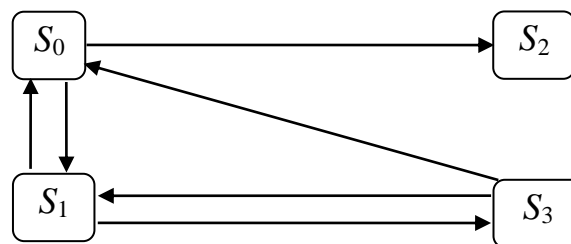


Рис. 1.6. Граф состояний радиолокационного конфликта

Состояния графа отражают следующие физические ситуации:

- $S_0$  – сторона А не обнаружила цель, сторона Б не обнаружила излучение стороны А;
- $S_1$  – сторона А не обнаружила цель, сторона Б обнаружила излучение стороны А и поставила помехи;
- $S_2$  – сторона А обнаружила цель, сторона Б не обнаружила излучение стороны А;
- $S_3$  – сторона А обнаружила цель, сторона Б обнаружила излучение стороны А и поставила помехи.

Для последующего анализа вводятся вероятности переходов (для дискретного времени) либо плотности вероятности времени перехода (для непрерывного времени), часть из которых является конфликтно обусловленными (то есть зависит от действий другой стороны), составляется система уравнений относительно вероятностей состояний в зависимости от времени. Решение указанной системы отражает *динамику конфликтного взаимодействия сторон*: какая сторона и насколько раньше достигает своих целей.

## **1.2. Задачи радиоэлектронной защиты информации**

### **1.2.1. Задачи радиоэлектронно-информационного обеспечения (радиоразведки и радиотехнической разведки)**

Радиоразведка и радиотехническая разведка подразделяется на три этапа: первичную, вторичную и третичную обработку информации.

При *первичной* обработке решаются задачи по обнаружению радиоизлучений, определению сигнальных параметров импульсных и непрерывных сигналов (несущей частоты, длительности импульса, времени прихода, ширины спектра, вида модуляции, мощности, поляризации и т. д.) и пеленгов на источники радиоизлучений.

При *вторичной* обработке решаются задачи по селекции импульсных последовательностей от отдельных РЭС, выявлению диапазонов перестройки параметров сигналов и определению предназначения РЭС.

При *третичной* обработке решаются задачи по объединению информации от нескольких средств радиомониторинга и определению географических координат РЭС.

### **1.2.2. Задачи радиоэлектронного поражения (подавления)**

К задачам радиоэлектронного поражения (подавления) относятся:

- создание маскирующих помех, исключающих (затрудняющих) обнаружение и определение параметров полезных сигналов;
- создание имитирующих помех, вносящих ложную информацию в контур управления противостоящей стороны;



- создание радиоизлучений, вызывающих полное или частичное разрушение (функциональное поражение) элементов радиоприемного тракта противоположной стороны.

### **1.2.3. Задачи радиоэлектронной защиты**

К задачам радиоэлектронной защиты относятся:

- защита от маскирующих и имитирующих помех;
- защита от функционального (энергетического) поражения;
- защита от разведки и создания оптимальных помех за счет уменьшения паразитных излучений и управления частотно-временной структурой излучаемых сигналов;
- защита от поражения самонаводящимся по радиоизлучению оружием.

Библиотека БГУИР

## 2. РАДИОЭЛЕКТРОННОЕ ПРОТИВОДЕЙСТВИЕ

### 2.1. Классификация помех

Классификация помех (табл. 2.1) производится по физической природе, характеру взаимодействия с полезным сигналом, временной структуре, числу точек создания и другим классификационным признакам. Аналогичным образом (табл. 2.2) проводится классификация средств создания помех.

Таблица 2.1

#### Классификация помех по наиболее употребительным признакам

Классификационный признак	Виды помех
По физической природе	Активные; пассивные; комбинированные
По характеру взаимодействия с полезным сигналом	Аддитивные; мультипликативные; аппликативные
По характеру воздействия	Маскирующие; имитирующие; имитационно-маскирующие
По целевой направленности	По каналу обнаружения; каналу сопровождения по дальности; каналу сопровождения по скорости; каналу сопровождения по угловым координатам; каналу распознавания; комбинированные
По временной структуре	Непрерывные; прерывистые; ответные; упреждающие
По соотношению с параметрами полезного сигнала	Прицельные по параметру (параметрам); заградительные по параметру (параметрам)
По числу точек создания	Одноточечные; многоточечные

Таблица 2.2

#### Классификация средств создания помех

Классификационный признак	Классификационная группа
По месту размещения	Наземные; корабельные; авиационные (космические)
По назначению	Для индивидуальной защиты (самозащиты); для взаимной защиты; для объектовой защиты; для групповой защиты
По энергопотенциалу	Низкопотенциальные; среднепотенциальные; высокопотенциальные
По кратности применения	Одноразовые; многократные

## 2.2. Основные характеристики станций активных помех

К основным характеристикам средств (станций) активных помех относятся:

- 1) диапазон (диапазоны) рабочих частот  $[f_{\min}, f_{\max}]$ ;
- 2) энергетический потенциал, представляющий собой произведение мощности  $P_{\text{ПП}}$  передатчика помех (ПП) на коэффициент усиления антенны  $G_{\text{ПП}}$ :

$$PG_{\text{ПП}} = P_{\text{ПП}} \cdot G_{\text{ПП}} \text{ [Вт]}; \quad (2.1)$$

- 3) спектральная плотность мощности помех – отношение энергопотенциала  $PG_{\text{ПП}}$  передатчика помех к ширине спектра помех:

$$N_{\text{ПП}} = \frac{PG_{\text{ПП}}}{\Delta f_{\text{п}}} \text{ [Вт/Гц]}; \quad (2.2)$$

- 4) сектор (сектора) разведки и создания помех по азимуту  $\Delta\alpha$  и углу места  $\Delta\beta$  и ширина луча передатчика помех по азимуту  $\delta\alpha$  и углу места  $\delta\beta$ ;

- 5) эквивалентная чувствительность  $P_{\text{экв}}$  аппаратуры непосредственной радиотехнической разведки – минимальная мощность полезного сигнала на выходе идеальной (без потерь) изотропной антенны, при которой обеспечивается его обнаружение с заданным качеством;

- 6) пропускная способность, оцениваемая числом  $J$  создаваемых спектров помех и числом  $M$  одновременно формируемых амплитудно-фазовых распределений на апертуре с независимыми диаграммами направленности (ДН);

- 7) масса, габариты, энергопотребление, стоимость.

## 2.3. Структурные схемы станций активных шумовых помех и их составных частей

### 2.3.1. Структурные схемы станций активных шумовых помех

Структурные схемы передатчиков помех станций активных шумовых помех приведены на рис. 2.1–2.5. Особенности их построения и области применения заключаются в следующем.

Одноканальный по частоте передатчик помех с несканирующей антенной является наиболее простым передатчиком помех. Он содержит (см. рис. 2.1) генератор помехи (ГП), усилитель мощности и неподвижную антенну. Как правило, такая станция активных помех применяется в длинноволновых диапазонах (коротковолновый (КВ) и ультракоротковолновый (УКВ) диапазоны длин волн – при подавлении средств радиосвязи, метровый диапазон – при подавлении средств радиолокации). Коэффициент усиления антенны небольшой и может составлять единицы-десятки раз, поэтому для получения требуемого энергопотенциала необходимо использование мощного усилителя.

Многоканальный по частоте передатчик помех на рис. 2.2 является развитием схемы, изображенной на рис. 2.1, и применяется при необходимости создания помех на нескольких частотах. Он включает набор генераторов помех

$ГП_1...ГП_J$ , выходные сигналы которых суммируются. Области применения – станции помех КВ, УКВ диапазонов.

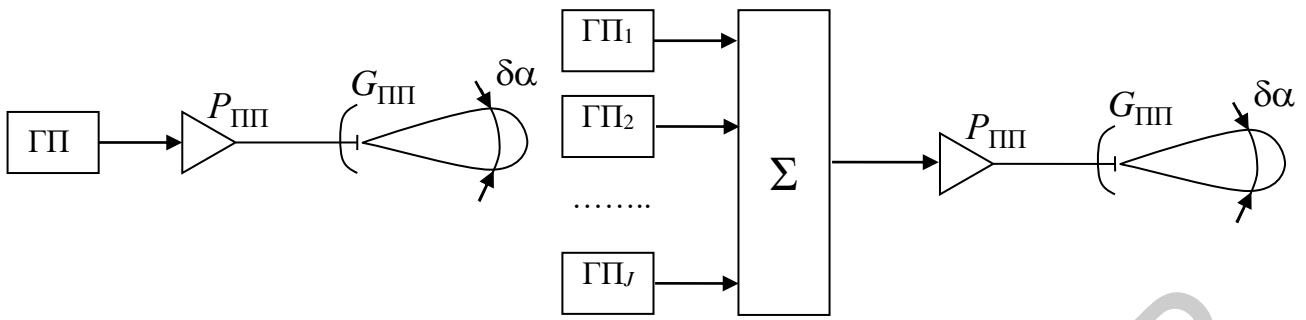


Рис. 2.1. Одноканальный по частоте передатчик помех с несканирующей антенной

Рис. 2.2. Многоканальный по частоте передатчик помех с несканирующей антенной

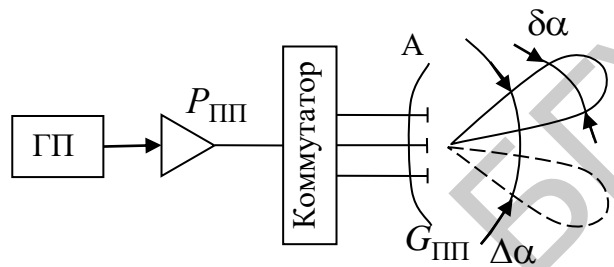


Рис. 2.3. Одноканальный по частоте передатчик помех со сканирующей антенной

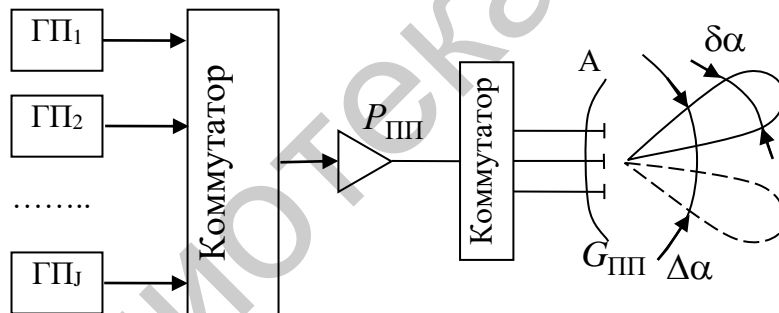


Рис. 2.4. Многоканальный по частоте передатчик помех со сканирующей антенной

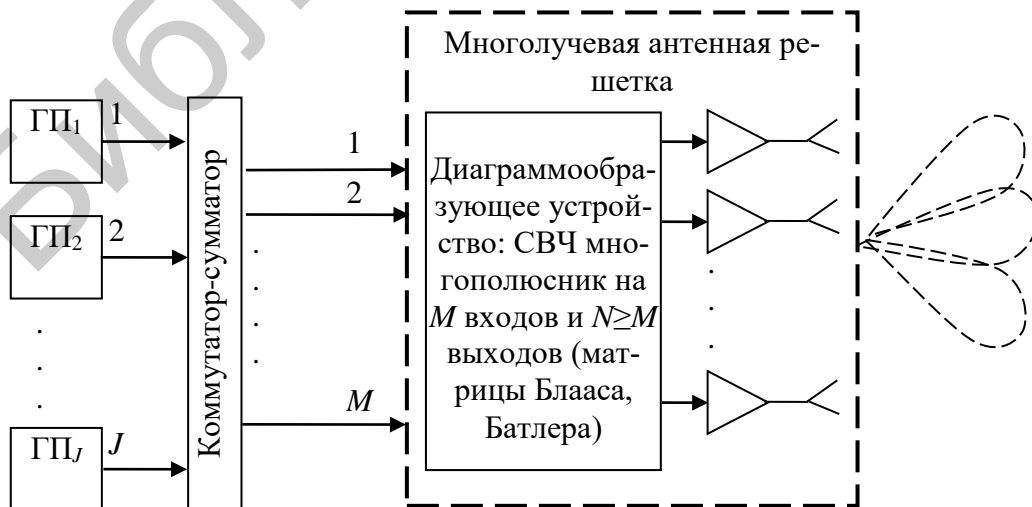


Рис. 2.5. Многоканальный по частоте передатчик помех на базе многолучевой антенной решетки

Одноканальный (см. рис. 2.3) и многоканальный (см. рис. 2.4) по частоте передатчики помех со сканирующей антенной применяются при необходимости достижения высокого энергопотенциала в том случае, когда создание помех отдельным РЭС допускается с разделением по времени. Схема на рис. 2.3 содержит генератор помехи, усилитель, коммутатор и неподвижную антенну, имеющую несколько входов и соответствующее число формируемых амплитудно-фазовых распределений на апертуре. В качестве такой антенны, например, может быть использовано параболическое зеркало с набором вынесенных из фокуса облучателей, а в длинноволновых диапазонах – наборы ориентированных под разными углами антенн типа «волновой канал» или логопериодических антенн. Коммутатор по командам устройства управления (на рис. 2.3 не показан) подключает выход усилителя мощности к одному из входов антенн и помеха излучается в нужном направлении.

Наряду с электронным управлением может использоваться и механическое управление антенной с достаточно высоким коэффициентом усиления. Такой вариант построения применяется, в частности, при построении высокопотенциальных наземных станций помех авиационным радиолокационным станциям (РЛС) дальнего обнаружения и средствам спутниковой связи.

В технике создания помех дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн широкое распространение получили многоканальные по частоте передатчики помех на базе многолучевых антенных решеток (МЛАР) [1, 9, 11]. Структурная схема передатчика помех на МЛАР показана на рис. 2.5. Она включает  $J$  генераторов помех и коммутатор-сумматор на  $J$  входов и  $M$  выходов и собственно многолучевую антенную решетку на  $M$  входов. В свою очередь МЛАР включает диаграммообразующее устройство (ДОУ) на  $M$  входов и  $N \geq M$  выходов и  $N$  высокочастотных усилителей с антеннами.

Функционирование передатчика помех осуществляется следующим образом. По команде от устройства управления коммутатор-сумматор подключает к  $m$ -му выходу один или несколько из  $j = \overline{1, J}$  входов. При этом на  $n = \overline{1, N}$  выходах ДОУ формируется амплитудно-фазовое распределение сигнала, поступившего на  $m$ -й вход, соответствующее формированию луча с максимумом в заранее известном направлении  $\alpha_m$ . Сигналы с выходов ДОУ поступают на усилители, нагруженные на элементы антенной решетки.

Определим энергетический потенциал МЛАР в односигнальном режиме, приняв выходную мощность усилителя и коэффициент усиления антенного элемента в каналах МЛАР  $P_1$  и  $G_1(\alpha)$  соответственно. Напряженность поля, создаваемого антенным элементом в некоторой точке пространства в направлении  $\alpha$  от нормали к МЛАР, составит

$$E_1(\alpha) \sim \sqrt{P_1 G_1(\alpha)}. \quad (2.3)$$

В направлении  $\alpha_i$  сигналы от всех элементов когерентно суммируются. Следовательно, результирующая напряженность и энергетический потенциал МЛАР в односигнальном режиме составят

$$E_{\Sigma}(\alpha) \sim N\sqrt{P_1 G_1(\alpha)}; \quad (2.4)$$

$$PG_{\text{МЛАР}}(\alpha) = N^2 P_1 G_1(\alpha),$$

то есть энергетический потенциал *квадратично* зависит от числа  $N$  каналов МЛАР.

Если ПП на МЛАР одновременно формирует  $L$  помех с независимыми спектрами, то при равномерном распределении мощности выходных усилительных приборов между ними энергопотенциал для каждой из помех составит

$$PG_{\text{МЛАР}}(\alpha, L) = \frac{N^2}{L} P_1 G_1(\alpha). \quad (2.5)$$

Аналогичная ситуация будет иметь место и для одновременного формирования  $L$  амплитудно-фазовых распределений на апертуре МЛАР.

Ширина центрального (ориентированного по нормали к решетке) главного лепестка диаграммы направленности МЛАР в середине рабочего диапазона

$$\delta\alpha \approx \frac{\delta\alpha_1}{N}, \quad (2.6)$$

где  $\delta\alpha_1$  – ширина главного лепестка ДН элемента МЛАР.

Для примера рассчитаем число каналов МЛАР для получения требуемого энергопотенциала. Пусть  $P_1 = 10$  Вт (транзистор),  $G_1 = 1$  (ненаправленный антенный элемент – диполь, щель с учетом потерь в тракте). Необходимо получить  $PG_{\text{МЛАР}}(\alpha = 0) = 10^4$  Вт. Тогда требуемое число элементов МЛАР

$$N = \sqrt{\frac{PG_{\text{МЛАР}}}{P_1 G_1}} = \sqrt{\frac{10^4}{10 \cdot 1}} \approx 32.$$

Для реализации такого энергопотенциала при использовании передатчика с несканирующей антенной, имеющей ширину главного лепестка  $\Delta\alpha(\beta) = \delta\alpha(\beta) = 60^\circ$ , потребовалось бы иметь усилительный прибор с выходной мощностью

$$P_{\text{ПП}} = \frac{PG_{\text{ПП}}}{G_{\text{ПП}}} = \frac{10^4}{7} \approx 1400 \text{ Вт},$$

где  $G_{\text{ПП}}$  – коэффициент усиления антенны передатчика помех,

$G_{\text{ПП}} \approx \frac{K}{\delta\alpha[\text{град}] \cdot \delta\beta[\text{град}]} = \frac{25000}{60^\circ \cdot 60^\circ} = 7$ ;  $K = 25\,000 \dots 32\,690$  – коэффициент, зависящий от амплитудного распределения на раскрыве антенны и ее коэффициента полезного действия.

Указанная выходная мощность может быть реализована с использованием лампы бегущей волны (ЛБВ). Однако такой ПП будет характеризоваться большой массой (фокусирующая магнитная система ЛБВ, система охлаждения, высоковольтный источник питания), низкой надежностью, сложностью настройки и эксплуатации.

Основные преимущества ПП на МЛАР:

- возможность использования относительно маломощных (транзисторы и малогабаритные пакетированные ЛБВ) усилительных приборов при возможности получения высокого  $10^4 \dots 10^5$  Вт энергетического потенциала;
- высокая надежность, определяемая сохранением работоспособности при выходе из строя части каналов;
- легкость размещения на объектах.

Основные недостатки МЛАР связаны с технологическими трудностями создания частотно-независимых ДОУ и коммутаторов-сумматоров и относительно высокими потерями в них.

### 2.3.2. Способы увеличения спектральной плотности мощности помех

В ряде случаев обеспечение требуемой спектральной плотности мощности помехи с использованием одной станции активных помех (САП) вызывает значительные трудности и является неоправданным. Для реализации требуемой спектральной плотности мощности помех используют два способа:

- некогерентного сложения помех (рис. 2.6);
- когерентного сложения помех (рис. 2.7).

В способе некогерентного сложения помех предусматривается одновременное создание помех одному РЭС – объекту воздействия с использованием  $N$  независимо функционирующих станций активных помех. Результирующий энергопотенциал помехи

$$PG_{\Sigma} = N \cdot PG_{\text{ПП}}. \quad (2.7)$$

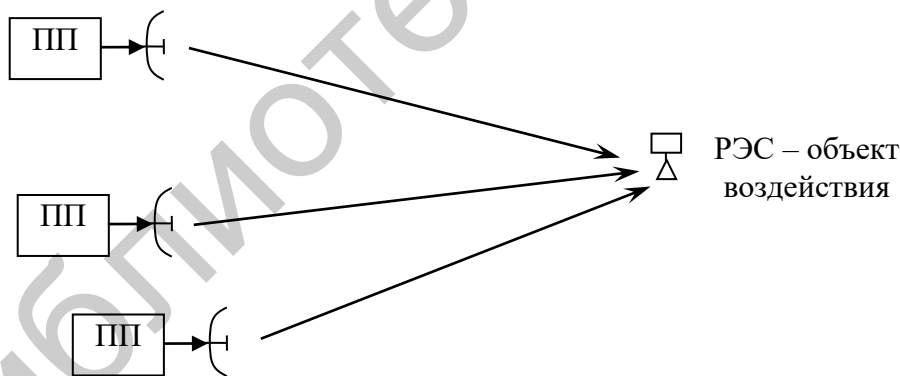


Рис. 2.6. Некогерентное сложение помех в пространстве

В способе когерентного сложения помех также предусматривается одновременное создание помех одному РЭС – объекту воздействия с использованием  $N$  станций активных помех, однако в данном случае все САП излучают одну и ту же реализацию помехи, а начальные фазы излучения всех САП жестко синхронизированы таким образом, чтобы в точке расположения РЭС – объекта воздействия – происходило синфазное сложение помех. Результирующий энергопотенциал с учетом когерентного (синфазного сложения) помехи

$$PG_{\Sigma} = N^2 \cdot PG_{\text{ПП}}. \quad (2.8)$$

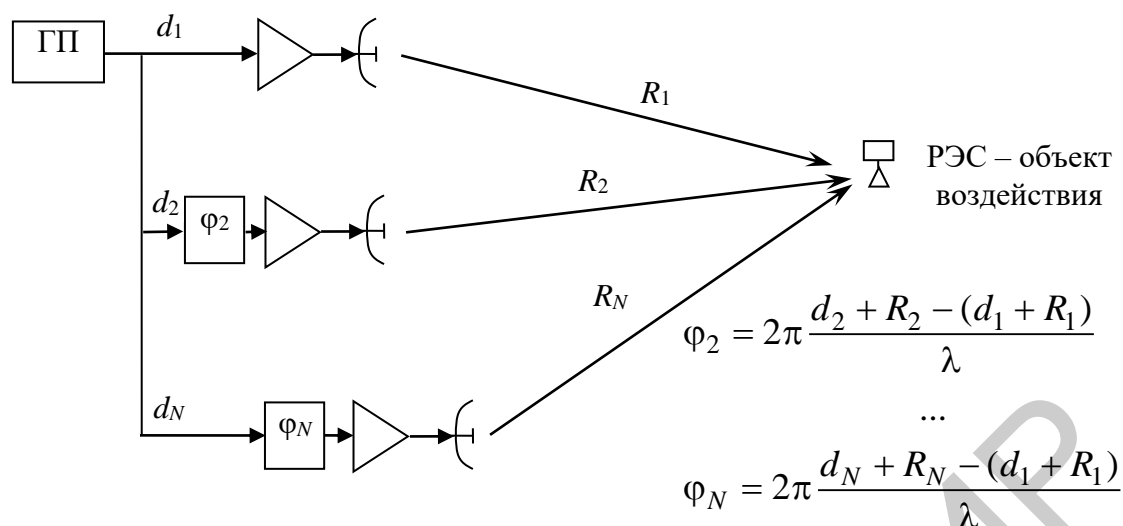


Рис. 2.7. Когерентное сложение помех

Очевидно, что реализация столь жестких требований по синхронизации фазы возможна только при создании помех в диапазоне длин волн единицы-сотни километров и когда расположение РЭС – объекта воздействия и станций активных помех – точно известно. Создание помехи с одинаковой временной структурой возможно как с использованием варианта на рис 2.7 при наличии общего для всех САП генератора помехи, так и с использованием современных методов цифрового формирования помех при наличии временной и фазовой синхронизации САП.

### 2.3.3. Способы формирования шумовых помех и структурные схемы формирователей помех

Шумовые помехи, генерируемые в САП, разделяются на прямошумовые и модуляционные.

#### *Прямошумовые помехи*

Прямошумовые помехи формируются путем прямого усиления тепловых или дробовых шумов любого радиоэлемента (резистора, диода, транзистора, электронной лампы).

К основным характеристикам прямошумовой помехи относятся следующие.

Спектральная плотность мощности  $S_{ш}(f)$  шума – определяет распределение средней мощности шума по оси частот (рис. 2.8). При использовании фильтрового принципа формирования спектральная плотность мощности определяется по формуле

$$S_{ш}(f) = N_0(f) |K(f)|^2, \quad (2.9)$$



где  $|K(f)|$  – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра первичного источника шума;  $N_0(f)$  – спектральная плотность мощности радиоэлемента – источника шума.

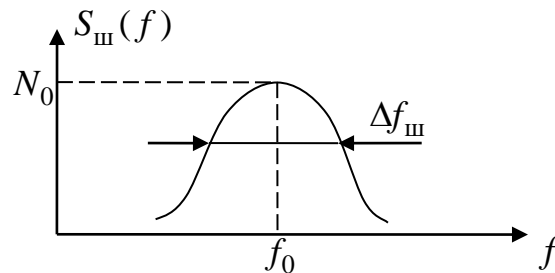


Рис. 2.8. Спектральная плотность шума

Средняя мощность (дисперсия)

$$P_{\text{ш}} = \sigma_{\text{ш}}^2 = \int_0^{\infty} S_{\text{ш}}(f) df \approx N_0 \Delta f_{\text{ш}}, \quad (2.10)$$

где  $\Delta f_{\text{ш}}$  – ширина спектра шума.

Корреляционная функция (КФ) – обратное преобразование Фурье от спектральной плотности мощности. Значения нормированной КФ характеризуют степень статистической связи между мгновенными значениями помехи, взятыми через интервал времени  $\tau$ :

$$R_{\text{ш}}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{ш}}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = 2\sigma_{\text{ш}}^2 r_{\text{ш}}(\tau) e^{j2\pi f_0 \tau}, \quad (2.11)$$

где  $r_{\text{ш}}(\tau)$  – нормированная КФ комплексной огибающей шума.

В частности, если ПФ представляет собой одиночный колебательный контур, то  $r_{\text{ш}}(\tau)$  имеет экспоненциальную форму:

$$r_{\text{ш}}(\tau) = \exp\left(-\frac{|\tau|}{\tau_{\text{ш}}}\right),$$

где  $\tau_{\text{ш}}$  – интервал корреляции,  $\tau_{\text{ш}} = \frac{1}{2\Delta f_{\text{ш}}}$ .

Если ПФ – двойной колебательный контур, то

$$r_{\text{ш}}(\tau) = \left(1 + \frac{2|\tau|}{\tau_{\text{ш}}}\right) \exp\left(-\frac{2|\tau|}{\tau_{\text{ш}}}\right),$$

где  $r_{\text{ш}}(\tau)$  – экспоненциально-параболическая функция.

Простейшая схема формирования генераторной прямошумовой помехи (рис. 2.9) включает первичный источник шума (ПИШ), полосовой фильтр (ПФ) и усилитель (У).

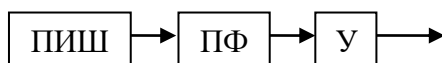


Рис. 2.9. Простейшая схема формирования прямошумовой помехи

Простейшая схема применяется относительно редко ввиду фиксированных параметров (центральной частоты, ширины спектра) формируемой помехи.

На рис. 2.10 приведена схема формирования генераторной прямошумовой помехи с квадратурными каналами.

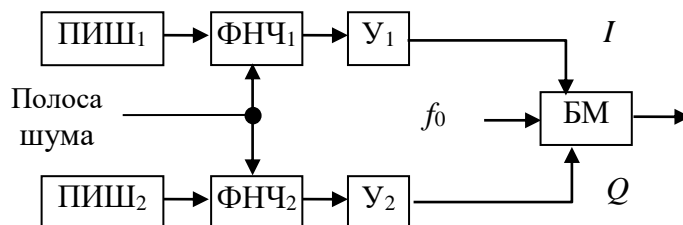


Рис. 2.10. Схема формирования прямошумовой помехи с квадратурными каналами

Она включает два одинаковых квадратурных канала с первичными источниками шума  $\text{ПИШ}_{1(2)}$ , фильтрами нижних частот ( $\text{ФНЧ}_{1(2)}$ ) с управляемой частотой среза и усилителями. Выходные сигналы квадратурных каналов в полосах частот  $0 \dots \Delta F/2$ , где  $\Delta F$  – требуемая полоса помехи на высокой частоте, подаются на квадратурные входы балансного модулятора (БМ). На вход опорной частоты балансного модулятора подается гармонический сигнала с частотой  $f_0$ . Спектр помехи на выходе будет занимать полосу частот  $f_0 \pm \Delta F/2$ .

Данная схема достаточно удобна – изменяя частоту гармонического сигнала с использованием, например, синтезатора частот и частоту среза ФНЧ в квадратурных каналах, можно достаточно точно и быстро изменять положение и ширину спектра помехи на оси частот.

Первичный источник шума в схемах на рис. 2.9, 2.10 должен обеспечить шум с равномерным спектром в заданной полосе с достаточной мощностью. В качестве ПИШ могут использоваться:

- сопротивление  $R$ , для которого квадрат эффективного напряжения шума составляет

$$U_{\text{эф}}^2 = 4kT\Delta FR, \quad (2.12)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$  – постоянная Больцмана;  $T$  – температура в кельвинах;  $\Delta F$  – полоса шума (на практике применяется редко ввиду малой интенсивности шума и зависимости указанной интенсивности от температуры);

- шумовой диод в вакуумном или полупроводниковом исполнении или транзисторы; для полупроводникового диода в обратном включении квадрат эффективного шумового тока

$$I_{\text{эф}}^2 = 2I_0 e \Delta F, \quad (2.13)$$

где  $I_0$  – ток диода;  $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл – заряд электрона.

## Модуляционные шумовые помехи

Модуляционные шумовые помехи формируются путем амплитудно-фазовой модуляции гармонической несущей помехой в соответствии со структурной схемой на рис. 2.11, где ЗГ – задающий генератор; АМ – амплитудный модулятор; ФМ – фазовый модулятор; ГШ – генератор шума; УМ – усилитель мощности.

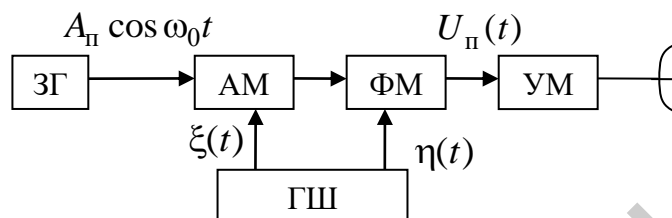


Рис. 2.11. Структурная схема постановщика модуляционных шумовых помех

Временная структура помехи описывается выражением

$$U_{\text{п}}(t) = A_{\text{п}}(1 + m_{\text{АМ}}\xi(t)) \cos(\omega_0 t + m_{\text{ФМ}}\eta(t) + \varphi_0), \quad (2.14)$$

где  $A_{\text{п}}$  – средняя амплитуда помехи;  $m_{\text{АМ}}, m_{\text{ФМ}}$  – индексы амплитудной и фазовой модуляции;  $\xi(t), \eta(t)$  – шумовые процессы с выхода генератора шума;  $\omega_0, \varphi_0$  – круговая частота и начальная фаза задающего гармонического колебания.

При амплитудной модуляции шумом

$$U_{\text{п}}(t) = A_{\text{п}}(1 + m_{\text{АМ}}\xi(t)) \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (2.15)$$

Если  $\xi(t)$  – гауссовский процесс, то с вероятностью 0,996 можно полагать, что  $|\xi(t)| < 3\sigma_{\xi}$ , где  $\sigma_{\xi}$  – среднее квадратическое (эффективное) значение шума. Пиковое значение шума составит  $\xi_{\text{пик}} = 3\sigma_{\xi}$ . При  $m_{\text{АМ}} = 1$  имеем

$$m_{\text{пик}} = \frac{\xi_{\text{пик}}}{A_{\text{п}}} \text{ – пиковый индекс модуляции;}$$

$$m_{\text{эф}} = \frac{\xi_{\text{эф}}}{A_{\text{п}}} \text{ – эффективный индекс модуляции;}$$

$$P_{\text{п}} = P_{\text{нес}} + P_{\text{бок}} = P_{\text{нес}} + m_{\text{эф}}^2 P_{\text{нес}} \text{ – мощность помехи,} \quad (2.16)$$

где  $P_{\text{нес}}, P_{\text{бок}}$  – мощности на несущей и в боковых полосах спектра.

Мощность в боковых полосах спектра необходимо увеличивать, а на несущей – снижать. Для этого необходимо увеличивать  $\xi_{\text{эф}} = \sigma_{\xi}$ , но при этом для пиковых значений шума возникает перемодуляция.

Чтобы не было перемодуляции, шум ограничивают, выбирая коэффициент ограничения

$$K_{\text{огр}} = \frac{m_{\text{пик}}}{m_{\text{эф}}} = \frac{\xi_{\text{пик}}}{\xi_{\text{эф}}}. \quad (2.17)$$

При ограничении увеличивается неравномерность спектра и несколько снижается маскирующая способность.

На практике считают рациональным

$$K_{\text{огр}} = \frac{3}{2}; m_{\text{эф}} = \frac{2}{3}; P_{\text{бок}} = \frac{4}{9} P_{\text{нес}}; \Delta f_{\text{ш}} = 2f_{\text{max}}, \quad (2.18)$$

где  $f_{\text{max}}$  – максимальная частота в спектре первичного шума  $\xi(t)$ .

Ширина спектра при фазовой модуляции шумом  $\Delta f_{\text{ш}} \approx 2m_{\text{ФМ}}f_{\text{max}}$ , форма спектра примерно совпадает со спектром модулирующего процесса.

Для получения равномерного по частоте спектра необходимо шум с гауссовским распределением пропустить через нелинейный элемент, чтобы получить равномерное распределение.

Общим недостатком модуляционных помех является наличие статистической связи боковых полос модулированного колебания (симметрия спектра). Это является основой для построения схем подавления (режекции) таких помех.

### *Широкополосные помехи*

На практике для создания помех некоторым РЭС – объектам воздействия (средства с программной и быстрой перестройкой частоты, широкополосные РЛС и т. д.) – необходимо создание помех с шириной спектра сотни мегагерцев – единицы гигагерцев. Применение для этих случаев формирователей, построенных по структурным схемам, приведенным на рис. 2.9...2.11, оказывается затруднительным из-за сложности формирования равномерного спектра в широкой полосе.

Для реализации широкополосных помех применяются варианты построения на базе: узкополосных формирователей помех (рис. 2.12, а – структурная схема; 2.12, б – спектры помех); формирователей помех с линейной (рис. 2.13), шумовой (2.14) или псевдослучайной (2.15) перестройкой частоты (на указанных рисунках: а – структурная схема; б – реализация перестройки частоты).

В схеме на рис. 2.13 используется генератор линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) с пилообразным симметричным или несимметричным законами изменения частоты с периодом  $T_{\text{п}}$ . Скорость изменения частоты выбирается исходя из параметров сигналов подавляемых РЭС. Так, например, для радиолокационных средств при максимальном периоде перестройки  $t_{\text{max}} < \tau_{\text{с}}$ , где  $\tau_{\text{с}}$  – длительность сигнала подавляемой РЛС, будем иметь «быструю» перестройку, когда помеха гарантированно покрывает сигнал. При невыполнении этого условия процесс накрытия сигнала помехой будет иметь вероятностный характер. При постоянном периоде повторения мощность помехи концентрируется в пределах ширины ее спектра на частотах  $n/T_{\text{п}}$  и спектр становится дискретным. Для уменьшения дискретности спектра помехи период  $T_{\text{п}}$  варьируют.

В схеме на рис. 2.14 несущая частота гармонического колебания перестраивается под управлением генератора шума ГШ<sub>2</sub> в заданном диапазоне ча-

стот. В схеме на рис. 2.15 используется не аналоговый (как на рис. 2.13), а цифровой генератор псевдослучайной последовательности (ПСП). Выходной сигнал генератора ПСП подается на цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) и используется для перестройки частоты задающего генератора.

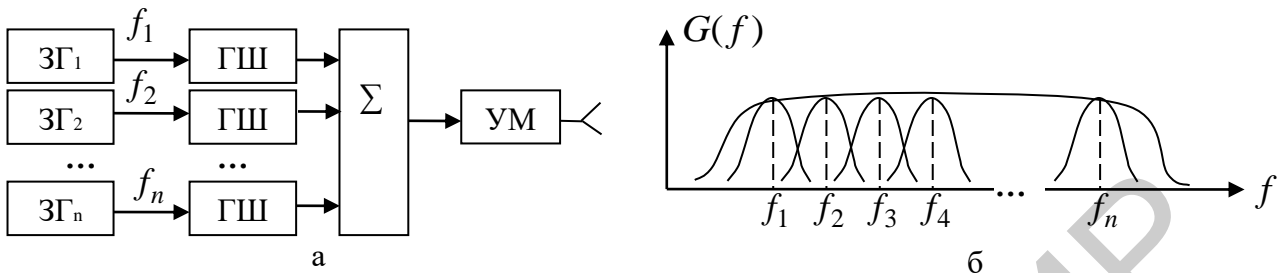


Рис. 2.12. Многополосный постановщик шумовой помехи

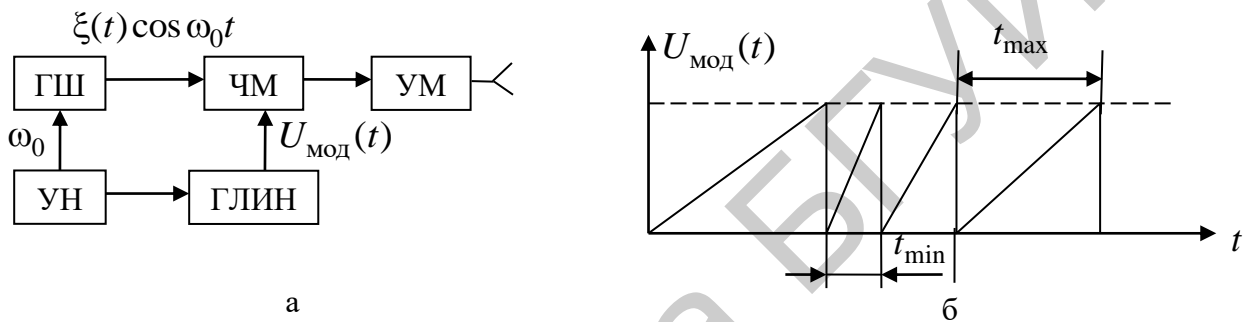


Рис. 2.13. Постановщик широкополосной помехи с линейной перестройкой частоты

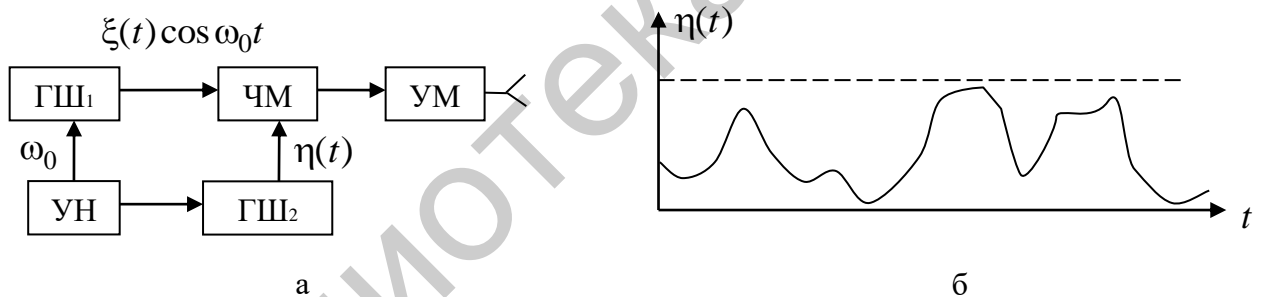


Рис. 2.14. Постановщик широкополосной помехи с шумовой перестройкой частоты

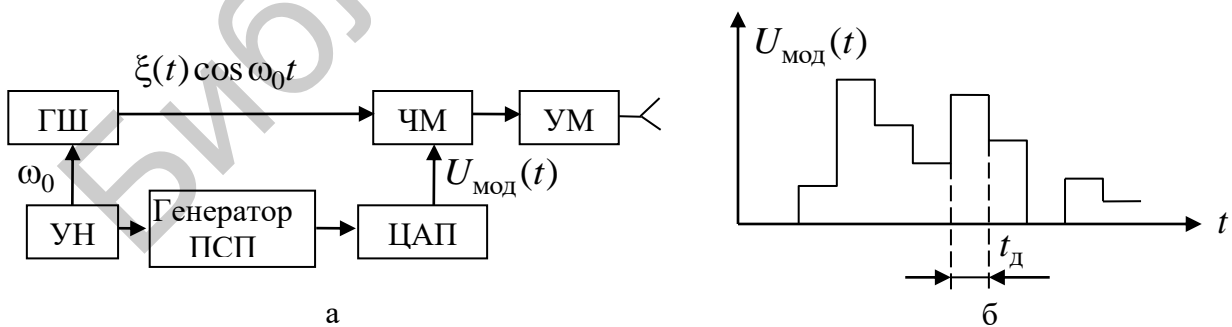


Рис. 2.15. Постановщик широкополосной помехи с псевдослучайной перестройкой частоты

## 2.4. Структурные схемы станций имитирующих помех и их составных частей

### 2.4.1. Общая характеристика имитирующих помех

*Имитирующая помеха* – радиоизлучение со специально выбранными структурой и параметрами, подобными полезным сигналам, которое воспринимается в приемных устройствах радиотехнических средств как полезные сигналы и вносит ложную информацию.

Основные эффекты, к которым приводит создание имитирующих помех, приведены на рис. 2.16.

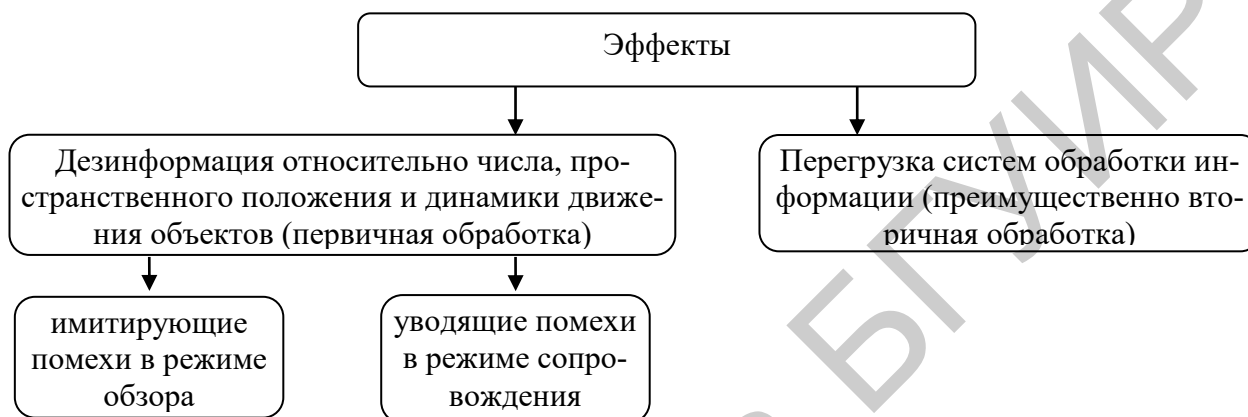


Рис. 2.16. Основные эффекты создания имитирующих помех

Примерами имитирующих помех в различных РТС являются следующие:

- в радиолокации – однократные и многократные помехи, имитирующие объекты по дальности, скорости, угловым координатам или по всем параметрам; те же помехи с дополнительной имитацией флуктуаций отраженного сигнала и отражений от турбин самолетных двигателей и винтов вертолетов; помехи, имитирующие траекторный сигнал для РЛС с синтезированием апертуры и т. д.;

- в радионавигации – помехи, имитирующие навигационный сигнал от навигационных спутников с ложными временными задержками и др.;

- в РТС передачи информации – помехи, имитирующие синхросигналы и синхрогруппы с ложными параметрами для срыва цикловой и кадровой синхронизации и т. д.

Условия эффективного воздействия имитирующей помехи:

- помеха *не должна распознаваться* приемником как ложный сигнал;
- параметры помехи должны нести *ложную информацию*.

Общая постановка задач синтеза (обоснования) параметров имитирующих помех и обратной задачи – обоснования схем и достижимой эффективности защиты от имитирующих помех заключается в следующем [8].

Пусть на раскрытие приемной антенны РЭС на интервале  $[0; T]$  наблюдается пространственно-временная реализация смеси полезного сигнала (помехи) и шума. При наличии полезного сигнала

$$U(t, \mathbf{r}) = s_1(t, \mathbf{r}, \mathbf{p}_1, \mathbf{I}_1, \xi_1) + n(t, \mathbf{r}), \quad (2.19)$$

а при наличии имитирующей помехи

$$U(t, \mathbf{r}) = s_2(t, \mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2, \boldsymbol{\xi}_2) + n(t, \mathbf{r}), \quad (2.20)$$

где  $\mathbf{r}$  – радиус-вектор, проведенный от фазового центра к заданной точке в пределах раскрыва антенны приемника РТС;  $\boldsymbol{\rho}_1, \boldsymbol{\rho}_2$  – векторы существенных параметров, по которым выдается информация (дальность, скорость, время задержки и т. д.);  $\mathbf{I}_1, \mathbf{I}_2$  – векторы неизвестных (мешающих) параметров (начальная фаза, поляризация и т. д.);  $\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2$  – векторы дополнительных параметров, по которым информация не выдается, но которые могут отличаться из-за неточности воспроизведения ложных сигналов (центральная частота; девиации частоты линейно-частотно-модулированного сигнала и т. д.).

«Идеальная» имитирующая помеха удовлетворяет следующим условиям:

-  $s_2(t, \mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2, \boldsymbol{\xi}_2) = s_1(t, \mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2, \boldsymbol{\xi}_2)$ , то есть временное представление ложного и истинного сигнала с одними и теми же информационными, мешающими и дополнительными параметрами *одинаковое*;

-  $\boldsymbol{\rho}_1 \neq \boldsymbol{\rho}_2$  – сигнал и помеха несут *разную* информацию;

-  $\boldsymbol{\xi}_1 = \boldsymbol{\xi}_2$  – дополнительные параметры сигнала и помехи *одинаковые*, то есть распознавание по дополнительным параметрам невозможно.

Качество имитирующих помех (при условии, что они обеспечивают внесение ложной информации) оценивается вероятностью  $p(s_1/s_2)$  принятия решения о наличии истинного полезного сигнала при наличии на входе имитирующей помехи.

Для дальнейшего анализа представим имитирующую помеху в виде

$$\begin{aligned} s_2(t, \mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2, \boldsymbol{\xi}_2) &= \mu(t, \mathbf{r}) s_1(t, \mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2, \boldsymbol{\xi}_1) = \\ &= \alpha_0 s_1(t, \mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2, \boldsymbol{\xi}_1) + s_{\Pi}(t, \mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2, \boldsymbol{\xi}_2), \end{aligned} \quad (2.21)$$

где  $\mu(t, \mathbf{r})$  – функция помеховой модуляции (ФПМ), определяющая изменение структуры имитирующей помехи по сравнению с полезным сигналом с теми же информационными параметрами и истинными дополнительными параметрами;  $\alpha_0$  – коэффициент, определяющий уровень неискаженного остатка сигнала;  $s_{\Pi}(t, \mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2, \boldsymbol{\xi}_2)$  – паразитные компоненты имитирующей помехи, причем

$$\alpha_0 = \frac{1}{T} \int \int_{0 \mathbf{r}} \mu(t, \mathbf{r}) dt d\mathbf{r}; \quad (2.22)$$

$$\frac{\int \int_{0 \mathbf{r}} s_{\Pi}^2(t, \mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2, \boldsymbol{\xi}_2) dt d\mathbf{r}}{\int \int_{0 \mathbf{r}} s_2^2(t, \mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2, \boldsymbol{\xi}_2) dt d\mathbf{r}} = \alpha_0(1 - \alpha_0). \quad (2.23)$$

Задача различения истинного полезного сигнала и имитирующей помехи может быть поставлена следующим образом:

- как задача *обнаружения* паразитной компоненты помехи в присутствии неискаженного остатка сигнала и шумов;

- как задача *различения* двух сигналов – истинного и ложного.

Для «идеальной» имитирующей помехи  $\alpha_0 \rightarrow 1$ ,  $\alpha_0(1 - \alpha_0) \rightarrow 0$ , то есть паразитные компоненты, по которым возможно распознавание помехи, отсутствуют.

Предположим, что в приемнике РТС наряду с копией истинного сигнала имеется и копия ложного сигнала. В этом случае задача распознавания имитирующей помехи полностью аналогична задаче различения двух сигналов с неизвестными мешающими параметрами. При условии, что отношение сигнал/шум по неискаженному остатку истинного сигнала большое:

$$q^2 = \frac{2\alpha_0^2 E_2}{N_0} \gg 1,$$

где  $E_2$  – энергия имитирующей помехи,

$$E_2 = \int \int_0^T s_2^2(t, \mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2, \boldsymbol{\xi}_2) dt d\mathbf{r}, \quad (2.24)$$

вероятность принятия помехи за полезный сигнал определяется выражением

$$p(s_1 / s_2) = 1 - \Phi \left( \frac{h_0 + q_2^2 - q_1 q_2 \psi_0(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2)}{\sqrt{q_1^2 + q_2^2 - 2q_1 q_2 \psi_0(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2)}} \right), \quad (2.25)$$

где  $h_0$  – порог (для критерия идеального наблюдателя  $h_0=0$ );  $\psi_0(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2)$  – максимальное значение модуля нормированной взаимно-корреляционной функции (ВКФ) истинного и ложного сигналов с соответствующими векторами информативных, мешающих и дополнительных параметров:

$$\begin{aligned} \psi_0(\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2) &= \max_{\boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2} |\psi_{12}(\boldsymbol{\rho}_1, \mathbf{I}_1, \boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2, \boldsymbol{\xi}_2)|; \\ \psi_{12}(\boldsymbol{\rho}_1, \mathbf{I}_1, \boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2, \boldsymbol{\xi}_2) &= \frac{1}{\sqrt{E_1 E_2}} \int \int_0^T s_1(t, \mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}_1, \mathbf{I}_1, \boldsymbol{\xi}_1) s_2^*(t, \mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}_2, \mathbf{I}_2, \boldsymbol{\xi}_2) dt d\mathbf{r}; \quad (2.26) \\ q_{1(2)}^2 &= \frac{2E_{1(2)}}{N_0}; \quad E_{1(2)} = \int \int_0^T s_{1(2)}^2(t, \mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}, \mathbf{I}, \boldsymbol{\xi}) dt d\mathbf{r}. \end{aligned}$$

На рис. 2.17 приведены построенные согласно (2.25) зависимости вероятности принятия имитирующей помехи за истинный сигнал от величины модуля максимального значения функции взаимной корреляции истинного и ложного сигналов. Параметрами кривых является отношение сигнал/шум по ложному сигналу.

Как следует из (2.25) и рис. 2.17, возможна ситуация, когда имитирующая помеха хорошо обнаруживается, но не принимается за истинный сигнал  $p(s_1 / s_2) \rightarrow 0$ , причем эту ситуацию невозможно компенсировать увеличением мощности помехи. Наоборот, чем больше мощность имитирующей помехи, тем легче обнаружить различия сигнала и помехи и тем меньше вероятность правильного принятия помехи за истинный полезный сигнал.



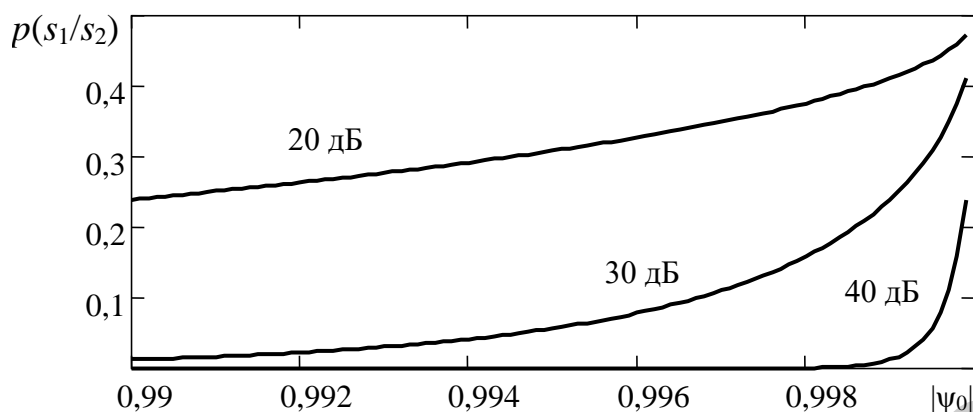


Рис. 2.17. Зависимости вероятности принятия ложного сигнала за истинный от величины модуля ВКФ истинного и ложного сигналов для различных значений отношения сигнал/шум

### Уводящие помехи

Разновидностью имитирующих являются уводящие помехи – имитирующие помехи со специальным законом изменения информационных параметров, согласованных с законом изменения информационных параметров истинного полезного сигнала.

Указанные помехи применяются преимущественно для подавления одноканальных РЭС (системы автосопровождения по дальности и скорости РЛС сопровождения воздушных объектов, радиолокационные головки самонаведения управляемых ракет, системы цикловой и кадровой синхронизации РТС ПИ).

Принцип создания уводящих помех на примере канала автосопровождения РЛС по времени задержки иллюстрируется рис. 2.18.

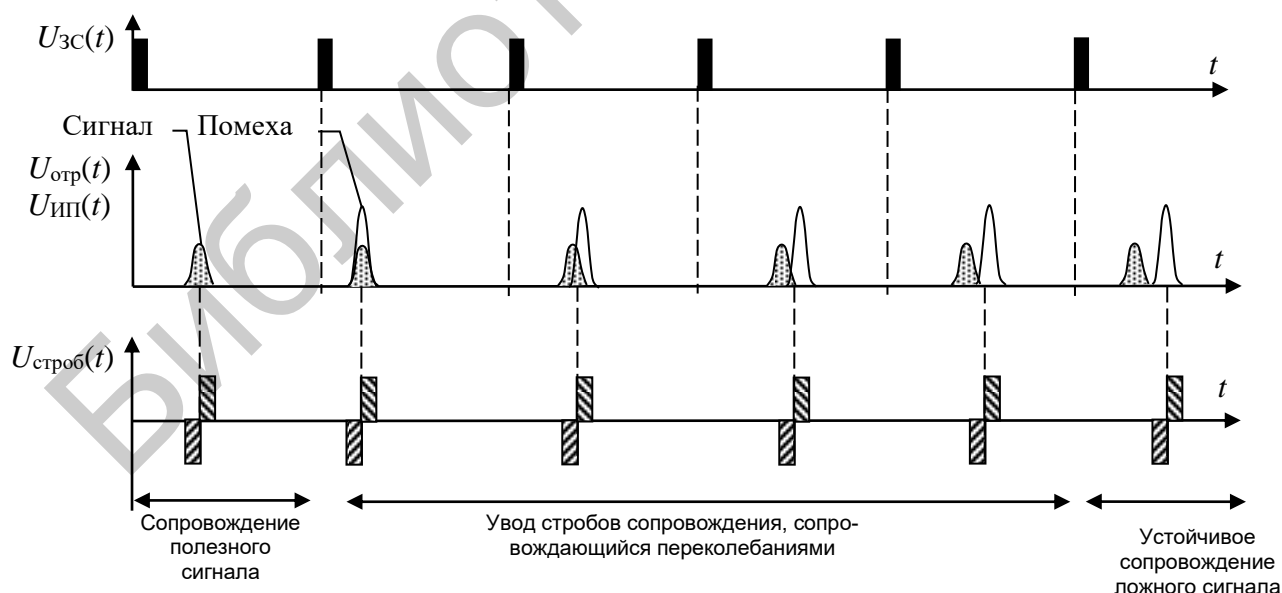


Рис. 2.18. Принцип создания уводящей помехи

На рисунке обозначены:  $U_{zc}(t)$  – зондирующий сигнал (ЗС) РЛС или синхросигнал РТС передачи информации;  $U_{otr}(t)$ ,  $U_{ип}(t)$  – напряжения отраженного сигнала (заштриховано) и имитирующей помехи (ИП);  $U_{строб}(t)$  – положения

«расщепленных» стробов сопровождения по времени задержки в следящей системе РТС.

Условиями эффективного воздействия являются:

- «плавность» увода – спектр закона увода должен находиться в пределах полосы пропускания следящей системы;
- мощность помехи в начале увода должна в 2...3 раза превышать мощность полезного сигнала;
- при наличии в РЭС систем автосопровождения по нескольким взаимосвязанным параметрам (дальность, скорость сближения) увод по указанным параметрам должен быть согласованным.

#### 2.4.2. Структурные схемы передатчиков имитирующих помех

При реализации в приемниках РТС оптимальных схем различения истинных полезных сигналов и имитирующих помех требуемый коэффициент корреляции имитирующей помехи должен составлять 0,99 и выше. Это требует очень точного воспроизведения в аппаратуре помех структуры и параметров имитирующей помехи. Достижение такой точности при использовании генераторного принципа формирования помехи практически невозможно. Поэтому постановщики имитирующих помех, как правило, строятся на базе аналоговых или цифровых *ретрансляторов* сигналов РЭС.

*Структурные схемы аналоговых ретрансляторов –  
формирователей имитирующих помех*

Структурная схема аналогового ретранслятора приведена на рис. 2.19.

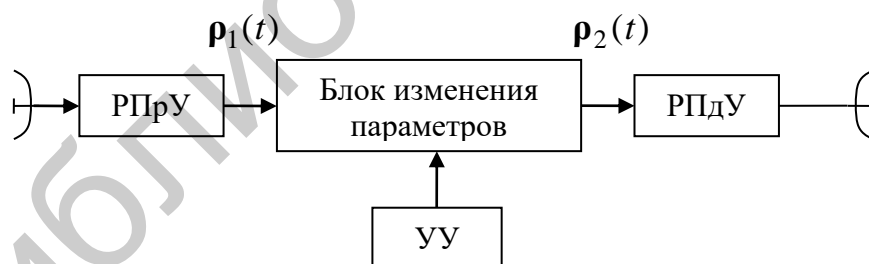


Рис. 2.19. Структурная схема ретранслятора – постановщика *имитирующей* помехи

Сигнал от РЭС принимается антенной, усиливается и отфильтровывается по диапазону частот в радиоприемном устройстве (РПрУ) и поступает на блок изменения параметров. В блоке изменения параметров по командам от устройства управления (УУ) происходит изменение (замена) истинных информационных параметров сигнала  $\rho_1(t)$  на ложные  $\rho_2(t)$ . Достигается это путем соответствующей модуляции сигнала РЭС (амплитудной, частотной или сдвига по времени). Сформированная помеха поступает на вход радиопередаточного устройства (РПДУ) и далее – в передающую антенну.

Для формирования многократных помех применяется схема, приведенная на рис. 2.20. В схеме предусматривается многократная ретрансляция (рециркуляция) принятого сигнала РЭС с использованием линии задержки (ЛЗ) и усилителя с коэффициентом усиления  $K$ , необходимым для компенсации потерь в тракте.

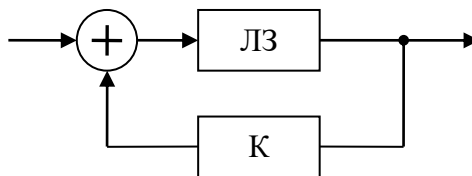


Рис. 2.20. Формирователь многократной имитирующей помехи

Постановщики уводящих по дальности и скорости помех строятся по структурным схемам, приведенным на рис. 2.21, 2.22.

При формировании уводящей по дальности помехи принятый сигнал после преобразования частоты (ПЧ) поступает на управляемую линию задержки (УЛЗ). Длительность задержки сигнала управляется по сигналам, поступающим от УУ. После восстановления исходной частоты сигнал поступает на радиопередающее устройство, где усиливается и далее излучается через передающую антенну.

Формирование уводящей по скорости помехи (см. рис. 2.22) осуществляется путем сдвига по частоте (вправо, влево) с использованием смесителя (СМ), на второй вход которого поступает сигнал от управляемого по частоте гетеродина (УГ). Изменение частоты гетеродина по заданной программе обеспечивается выходными сигналами устройства управления (УУ).

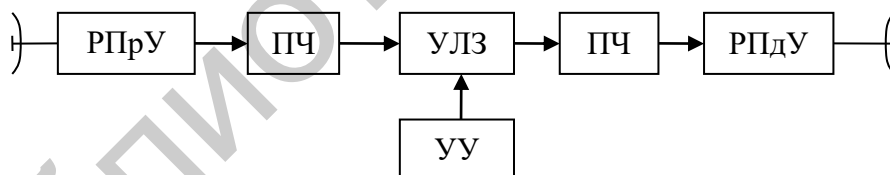


Рис. 2.21. Постановщик уводящей по дальности помехи

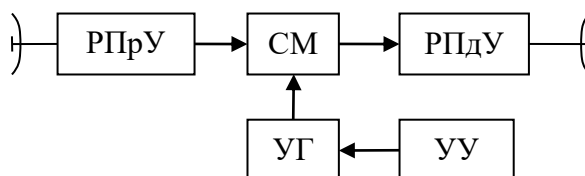


Рис. 2.22. Постановщик уводящей по скорости помехи

При необходимости согласованного увода по дальности и скорости схемы, представленные на рис. 2.21 и 2.22, комбинируют (рис. 2.23). Устройство управления в схеме на рис. 2.23 выдает три взаимосвязанных управляющих сигнала: на линию задержки и гетеродин поступают сигналы, обеспечивающие согласованный увод по дальности и скорости, на модулятор поступает управ-

ляющее воздействие, наделяющее ретранслируемый сигнал необходимыми видами модуляции.

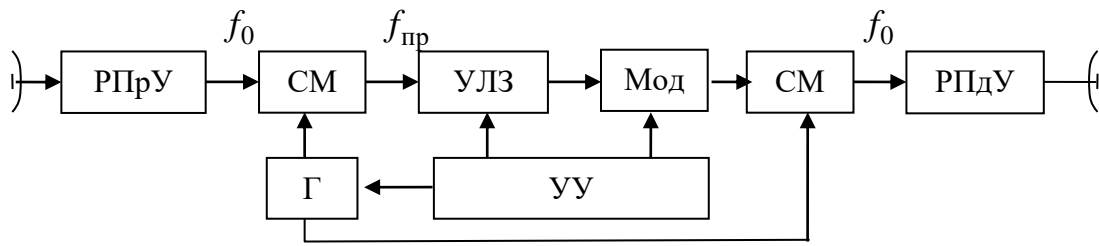


Рис. 2.23. Постановщик уводящей по скорости помехи

Рассмотренные схемы передатчиков имитирующих помех в аналоговом исполнении имеют следующие недостатки:

- относительно низкое (применительно к отдельным современным РЭС с эффективными схемами селекции имитирующих помех) качество формируемых помех, особенно при их многократной ретрансляции;
- большая масса и габариты из-за использования аналоговых линий задержки (на волноводах, коаксиальных кабелях, поверхностно-акустических волнах).

Указанные недостатки преодолеваются в цифровых устройствах формирования помех – цифровых устройствах записи и воспроизведения сигналов (ЦУЗВ).

### 2.4.3. Цифровое устройство записи и воспроизведения радиосигналов

Структурная схема цифрового устройства записи и воспроизведения сигналов (ЦУЗВ, англ. DRFM – *Digital Radio Frequency Memory* – цифровая радиочастотная память) в варианте исполнения с квадратурными каналами приведена на рис. 2.24.

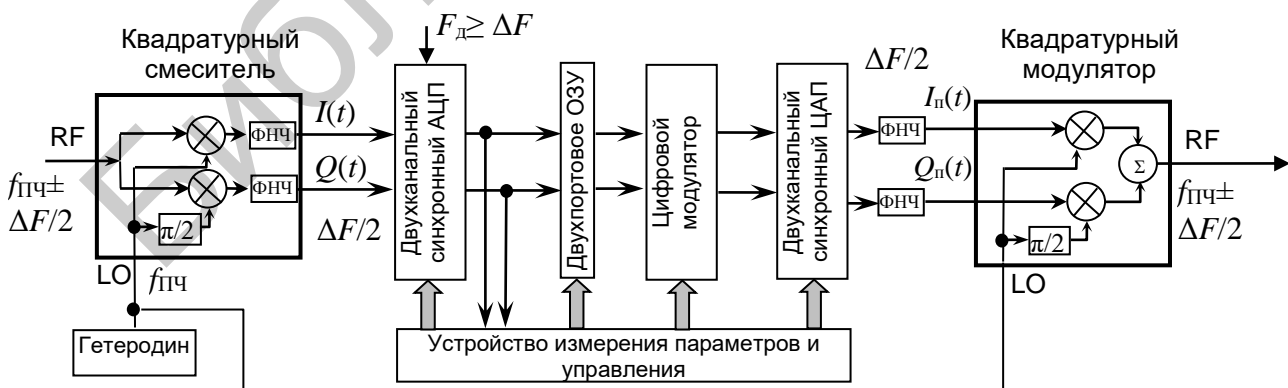


Рис. 2.24. Структурная схема ЦУЗВ

В устройстве, функционирующем по данной структурной схеме, предусматривается:

1. На этапе записи копий сигналов:

- формирование квадратурных  $I(t)/Q(t)$  составляющих входного сигнала на промежуточной или видеочастоте с использованием квадратурного понижающего преобразователя частоты, на второй вход которого поступает сигнал от гетеродина;

- аналого-цифровое преобразование квадратур с использованием двухканального синхронного аналого-цифрового преобразователя (АЦП) с частотой дискретизации  $F_d \geq \Delta F$  с их записью в двухпортовое оперативное запоминающее устройство (ОЗУ).

После (или в процессе) записи копии сигнала в ОЗУ с использованием устройства измерения параметров и управления определяются необходимые для формирования имитирующей помехи параметры сигнала: несущая частота, момент прихода, длительность, вид модуляции, ширина спектра и т. д.

2. На этапе воспроизведения осуществляется:

- считывание (в заданное время, по командам от устройства измерения параметров и управления) цифровых копий радиосигналов из оперативного запоминающего устройства (ОЗУ);

- модуляция копий в цифровом модуляторе с надением сигнала необходимыми информационными и дополнительными параметрами (сдвиг по частоте, надение флуктуациями, формированием дополнительных спектральных составляющих «турбинной» модуляции отраженного сигнала и т. д.);

- цифроаналоговое преобразование квадратурных компонент сигнала;
- восстановление исходной несущей частоты сигнала с использованием того же гетеродина, что и при записи радиосигнала.

Отметим, что входной сигнал ЦУЗВ находится в полосе частот  $f_{ПЧ} \pm \Delta F/2$ , где  $f_{ПЧ}$  – промежуточная частота. На выходе смесителя образуется синфазная ( $I$ ) и квадратурная ( $Q$ ) низкочастотные компоненты комплексной огибающей входного сигнала, занимающие полосы частот  $0 \dots \Delta F/2$  (рис. 2.25).

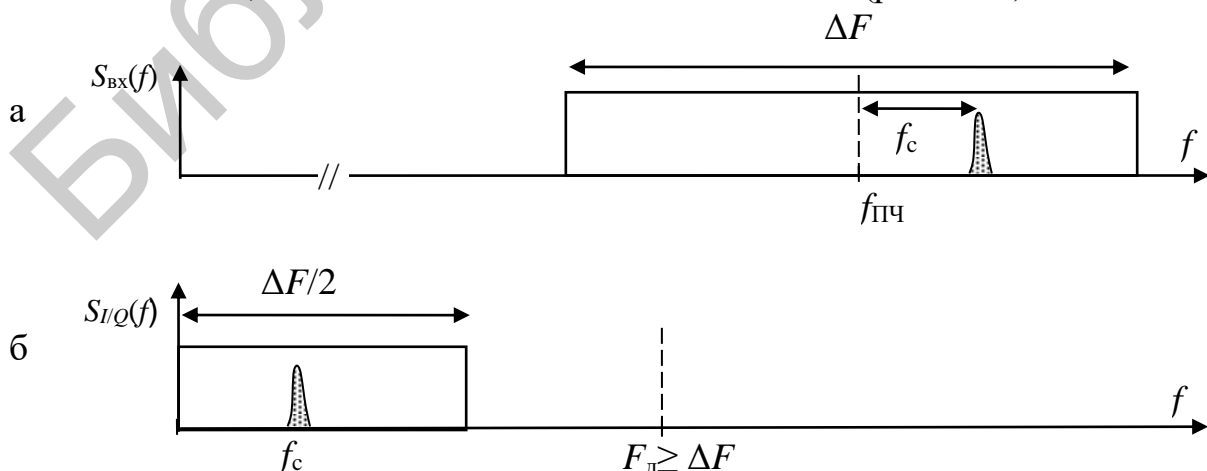


Рис. 2.25. Спектры входного сигнала (а) и квадратурных составляющих сигнала на выходе понижающего преобразователя (б) в ЦУЗВ

Для достижения высокого качества имитирующих помех необходимо использовать высокостабильный гетеродин, увеличить разрядность АЦП/ЦАП и обеспечить высокое качество квадратурных преобразований «вниз» и «вверх».

В настоящее время ЦУЗВ реализуется в интегральном исполнении. Характерным примером является сверхбольшая интегральная схема (СБИС) 1879ВМЗ, имеющая следующие параметры [11]:

- Два шестиразрядных АЦП и четыре восьмиразрядных ЦАП с частотой преобразования до 600 Мвыборок/с каждый.
- Программирование задержек однократных и частоты следования периодических выходных сигналов с дискретом 13,33 нс (минимальная задержка прохождения сигнала от аналогового входа до аналогового выхода – 35 нс).
- Программирование сдвига частоты выходного сигнала в диапазоне от минус 293 до плюс 293 кГц с дискретом 8,94 Гц.
- Микширование двух выходных сигналов (частота микширования – от 18,75 до 75 МГц).
  - Внутренняя трехпортовая память данных объемом 192 Кбайта.
  - Степень интеграции – 1,4 млн эквивалентных вентиляей.
  - Технология изготовления – 0,25 мкм.
  - Напряжение питания – 3,3 и 2,5 В.
  - Потребляемая мощность – не более 4,2 Вт.
  - Рабочий диапазон температур – от минус 40 до плюс 85 °С.
  - Тип корпуса – 576-выводный ВГА.

## **2.5. Помехи угломерному каналу**

### **2.5.1. Предварительные теоретические сведения**

В радиотехнических средствах находят применение *амплитудные* и *фазовые* методы измерения угловых координат. В настоящем пункте изложены основные сведения по амплитудному методу измерения угловых координат. Фазовый метод рассмотрен в пункте 3.2.1 по принципам пеленгации источников радиоизлучения в системах радиоразведки.

Амплитудный метод основан на использовании направленных свойств антенн. Различают следующие амплитудные методы: максимума, минимума и равносигнального направления (рис. 2.26).

Методы *максимума* (рис. 2.26, а) и *минимума* (рис. 2.26, б) реализуются в обзорных РЛС при круговом или секторном сканировании антенны. Отсчет угловых координат производится в момент достижения максимальной (для метода максимума) или минимальной (для метода минимума) амплитуды принимаемого сигнала.

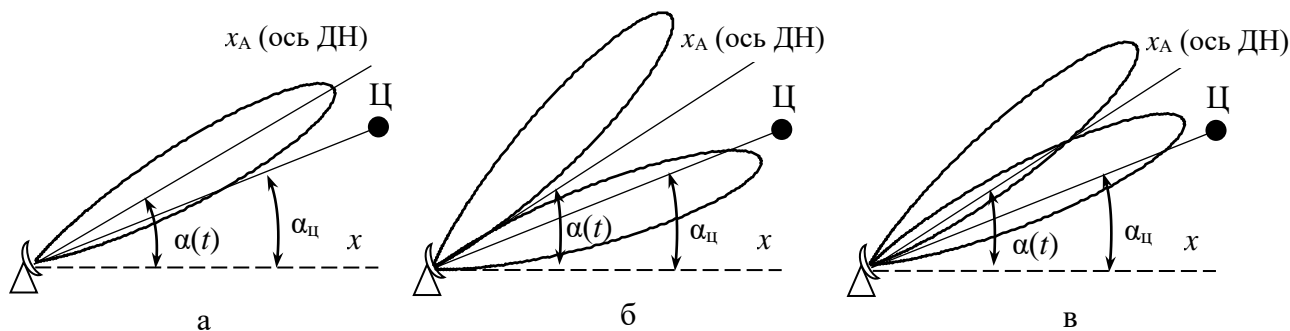


Рис. 2.26. Методы измерения угловых координат:

а – метод максимума; б – метод минимума; в – метод равносигнального направления

На рис. 2.27 приведен примерный вид пачки принимаемых сигналов в виде зависимости амплитуд принимаемых зондирующих импульсов от углового положения антенны при ее круговом вращении без учета изменения амплитуд отдельных импульсов из-за шумов.

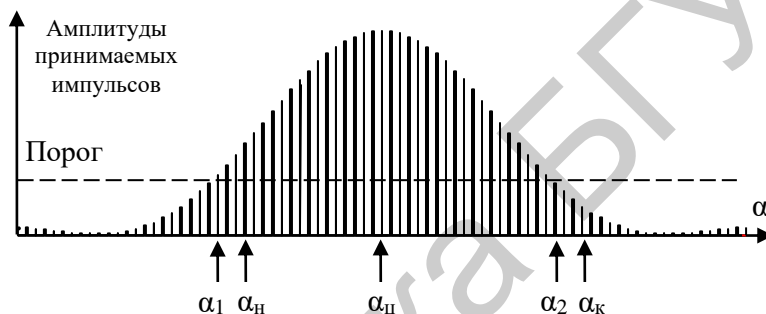


Рис. 2.27. Методы измерения угловых координат

Метод максимума сводится к определению угла  $\alpha_{\text{Ц}}$ , при котором амплитуда принимаемого импульсного или непрерывного сигнала является максимальной. В частности, в современных обзорных РЛС используется модификация метода максимума, заключающаяся в фиксации азимута  $\alpha_{\text{Н}}$  начала пачки с использованием цифрового критерия « $k$  из  $n$ » (то есть должно быть зафиксировано превышение порога не менее чем  $k$  импульсами из  $n$  после первого импульса, превысившего порог), фиксации азимута  $\alpha_{\text{К}}$  окончания пачки по аналогичному критерию и вычисления азимута цели как  $\alpha_{\text{Ц}} = (\alpha_{\text{К}} - \alpha_{\text{Н}}) / 2$ .

Метод *равносигнального направления* (РСН) (рис. 2.26, в) основан на сравнении уровней сигналов, принимаемых на антенны с пересекающимися ДН. Для определения координат на плоскости необходимы две антенны.

Прямая  $x_{\text{А}}$ , проходящая через точку  $O$  и точку пересечения ДН антенны, образует РСН. Для создания РСН максимум ДН одноканальной антенны последовательно устанавливается в два симметричных положения относительно желательного РСН или используется многоканальная антенна. Число каналов при определении азимута на плоскости составляет два, а азимута и угла места в пространстве – четыре.

При использовании последовательного переключения ДН требуется излучение и прием минимум двух сигналов для каждого из двух положений антенны. Амплитуды первого и второго сигналов из-за присущих реальным целям флуктуаций отраженного сигнала могут оказаться различными, что приведет к снижению точности определения угловых координат. Поэтому метод последовательного переключения применяется редко и наибольшее распространение получил *моноимпульсный* метод определения угловых координат с использованием многоканальной антенной системы.

Под дискриминационной (пеленгационной) характеристикой (ДХ) углового измерителя понимается зависимость напряжения на выходе измерителя от угла отклонения цели от РСН. Дискриминационная характеристика  $u(\alpha)$  определяется в пренебрежении внутренними шумами приемника РЛС.

В простейшем случае ДХ может быть определена как отношение сигналов на выходе двух приемных каналов:

$$u(\alpha) = \frac{u_1(\alpha)}{u_2(\alpha)} = \frac{F_1(\alpha)}{F_2(\alpha)}. \quad (2.27)$$

Как видно из рис. 2.28, а, функция  $u(\alpha)$  – нелинейная, при этом  $u(0) = 1$ . Получив напряжение на выходе измерителя  $u(\alpha)$  и зная вид обратной функции, может быть получена оценка азимута цели. Различие коэффициентов передачи каналов приведет к смещению ДХ.

От этого недостатка в значительной степени избавлена амплитудная суммарно-разностная схема обработки, являющаяся наиболее часто применяемой в современных РТС. Дискриминационная характеристика такой схемы определяется выражением

$$u(\alpha) = \frac{u_1(\alpha) - u_2(\alpha)}{u_1(\alpha) + u_2(\alpha)} = \frac{F_1(\alpha) - F_2(\alpha)}{F_1(\alpha) + F_2(\alpha)} = \frac{F_{\Delta}(\alpha)}{F_{\Sigma}(\alpha)}. \quad (2.28)$$

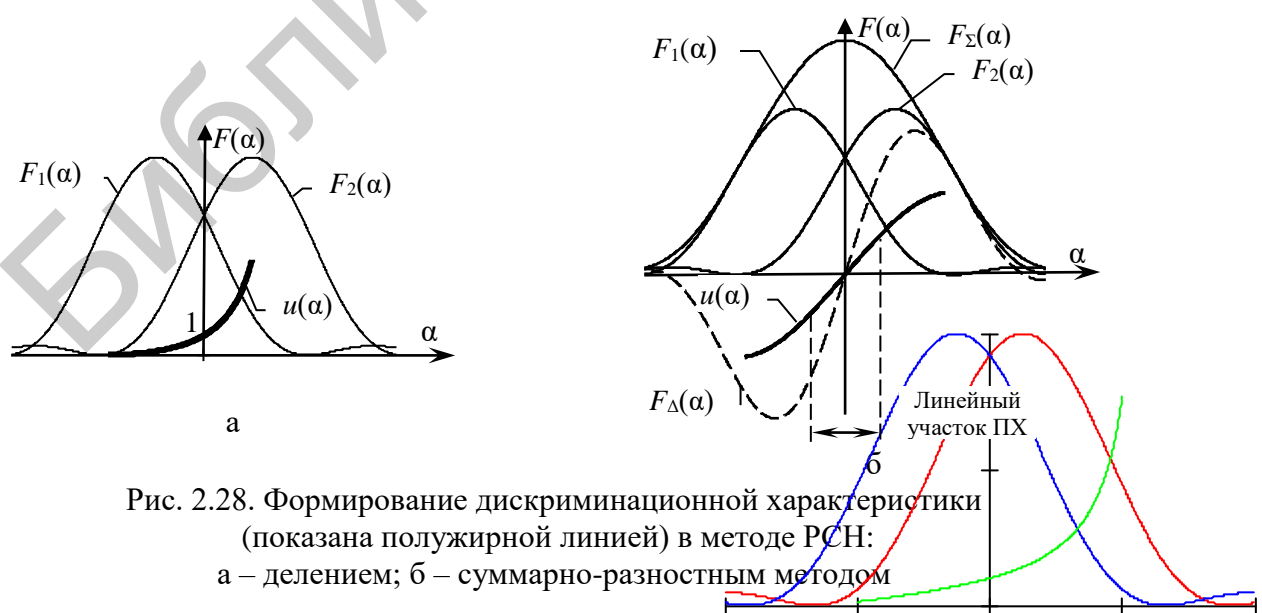


Рис. 2.28. Формирование дискриминационной характеристики (показана полужирной линией) в методе РСН: а – делением; б – суммарно-разностным методом



Как видно из выражения (2.28), обработка предполагает формирование диаграмм направленности разностного  $F_{\Delta}(\alpha) = F_1(\alpha) - F_2(\alpha)$  и суммарного  $F_{\Sigma}(\alpha) = F_1(\alpha) + F_2(\alpha)$  каналов. Вид ДХ определяется их отношением и в пределах 20...30 % от ширины ДН парциальных каналов является практически линейным (рис. 2.28, б). Тогда оценка азимута может быть определена согласно выражению

$$\hat{\alpha} = \frac{1}{\mu} u(\alpha), \quad (2.29)$$

где  $\mu \approx 1/\theta_{0,5}$  – крутизна ДХ;  $\theta_{0,5}$  – ширина главного лепестка ДН парциального канала по мощности по уровню 0,5 от максимального значения.

Формирование парциальных или суммарного и разностных каналов в зеркальных антеннах осуществляется за счет смещения облучателей относительно фокуса отражателя и применения суммарно-разностных волноводных и коаксиальных мостов. В фазированных антенных решетках для формирования соответствующих амплитудно-фазовых распределений могут использоваться два комплекта фазовращателей или (для пространственного случая) разбиение решетки на четыре квадранта. Выходные сигналы каждого квадранта используются для формирования сигналов суммарного и разностных (по азимуту и углу места) каналов с использованием весовой обработки.

## 2.5.2. Некогерентные помехи

### 2.5.2.1. Некогерентные помехи из вынесенной точки

Некогерентные помехи из вынесенной точки – активные шумовые помехи, создаваемые одним или несколькими источниками помех, *вынесенными* относительно защищаемого этими помехами объекта.

Если источник полезного сигнала находится в пределах главного лепестка суммарного канала, то источник помех может находиться в боковых лепестках ДН либо в главном лепестке, но на некотором угловом удалении относительно направления на источник полезного сигнала.

Основной *эффект* указанных помех заключается в появлении *систематической* ошибки измерения угловых координат объекта.

Основной канал воздействия помех: по боковым лепесткам диаграммы направленности антенного устройства (помехи на этапах поиска и сопровождения) или по главному лепестку диаграммы направленности (помехи этапу самонаведения).

Типовая ситуация воздействия помех из вынесенной точки на моноимпульсный пеленгатор показана на рис. 2.29.

Формируемая в амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системе оценка угловых координат источника полезного сигнала определяется в соответствии с выражением

$$\hat{\alpha} = \frac{1}{\mu} \operatorname{Re} \left( \frac{\dot{Y}_{\Sigma} Y_{\Delta}^*}{\dot{Y}_{\Sigma} Y_{\Sigma}^*} \right) =$$

$$= \frac{1}{\mu} \operatorname{Re} \frac{\left( \dot{Y}_{\text{ш}\Sigma} + \dot{Y}_c \dot{F}_{\Sigma}(\alpha_c) + \sum_{i=1}^N \dot{Y}_{\text{п}i} \dot{F}_{\Sigma}(\alpha_{\text{п}i}) \right) \left( Y_{\text{ш}\Delta}^* + Y_c^* F_{\Delta}^*(\alpha_c) + \sum_{i=1}^N Y_{\text{п}i}^* \dot{F}_{\Delta}^*(\alpha_{\text{п}i}) \right)}{\left( \dot{Y}_{\text{ш}\Sigma} + \dot{Y}_c \dot{F}_{\Sigma}(\alpha_c) + \sum_{i=1}^N \dot{Y}_{\text{п}i} \dot{F}_{\Sigma}(\alpha_{\text{п}i}) \right) \left( Y_{\text{ш}\Sigma}^* + Y_c^* F_{\Sigma}^*(\alpha_c) + \sum_{i=1}^N Y_{\text{п}i}^* \dot{F}_{\Sigma}^*(\alpha_{\text{п}i}) \right)}, \quad (2.30)$$

где  $\dot{Y}_{\Sigma}$ ,  $\dot{Y}_{\Delta}$  – сигналы на выходах суммарного и разностного каналов;  $\dot{Y}_c$ ,  $\dot{Y}_{\text{п}i}$  – напряжения полезного сигнала и  $i$ -го источника помех на выходе изотропной антенны;  $\dot{Y}_{\text{ш}\Sigma}$ ,  $\dot{Y}_{\text{ш}\Delta}$  – шумы суммарного и разностного каналов.

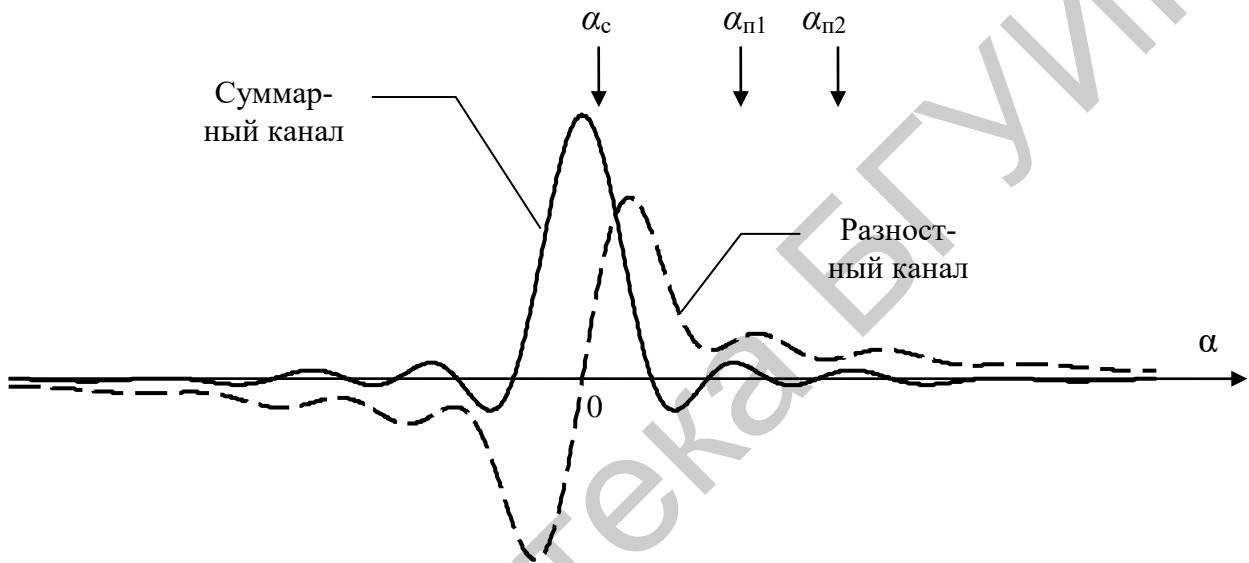


Рис. 2.29. Типовая ситуация воздействия помех из вынесенной точки на моноимпульсный пеленгатор

Математическое ожидание результатов пеленгации с учетом некоррелированности внутренних шумов и помех от различных источников  $\overline{\dot{Y}_{\text{п}i} Y_{\text{п}j}^*} = 0$ ,  $i \neq j$ , составит

$$m_{\alpha} = \frac{1}{\mu} \operatorname{Re} \left( \frac{\dot{Y}_{\Sigma} Y_{\Delta}^*}{\dot{Y}_{\Sigma} Y_{\Sigma}^*} \right) = \frac{1}{\mu} \frac{\operatorname{Re} \left( P_{\text{ш}} + P_c \dot{F}_{\Sigma}(\alpha_c) F_{\Delta}^*(\alpha_c) + \sum_{i=1}^N P_{\text{п}i} \dot{F}_{\Sigma}(\alpha_{\text{п}i}) \dot{F}_{\Delta}^*(\alpha_{\text{п}i}) \right)}{P_{\text{ш}} + P_c |F_{\Sigma}(\alpha_c)|^2 + \sum_{i=1}^N P_{\text{п}i} |F_{\Sigma}(\alpha_{\text{п}i})|^2}, \quad (2.31)$$

где  $P = \overline{\dot{Y}_c Y_c^*}$ ;  $P_{\text{п}i} = \overline{\dot{Y}_{\text{п}i} Y_{\text{п}i}^*}$  – мощности полезного сигнала и  $i$ -й помехи на выходе изотропной антенны;  $P_{\text{ш}}$  – мощность внутреннего шума приемника.

При аппроксимации ДН суммарного и разностного каналов функциями вида

$$\dot{F}_{\Sigma}(\alpha) = g_{\max} e^{-1,39 \left( \frac{\alpha}{\alpha_{0,5}} \right)^2}; \quad \dot{F}_{\Delta}(\alpha) = 1,39 g_{\max} \frac{\alpha}{\alpha_{0,5}} \quad (2.32)$$

на линейном участке пеленгационной характеристики, когда  $|\alpha| < (0,2 \dots 0,3) \alpha_{0,5}$ , можно полагать, что

$$\dot{F}_{\Sigma}(\alpha) = g_{\max} e^{-1,39 \left( \frac{\alpha}{\alpha_{0,5}} \right)^2} \approx g_{\max} \left( 1 - 1,39 \left( \frac{\alpha}{\alpha_{0,5}} \right)^2 \right).$$

При отсутствии внешних помех пеленгационная характеристика примет вид

$$m_{\alpha} = \frac{1}{\mu} \frac{\operatorname{Re} \left( P_{\text{ш}} + 1,39 k P_c g_{\max}^2 \left( 1 - 1,39 \left( \frac{\alpha}{\alpha_{0,5}} \right)^2 \right) \frac{\alpha}{\alpha_{0,5}} \right)}{P_{\text{ш}} + P_c g_{\max}^2 \left( 1 - 1,39 \left( \frac{\alpha}{\alpha_{0,5}} \right)^2 \right)^2} \approx \frac{1}{\mu} \frac{1,39 \frac{\alpha}{\alpha_{0,5}}}{1 - 1,39 \left( \frac{\alpha}{\alpha_{0,5}} \right)^2}. \quad (2.33)$$

Построенная по (2.33) ПХ приведена на рис. 2.30, а.

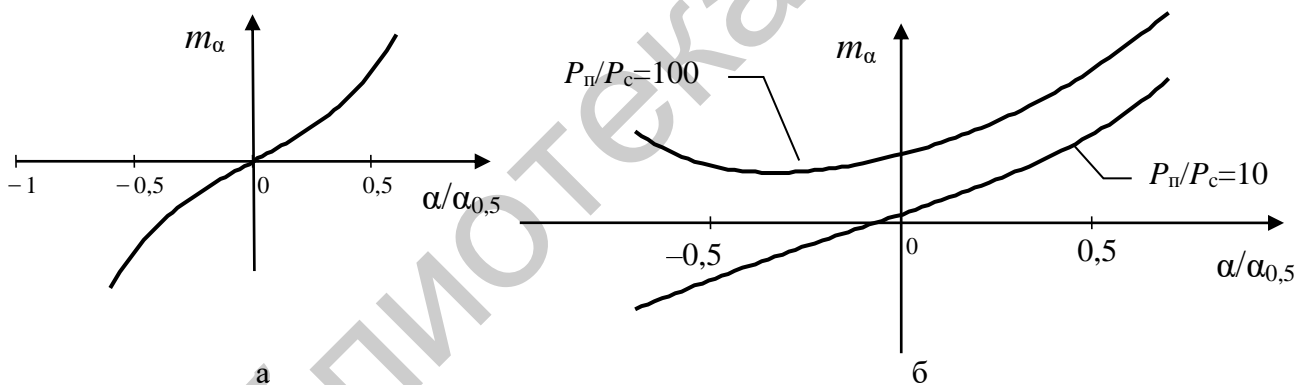


Рис. 2.30. Пеленгационная характеристика при отсутствии (а) и наличии (б) помех

При наличии помех из вынесенной точки пеленгационная характеристика (ПХ) изменяется. На рис. 2.30, б приведено семейство ПХ для двух значений мощности помехи, вынесенной из главного лепестка ДН суммарного канала. Изменение пеленгационной характеристики при наличии помех заключается:

- 1) в смещении нуля пеленгационной характеристики;
- 2) уменьшении крутизны (угла наклона) пеленгационной характеристики.

Это приводит к появлению систематической ошибки пеленгации и увеличению флуктуационных ошибок сопровождения в следящей системе по направлению.

Разновидностью некогерентных помех из вынесенной точки являются «мерцающие» помехи, создаваемые по главному лепестку ДН антенны РЛС. Указанные помехи применяются для защиты объектов от поражения управляе-

мым оружием с радиолокационной головкой самонаведения (РГС). Типовая ситуация защиты двух объектов показана на рис. 2.31. Угловой разнос  $\Delta\alpha$  источников помех (совмещенных с защищаемыми объектами) не должен превышать ширину главного лепестка ДН.

Создание помех возможно в двух режимах: непрерывного излучения; периодического синхронного или несинхронного попеременного включения/выключения источников помех.

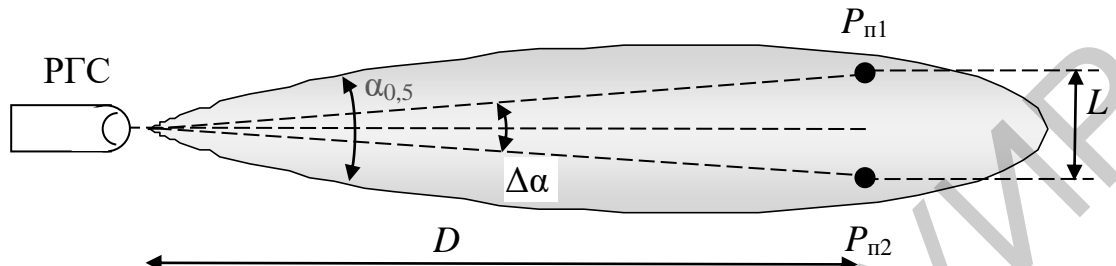


Рис. 2.31. Типовая ситуация создания мерцающих помех

Для непрерывного создания помех двумя источниками с мощностями  $P_{п1}, P_{п2}$  математическое ожидание результатов пеленгации (при ориентации равносигнального направления в центр базы источников) составит

$$m_{\alpha} = \Delta\alpha \frac{P_{п1} - P_{п2}}{P_{п1} + P_{п2}}. \quad (2.34)$$

В частности, когда  $P_{п1} = P_{п2}$ , то  $m_{\alpha} = 0$ .

При сближении управляемого боеприпаса с целями в определенный момент произойдет разрешение целей по угловым координатам и следящая система перенацелится на сопровождение одного из источников помех. Промах  $\Delta$  управляемого боеприпаса определяется временем  $t_{разр}$ , оставшимся до пролета объекта после момента разрешения при движении объекта с максимальным нормальным ускорением  $a_{max}$  с учетом инерционности контура наведения (КН)  $t_{КН}$ :

$$D_{разр} \approx \frac{L}{\alpha_{0,5}}; t_{разр} = \frac{D_{разр}}{V_{сбл}} = \frac{L}{V_{сбл} \alpha_{0,5}}. \quad (2.35)$$

Максимальный выбираемый (устраняемый) промах:

$$\Delta_{max} = \frac{a_{max} (t_{разр} - t_{КН})^2}{2}. \quad (2.36)$$

Результирующий промах:

$$\Delta \approx \begin{cases} 0, & \Delta_{max} < \frac{L}{2}; \\ \frac{L}{2} - \Delta_{max}, & \Delta_{max} > \frac{L}{2}. \end{cases} \quad (2.37)$$

В частности, если пренебречь инерционностью контура наведения  $t_{\text{КН}} = 0$ , то

$$\Delta = \frac{L}{2} - \frac{a_{\text{max}} L^2}{2V_{\text{сбл}}^2 \alpha_{0,5}^2} \quad (2.38)$$

и при  $\Delta \leq R_{\text{БЧ}}$ , где  $R_{\text{БЧ}}$  – радиус поражения боевой части (БЧ), управляемый боеприпас поражает какую-либо цель из пары.

Создание помех в мерцающем режиме приводит к некоторому затягиванию процесса разрешения целей и увеличению промаха.

### 2.5.2.2. Совмещенные помехи РЛС с коническим сканированием – помеха на частоте сканирования

Для отдельных радиолокационных средств, использующих для определения координат принцип конического сканирования, потенциально эффективными являются совмещенные с защищаемым объектом помехи.

Принцип конического сканирования иллюстрируется рис. 2.32, где обозначены: ЛВЦ – линия визирования цели; РСН – равносигнальное направление – направление, в котором коэффициент усиления антенны остается неизменным при вращении диаграммы направленности антенны. Характерные углы наблюдения в картинной плоскости показаны на рис. 2.33, где обозначены:  $\Omega t$  – угол, характеризующий положение максимума ДН в момент времени  $t$ ;  $\Omega$  – круговая частота сканирования антенны;  $\Theta_{\text{Ц}}$  – угловое отклонение цели от РСН в картинной плоскости;  $\Theta_{\text{А}}$  – угловое отклонение максимума ДН антенны от РСН;  $\psi$  – угловое отклонение направления на цель от опорной оси  $\alpha$ .

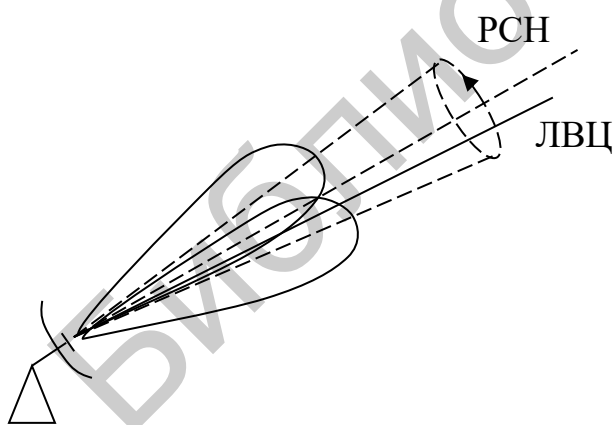


Рис. 2.32. Принцип конического сканирования

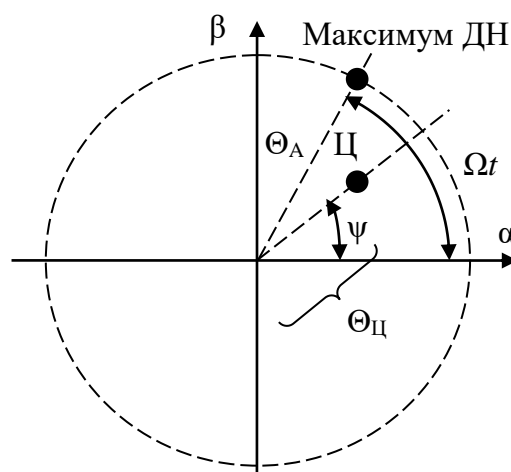


Рис. 2.33. Характерные углы наблюдения в картинной плоскости

При коническом сканировании отраженный от цели сигнал  $U_c(t)$  оказывается амплитудно-модулированным (рис. 2.34):

$$U_c(t) = E_c [1 + m(\Theta_{\text{Ц}}) \cos(\Omega t + \psi)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (2.39)$$

с индексом модуляции  $m(\Theta_{Ц})$ , определяемым углом  $\Theta_{Ц}$  отклонения цели от РСН и параметрами антенны – шириной главного лепестка, амплитудой конического сканирования  $\Theta_{А}$  и начальной фазой модулирующего процесса  $\psi$ .

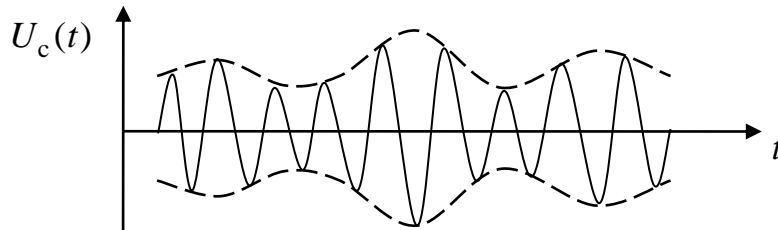


Рис. 2.34. Огибающая полезного сигнала

Оценка углового положения цели сводится к оценке индекса амплитудной модуляции и начальной фазы модулирующего гармонического колебания.

Оптимальной для систем с коническим сканированием является помеха в виде амплитудно-модулированного колебания с частотой  $\Omega_{ск}$  модулирующего процесса, равной частоте сканирования, с начальной фазой модулирующего процесса и индексом модуляции, отличными от параметров полезного сигнала (помеха, прицельная по частоте сканирования):

$$U_{п}(t) = E_{п}[1 + m_{п} \cos(\Omega_{ск}t + \psi_{п})] \cos(\omega_0 t + \varphi_{п}), \quad \psi_{п} \neq \psi. \quad (2.40)$$

При невозможности создания прицельной по частоте сканирования помехи создается заградительная по частоте сканирования помеха:

$$U_{п}(t) = E_{п}[1 + m_{п}(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_{п}), \quad (2.41)$$

где  $m_{п}(t)$  – низкочастотный шум со спектром, перекрывающий возможные частоты сканирования.

### 2.5.2.3. Совмещенные помехи угломерным каналам с линейным сканированием

При линейном сканировании заданной области пространства путем механического перемещения антенны или электрического управления ДН антенны принимаемый сигнал

$$U(t) = U_0(t - t_3) e^{j\omega_c t + \varphi} G^2(\Omega_{ск}t) \quad (2.42)$$

промодулирован квадратом зависимости коэффициента усиления  $G(\Omega_{ск}t)$  ДН антенны радиолокационного средства от угла  $\Omega_{ск}t$  между направлением на цель и направлением максимума ДН (рис. 2.35). Угловые координаты цели определяются методом максимума по пачке отраженных сигналов (рис. 2.36).

Это определяет возможность создания указанным системам двух специфических видов помех:

- смещенной (рис. 2.37);
- инверсной (рис. 2.38).

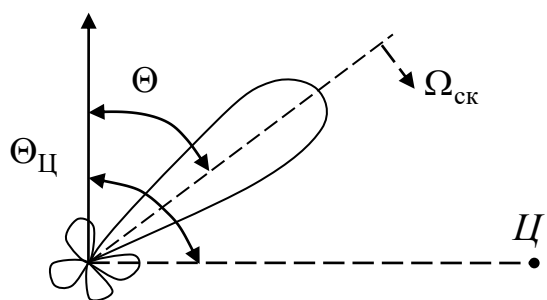


Рис. 2.35. Линейное сканирование ДНА

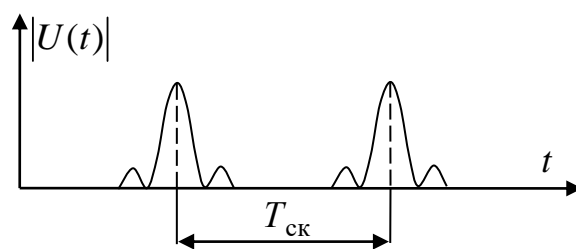


Рис. 2.36. Огибающая сигнала при линейном сканировании

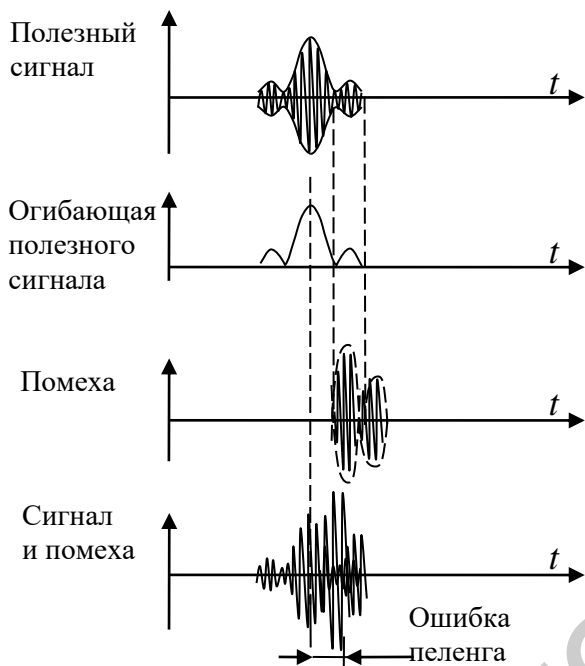


Рис. 2.37. Иллюстрация смещенной помехи

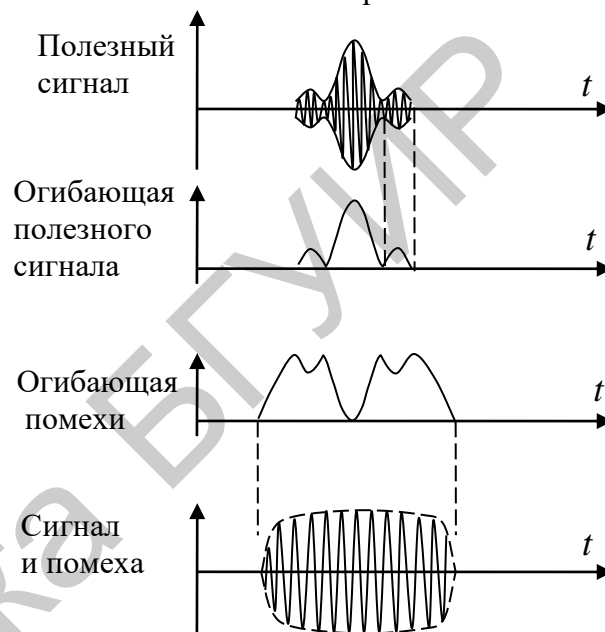


Рис. 2.38. Иллюстрация инверсной помехи

При создании смещенной помехи постановщик помех анализирует текущую фазу сканирования антенны радиолокационного средства и регулирует мощность, момент создания и длительность помехи таким образом, чтобы сместить максимум суммы пачки отраженных сигналов и помехи вправо или влево по оси времени. Потенциально такая помеха может привести к появлению систематической ошибки измерения угловых координат в пределах до половины от ширины главного лепестка ДН антенны.

Идея смещенной по частоте помехи развивается в идею инверсной помехи (см. рис. 2.38): мощность, момент создания и длительность помехи изменяется таким образом, чтобы за счет помехи устранить максимум суммы пачки отраженных сигналов и помехи. Для этого мощность помехи нужно регулировать обратно пропорционально мощности сигнала на входе приемника РЛС. Потенциально такая помеха может привести к увеличению ошибки измерения угловых координат более ширины главного лепестка ДН антенны.

### 2.5.3. Когерентная помеха

Пеленгационные устройства всех типов определяют направление распространения электромагнитной волны в точке наблюдения, которое совпадает с направлением вектора Умова – Пойнтинга или нормалью к фазовому фронту (линии равных фаз) в точке наблюдения.

Рассмотрим случай наличия двух *когерентных* источников помех (рис. 2.39). Когерентные источники излучают одинаковые сигналы, разность фаз которых фиксирована. От каждого из источников помех  $Q_1, Q_2$  распространяется сферическая волна. Сумма сферических волн в точке наблюдения уже не будет являться сферической волной.

Когда ракурс наблюдения равен нулю (рис. 2.39, а), векторы напряженности электромагнитных полей  $\vec{E}_1$  и  $\vec{E}_2$  от каждого источника равны по величине и перпендикулярны линиям  $OQ_1$  и  $OQ_2$ .

Сумма  $\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2$  этих векторов перпендикулярна прямой, соединяющей точку наблюдения и центр парного источника. Вектор  $\vec{p}$  Умова – Пойнтинга, указывающий направление распространения электромагнитной волны, перпендикулярен вектору  $\vec{E}$  и лежит на прямой, соединяющей точку наблюдения и центр парного источника.

Если сигналы от источников сдвинуты по фазе на  $180^\circ$ , то суммарный вектор напряженности будет лежать на линии «центр парных источников – точка наблюдения». Вектор Умова – Пойнтинга будет перпендикулярен направлению наблюдения и ошибка пеленгации составит  $90^\circ$ .

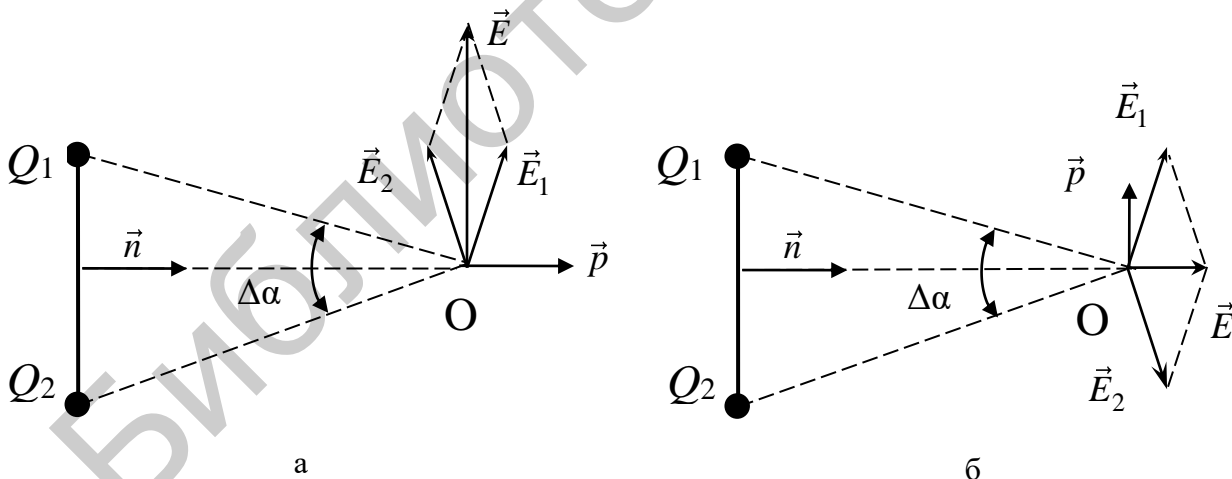


Рис. 2.39. Иллюстрация принципа создания когерентной помехи:  
а – синфазные источники; б – противофазные источники

Выражение для математического ожидания результатов пеленгации можно получить путем усреднения (2.30), считая источники когерентными, когда

$$\dot{Y}_{\Pi_2} = \beta \dot{Y}_{\Pi_1} e^{j\Delta\varphi}; \quad \overline{\dot{Y}_{\Pi_i} Y_{\Pi_i}^*} = \overline{\dot{Y}_{\Pi_1} \dot{Y}_{\Pi_1}} \beta e^{j\Delta\varphi} = P_{\Pi} \beta e^{j\Delta\varphi}, \quad (2.43)$$



где  $\beta$  – разбаланс амплитуд источников;  $\Delta\varphi$  – разность фаз источников.

Проводя усреднение и пренебрегая внутренними шумами, получим

$$m_\alpha = \frac{1}{\mu} \operatorname{Re} \left( \frac{\dot{Y}_\Sigma Y_\Delta^*}{\dot{Y}_\Sigma Y_\Sigma^*} \right) \approx \frac{\Delta\alpha}{2} \frac{1 - \beta^2}{1 + 2\beta \cos \Delta\varphi + \beta^2}; \quad \beta^2 = \frac{P_{\text{п1}}}{P_{\text{п2}}}. \quad (2.44)$$

Зависимость математического ожидания результатов пеленгации, нормированного к угловой базе источников, от разности фаз когерентных источников для различных значений параметра  $\beta$  приведена на рис. 2.40.

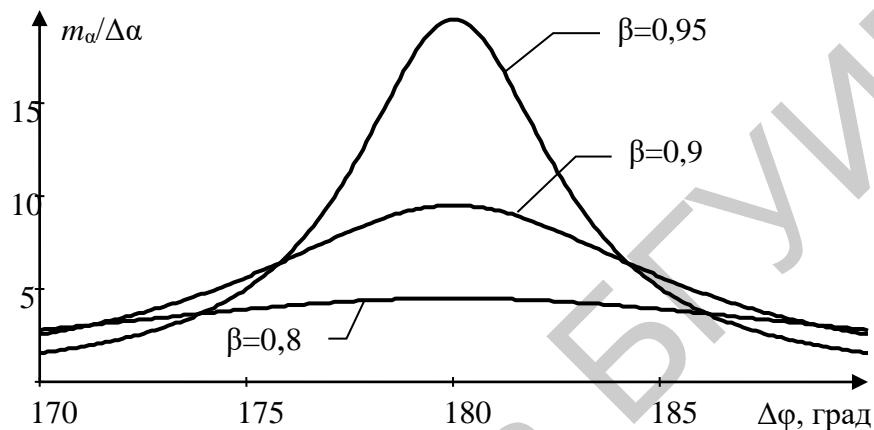


Рис. 2.40. Математическое ожидание результатов пеленгации источников когерентной помехи

Как видно из результатов расчетов, кажущееся (измеряемое) направление на центр парных источников когерентной помехи может быть существенно вынесено за видимую базу источников. Это обстоятельство существенно отличает эффект когерентной от некогерентной помехи, для которой математическое ожидание результатов пеленгации всегда будет находиться в пределах базы источников.

Вариант формирователя когерентной помехи, построенный по схеме перекрестной ретрансляции, приведен на рис. 2.41.

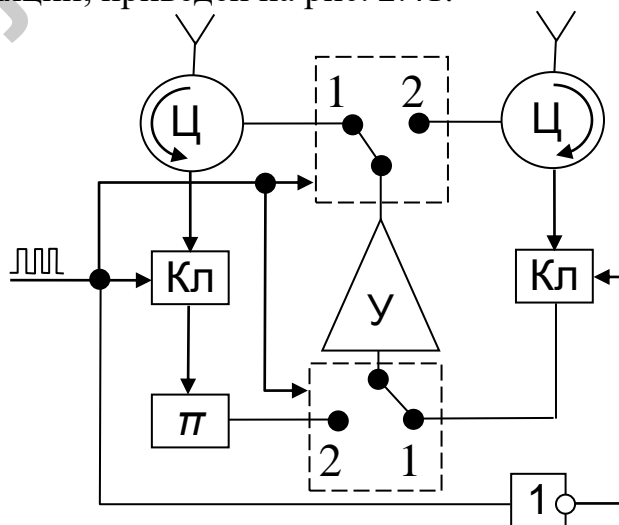


Рис. 2.41. Схема формирователя когерентной помехи

Усиление сигнала осуществляется одним высокочастотным услителем (У), на который попеременно подаются сигналы с выходов первой и второй антенны. Расстояние между антеннами образует базу когерентных источников. В тракт ретрансляции сигналов от одной из антенн включается фазовращатель на  $\pi$ . Излучаемая помеха представляет собой последовательность СВЧ импульсов, излучаемых с двух точек при чередовании фаз этих импульсов  $0; \pi$ . С учетом усреднения в фильтре приемника РТС это эквивалентно непрерывному излучению помехи.

Библиотека БГУИР

### **3. МАСКИРОВКА И НЕЗАМЕТНОСТЬ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ**

#### **3.1. Общая характеристика средств и систем радиоэлектронно-информационного обеспечения (радиоразведки и радиотехнической разведки)**

##### **3.1.1. Этапы обработки информации и классификация средств и систем радиоразведки и радиотехнической разведки**

Уяснение основных закономерностей маскировки и достижения незаметности РЭС требует предварительного рассмотрения основных особенностей систем радиоэлектронно-информационного обеспечения (радиоразведки и радиотехнической разведки).

Получение и обработка информации в средствах радиоразведки и радиотехнической разведки (РРТР) разделяется на три этапа: первичную, вторичную и третичную обработку информации.

На этапе первичной обработки выполняются операции обнаружения сигналов источников радиоизлучений (ИРИ), определения сигнальных параметров импульсных и непрерывных сигналов (несущей частоты, длительности импульса, времени прихода, ширины спектра, вида модуляции, мощности, поляризации и т. д.) и пеленгов на ИРИ.

На этапе вторичной обработки информации выполняется селекция импульсных последовательностей от отдельных ИРИ, выявление диапазонов перестройки параметров сигналов и определение тактического назначения ИРИ.

Первичная и вторичная обработка информации выполняется в отдельном средстве РРТР, при этом первичная – с использованием преимущественно аппаратных средств, вторичная – в основном алгоритмически в процессоре средства РРТР.

Третичная обработка включает операции объединения информации от нескольких средств РРТР и определения координат ИРИ и реализуется, как правило, алгоритмически на пункте обработки информации системы РРТР, объединяющей несколько средств РРТР.

Средства и системы РРТР классифицируются по следующим признакам:

- назначению (радиоразведка, радиотехническая разведка);
- месту базирования (наземная, воздушная, космическая);
- оперативности (предварительная, непосредственная, исполнительная);
- числу позиций (однопозиционная, многопозиционная).

Отметим, что разделение на радиоразведку и радиотехническую разведку носит во многом условный характер. В особенности это касается средств разведки, функционирующих в диапазоне частот свыше 900 МГц, где широко представлены как средства радиосвязи, использующие цифровые виды модуляции, так и средства радиолокации и радионавигации, использующие импульсные, непрерывные и квазинепрерывные виды сигналов. В этой связи под термином «радиоразведка» в современных условиях следует понимать преимуще-

ственно разведку средств КВ и УКВ радиосвязи в диапазоне частот до 88 МГц (наземная УКВ радиосвязь) и до 300 МГц (авиационная УКВ радиосвязь).

Характеристики средств и систем РРТР подразделяются на тактические и технические. К наиболее важным тактическим характеристикам относятся число средств РРТР в составе системы, дальность и сектор разведки; типы и максимальное число разведываемых ИРИ, точность определения координат. К техническим характеристикам относятся диапазон рабочих частот, мгновенная полоса обзора, скорость перестройки по частоте, разрешающая способность по частоте и угловым координатам, чувствительность, точность пеленгации, масса, габариты и др.

### 3.1.2. Состав аппаратуры средств радиоразведки и радиотехнической разведки

Типовой состав аппаратуры средства РРТР приведен на рис. 3.1. Он включает антенную систему, комплект приемных устройств, обнаружители-измерители частотно-временных и энергетических параметров сигналов и пеленгов на ИРИ, процессор вторичной обработки информации, устройство индикации и устройство сопряжения с внешними системами.



Рис. 3.1. Структурная схема средства РРТР

В качестве внешних систем может выступать аппаратура создания помех (для средств непосредственной и исполнительной РРТР), пункт обработки информации системы РРТР и другие технические средства.

Антенная система должна обеспечить заданные сектора работы по азимуту и углу места, диапазоны частот, точность измерения пеленгов и высокую пространственную избирательность (низкий уровень боковых лепестков). Создание антенной системы для РРТР является наиболее нетривиальной задачей. Это обуславливается достаточно широким (десятки гигагерцев) диапазоном рабочих частот средств РРТР при высоких требованиях к точности пеленгации. В большинстве случаев оказывается необходимым использование целого комплекта антенн на различные частотные литеры, причем каждая из антенн комплекта для обеспечения амплитудной или фазовой пеленгации будет являться многоканальной.

Приемные устройства должны обеспечить заданный частотный диапазон, иметь большой динамический диапазон, высокую избирательность и для пеленгации и измерения мощности – нормированный коэффициент усиления.

Обнаружители-измерители должны обеспечить близкую к потенциально возможной точность измерения заданных параметров сигнала при малом времени измерения.

Функционирование средства РРТР происходит под управлением процессора обработки, выдающего команды на изменения программы поиска по частоте, скорости сканирования, порогов обнаружения и т. д. Результаты измерения частотно-временных параметров обнаруженных сигналов объединяются в дескрипторы  $\mathbf{d} = (t_{\text{пр}}, f, V, \tau, \Delta F, \alpha, \beta)^T$ , содержащие данные о времени прихода  $t_{\text{пр}}$  сигнала, несущей частоте  $f$ , виде  $V$  модуляции, длительности  $\tau$  импульса, ширине спектра  $\Delta F$ , азимуте  $\alpha$  и угле места  $\beta$  источника сигнала. По окончании измерения дескрипторы записываются в память процессора и используются для последующей вторичной обработки.

### 3.1.3. Поиск сигналов в аппаратуре разведки

В отличие от средств радиолокации или радиосвязи аппаратура РРТР функционирует в условиях повышенной априорной неопределенности относительно вида и параметров полезных сигналов. Так, неопределенность несущей частоты может достигать сотен мегагерцев – единиц гигагерцев. Для поиска сигнала по частоте требуется построение приемных устройств по специальным структурным схемам. К таким схемам относятся:

- сканирующий по частоте (панорамный) приемник;
- сканирующий по частоте приемник со сжатием импульсов;
- многоканальный по частоте приемник;
- матричный приемник.

#### 3.1.3.1. Сканирующий по частоте (панорамный) приемник

Структурная схема сканирующего по частоте (панорамного) приемника приведена на рис. 3.2. Она содержит усилитель высокой частоты (УВЧ), смеситель (СМ), перестраиваемый гетеродин (ПГ), усилитель промежуточной частоты (УПЧ), полосовой фильтр (ПФ), амплитудный детектор (АД) и индикатор (И).

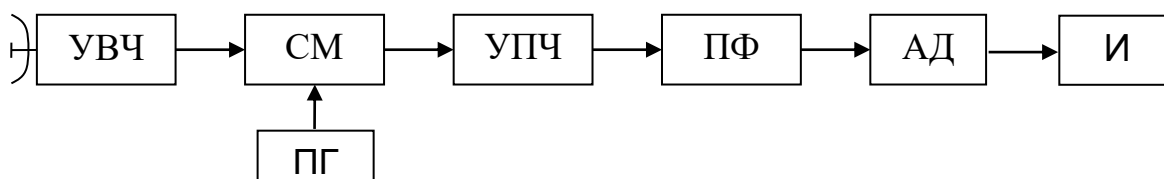


Рис. 3.2. Структурная схема сканирующего по частоте приемника

На рис. 3.3 приведены временные диаграммы, поясняющие функционирование панорамного приемника.

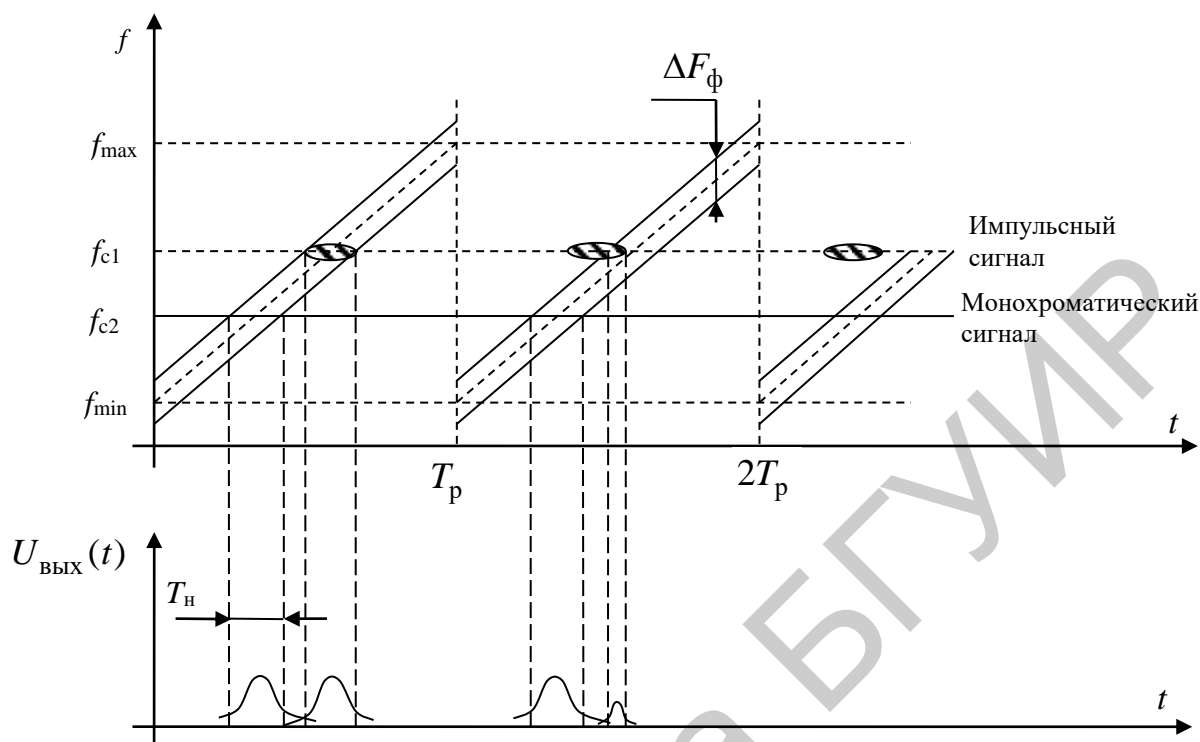


Рис. 3.3. Временные диаграммы функционирования панорамного приемника

К основными параметрами панорамного приемника относятся:

- 1)  $\Delta f_p = f_{\max} - f_{\min}$  – диапазон частот разведки;
- 2)  $T_p$  – время перестройки (период разведки);
- 3)  $\gamma = \frac{df}{dt} = \frac{\Delta f_p}{T_p}$  – скорость перестройки по частоте;
- 4)  $\Delta F_\phi$  – полоса пропускания полосового фильтра;
- 5)  $T_n = \frac{\Delta F_\phi}{\gamma}$  – максимальное время наблюдения сигнала;
- 6)  $\Delta t$  – эффективная длительность импульса на выходе АД;
- 7)  $\Delta f = \gamma \cdot \Delta t$  – разрешающая способность по частоте;
- 8)  $\delta f = \frac{\Delta f}{2}$  – точность оценки частоты;
- 9)  $P_0$  – чувствительность панорамного приемника (минимальная мощность, необходимая для обнаружения сигнала);
- 10)  $P_{\Pi}$  – вероятность попадания сигнала в полосу пропускания приемника;

11)  $D$  – вероятность обнаружения сигнала при условии его попадания в полосу пропускания приемника;

12)  $P_p = P_{II} D$  – вероятность разведки.

В процессе перестройки частоты, например, по пилообразному закону, возникают интервалы времени, когда в полосу пропускания приемника попадают спектры импульсных (кратковременных) или непрерывных сигналов, вызывая появление отклика на выходе амплитудного детектора. Для непрерывного сигнала появление указанного отклика имеет гарантированный характер: в процессе перестройки по частоте обязательно возникнет интервал времени, когда частота сигнала будет находиться в пределах мгновенной полосы пропускания приемника. Если длительность переходных процессов в полосовом фильтре намного меньше времени наблюдения

$$\tau_{\phi} = \frac{1}{2\Delta F_{\phi}} \ll T_H,$$

то отклик на монохроматический сигнал по форме совпадает с амплитудно-частотной характеристикой согласованного фильтра. При этом

$$\Delta f = \gamma \cdot T_H = \Delta F_{\phi} \Delta f = \gamma \cdot T_H = \Delta F_{\phi}.$$

В процессе функционирования панорамного приемника возникает специфический для него *динамический эффект*. Его сущность состоит в снижении амплитуды, смещении максимума и увеличении длительности отклика сигнала на выходе детектора при превышении скорости сканирования порогового значения (рис. 3.4).

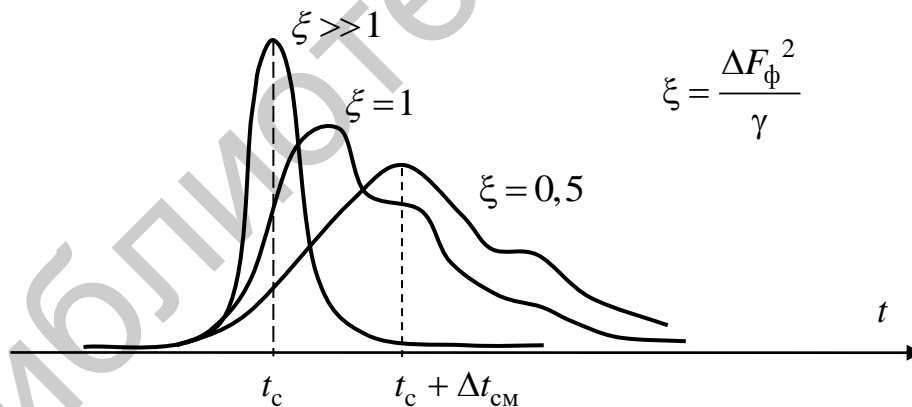


Рис. 3.4. Иллюстрация динамического эффекта – трансформация огибающей сигнала на выходе панорамного приемника для различных значений скорости перестройки

Переходные процессы в фильтре можно не учитывать при  $\Delta F_{\phi} \cdot T_H > 3$ , откуда граничная скорость перестройки, меньше которой можно не учитывать динамический эффект, составит

$$\gamma_{гр} = \frac{\Delta F_{\phi}^2}{3}. \quad (3.1)$$

При наличии динамического эффекта систематическая ошибка измерения частоты и коэффициент снижения амплитуды сигнала на выходе детектора оцениваются выражениями

$$\Delta f_{\text{см}} = \frac{\gamma}{2 \cdot \Delta F_{\phi}}; \quad a = \left[ 1 + 0,2 \cdot \left( \frac{\gamma}{\Delta F_{\phi}^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{4}}. \quad (3.2)$$

Перестройка частоты в панорамном приемнике может осуществляться в режимах *гарантированного* или *вероятностного* поиска.

Гарантированный поиск – такой режим работы приемника, при котором за время перестройки обеспечивается попадание спектра сигнала в полосу пропускания приемника с единичной вероятностью (вероятностью поиска)  $P_{\text{п}} = 1$ . Для импульсных сигналов он может быть реализован в случаях медленного поиска (рис. 3.5, а) и быстрого поиска (рис. 3.5, б).

Режим медленного поиска (см. рис. 3.5, а) характеризуется тем, что на интервал времени наблюдения попадает хотя бы один импульс источника радиоизлучения с периодом повторения  $T_{\text{п}}$ . Это соответствует условию

$$T_{\text{н}} = \frac{\Delta F_{\phi}}{\gamma} \geq T_{\text{п}},$$

откуда скорость перестройки частоты  $\gamma \leq \Delta F_{\phi} / T_{\text{п}}$ .

Достоинством медленного поиска является отсутствие динамического эффекта, недостатком – большое время перестройки.

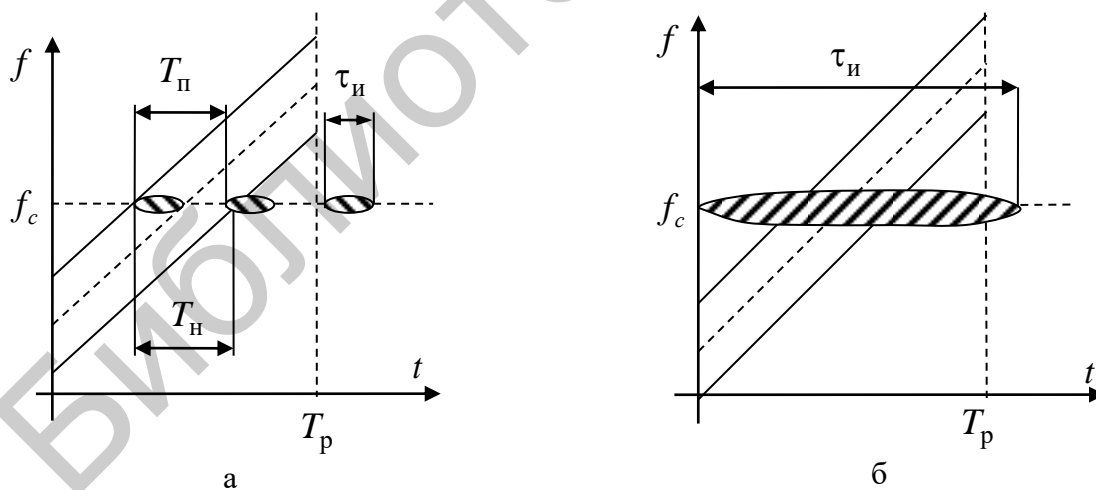


Рис. 3.5. Частотно-временная диаграмма при медленном (а) и быстром (б) поиске

Режим быстрого поиска (см. рис. 3.5, б) характеризуется тем, что длительность сигнала  $\tau_{\text{н}}$  превышает период перестройки частоты:

$$\tau_{\text{н}} \geq \frac{\Delta f_{\text{п}}}{\gamma},$$

откуда скорость перестройки  $\gamma \geq \Delta f / \tau_{\text{н}}$ .



Достоинством медленного поиска является малое время перестройки, недостатком – наличие динамического эффекта, снижающего чувствительность приемника.

На практике выбор скорости перестройки частоты для реализации медленного или быстрого поиска, при которых вероятность поиска равна единице, ограничивается требованиями разведки всех ИРИ в заданном частотном диапазоне. Поэтому реализация гарантированного поиска возможна только для отдельных ИРИ. Для большей части ИРИ наиболее характерным будет вероятностный поиск, для которого  $P_{\Pi} < 1$  (рис. 3.6).

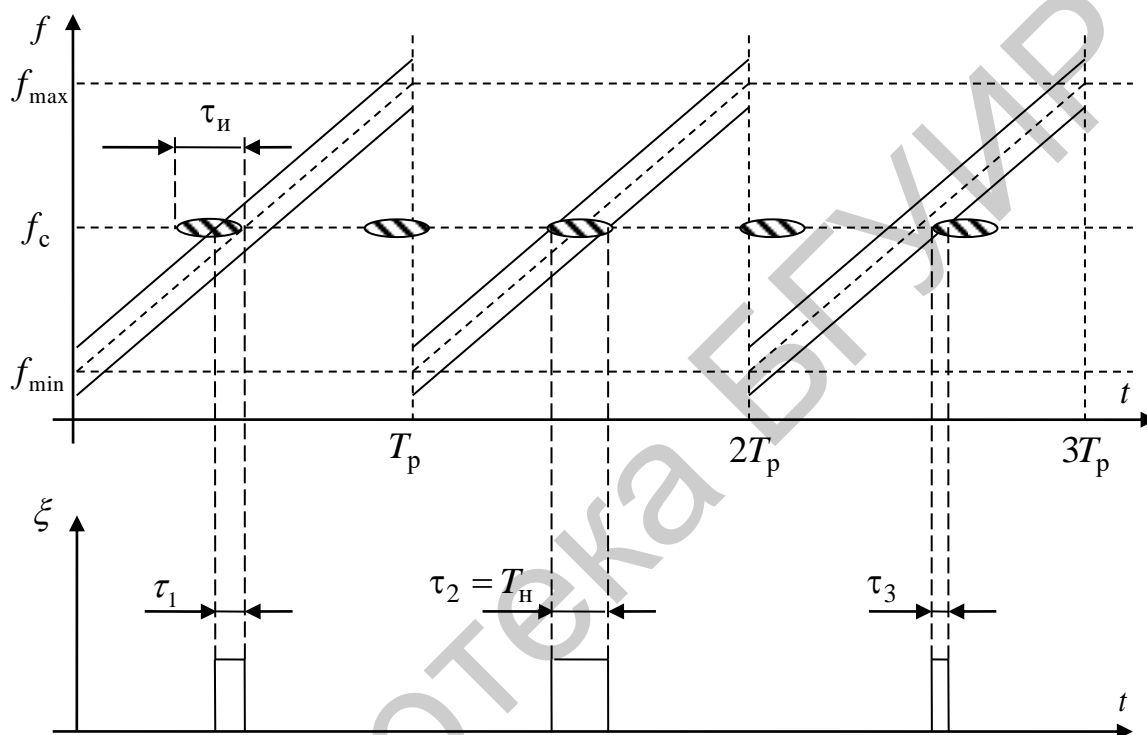


Рис. 3.6. Частотно-временная диаграмма при вероятностном поиске

При вероятностном поиске имеют место случайные совпадения интервалов времени, когда полоса частот приемника «накрывает» спектр сигнала ИРИ, и наличие на этих интервалах времени полной длительности сигнала или его части.

Поток совпадений  $\xi(t)$  можно рассматривать как пуассоновский случайный процесс со средними длительностью и частотой совпадений

$$\tau_{\text{ср}} = \frac{\tau_{\text{И}} T_{\text{Н}}}{\tau_{\text{И}} + T_{\text{Н}}}; F_{\text{ср}} = \frac{\tau_{\text{И}} + T_{\text{Н}} - 2\tau_{\text{min}}}{T_{\text{р}} T_{\text{П}}}, \quad (3.3)$$

где  $\tau_{\text{min}}$  – минимальная длительность совпадения, при которой еще возможно обнаружение.

Вероятность того, что за время  $t_{\text{р}}$  произойдет ровно  $k$  совпадений, равна

$$p(k) = \frac{(F_{\text{cp}} t_p)^k}{k!} e^{-F_{\text{cp}} t_p}. \quad (3.4)$$

Вероятность поиска – это вероятность того, что за время  $t_p$  произойдет хотя бы одно совпадение:

$$P_{\text{п}} = 1 - p(0) = 1 - e^{-F_{\text{cp}} t_p}. \quad (3.5)$$

Результирующая вероятность разведки для панорамного приемника определяется по формуле

$$P_p = D \cdot P_{\text{п}}, \quad (3.6)$$

где  $D$  – условная вероятность правильного обнаружения.

### 3.1.3.2. Сканирующий по частоте приемник со сжатием импульсов

Проанализируем характеристики сигнала на выходе смесителя для панорамного приемника. Пусть в какой-то момент времени  $t_1$  частота гетеродина удовлетворяет условию

$$f_{\text{г}}(t = t_1) = f_c - \frac{\Delta F_{\phi}}{2} + f_{\text{ПЧ}},$$

где  $f_c$  – частота сигнала, и далее изменяется по закону

$$f_{\text{г}}(t) = f_c - \frac{\Delta F_{\phi}}{2} + f_{\text{ПЧ}} + \gamma(t - t_1).$$

Тогда для частоты на выходе смесителя получим

$$f_{\text{см}}(t) = f_{\text{г}}(t) - f_c = f_{\text{ПЧ}} - \frac{\Delta F_{\phi}}{2} + \gamma(t - t_1).$$

Как видно из формулы и эшпоров напряжений на рис. 3.7, частота на выходе смесителя в интервале времени от  $t_1$  до  $t_2 = t_1 + \frac{\Delta F_{\phi}}{\gamma}$  изменяется по линейному закону. То есть на выходе смесителя формируется линейно-частотно-модулированный (ЛЧМ) импульс длительностью  $\tau_{\text{и}} = T_{\text{н}} = \frac{\Delta F_{\phi}}{\gamma}$  и скоростью изменения частоты  $\gamma$ . Это определяет возможность использовать вместо полосового согласованный фильтр (СФ) для ЛЧМ сигнала.

Для радиоимпульса на выходе смесителя (перенеся начало отсчета времени в середину импульса) с точностью до несущественного амплитудного множителя можно записать

$$\dot{U}_{\text{см}} = E_c \exp(j(\omega_{\text{ПЧ}} t - \gamma \pi t^2)), \quad -T_{\text{н}}/2 \leq t \leq T_{\text{н}}/2, \quad (3.7)$$

где  $E_c$ ,  $\omega_{\text{ПЧ}} = 2\pi f_{\text{ПЧ}}$  – амплитуда и круговая частота сигнала.

Импульсная характеристика согласованного фильтра

$$\dot{G}(t) = U_{\text{см}}^*(t_0 - t), \quad (3.8)$$

где  $t_0$  – постоянная задержка в фильтре, является зеркальным отображением временного представления полезного сигнала относительно прямой  $t = t_0 / 2$ .

Сигнал на выходе согласованного фильтра

$$U_{\text{СФ}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_{\text{СМ}}(\tau) \dot{G}(t - \tau) d\tau = \underbrace{\frac{\sin \left[ \pi \Delta F_{\phi} \frac{t}{T_{\text{H}}} (T_{\text{H}} - |t|) \right]}{\pi \Delta F_{\phi} \frac{t}{T_{\text{H}}}}}_{C(t)} e^{j2\pi f_{\text{ПЧ}} t} = C(t) e^{j2\pi f_{\text{ПЧ}} t} \quad (3.9)$$

по форме будет соответствовать функции рассогласования  $C(t)$  ЛЧМ импульса. При  $t_0 = T_{\text{H}}$  максимум сигнала на выходе будет наблюдаться в момент окончания ЛЧМ сигнала на входе (см. рис. 3.7).

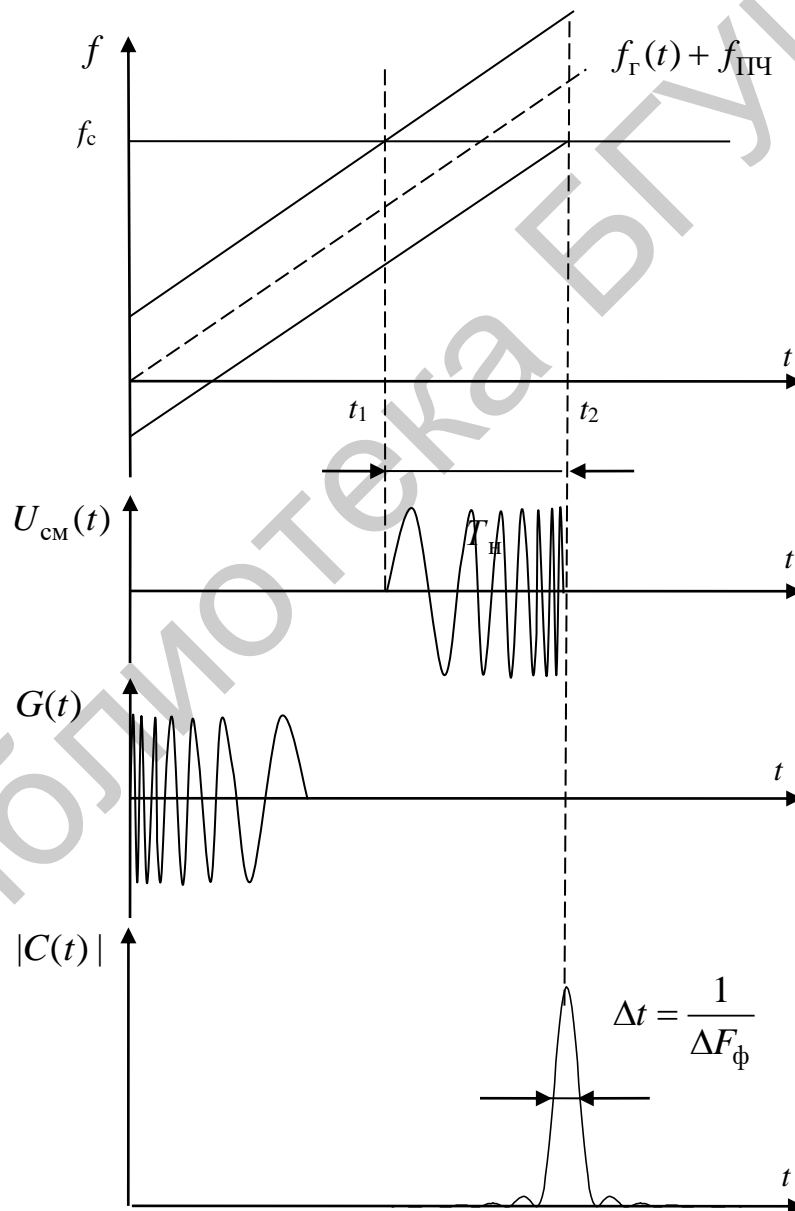


Рис. 3.7. Формирование ЛЧМ сигнала на выходе смесителя, импульсная характеристика СФ и огибающая сигнала на его выходе

Сжатие позволяет улучшить разрешающую способность по частоте, которая составит

$$\Delta f = \gamma \Delta t = \frac{\gamma}{\Delta F_{\phi}} = \frac{1}{T_{\text{н}}} . \quad (3.10)$$

Указанный тезис иллюстрируется на рис. 3.8, где показаны два сигнала, не разрешаемые по частоте в обычном панорамном приемнике. При использовании приемника со сжатием импульсов отклики на эти сигналы наблюдаются раздельно.

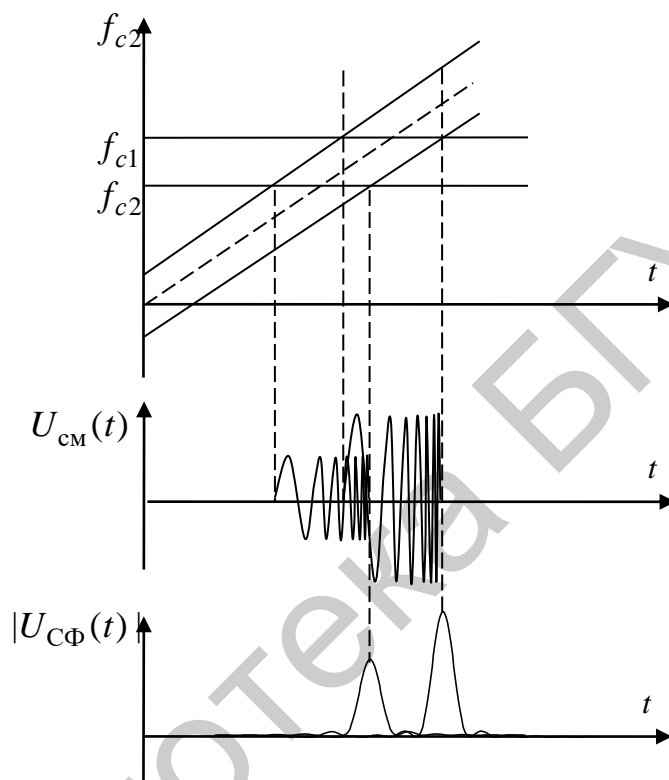


Рис. 3.8. Разрешение двух сигналов на выходе приемника со сжатием

Отметим, что указанные преимущества приемника со сжатием импульсов характерны только для случая разведки ИРИ с сигналами, которые на интервале разведки можно считать приближенно гармоническими. При разведке ИРИ со сложными широкополосными сигналами на модуляцию частоты гетеродина накладывается собственная модуляция разведываемого сигнала, и работа приемника со сжатием импульсов может нарушаться.

### 3.1.3.3. Многоканальный приемник

Рассмотренный ранее панорамный приемник достаточно эффективен при разведке ИРИ с непрерывным сигналом, работающим на фиксированных частотах. При разведке ИРИ с импульсными сигналами в большинстве случаев требуется получить достаточно точную оценку момента длительности импульсов, частоты повторения и других временных параметров, что при использовании панорамного приемника оказывается практически невозможным. Кроме того,

панорамный приемник является малоэффективным в случае использования в РТС перестройки несущей частоты с достаточно высоким темпом.

Указанные недостатки преодолеваются в многоканальном по частоте приемнике. Весь диапазон разведки  $\Delta f_p$  разбивается на ряд поддиапазонов системой из  $N$  полосовых фильтров с полосами пропускания  $\Delta F_\phi = \Delta f_p / N$  (рис. 3.9).

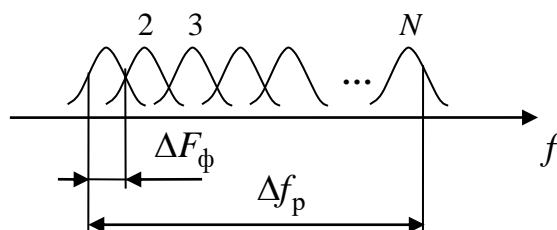


Рис. 3.9. Частотные характеристики системы полосовых фильтров многоканального по частоте приемника

Реализация многоканального приемника возможна по простейшей схеме в виде набора простых детекторных приемников (рис. 3.10) или по схеме с переносом частоты (рис. 3.11).

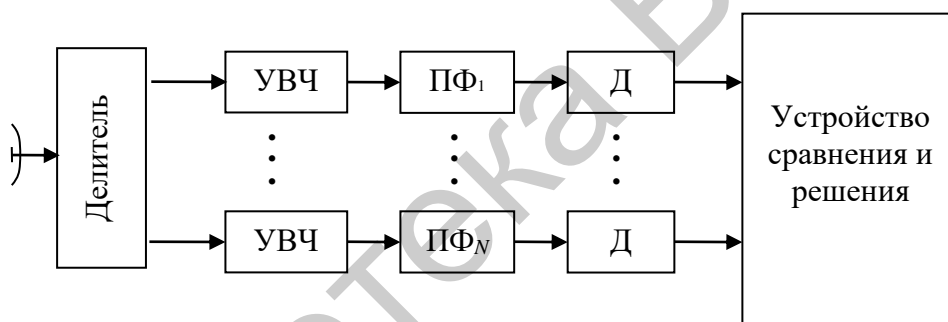


Рис. 3.10. Простейший многоканальный детекторный приемник

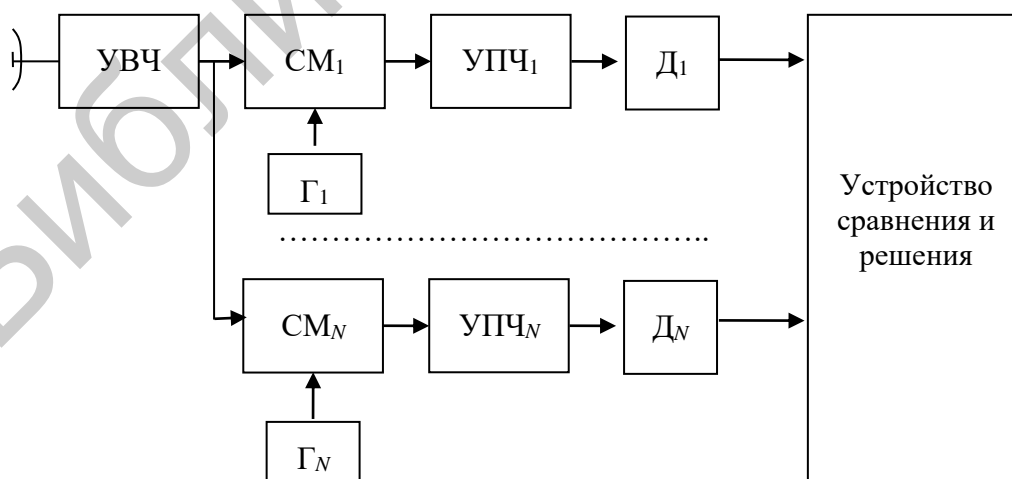


Рис. 3.11. Многоканальный приемник с переносом частоты

В схеме с переносом частоты используется  $N$  идентичных трактов, включающих смесители (СМ), гетеродины (Г), усилители промежуточной частоты (УПЧ) и детекторы (Д). Высокочастотный тракт может быть как общий для всех приемных каналов, так и индивидуальный для каждого канала. В последнем случае облегчается реализация требуемого динамического диапазона и снижаются интермодуляционные составляющие. Промежуточные частоты всех приемных трактов, как правило, выбираются одинаковыми.

Многоканальный приемник является основным при разведке ИРИ, использующих импульсные сигналы и режимы перестройки частоты, в условиях насыщенной радиоэлектронной обстановки. Основным недостатком многоканального приемника – наибольшие аппаратные затраты на реализацию, особенно при высоких требованиях к точности измерения частоты, что требует большого числа параллельно включенных фильтров.

### 3.1.3.4. Матричный приемник

Для снижения аппаратных затрат на реализацию многоканального по частоте приемника при сохранении заданного мгновенного диапазона частот приема был предложен матричный приемник.

Матричный приемник состоит  $m = \overline{1, M}$  ступеней, каждая из которых представляет собой  $n_m$  – каналный приемник с переносом частоты на единую промежуточную частоту и суммированием выходных сигналов каналов. Каждый столбец матрицы приемных каналов (ступень) обеспечивает последовательное уточнение частоты (рис. 3.12, 3.13).

Полосы частот  $m$ -го и  $m+1$ -го каналов связаны соотношением

$$\Delta f_{m+1} = \frac{\Delta f_m}{n_m}, \quad (3.11)$$

поэтому разрешающая способность матричного приемника

$$\Delta f = \frac{\Delta f_p}{n_1 \cdot n_2 \cdot \dots \cdot n_m}. \quad (3.12)$$

Определение частоты происходит на основе анализа номеров сработавших каналов в каждой ступени матричного приемника. Пусть вектор сработавших каналов в ступенях матричного приемника соответствует  $(i_1, i_2, \dots, i_M)^T$ . Тогда номер первой сработавшей ступени дает оценку частоты в пределах

$$f_{\min} + \frac{\Delta f_p \cdot (i_1 - 1)}{n_1} \leq f \leq f_{\min} + \frac{\Delta f_p \cdot i_1}{n_1}. \quad (3.13)$$

Номер второй ступени позволяет уточнить частоту в диапазоне

$$f_{\min} + \frac{\Delta f_p \cdot (i_1 - 1)}{n_1} + \frac{\Delta f_p \cdot (i_2 - 1)}{n_1 n_2} \leq f \leq f_{\min} + \frac{\Delta f_p \cdot i_1}{n_1} + \frac{\Delta f_p \cdot i_2}{n_1 n_2} \quad (3.14)$$

и так далее до самой последней ступени.

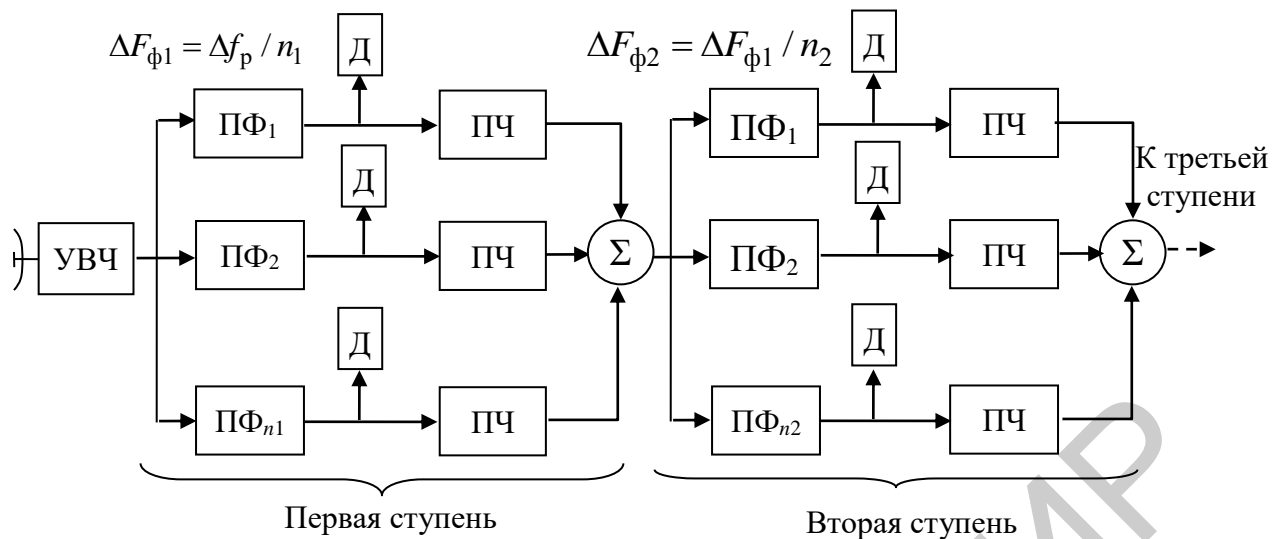


Рис. 3.12. Структурная схема матричного приемника

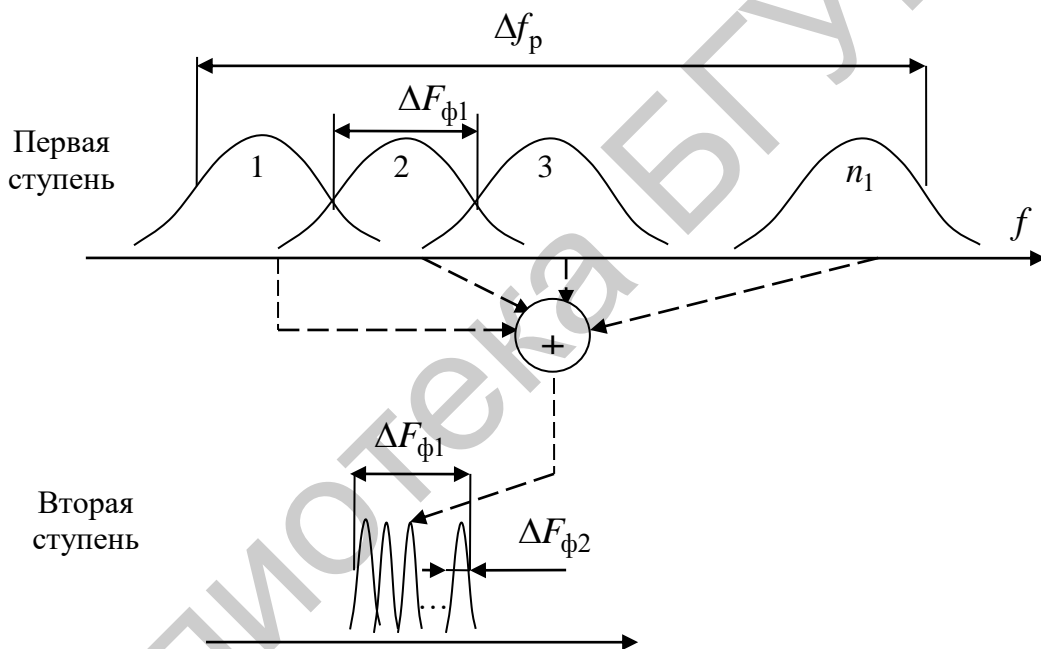


Рис. 3.13. АЧХ полосовых фильтров различных ступеней матричного приемника

Достоинство матричного приемника в сравнении с многоканальным – меньшее число приемных элементов при одинаковой разрешающей способности по частоте. Недостатки матричного приемника заключаются в двух обстоятельствах.

Во-первых, при одновременном или почти одновременном приходе двух и более сигналов на различных частотах происходит срабатывание двух и более фильтров в каждой из ступеней матричного приемника. Это приводит к невозможности однозначного отсчета частоты. Аналогичная проблема может иметь место и при поступлении на матричный приемник широкополосного сигнала, ширина спектра которого превышает полосу пропускания конечных ступеней приемника.

Во-вторых, процессы преобразования частоты в каждом из каналов каждой ступени сопровождаются увеличением уровня шумов. К конечным ступеням эти шумы накапливаются, что приводит к снижению чувствительности приемника.

Для частичного преодоления этих недостатков может использоваться модификация матричного приемника, в котором вместо сумматоров в каждой из ступеней используются управляемые коммутаторы. В управляемом коммутаторе определяется номер канала с наибольшим значением амплитуды сигнала (превысившего порог) и указанный канал подключается к следующей ступени приемника.

### 3.1.3.5. Приемник на базе меандр-фильтров

Одним из перспективных способов уменьшения количества фильтров, необходимых для обнаружения сигнала по частоте с заданной точностью, является применение в многоканальном приемнике фильтров с меандроподобной АЧХ (меандр-фильтров).

Идеальным меандр-фильтром назовем фильтр, АЧХ которого в пределах заданной области частот  $\Delta f_p$  представляет собой последовательность чередующихся полос пропускания и задерживания со скважностью по частоте, равной двум, и бесконечным коэффициентом прямоугольности каждой парциальной полосы пропускания (рис. 3.14).

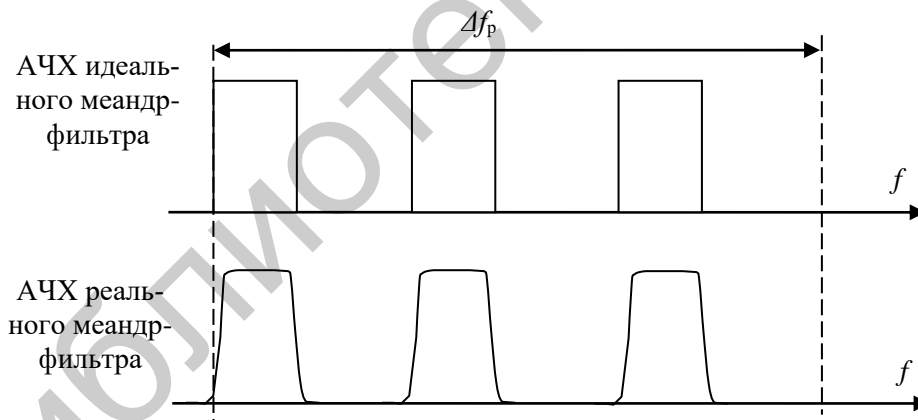


Рис. 3.14. АЧХ идеального и реального меандр-фильтров

В отличие от идеального для реального меандр-фильтра скважность равна двум лишь в среднем, а коэффициент прямоугольности каждой парциальной полосы пропускания конечен.

Метод обнаружения сигнала в частотном диапазоне, основанный на применении меандр-фильтров, поясняется на рис. 3.15.

Для локализации сигнала по частоте, например, в одном из восьми каналов, он подается параллельно на три меандр-фильтра, АЧХ которых имеют количество полос пропускания (задерживания), кратное двум и определяемое из соотношения  $2^{k-1}$ , где  $k$  – номер меандр-фильтра. Полосы пропускания каждого



последующего фильтра в два раза уже полос пропускания предыдущего, в то время как суммарная полоса пропускания каждого из фильтров остается постоянной.

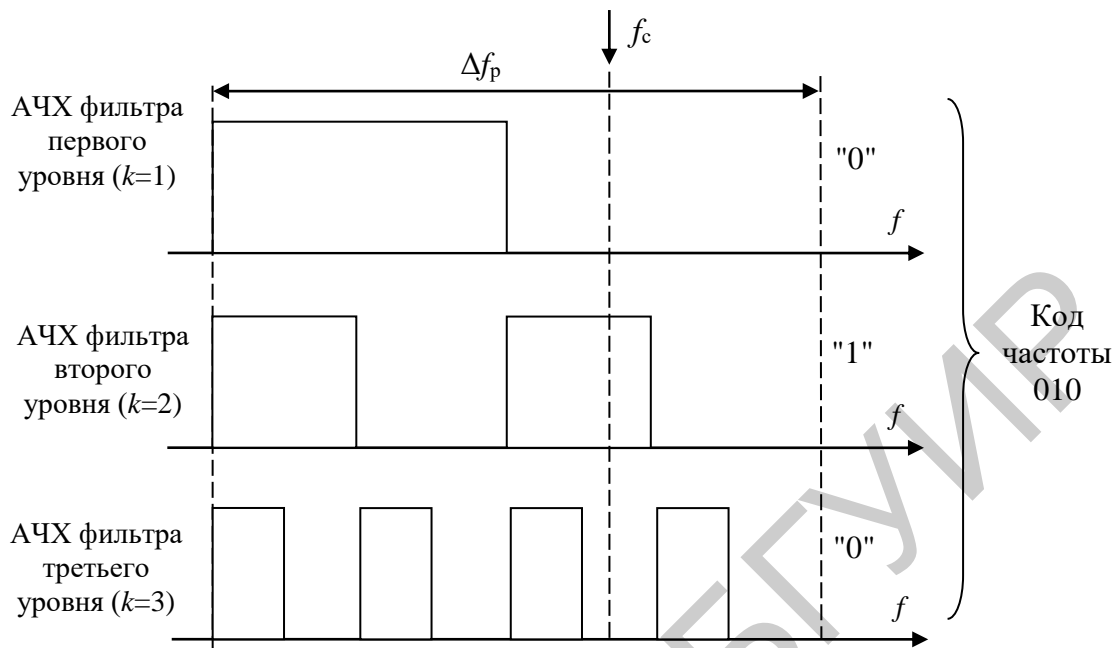


Рис. 3.15. Измерение частоты с помощью меандр-фильтра

Каждый фильтр подключается к анализирующему устройству, которое по превышении амплитуды входящего сигнала порогового уровня выносит решение о наличии или отсутствии сигнала на выходе соответствующего фильтра. Наличие сигнала на выходе  $k$ -го фильтра условно ставится в соответствие двоичный символ "1", отсутствию сигнала – двоичный символ "0". В процессе обнаружения на выходе системы фильтров получаем двоичное число, содержащее  $k$  разрядов и однозначно определяющее канал, в котором работает разведываемый источник. Число меандр-фильтров связано с числом каналов  $N$  соотношением

$$K = \log_2 N. \quad (3.15)$$

Выигрыш в требуемом числе фильтров при применении данной системы по сравнению с многоканальным приемником (при той же разрешающей способности по частоте)

$$B = \frac{N}{\log_2 N}. \quad (3.16)$$

Быстродействие системы обнаружения на основе меандр-фильтров определяется длительностью переходных процессов в последнем (самом «узкополосном») фильтре и зависит от ширины его полосы пропускания.

Приемнику на основе меандр-фильтров присущ тот же самый недостаток, что и матричному приемнику: неоднозначность отсчета частоты при одновременном приеме двух и более сигналов в полосе разведываемых частот.

### 3.1.4. Измерение и запоминание частоты в средствах разведки

К основным методам измерения частоты, применяемым в средствах разведки, относятся: фильтровой, дискриминаторный, интерференционный, корреляционный, цифровой.

Фильтровой метод основан на прохождении сигнала через систему параллельных полосовых фильтров и реализуется в многоканальном приемнике любого вида.

Дискриминаторный метод реализуется при использовании в составе средств РРТР частотных дискриминаторов. Частотный дискриминатор включает два фильтра с перекрывающимися АЧХ, детекторы и схему вычитания (рис. 3.16). Амплитуда напряжения на выходе частотного дискриминатора для гармонического входного сигнала при использовании приемника с автоматической регулировкой усиления, поддерживающей амплитуду сигнала на входе дискриминатора постоянной  $U_{\text{вх}} = \text{const}$ , составит

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} (K_1(f) - K_2(f)) K_{\text{дет}}, \quad (3.17)$$

где  $K_{1(2)}(f)$  – АЧХ фильтров дискриминатора;  $K_{\text{дет}}$  – коэффициент передачи детектора в некоторой полосе частот  $\Delta f_0 \ll \Delta f_p$  пропорционально частоте входного сигнала. Дискриминационная характеристика будет иметь вид, приведенный на рис. 3.17.

Несмотря на то что частотные дискриминаторы могут обеспечить точность измерения частоты порядка 1 % от суммарной полосы частот фильтров, в аппаратуре разведки они применяются достаточно редко. Это обусловлено тем, что рабочая полоса частот дискриминатора существенно меньше полосы частот разведки. Это требует предварительного грубого определения частоты с использованием многоканального приемника с последующим переносом выходного сигнала этого приемника к полосе частот дискриминатора.

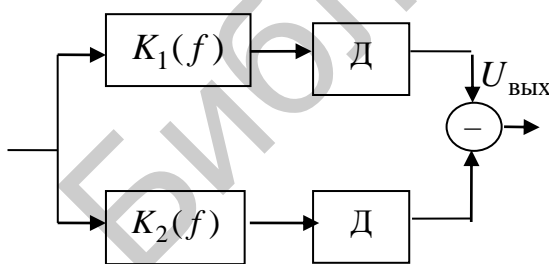


Рис. 3.16. Частотный дискриминатор

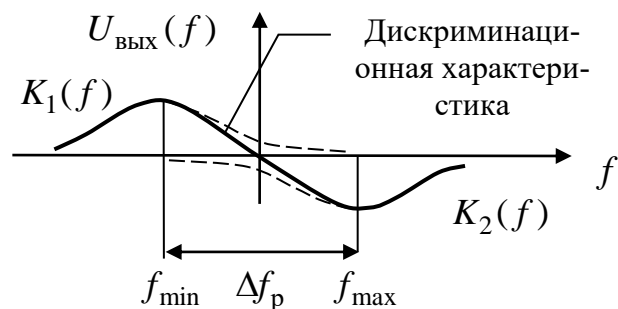


Рис. 3.17. Дискриминационная характеристика

Схема приемника «мгновенного» измерения частоты или интерференционного измерителя частоты показана на рис. 3.18. Измеритель содержит ограничитель или приемник с автоматической регулировкой усиления (АРУ), раз-

двоенный фидер (волновод, коаксиальный кабель, микрополосковую линию), два диодных детектора, логарифмические усилители (ЛУ) и вычитающее устройство.

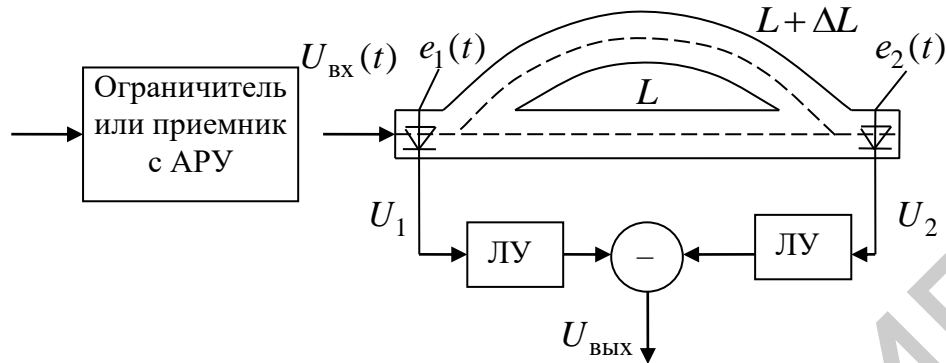


Рис. 3.18. Интерференционный измеритель частоты

Сигналы на входе и выходе раздвоенного фидера

$$e_1(t) = U_{\text{вх}} (\sin \omega_c t); e_2(t) = U_{\text{вх}} (\sin \omega_c (t - L/c) + \sin \omega_c (t - (L + \Delta L)/c)) =$$

$$= 2U_{\text{вх}} \cos \left( \omega_c \frac{\Delta L}{2c} \right) \sin \left( \omega_c \left( t - \frac{L}{c} - \frac{\Delta L}{c} \right) \right).$$

Амплитуды этих сигналов на выходах детекторов

$$U_1 = U_{\text{вх}}; U_2 = 2U_{\text{вх}} \cos \left( \omega_c \frac{\Delta L}{2c} \right).$$

Напряжение на выходе измерителя

$$U_{\text{вых}} = \log U_2 - \log U_1 = \log \frac{U_2}{U_1} = \log \left( 2 \cos \left( \frac{\omega_c \Delta L}{2c} \right) \right)$$

зависит от частоты сигнала неоднозначно (рис. 3.19).

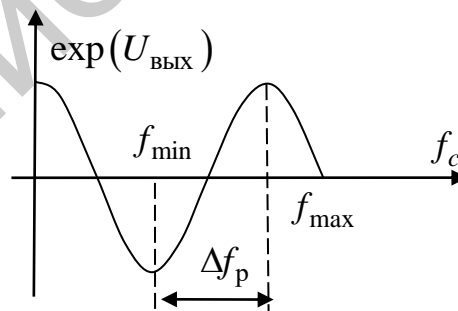


Рис. 3.19. Выбор рабочего участка измерителя

Диапазон однозначного измерения (рабочий участок) соответствует полупериоду косинусоиды и составляет

$$\Delta f_p = f_{\text{max}} - f_{\text{min}} = \frac{c}{\Delta L}.$$

К достоинствам интерференционного измерителя частоты следует отнести возможность «мгновенного» измерения частоты, когда напряжение на выходе схемы появляется после поступления сигнала с задержкой, которая прак-

тически не существенна. Недостаток – необходимость выравнивания коэффициента усиления усилителей с учетом потерь сигнала при прохождении тракта измерения.

Структурная схема корреляционного измерителя частоты – автокорреляционного приемника – показана на рис. 3.20. Приемник содержит линию задержки, перемножитель и фильтр низкой частоты (ФНЧ).

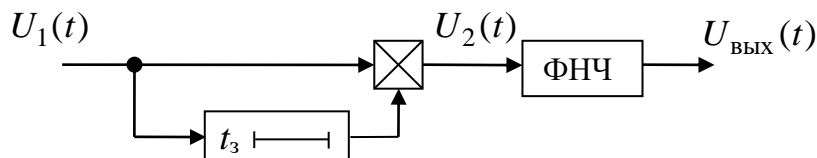


Рис. 3.20. Корреляционный измеритель частоты

При наличии на входе сигнала  $U_1(t) = U_{\text{ВХ}} \sin \omega_c t$  сигнал на выходе умножителя

$$U_2(t) = U_{\text{ВХ}}^2 \sin(\omega_c t) \sin(\omega_c (t - t_3)) = \frac{U_{\text{ВХ}}^2}{2} (\cos(\omega_c t_3) - \cos(\omega_c (2t - t_3))).$$

Сигнал на выходе ФНЧ

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}^2}{2} \cos(\omega_c t_3)$$

нелинейно зависит от частоты сигнала.

Диапазон однозначного измерения (рабочий участок)

$$\Delta f_p = f_{\text{max}} - f_{\text{min}} = \frac{1}{2t_3}.$$

Цифровой измеритель частоты основан на подсчете числа периодов несущей частоты  $N$  на некотором интервале времени  $T_{\text{ИЗМ}}$  (рис. 3.21):

$$N = f_c \cdot T_{\text{ИЗМ}} \Rightarrow f_c = \frac{N}{T_{\text{ИЗМ}}}.$$

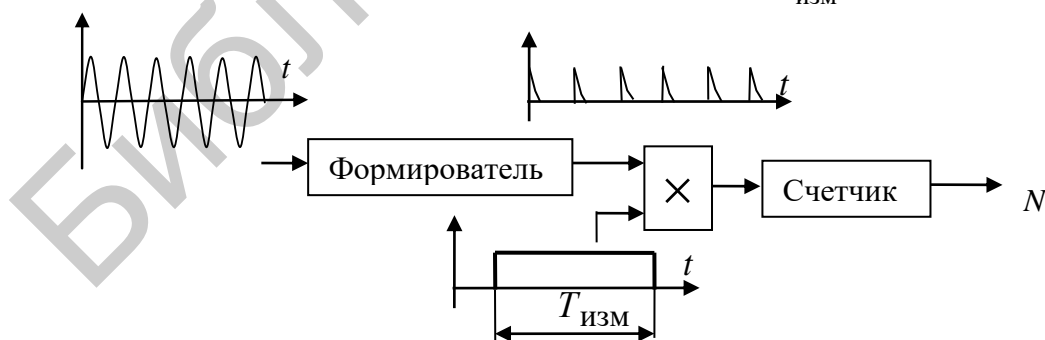


Рис. 3.21. Цифровой частотомер и его временные диаграммы

Погрешность, обусловленная дискретностью счета:

$$\Delta f = \frac{N+1}{T_{\text{ИЗМ}}} - \frac{N}{T_{\text{ИЗМ}}} = \frac{1}{T_{\text{ИЗМ}}},$$

следовательно, для уменьшения  $\Delta f$  надо увеличивать  $T_{\text{ИЗМ}}$ .

## 3.2. Пеленгация и определение местоположения источников излучений в средствах и системах разведки. Эффективность средств и систем разведки

### 3.2.1. Общая характеристика методов пеленгации, применяемых в средствах разведки

Методы пеленгации, применяемые в средствах разведки, в целом аналогичны методам пеленгации, применяемым в средствах радиолокации и радионавигации. Их можно разделить на *амплитудные* и *фазовые*. К амплитудным методам пеленгации относятся метод максимума, минимума и равносигнальной зоны (сравнения). Определим основные особенности использования указанных методов в средствах радиопеленгации.

При реализации методов максимума и минимума мощность полезного сигнала, принимаемого от РЭС – объекта разведки, промодулирована ДН антенны средства разведки по мощности (в радиолокации – квадратом ДН по мощности). Доступными для пеленгации по методу максимума (минимума) являются РЭС, не изменяющие мощность излучения или углы ориентации ДН по крайней мере за интервал времени, равный отношению ширины главного лепестка ДН к угловой скорости сканирования. Кроме того, оценивание пеленга для РЭС с перестройкой частоты должно выполняться после селекции импульсных последовательностей РЭС – объектов разведки, то есть на этапе вторичной обработки информации.

Метод равносигнальной зоны (сравнения) используется в основном в средствах непосредственной и исполнительной РРТР, построенных на базе приемных МЛАР, в варианте функциональной обработки сигналов на выходе приемных каналов МЛАР.

Суть метода (рис. 3.22) заключается в том, что при одновременном обнаружении сигнала в двух (и более при достаточно большой мощности сигналов) каналах МЛАР оценки пеленга вычисляются в соответствии с измеренными мощностями сигналов в каналах МЛАР.

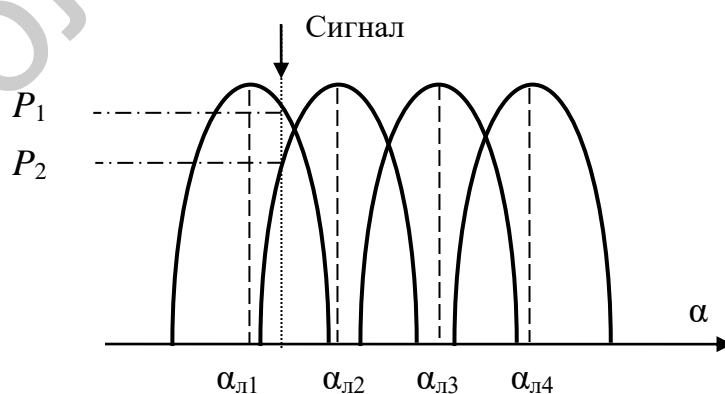


Рис. 3.22. МЛАР с функциональной обработкой

Пусть, например, сигналы с мощностью  $P_i, P_{i+1}$  обнаружены в  $i$ -м и  $i + 1$ -м каналах МЛАР с азимутами максимумов главных лепестков ДН  $\alpha_{Л_i}$  и  $\alpha_{Л_{i+1}}$ . Тогда оценка в простейшем случае может быть сформирована по правилу

$$\hat{\alpha} = \alpha_{Л_i} + \frac{\alpha_{Л_{i+1}} - \alpha_{Л_i}}{2} \left( 1 + \frac{P_{i+1} - P_i}{P_{i+1} + P_i} \right). \quad (3.18)$$

Точность полученной оценки будет в любом случае выше, чем точность пеленгации в МЛАР без функциональной обработки, где оценка пеленга соответствует максимуму главного лепестка ДН с максимальной мощностью сигнала.

Достаточно широко в средствах разведки (особенно в диапазонах КВ и УКВ радиосвязи) используются *фазовые пеленгаторы*.

Простейший (двухканальный) *фазовый пеленгатор* включает две приемные антенны  $A_1$  и  $A_2$  и идентичные приемные каналы с ограничителями (рис. 3.23).

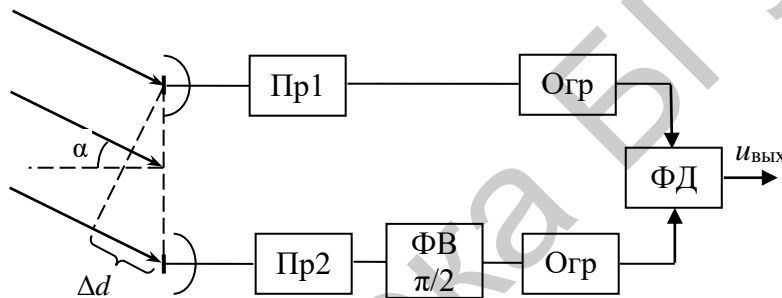


Рис. 3.23. Структурная схема фазового пеленгатора

В один из каналов дополнительно включается фазовращатель на  $\pi/2$ . Расстояние между фазовыми центрами антенн равно  $d$  и называется базой фазового пеленгатора.

Если расстояние до источника излучения много больше базы, то фазовый фронт проходящей волны можно считать плоским. Разность фаз принятых колебаний составит

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \alpha, \quad (3.19)$$

где  $\Delta d = d \sin \alpha$  – разность хода радиоволн, проходящих на антенны  $A_1$  и  $A_2$ . Из выражения (3.19) получим, что угол прихода

$$\alpha = \arcsin \left( \frac{\lambda \Delta\varphi}{2\pi} \right). \quad (3.20)$$

Измерение разности фаз колебаний на выходах приемных антенн осуществляется с использованием фазовых детекторов (ФД). Сигналы с приемных каналов подаются на входы фазового детектора через ограничители, что устраняет влияние флуктуаций амплитуды принимаемого сигнала и разбаланса коэффициента усиления приемных каналов на результаты пеленгации.

В соответствии со структурной схемой фазового пеленгатора сигналы на выходе ограничителя запишем в виде

$$\begin{aligned}
 u_1(t) &= U_{\text{огр}} \cos(\omega_{\text{пр}}t + \Delta\varphi / 2); \\
 u_2(t) &= U_{\text{огр}} \cos(\omega_{\text{пр}}t + \pi / 2 - \Delta\varphi / 2).
 \end{aligned}
 \tag{3.21}$$

Напряжение на выходе фазового детектора пропорционально разности фаз. Для его выделения в фазовом детекторе осуществляют операцию перемножения сигналов и фильтрации медленно меняющейся составляющей с использованием фильтра нижних частот. При перемножении сигналов имеем

$$\begin{aligned}
 u_1(t)u_2(t) &= U_{\text{огр}}^2 \cos(\omega_{\text{пр}}t + \Delta\varphi / 2) \cos(\omega_{\text{пр}}t + \pi / 2 - \Delta\varphi / 2) = \\
 &= \underbrace{U_{\text{огр}}^2 \cos(2\omega_{\text{пр}}t + \pi / 2)}_{\text{отфильтровывается ФНЧ}} + U_{\text{огр}}^2 \cos(-\pi / 2 + \Delta\varphi).
 \end{aligned}
 \tag{3.22}$$

На выходе ФД получим напряжение

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{огр}}^2 \cos(-\pi / 2 + \Delta\varphi) = k \sin \Delta\varphi,
 \tag{3.23}$$

пропорциональное синусу сдвига фаз колебаний.

При  $\Delta\varphi \approx 0$  выходное напряжение фазового детектора

$$u_{\text{вых}} \approx k\Delta\varphi = k \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \alpha.
 \tag{3.24}$$

Таким образом, измеряя напряжение на выходе фазового детектора, можно определить угол прихода электромагнитной волны.

К достоинствам фазового пеленгатора рассматриваемого типа следует отнести простоту конструкции. В то же время при неидентичных и нестабильных (в части зависимости вносимого фазового сдвига от амплитуды сигнала) фазовых характеристиках каналов пеленгатора результат пеленгования может иметь систематическую погрешность, что является его существенным недостатком.

Для устранения указанного недостатка используют *фазовый суммарно-разностный пеленгатор* (рис. 3.24).

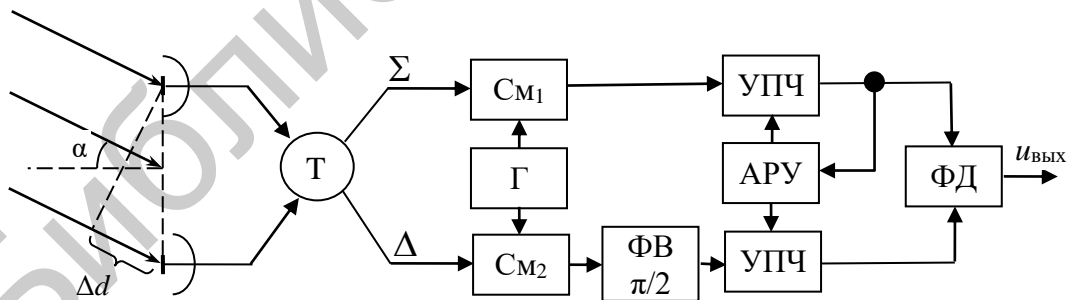


Рис. 3.24. Структурная схема фазового суммарно-разностного пеленгатора

При суммарно-разностной обработке из выходных сигналов антенн с использованием элементов СВЧ тракта (волноводных, коаксиальных или полосковых тройников) формируют суммарный и разностный сигналы, которые после переноса на промежуточную частоту усиливаются в УПЧ. Коэффициент усиления суммарного и разностного каналов регулируется с использованием общей системы АРУ, работающей по выходному сигналу суммарного канала.

Это аналогично нормировке сигнала разностного канала сигналом суммарного канала. В сигнал разностного канала вводят фазовый сдвиг  $\pi/2$ .

Используя представление сигналов в комплексной форме для выходных сигналов суммарного и разностного каналов, получим

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\Sigma}(t) &= U \left[ e^{j\Delta\varphi/2} + e^{-j\Delta\varphi/2} \right]; \\ \dot{U}_{\Delta}(t) &= U e^{j\pi/2} \left[ e^{j\Delta\varphi/2} - e^{-j\Delta\varphi/2} \right]. \end{aligned} \quad (3.25)$$

На выходе ФД с учетом нормировки формируется напряжение

$$u_{\text{вых}} = \text{Re} \left\{ \frac{\dot{U}_{\Sigma}(t)U_{\Delta}^*(t)}{\dot{U}_{\Sigma}(t)U_{\Sigma}^*(t)} \right\} = \text{Re} \left\{ \frac{(e^{-j\Delta\varphi/2} - e^{j\Delta\varphi/2})e^{j\pi/2}}{e^{-j\Delta\varphi/2} + e^{j\Delta\varphi/2}} \right\} = \text{tg} \frac{\Delta\varphi}{2}. \quad (3.26)$$

Неидентичность фазовых характеристик УПЧ в фазовом суммарно-разностном пеленгаторе не приводит к систематическому сдвигу пеленгационной характеристики. В то же время указанная неидентичность (в пределах до  $60 \dots 90^\circ$ ) приводит к уменьшению коэффициента пропорциональности выходного напряжения пеленгатора от угла рассогласования, то есть к уменьшению пеленгационной чувствительности.

Достаточно характерным случаем фазовой пеленгации в средствах РРТР является использованием кольцевых пеленгационных решеток (рис. 3.25). Они представляют собой набор слабонаправленных (вибраторы, щели и т. д.) приемных элементов, размещаемых на окружности радиусом  $R$ , определенным образом связанным с минимальной длиной волны разведываемых РИО.

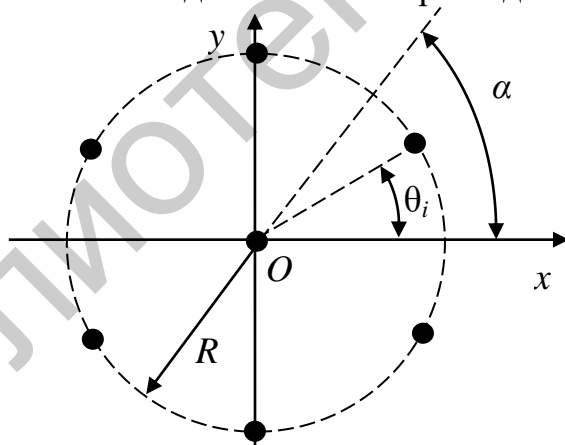


Рис. 3.25. Схема кольцевой антенной решетки

Максимально правдоподобные оценки угловых координат РИО в таком пеленгаторе формируются путем максимизации логарифма функции правдоподобия или минимизации величины

$$\hat{\alpha} = \arg \min_{\alpha} \Theta(\varphi / \alpha), \quad (3.27)$$

где  $\Theta(\varphi / \alpha)$  – функция, определяющая невязку вектора  $\varphi = (\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N)^T$  оценок фаз сигналов на приемных элементах и фаз при приеме сигнала с направления  $\alpha$ .



Если отсчет фаз производится относительно центрального элемента, то

$$\Theta(\varphi / \alpha) = \sum_{i=1}^N \frac{\left( \varphi_i - \frac{2\pi}{\lambda} R \cos(\theta_i - \alpha) \right)^2}{\sigma_{\varphi_i}^2}, \quad (3.28)$$

где  $\theta_i$  – угол между заданным направлением оси  $Ox$  и направлением на  $i$ -й приемный элемент;  $\sigma_{\varphi_i}^2$  – дисперсия оценивания фазы в  $i$ -м приемном элементе.

При  $\sigma_{\varphi_i}^2 = \text{const}$  функция правдоподобия принимает вид

$$\Theta(\varphi / \alpha) = \sum_{i=1}^N \left( \varphi_i - \frac{2\pi}{\lambda} R \cos(\theta_i - \alpha) \right)^2.$$

На практике применяются решетки и более сложной конструкции: двухкольцевые, многокольцевые с размещением на конусе и т. д. [41–44].

### 3.2.2. Методы определения местоположения радиоизлучающих объектов в средствах разведки

При определении местоположения объекта в средствах информационно-радиоэлектронного обеспечения аналогично радионавигации используют понятия параметра, поверхностей и линий положения.

Под *параметром положения* понимается одна из координат, характеризующих взаимное расположение объекта и одного или нескольких средств разведки. Так, при наличии одного средства разведки в качестве параметров положения выступают азимут и угол места ИРИ. При наличии пары средств разведки дополнительно могут быть определены разность дальностей и для неподвижных ИРИ – разность скоростей.

Геометрическое место точек, соответствующее одинаковым значениям параметра, называют *поверхностью положения*. Перечень типовых параметров и поверхностей положения приведен в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Типовые параметры положения, измеряемые в средствах разведки

Параметр положения	Поверхность положения
Азимут	Азимутальная плоскость – плоскость, проходящая через объект, средство разведки и центр Земли
Угол места	Угломестная плоскость – плоскость, проходящая через объект и средство разведки и перпендикулярная азимутальной плоскости
Разность дальностей	Двухполостный гиперболоид вращения с фокусами в точках расположения средств разведки

К основным методам определения местоположения ИРИ в средствах разведки относятся угломерный и разностно-дальномерный.

### 3.2.2.1. Угломерный (триангуляционный) метод

В угломерном методе (рис. 3.26) предусматривается измерение пеленгов (угловых координат) ИРИ как минимум с трех (при определении координат в пространстве) или двух (при определении координат на плоскости) средств разведки относительно некоторых опорных плоскостей.

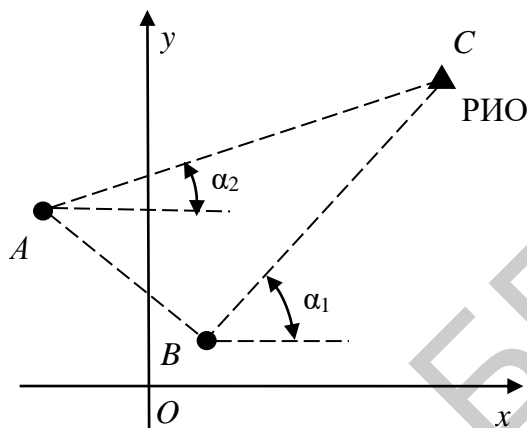


Рис. 3.26. Иллюстрация определения координат объекта угломерным методом

Поверхности положения – плоскости, проходящие через средства разведки. Линии положения – прямые, пересечение которых определяет координату объекта.

При минимальном (два) числе средств разведки оценки координат объекта на плоскости находятся путем решения треугольника. При определении координат объекта в пространстве или при большем числе измерений на плоскости составляется логарифм функции правдоподобия  $F(\mathbf{r} / x, y, z)$  и находятся оценки максимального правдоподобия:

$$(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}) = \arg \max_{(x, y, z)} \ln F(\mathbf{r} / x, y, z), \quad (3.29)$$

где  $\mathbf{r} = (\alpha_1, \beta_1, \dots, \alpha_N, \beta_N)^T$  – вектор измеренных параметров положения ИРИ с  $i = \overline{1, N}$  средств разведки;  $\ln F(\mathbf{r} / x, y, z)$  – логарифм функции правдоподобия,

$\ln F(\mathbf{r} / x, y, z) = -\sum_{i=1}^N (r_i - f_i(x, y, z))^2 / \sigma_i^2$ ;  $f_i(x, y, z)$  – функция, связывающая

$i$ -й параметр положения и координаты  $(x, y, z)$  ИРИ;  $\sigma_i^2$  – дисперсия оценивания  $i$ -го параметра положения.

### 3.2.2.2. Разностно-дальномерный метод

При разностно-дальномерном методе в качестве навигационных параметров используются разности дальностей  $\Delta r_{i,j} = r_i - r_j$  между объектом и  $i$ -м и  $j$ -м средством разведки. Для определения координат в пространстве необходимо иметь минимум три средства разведки, для которых можно образовать три разности дальностей ( $\Delta r_{12}, \Delta r_{13}, \Delta r_{23}$ ). Поверхности положения представляют поверхности двухполостного гиперболоида вращения, фокусами которого являются координаты опорных точек. Линии положения на плоскости (рис. 3.27) – это гиперболы (гипербола – линия второго порядка, разность расстояния от точек которой до двух точек, называемых фокусами гиперболы, остается постоянной). Расстояние между опорными точками  $d$  (фокусами) называют базой.

При наличии трех средств РРТР разности дальности связаны с координатами объекта системой уравнений вида

$$\begin{cases} \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} - \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 + (z_2 - z)^2} = \Delta r_{12}; \\ \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} - \sqrt{(x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2 + (z_3 - z)^2} = \Delta r_{13}; \\ \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 + (z_2 - z)^2} - \sqrt{(x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2 + (z_3 - z)^2} = \Delta r_{23}, \end{cases}$$

решение которой определяет координаты объекта.

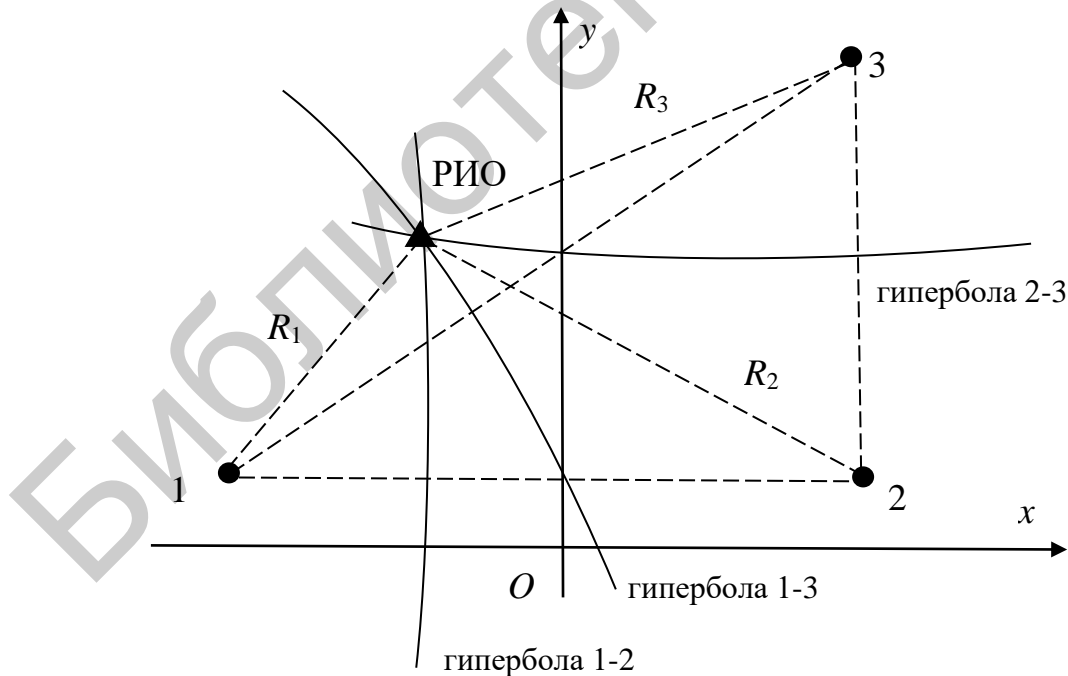


Рис. 3.27. Иллюстрация определения координат объекта на плоскости разностно-дальномерным методом

При большем числе измерений времени задержки система уравнений является переопределенной и для получения оптимальных оценок используется со-

ставление системы уравнений максимального правдоподобия, аналогичной дальномерному методу.

Наряду с указанными существуют и другие методы определения местоположения объектов. Так, в системах разведки в ряде случаев может быть использован *радиально-скоростной (доплеровский) метод*. Он основан на измерении трех радиальных скоростей объекта относительно трех опорных точек. Таким образом, реализация любого из методов определения местоположения объекта связана с измерением дальности, радиальной скорости и угла прихода радиоволн.

### 3.3. Эффективность средств и систем разведки

В общем случае эффективность РРТР может быть охарактеризована:

- вероятностью правильного обнаружения сигнала;
- средними квадратическими ошибками определения параметров сигнала;
- вероятностью правильной селекции импульсных последовательностей РЭС – объектов разведки;
- вероятностью правильного определения типа РЭС и режима его работы;
- средними квадратическими ошибками определения координат ИРИ.

Рассмотрим расчетные соотношения для определения основных показателей эффективности разведки.

При обнаружении сигналов РЭС в средствах разведки необходимо выполнить стандартные для решения указанной задачи операции, то есть сформировать на основе принимаемой реализации достаточную статистику  $z$  и сравнить ее с порогом. Основная специфика РРТР заключается в том, что в отличие от радиолокации и радионавигации, при РРТР в приемнике отсутствует образец опорного сигнала, на основе которого можно вычислить корреляционный интеграл для полностью известного сигнала или модульное значение корреляционного интеграла для сигнала с неизвестной начальной фазой.

В этом случае оптимальным является энергетический обнаружитель, формирующий величину

$$z = \int_0^T y^2(t) dt, \quad (3.30)$$

где  $y(t)$  – принимаемая реализация,

$$y(t) = s(t) + n(t) = \theta A(t) \cos(\omega_0 t + \psi(t) + \varphi) + n(t); \quad (3.31)$$

$\theta = \overline{0;1}$  при отсутствии и наличии полезного сигнала;  $A(t), \psi(t)$  – законы амплитудной и фазовой модуляции сигнала;  $\varphi$  – случайная начальная фаза сигнала;  $n(t)$  – внутренний шум приемника РРТР, принимаемый гауссовским, белым, с равномерной в полосе пропускания приемника спектральной плотностью мощности  $N_0$ .

Характерными являются два случая:

- разведка ведется по главному лепестку диаграммы направленности антенны РЭС и многолучевое распространение отсутствует; амплитуду сигнала в (3.31) можно считать неизвестной, но не случайной величиной;

- разведка ведется по боковым лепесткам ДН антенны РЭС и (или) имеет место многолучевое распространение; амплитуда сигнала в (3.31) – случайная величина.

Получим соотношения для вероятности правильного обнаружения в первом случае, когда амплитуда является неизвестной, но не случайной величиной. В большинстве случаев время интегрирования соответствует постоянной времени квадратичного детектора огибающей. На выходе квадратичного детектора огибающей с точностью до несущественного постоянного множителя формируется величина

$$z = |\dot{Y}(t)|^2, \quad (3.32)$$

где  $\dot{Y}(t)$  – комплексная огибающая принимаемой реализации с плотностью вероятности вида

$$w(z) = \frac{1}{2\sigma_{\text{ш}}^2} e^{-\frac{z+A^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}} I_0\left(\frac{\sqrt{z}A}{\sigma_{\text{ш}}}\right), \quad (3.33)$$

где  $\sigma_{\text{ш}}^2 = N_0\Delta F$  – мощность внутренних шумов приемника РРТР;  $\Delta F$  – полоса пропускания приемника РРТР.

Для вероятности  $F$  ложной тревоги, величины  $l_{\text{п}}$  порога и вероятности  $D$  правильного обнаружения запишем:

$$F = \int_{l_{\text{п}}}^{\infty} w_{\text{п}}(z) dz = \frac{1}{2\sigma_{\text{ш}}^2 l_{\text{п}}} \int_{l_{\text{п}}}^{\infty} e^{-\frac{z}{2\sigma_{\text{ш}}^2}} dz = -e^{-\frac{z}{2\sigma_{\text{ш}}^2}} \Big|_{l_{\text{п}}}^{\infty} = e^{-\frac{l_{\text{п}}}{2\sigma_{\text{ш}}^2}}; \quad (3.34)$$

$$l_{\text{п}} = -2\sigma_{\text{ш}}^2 \ln F; \quad (3.35)$$

$$D = \int_{l_{\text{п}}}^{\infty} w_{\text{сп}}(z) dz = \frac{1}{2\sigma_{\text{ш}}^2} \int_{-2\sigma_{\text{ш}}^2 \ln F}^{\infty} e^{-\frac{z+A^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}} I_0\left(\frac{\sqrt{z}A}{\sigma_{\text{ш}}}\right) dz = \left. \begin{array}{l} z = \sigma_{\text{ш}}^2 s^2 \\ dz = 2\sigma_{\text{ш}}^2 s ds \\ q^2 = \frac{A^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} \end{array} \right| =$$

$$= \int_{\sqrt{-2\ln F}}^{\infty} s e^{-\frac{s^2+q^2}{2}} I_0(qs) ds. \quad (3.36)$$

Здесь  $w_{\Pi}(z)$ ,  $w_{\text{с}\Pi}(z)$  – плотности вероятности решающей статистики при отсутствии ( $A = 0$ ) и наличии ( $A \neq 0$ ) полезного сигнала в принимаемой реализации. Указанные плотности вероятности для различных значений  $A$  приведены на рис. 3.28. Там же в виде заштрихованной области для случая  $A/\sigma = 1$  приведена графическая иллюстрация вероятности ложной тревоги.

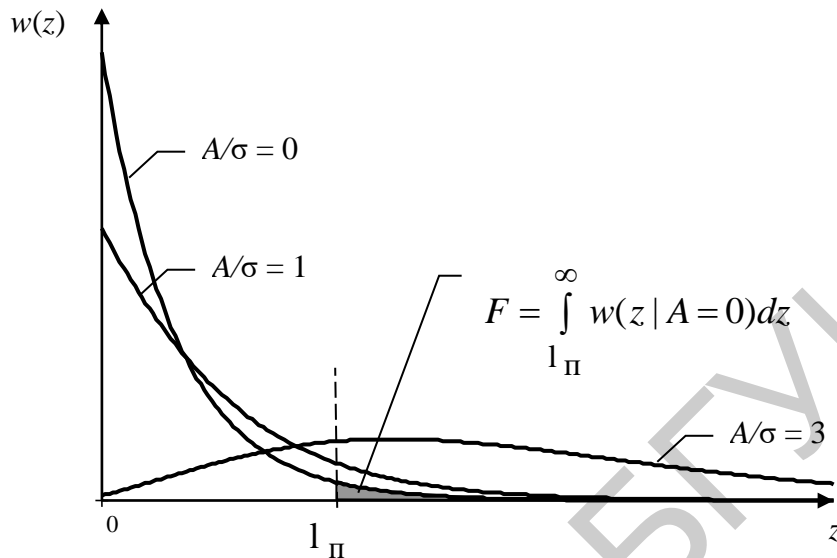


Рис. 3.28. Плотности вероятности величины  $z$  при наличии и отсутствии полезного сигнала

Отметим, что полученная вероятность правильного обнаружения соответствует вероятности правильного обнаружения сигнала со случайной начальной фазой, однако отношение сигнал/шум в данном случае определяется как

$$q^2 = \frac{A^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} = \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}, \quad (3.37)$$

в отличие от энергетического параметра  $q^2 = \frac{E}{N_0}$  при приеме сигнала с известной структурой.

Если время интегрирования  $T$  в (3.30) удовлетворяет условию  $B = T\Delta F \gg 1$ , то плотность вероятности решающей статистики нормализуется.

При отсутствии полезного сигнала величина  $z$ , умноженная на полосу частот  $\Delta F$ , будет иметь математическое ожидание и дисперсию  $m_{\Pi} = 2\sigma_{\text{ш}}^2 T\Delta F$  и  $D_{\Pi} = (2\sigma_{\text{ш}}^2)^2 T\Delta F$ , откуда вероятность ложной тревоги при пороге  $\ell_{\Pi}$

$$F = 1 - \Phi\left(\frac{\ell_{\Pi} - 2\sigma_{\text{ш}}^2 T\Delta F}{2\sigma_{\text{ш}}^2 \sqrt{T\Delta F}}\right), \quad (3.38)$$

что дает возможность определить порог:

$$\ell_{\Pi} = 2\sigma_{\text{ш}}^2 T\Delta F + 2\sigma_{\text{ш}}^2 \sqrt{T\Delta F} \cdot \Phi^{-1}(1 - F). \quad (3.39)$$

При наличии полезного сигнала величина  $z$  будет иметь математическое ожидание и дисперсию

$$m_{\text{СП}} = (2\sigma_{\text{Ш}}^2 + A^2)T\Delta F;$$

$$D_{\text{СП}} = (2\sigma_{\text{Ш}}^2)^2(1 + A^2)T\Delta F,$$

откуда вероятность правильного обнаружения

$$D = 1 - \Phi\left(\frac{\ell_{\text{П}} - m_{\text{СП}}}{\sqrt{D_{\text{СП}}}}\right) = 1 - \Phi\left(\frac{2\sigma_{\text{Ш}}^2 T\Delta F + 2\sigma_{\text{Ш}}^2 \sqrt{T\Delta F} \cdot \Phi^{-1}(1-F) - (2\sigma_{\text{Ш}}^2 + A^2)T\Delta F}{\sqrt{(2\sigma_{\text{Ш}}^2)^2(1 + A^2)T\Delta F}}\right) =$$

$$= 1 - \Phi\left(\frac{\Phi^{-1}(1-F) - \sqrt{T\Delta F} \frac{A^2}{2\sigma_{\text{Ш}}^2}}{\sqrt{1 + \frac{A^2}{\sigma_{\text{Ш}}^2}}}\right) = 1 - \Phi\left(\frac{\Phi^{-1}(1-F) - \frac{1}{2}\sqrt{T\Delta F}q^2}{\sqrt{1+q^2}}\right). \quad (3.40)$$

Зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум по мощности для случая отсутствия и наличия ( $T\Delta F = 30$ ) накопления, построенные по формулам (3.36) и (3.40) приведены на рис. 3.29.

Для случая, когда разведка ведется по боковым лепесткам ДН антенны РЭС и (или) имеет место многолучевое распространение, для оценки вероятности энергетического обнаружения можно использовать формулу

$$D = F \frac{1}{1 + q^2 \sqrt{T\Delta F}}. \quad (3.41)$$

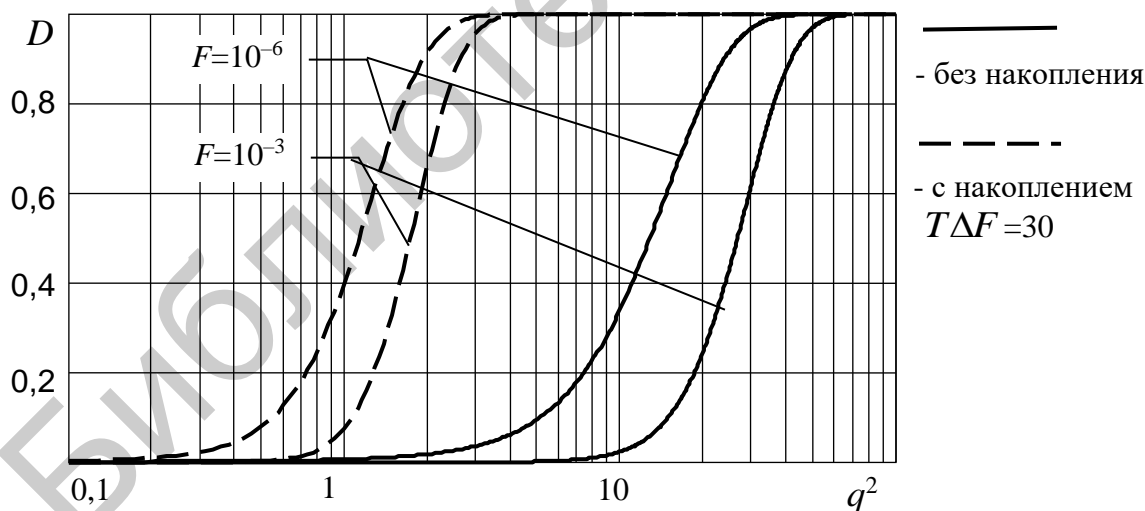


Рис. 3.29. Зависимости вероятности обнаружения от отношения мощности сигнала к мощности шума

На практике для оперативных расчетов дальности обнаружения используют понятие эквивалентной чувствительности  $P_{\text{ЭКВ}}$  приемника РРТР, под которой понимается минимальная мощность сигнала на выходе ненаправленной приемной антенны, при которой обеспечивается заданная вероятность обнаружения полезного сигнала. В этом параметре уже учтены коэффициент усиления

приемной антенны средства РРТР, потери в тракте и потери при обработке, время накопления, уровень собственных шумов приемника и вероятность ложной тревоги. Для дальности обнаружения имеем

$$R_{\text{обн}} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_c G_c G_{\text{БЛ}}}{P_{\text{экв}}}}, \quad (3.42)$$

где  $P_c$  – мощность излучения;  $G_c$  – коэффициент усиления антенны РЭС;  $G_{\text{БЛ}}$  – относительный уровень боковых лепестков (БЛ) диаграммы направленности антенны РЭС по мощности в направлении на средство разведки;  $\lambda$  – длина волны.

На *точность* определения координат объектов в многопозиционных системах РРТР оказывают влияние следующие факторы:

- реализуемый метод определения координат и взаимное пространственное положения ИРИ и средств РРТР (геометрический фактор);
- систематические и случайные ошибки измерения параметров положения;
- неточность задания координат средств РРТР.

Пусть оцениваются декартовы координаты объекта в пространстве. При отсутствии систематических ошибок определения координат, ошибок задания координат средств РРТР, относительной малости флуктуационных ошибок оценивания параметров положения и их гауссовском распределении с использованием метода линеаризации можно показать, что ошибки определения координат РИО являются центрированными нормально распределенными случайными величинами с корреляционной матрицей

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} \sigma_x^2 & K_{xy} & K_{xz} \\ K_{xy} & \sigma_y^2 & K_{yz} \\ K_{xz} & K_{yz} & \sigma_z^2 \end{pmatrix} = (\mathbf{H}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H})^{-1}, \quad (3.43)$$

где  $\mathbf{H}$  – статическая матрица пересчета координат:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x} & \frac{\partial f_1}{\partial y} & \frac{\partial f_1}{\partial z} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x} & \frac{\partial f_2}{\partial y} & \frac{\partial f_2}{\partial z} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_N}{\partial x} & \frac{\partial f_N}{\partial y} & \frac{\partial f_N}{\partial z} \end{pmatrix}; \quad (3.44)$$

$f_i(x, y, z)$  – функция связи между  $i$ -м навигационным параметром и вектором  $(x, y, z)$  координат объекта;  $\mathbf{R}$  – корреляционная матрица ошибок оценивания параметров положения (пеленгов, времен задержки и т. д.).

Элементы корреляционной матрицы  $\mathbf{K}$  определяет эллипс ошибок – возможное положение ИРИ по заданной вероятности попадания в эллипс ошибок.



### 3.4. Общая характеристика скрытности радиоэлектронных средств. Демаскирующие факторы, возникающие при функционировании радиоэлектронных средств

*Радиоэлектронная маскировка* – совокупность организационных мер и технических решений, направленных на снижение эффективности средств РРТР противостоящей стороны.

Целью радиоэлектронной маскировки является достижение требуемой скрытности РЭС.

Под *скрытностью* понимается способность РЭС противостоять действиям средств информационно-радиоэлектронного обеспечения, направленным на обнаружение сигналов, измерение их параметров и оценку координат РЭС.

При оценке скрытности РЭС используются два подхода.

В первом (*вероятностном*) скрытность определяется как *вероятность успешного выявления* реального события (наличия излучения РЭС, работы РЭС одним из возможных сигналов и т. д.) за заданное время. Однако эта вероятность является преимущественно мерой успеха разведки, а не усилий, направленных на выявление состояния объекта. Кроме того, вероятностная мера скрытности неудобна численно, например, значения вероятностей успеха 0,94 и 0,99 близки, однако для их достижения могут потребоваться различные временные затраты.

Второй подход предполагает оценивать скрытность объекта через *затраты на выявление его состояния с заданной достоверностью* (вероятностью правильного решения). Он точнее отражает сущность термина «скрытность»: чем больше затраты, чем труднее выявить событие, тем лучше оно «спрятано» от разведки.

Таким образом, при раскрытии неопределенности состояния объекта необходимо произвести соответствующие временные и аппаратные затраты.

Очевидно, что при использовании для каждого состояния своего отдельного устройства обнаружения (параллельное или одновременное измерение) результат будет получен наиболее быстро, но при максимальных аппаратных затратах.

Если же использовать лишь один двоичный измеритель, то для выявления конкретного параметра РЭС (частоты, длительности сигнала и т. д.) необходимо организовать поисковую процедуру, последовательно перебирая подмножества состояний. В этом случае аппаратные затраты минимальны, но поиск требует соответствующего времени.

В зависимости от решаемых РРТР задач скрытность сигналов в общем случае может быть классифицирована следующим образом: 1) энергетическая; 2) временная; 3) пространственная; 4) структурная; 5) информационная.

*Энергетическая* скрытность направлена на исключение или существенное затруднение обнаружения РЭС средствами РРТР. Энергетическая скрытность может быть оценена различными показателями, например: вероятностью обнаружения сигналов РЭС при заданной вероятности ложной тревоги; отно-

шением сигнал/шум на входе станции РРТР, обеспечивающим заданные качественные показатели обнаружения; дальностью обнаружения (разведки) сигналов РЭС при заданном отношении сигнал/шум. Последний показатель применяется при решении практических задач наиболее часто.

*Временная скрытность* РЭС направлена на снижение возможностей РРТР по сбору необходимой информации о РЭС (виде и параметрах сигналов, назначении и т. п.) за определенное время. Она зависит от условий, в которых используется РЭС, ее временных режимов работы на излучение, тактико-технических характеристик станции РРТР и характера ведения разведки. Временную скрытность можно оценить временем сбора РТР данных о РЭС с заданной вероятностью.

*Пространственная скрытность* направлена на снижение возможностей станции (системы) РРТР по определению с необходимой точностью направления прихода сигналов от РЭС или местоположения РЭС. Пространственную скрытность можно характеризовать точностью определения направления прихода сигналов (или местоположения) РЭС за заданное время. Пространственная скрытность может быть оценена радиусом зоны  $R_M$ , в пределах которой с заданной вероятностью  $w_M$  может находиться разведываемое РЭС,

$$R_M = \sigma_R \sqrt{-\ln(1 - w_M)}, \quad (3.45)$$

где  $\sigma_R$  – средняя квадратическая ошибка измерения местоположения РЭС, которая зависит от метода определения местоположения и условий ведения РРТР.

*Структурная скрытность* – совокупность свойств радиосигнала, затрудняющих его демодуляцию (сжатие по времени или по частоте). Реализуется путем применения псевдослучайных сигналов и смены их в процессе работы.

*Информационная скрытность* – способность противника противостоять мерам, направленным на раскрытие содержания передаваемых или хранимых сообщений. Реализуется путем криптографического кодирования, разграничения доступа.

Из перечисленных видов скрытности ведущая роль принадлежит энергетической.

Методы обеспечения энергетической скрытности:

- амплитудный;
- пространственный.

Амплитудный метод предполагает: 1) повышение чувствительности приемника защищаемой РЭС и одновременно снижение мощности передатчика до уровня, минимально необходимого для работы системы; 2) выбор формы сигнала, обеспечивающей выигрыш при его оптимальной обработке в приемнике РЭС по сравнению с неоптимальной обработкой в разведприемнике.

Пространственный метод заключается в уменьшении ширины главного лепестка диаграммы направленности и снижении уровня боковых лепестков передающей антенны РЭС.

Скрытность приема сигнала – совокупность мер, затрудняющих разведку приемных систем:

- 1) разнос приемной позиции от передающей;
- 2) дублирование приемных пунктов;
- 3) использование кооперативных методов приема;
- 4) снижение паразитных излучений.

К паразитным радиоизлучениям относятся:

- 1) излучение гетеродинов и других высокочастотных устройств;
- 2) излучение вычислительных систем;
- 3) излучение кабельных линий;
- 4) внеполосные излучения передатчика;
- 5) импульсные излучения от искровых разрядов.

Паразитные тепловые излучения обусловлены положительным температурным контрастом энергетических установок, блоков питания, антенн и других составных частей РЭС на фоне окружающей среды.

Источниками паразитных акустических излучений являются двигатели, механизмы.

Скрытность паразитных излучений достигается путем:

- 1) устранения их источника, совершенствования конструкции;
- 2) экранирования;
- 3) применения отвлекающих средств, имитирующих паразитные излучения.

### **3.5. Основные методы радиоэлектронной маскировки**

#### **3.5.1. Управление амплитудно-фазовым распределением на апертуре антенны**

Одним из управляемых параметров РЭС является амплитудно-фазовое распределение (АФР) на раскрыве (апертуре) антенны. При изменении вида амплитудно-фазового распределения изменяются вид и параметры диаграммы направленности антенны, в частности:

- ширина главного лепестка ДН;
- уровень первого бокового лепестка;
- средний уровень боковых лепестков.

Общей закономерностью является то, что при использовании спадающих к краям амплитудных распределений происходит:

- расширение главного лепестка с соответствующим снижением коэффициента усиления антенны;
- уменьшение уровня первого бокового лепестка и среднего уровня боковых лепестков.

Таким образом, управление АФР на раскрыве – компромиссная задача.

Установим связь между АФР на раскрыве плоской апертуры и параметрами ДН. Запишем АФР на раскрыве (рис. 3.30) в виде

$$f(x, y, t) = A(x, y, t)e^{j[\omega_0 t + \varphi(x, y, t)]}, \quad (3.46)$$

где  $A(x, y, t)$  – амплитудное распределение на раскрыве;  $\varphi(x, y, t)$  – фазовое распределение на раскрыве; зависимость от аргумента времени  $t$  отражает тот факт, что в процессе излучения сигнала АФР может изменяться.

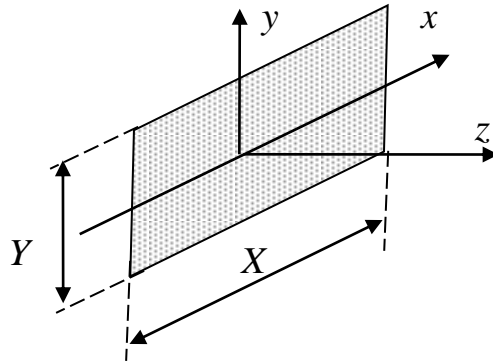


Рис. 3.30. Раскрыв антенны

Диаграмма направленности плоского раскрыва – это двумерное обратное преобразование Фурье от АФР. Выразив фазу через координаты  $(x, y)$  точки на раскрыве, получим

$$F_c(\beta, \varepsilon) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) e^{j\vec{k}\vec{r}} dx dy = \int_{-\frac{X}{2}}^{\frac{X}{2}} \int_{-\frac{Y}{2}}^{\frac{Y}{2}} f(x, y) e^{j[kx \sin \beta + ky \sin \varepsilon]} dx dy, \quad (3.47)$$

где  $\vec{r} = [x, y, 0]$  – точка на раскрыве антенны;  $\beta$  – угол отклонения в плоскости  $xOz$ ;  $\varepsilon$  – угол отклонения в плоскости  $yOz$ .

При *равномерном* амплитудном распределении поля на раскрыве антенны

$$f(x, y) = \text{const} = 1; \quad -\frac{X}{2} \leq x < \frac{X}{2} - \frac{X}{2} \leq y < \frac{Y}{2},$$

получим

$$F_c(\beta, \varepsilon) = \int_{-\frac{X}{2}}^{\frac{X}{2}} \int_{-\frac{Y}{2}}^{\frac{Y}{2}} f(x, y) e^{-j[kx \sin \beta + ky \sin \varepsilon]} dx dy = XY \frac{\sin \frac{\pi X \sin \beta}{\lambda}}{\frac{\pi X \sin \beta}{\lambda}} \frac{\sin \frac{\pi Y \sin \varepsilon}{\lambda}}{\frac{\pi Y \sin \varepsilon}{\lambda}}.$$

Нормированная к максимуму  $\max(F(\beta, \varepsilon)) = XY$  диаграмма направленности (рис. 3.31)

$$F(\beta, \varepsilon) = \frac{F_c(\beta, \varepsilon)}{\max(F(\beta, \varepsilon))} = \frac{\sin \frac{\pi X \sin \beta}{\lambda}}{\frac{\pi X \sin \beta}{\lambda}} \frac{\sin \frac{\pi Y \sin \varepsilon}{\lambda}}{\frac{\pi Y \sin \varepsilon}{\lambda}}. \quad (3.48)$$

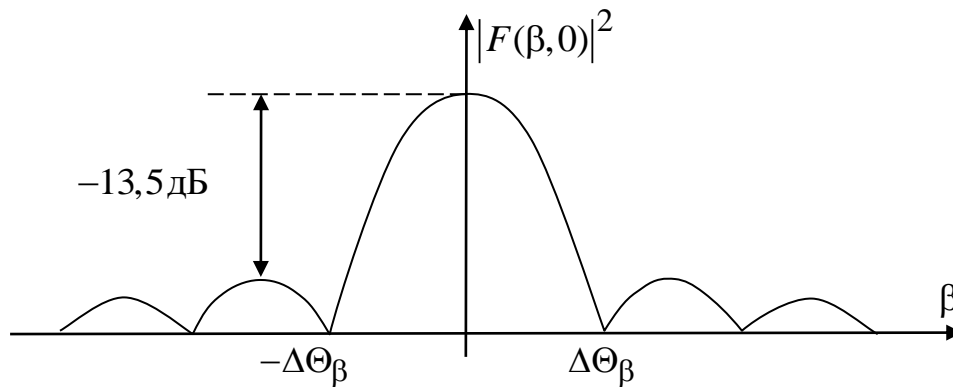


Рис. 3.31. ДН при равномерном распределении поля на раскрыве

Угловая координата  $\Delta\Theta_\beta$  первого нуля ДН или *половина ширины главного лепестка ДН по первым нулям* определяется из условия

$$\frac{\pi X \sin \Delta\Theta_\beta}{\lambda} = \pi \Rightarrow \Delta\Theta_\beta = \arcsin \frac{\lambda}{X} \approx \frac{\lambda}{X}. \quad (3.49)$$

Ширина главного лепестка «по половине мощности» (или по 0,707 от максимальной напряженности) соответствует

$$\beta_{0,5} = 0,443 \frac{\lambda}{X} \text{ [радиан]} = 51^\circ \frac{\lambda}{X} \text{ [градусов]}.$$

Коэффициент использования поверхности (КИП) антенны при разделяющихся  $f(x, y) = f(x)f(y)$  амплитудных распределениях

$$v = v_x v_y;$$

$$v_x = \frac{\left( \int_{-X/2}^{X/2} f(x) dx \right)^2}{\int_{-X/2}^{X/2} f^2(x) dx} = 1; \quad v_y = \frac{\left( \int_{-Y/2}^{Y/2} f(y) dy \right)^2}{\int_{-Y/2}^{Y/2} f^2(y) dy} = 1. \quad (3.50)$$

Коэффициент усиления в максимуме ДН определяется по формуле

$$G_c = 4\pi \frac{XY}{\lambda^2} \cdot \underbrace{v}_{\text{КНД}} \cdot \underbrace{\eta}_{\text{КПД}}, \quad (3.51)$$

где коэффициент направленного действия (КНД) определяется длиной волны  $\lambda$  и площадью антенны  $XY$ , а коэффициент полезного действия (КПД) антенны обычно составляет  $\eta=0,7\dots 0,8$ .

Распределение поля на раскрыве антенны типа  $f(x) = \Delta + (1 - \Delta) \cos\left(\frac{\pi x}{X}\right)$

«косинус на пьедестале» приведено на рис. 3.32.

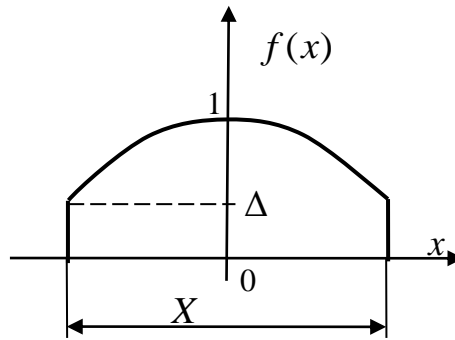


Рис. 3.32. Распределение поля на раскрыве антенны типа «косинус на пьедестале»

Выполняя преобразования для одной из плоскостей, получим нормированную ДН вида

$$F(\beta) = \frac{\Delta}{\Delta + (1-\Delta)\frac{2}{\pi}} \left( \frac{\sin \frac{\pi X \sin \beta}{\lambda}}{\frac{\pi X \sin \beta}{\lambda}} + \frac{1-\Delta}{\Delta} \frac{2}{\pi} \frac{\cos \left( \frac{\pi X}{\lambda} \sin \beta \right)}{1 - \left( \frac{2X}{\lambda} \sin \beta \right)^2} \right). \quad (3.52)$$

Коэффициент использования раскрыва

$$v_x = \frac{\left( \int_{-1/2}^{1/2} (\Delta + (1-\Delta) \cos(\pi x)) dx \right)^2}{\int_{-1/2}^{1/2} (\Delta + (1-\Delta) \cos(\pi x))^2 dx} \quad (3.53)$$

для конкретных значений пьедестала  $\Delta$  может быть легко вычислен, например, в системе компьютерной математики *MathCad*.

На рис. 3.33, 3.34 представлен вид нормированной ДН по мощности для различных значений пьедестала ( $\Delta = 1$  соответствует равномерному распределению поля на раскрыве) и зависимости коэффициента использования поверхности от величины пьедестала. По указанным зависимостям можно легко определить ширину главного лепестка ДН по уровню 0,5 от максимальной мощности, ширину главного лепестка по первым нулям и уровень первого бокового лепестка. В частности, при  $\Delta = 0$  главный лепесток расширяется в  $\alpha_1 = 1,23$  раза, уровень первого бокового лепестка составит  $G_{БЛ1} = -23$  дБ.

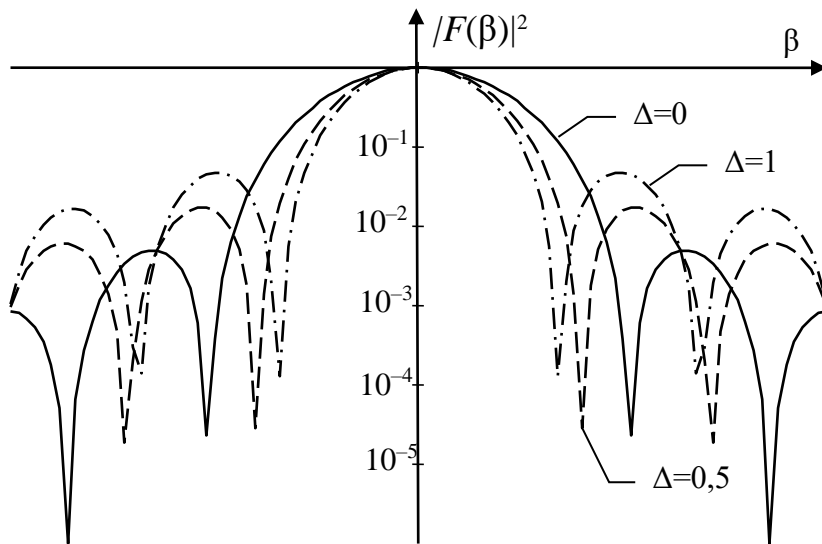


Рис. 3.33. Вид нормированной ДН для различных значений пьедестала для распределения «косинус на пьедестале»

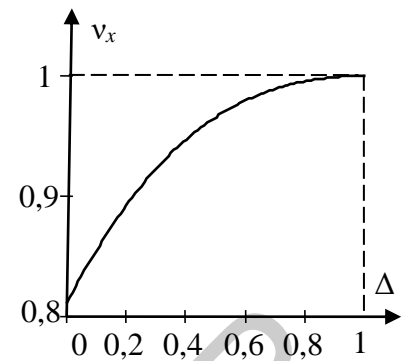


Рис. 3.34. Зависимость КИП от величины пьедестала

Распределение поля на раскрыве антенны типа  $f(x) = \Delta + (1 - \Delta) \cos^2\left(\frac{\pi x}{X}\right)$  «косинус-квадрат на пьедестале» приведено на рис. 3.35.

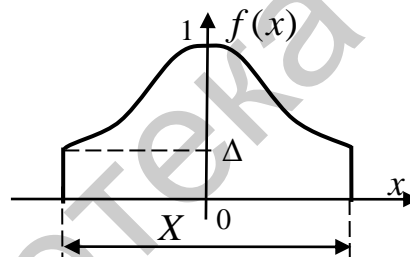


Рис. 3.35. Распределение поля на раскрыве антенны типа «косинус-квадрат на пьедестале»

Выполняя преобразования для одной из плоскостей, получим нормированную ДН вида

$$F(\beta) = \frac{\sin \frac{\pi X \sin \beta}{\lambda}}{\frac{\pi X \sin \beta}{\lambda}} + \frac{1 - \Delta}{1 + \Delta} \frac{\frac{\pi X \sin \beta}{\lambda} \sin\left(\frac{\pi X}{\lambda} \sin \beta\right)}{\left(\frac{\pi X \sin \beta}{\lambda}\right)^2 - \pi^2}. \quad (3.54)$$

Коэффициент использования поверхности

$$v_x = \frac{\left( \int_{-1/2}^{1/2} \left( \Delta + (1 - \Delta) \cos^2(\pi x) \right) dx \right)^2}{\int_{-1/2}^{1/2} \left( \Delta + (1 - \Delta) \cos^2(\pi x) \right)^2 dx}. \quad (3.55)$$

На рис. 3.36, 3.37 представлен вид нормированной ДН по мощности для различных значений пьедестала ( $\Delta=1$  соответствует равномерному распределению поля на раскрыве) и зависимости коэффициента использования поверхности от величины пьедестала.

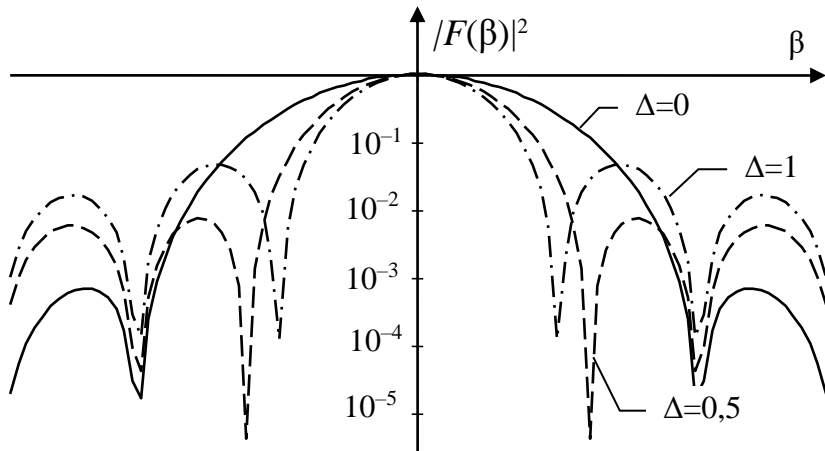


Рис. 3.36. Вид нормированной ДН для различных значений пьедестала для распределения «косинус-квадрат на пьедестале»

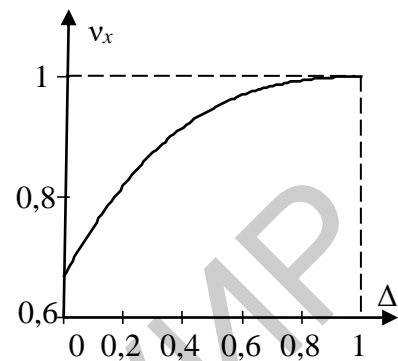


Рис. 3.37. Зависимость КИП от величины пьедестала

В частности, при  $\Delta=0$  главный лепесток расширяется в  $\alpha_2=1,5$  раза, уровень первого бокового лепестка составит  $G_{БЛ1} = -32$  дБ.

Таким образом, за счет расширения главного лепестка ДН в 1,5 раза (в сравнении с равномерным амплитудным распределением) уровень первого бокового лепестка уменьшился на 19 дБ. Как нетрудно убедиться, это приведет к снижению дальности обнаружения РЭС средствами разведки примерно в 10 раз.

### 3.5.2. Изменение мощности излучения

Задачу изменения мощности излучения рассмотрим применительно к случаю обеспечения скрытности РЛС, осуществляющей сопровождение воздушной цели [8]. Будем полагать, что мощность излучения РЛС регулируется в соответствии с изменением дальности таким образом, чтобы обеспечить необходимое отношение сигнал/шум для обнаружения полезного сигнала с заданной вероятностью правильного обнаружения  $D$  при фиксированной ложной тревоге  $F$ . Радиолокационные станции, осуществляющие указанную регулировку, в сочетании с использованием сложных широкополосных сигналов и обеспечением низкого уровня боковых лепестков, получили название РЛС *повышенной скрытности работы (ПСР)*.

Из уравнения противорадиолокации [1] выразим требуемую мощность излучения РЛС:

$$P_c^{\text{тр}} = \frac{(4\pi)^3 q_{\text{тр}}^2 R^4 N_0}{G_c^2 \sigma \lambda^2 \tau_{\text{и}} N_{\text{к.н}} N_{\text{н.н}} L_{\text{АФТ}} L_{\text{обр}}}, \quad (3.56)$$



где  $q_{\text{ТР}}^2$  – требуемое для достижения заданной вероятности правильного обнаружения  $D$  при фиксированной вероятности ложной тревоги  $F$  отношение сигнал/шум в приемнике РЛС,  $q_{\text{ТР}}^2 = \frac{\ln F}{\ln D} - 1$ ;  $N_0$  – спектральная плотность мощности внутренних шумов РЛС;  $G_c$  – коэффициент усиления антенны РЛС;  $\lambda$  – длина волны;  $\tau_{\text{и}}$  – длительность зондирующего импульса;  $N_{\text{к.н}}$  – число когерентно накапливаемых импульсов;  $N_{\text{н.н}}$  – число некогерентно накапливаемых импульсов;  $L_{\text{АФТ}}$  – коэффициент потерь в антенно-фидерном тракте (АФТ);  $L_{\text{обр}}$  – коэффициент потерь при обработке;  $\sigma$  – эффективная поверхность рассеяния радиолокационной цели.

Тогда отношение сигнал/шум в приемнике радиотехнической разведки (РТР) при отсутствии накопления составит

$$\begin{aligned}
 q_{\text{РТР}}^2 &= \frac{P_c^{\text{ТР}} G_c G_{\text{БЛ}} G_{\text{РТР}} \lambda^2 L_{\text{АФТ}}^{\text{РТР}} L_{\text{обр}}^{\text{РТР}}}{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 \Delta F_{\text{РТР}} N_{\text{РТР}}} = \\
 &= \frac{(4\pi)^3 q_{\text{ТР}}^2 R^4 N_0}{G_c^2 \sigma \lambda^2 \tau_{\text{и}} N_{\text{к.н}} N_{\text{н.н}} L_{\text{АФТ}} L_{\text{обр}}} \frac{G_c G_{\text{БЛ}} G_{\text{РТР}} \lambda^2 L_{\text{АФТ}}^{\text{РТР}} L_{\text{обр}}^{\text{РТР}}}{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 \Delta F_{\text{РТР}} N_{\text{РТР}}} = \quad (3.57) \\
 &= 4\pi q_{\text{ТР}}^2 \underbrace{\frac{G_{\text{РТР}} L_{\text{АФТ}}^{\text{РТР}} L_{\text{обр}}^{\text{РТР}}}{G_c \sigma \tau_{\text{и}} N_{\text{к.н}} N_{\text{н.н}} L_{\text{АФТ}} L_{\text{обр}} \Delta F_{\text{РТР}}}}_{=A} \frac{N_0}{N_{\text{РТР}}} G_{\text{БЛ}} \frac{R^4}{R_{\text{РТР}}^2} = A G_{\text{БЛ}} \frac{R^4}{R_{\text{РТР}}^2},
 \end{aligned}$$

где  $G_{\text{БЛ}}$  – уровень боковых лепестков ДН антенны РЛС в направлении на средство разведки;  $G_{\text{РТР}}$  – коэффициент усиления антенны разведприемника;  $L_{\text{АФТ}}^{\text{РТР}}$  – коэффициенты потерь полезного сигнала в антенно-фидерном тракте разведприемника;  $L_{\text{обр}}^{\text{РТР}}$  – коэффициенты потерь полезного сигнала при обработке в разведприемнике;  $R_{\text{РТР}}$  – дальность до разведприемника;  $\Delta F_{\text{РТР}}$  – полоса частот разведприемника;  $N_{\text{РТР}}$  – спектральная плотность мощности внутренних шумов разведприемника.

Как видно из полученного выражения, отношение сигнал/шум в приемнике РТР возрастает с увеличением дальности между целью и РЛС. Это означает достаточно парадоксальный факт: чем ближе цель находится к РЛС ПСР, тем труднее обнаружить эту РЛС.

В частности, если средство разведки совмещено с целью, то  $G_{\text{БЛ}} = 1$ ,  $R = R_{\text{РТР}}$  и

$$q_{\text{РТР}}^2 = A R^2,$$

то есть отношение сигнал/шум в приемнике РТР квадратично зависит от дальности.

На рис. 3.38 приведены зависимости вероятности обнаружения некоторой РЛС ПСР по первому боковому лепестку (сплошные кривые) и дальним боковым лепесткам (пунктирные кривые) в зависимости от дальности до цели. Кривые 1 соответствуют равномерному распределению по апертуре, кривые 2 – распределению вида  $\cos\left(\frac{\pi x}{X}\right)$ .

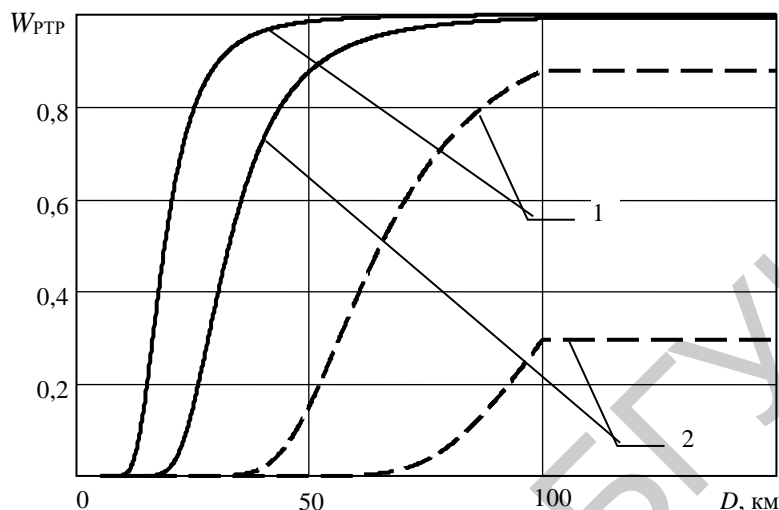


Рис. 3.38. Вероятность разведки РЛС ПСР в зависимости от дальности

Аналогичным образом может решаться задача регулировки мощности излучения и в РТС ПИ. Так, для отдельной линии связи с фиксированной дальностью связи целесообразно выбирать минимальную мощность излучения при заданной вероятности битовой ошибки. Для системы радиосвязи с временным разделением в каждом канальном интервале выбирается минимально возможная мощность при передаче информации соответствующему абоненту.

### 3.5.3. Временная регламентация работы РЭС на излучение

Временная регламентация работы РЭС на излучение может быть потенциально эффективна в случаях, когда средство (система) РРТР реализует поисковый принцип разведки в пространственной или частотной области.

Анализ временной скрытности может быть основан на представлении временного режима работы РЭС на излучение и моментов пребывания РЭС в стробах поиска станции РРТР по направлению или частоте в виде потоков случайных импульсов. Схематично указанная ситуация показана на рис. 3.39.

Пересечение потока излучений РЭС и потока разведки образует поток совпадений. Поток совпадений можно считать пуассоновским, для которого закон распределения интервалов времени между импульсами является экспоненциальным. При этом вероятность  $P(T_H)$  получения станцией РРТР информации о РЭС за среднее время наблюдения  $T_H$  может быть определена из выражения

$$P(T_H) = 1 - e^{-\Omega T_H}, \quad (3.58)$$

где  $\Omega$  – средняя частота (интенсивность) потока совпадения,

$$\Omega = \Omega_p \Omega_c (\Delta t_p + \Delta t_c); \quad (3.59)$$

$\Omega_c$  – средняя частота включения РЭС на излучение;  $\Delta t_c$  – средняя длительность работы РЭС на излучение;  $\Omega_p$  – средняя частота пребывания излучения РЭС в стробе поиска РРТР;  $\Delta t_p$  – средняя длительность пребывания излучения РЭС в стробе поиска РРТР.

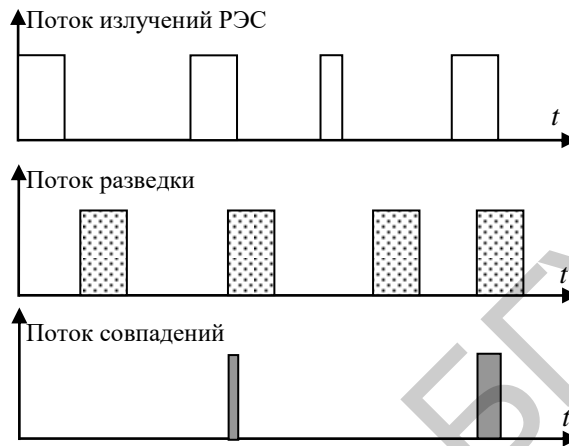


Рис. 3.39. Поток излучений РЭС, поток разведки и поток совпадений

Пусть, например, станция РРТР осуществляет пространственный поиск РЭС путем кругового сканирования ДН с частотой  $\Omega_p = 1$  Гц. При ширине ДН

$10^\circ$  время просмотра углового сектора составит  $t_p = \frac{10^\circ}{360^\circ \Omega_p} = 0,028$  с. Средняя

частота включения РЭС на излучение составляет 0,5 Гц при длительности излучения 100 мкс (например, так может работать РЛС сопровождения воздушной цели с фазированной антенной решеткой при сопровождении одиночной цели). Тогда вероятность разведки, например, за 10 оборотов антенны станции РРТР составит

$$\Omega = \Omega_p \Omega_c (\Delta t_p + \Delta t_c) = 1 \cdot 1 \cdot (0,028 + 100 \cdot 10^{-6}) = 0,028;$$

$$P(T_H) = 1 - e^{-\Omega T_H} = 1 - e^{-0,028 \cdot 10} = 0,245,$$

то есть относительно небольшую величину. В то же время при излучении с частотой, например, 300 Гц РЛС была бы гарантированно разведана.

### 3.6. Эффективность радиоэлектронной маскировки

Эффективность радиоэлектронной маскировки РЭС будем оценивать для типовой ситуации разведки передатчика РТС ПИ, схематично представленной на рис. 3.40, где обозначено:  $P_c, G_c$  – мощность излучения и коэффициент усиления антенны передатчика РТС ПИ;  $\Theta_p$  – угол наблюдения – угол между

направлением максимума главного лепестка ДН антенны передатчика и направлением на разведприемник;  $R_0$  – дальность радиосвязи;  $R_{РТР}$  – дальность между передатчиком и средством РРТР.

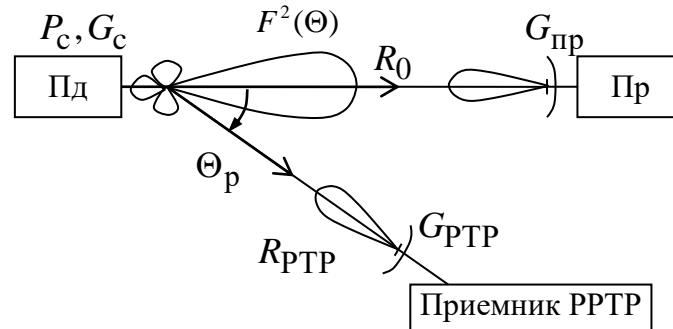


Рис. 3.40. РТС ПИ и станция РРТР

Приведем основные соотношения в предположении, что передача информации в РТС ПИ осуществляется сигналами с длительностью элементарного символа  $T_0 = 1/C$  при скорости передачи символов  $C$  и ширине спектра сигнала  $\Delta F_c$ , а спектральная плотность мощности внутренних шумов приемника составляет  $N_0$ .

Мощность полезного сигнала на входе приемника РТС ПИ

$$P_{пр} = \frac{P_c G_c G_{пр} \lambda^2 L_{АФТ}}{(4\pi)^2 R_0^2}, \quad (3.60)$$

где  $L_{АФТ}$  – коэффициент потерь в антенно-фидерном тракте.

Энергетическое отношение сигнал/шум в приемнике РТС ПИ

$$\rho_{пр} = \frac{E_c}{N_0} = \frac{P_{пр} L_{обр} T_0}{N_0} = \frac{P_c G_c G_{пр} \lambda^2 L_{АФТ} L_{обр} T_0}{(4\pi)^2 R_0^2 N_0}, \quad (3.61)$$

где  $L_{обр}$  – коэффициент потерь при обработке полезного сигнала в приемнике РТС ПИ.

Условие нормального функционирования РСПИ

$$\rho_{пр} \geq \rho_{пр}^{тр}, \quad (3.62)$$

где  $\rho_{пр}^{тр}$  – требуемое энергетическое отношения сигнал/шум при заданной вероятности битовой ошибки.

Мощность полезного сигнала на входе приемника разведки

$$P_{РТР} = \frac{P_c G_c G_{БЛ} G_{РТР} \lambda^2 L_{АФТ}^{РТР}}{(4\pi)^2 R_{РТР}^2}, \quad (3.63)$$

где  $L_{АФТ}^{РТР}$  – потери в антенно-фидерном тракте средства РРТС;  $G_{БЛ} = F^2(\Theta)$  – уровень бокового лепестка ДН антенны передатчика РТС ПИ в направлении средства РРТР.

Отношение сигнал/шум в приемнике разведки с учетом накопления

$$\rho_{\text{РТР}} = \frac{P_{\text{РТР}} L_{\text{обр}}^{\text{РТР}}}{N_0 \Delta F_{\text{РТР}}} \sqrt{T_{\text{и}} \Delta F_{\text{РТР}}} = \frac{P_c G_c G_{\text{БЛ}} G_{\text{РТР}} \lambda^2 L_{\text{АФТ}}^{\text{РТР}} L_{\text{обр}}^{\text{РТР}}}{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 N_0} \sqrt{\frac{T_{\text{и}}}{\Delta F_{\text{РТР}}}}, \quad (3.64)$$

где  $T_{\text{и}}$  – время интегрирования в обнаружителе разведприемника;  $L_{\text{обр}}^{\text{РТР}}$  – потери полезного сигнала в разведприемнике;  $\Delta F_{\text{РТР}}$  – ширина полосы пропускания разведприемника, причем  $\Delta F_{\text{РТР}} > \Delta F_c$ .

Условия скрытной работы РТС ПИ при выполнении заданных требований по передаче информации

$$\begin{cases} \rho_{\text{пр}} \geq \rho_{\text{пр}}^{\text{тр}}; \\ \rho_{\text{РТР}} < \rho_{\text{РТР}}^{\text{тр}}. \end{cases} \quad (3.65)$$

Пусть в средстве разведки выбрано минимальное значение полосы пропускания приемника  $\Delta F_{\text{РТР}} = \Delta F_c$ , а время интегрирования соответствует длительности символа. Тогда

$$\begin{aligned} \frac{P_c G_c G_{\text{пр}} \lambda^2 L_{\text{АФТ}} L_{\text{обр}} T_0}{(4\pi)^2 R_0^2 N_0} &\geq \rho_{\text{пр}}^{\text{тр}}; \\ \frac{P_c G_c G_{\text{БЛ}} G_{\text{РТР}} \lambda^2 L_{\text{АФТ}}^{\text{РТР}} L_{\text{обр}}^{\text{РТР}}}{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 N_0} \sqrt{\frac{T_0}{\Delta F_c}} &< \rho_{\text{РТР}}^{\text{тр}}. \end{aligned} \quad (3.66)$$

Как следует из полученных выражений, для удовлетворения требований по основному назначению при заданных параметрах антенной системы необходимо соответствующим образом выбирать мощность излучения.

При использовании простых видов модуляции, когда  $\Delta F_c \approx \gamma C = \frac{\gamma}{T_0}$ , где  $\gamma = 1...3$  – коэффициент расширения ширины спектра сверх скорости передачи символов, обусловленный видом используемой модуляции, второе условие (скрытности функционирования) преобразуется к виду

$$\frac{P_c G_c G_{\text{БЛ}} G_{\text{РТР}} \lambda^2 L_{\text{АФТ}}^{\text{РТР}} L_{\text{обр}}^{\text{РТР}} T_0}{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 N_0 \sqrt{\gamma}} < \rho_{\text{РТР}}^{\text{тр}}. \quad (3.67)$$

Как следует из анализа полученного выражения, энергетическая скрытность при использовании простых видов модуляции без расширения спектра может быть обеспечена только за счет выбора мощности излучения и снижения уровня бокового излучения антенны. При использовании сигналов с расширением спектра, для которых  $T_0 \Delta F_c \gg 1$ , ситуация принципиально иная.

## 4. СКРЫТНОСТЬ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

### 4.1. Общая характеристика широкополосных методов передачи.

#### Классификация сложных сигналов

Традиционные системы передачи информации используют полосу частот, соизмеримую с полосой сообщения или скоростью передачи информации. Так, например, полоса сигнала с амплитудной модуляцией лишь в два раза больше полосы передаваемого сообщения.

Метод передачи информации, при котором сигнал занимает полосу частот, существенно превышающую полосу частот передаваемого сообщения, называется широкополосным. Системы передачи информации, реализующие такой метод, – это широкополосные системы. Широкополосный сигнал (ШПС), применяемый в системе передачи информации, может быть реализован в виде сигнала с расширением полосы или сигнала с расширением спектра. Обобщенная классификация широкополосных и сложных сигналов иллюстрируется рис. 4.1.

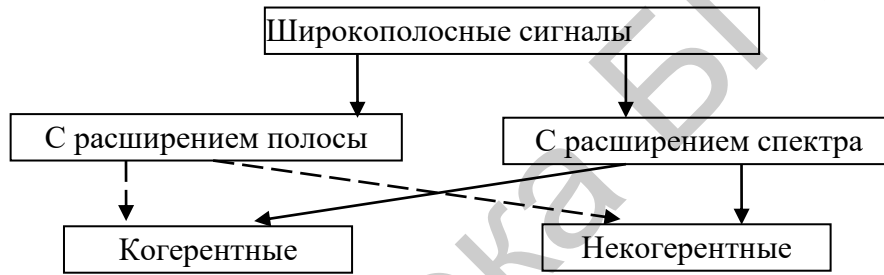


Рисунок 4.1. Классификация широкополосных сигналов

Сигнал с расширением полосы образуется в результате модуляции несущей непосредственно сообщением. Классическими примерами такого сигнала являются аналоговая частотная модуляция (ЧМ) с индексом  $m_{\text{ЧМ}} \gg 1$ , сигналы с импульсными видами модуляции и цифровые сигналы. В данных случаях эффективно используется вся занимаемая ими полоса частот. Недостатком систем, использующих такие сигналы, является то, что они обеспечивают хорошую работу лишь при входных отношениях сигнал/шум  $q_{\text{ВХ}}^2 \gg 1$ . Например, для обеспечения хорошего качества передачи с использованием аналоговой ЧМ требуется отношение сигнал/шум  $q_{\text{ВХ}}^2 > 10$ .

Сигналы с расширением спектра образуются в результате модуляции несущей или исходного модулированного узкополосного сигнала (УПС)  $\dot{S}_{\text{УПС}}(t) = A(t)e^{j(\omega_0 t + \psi(t))}$  специальной функцией  $g(t) = \text{Re}\{\dot{G}(t)\}$ , расширяющей спектр и не зависящей от сообщения. В комплексной форме записи временное представление  $\dot{S}_{\text{ШПС}}(t)$  широкополосного сигнала принимает вид

$$\dot{S}_{\text{ШПС}}(t) = \dot{G}(t) \underbrace{A(t)e^{j(\omega_0 t + \psi(t))}}_{\dot{S}_{\text{УПС}}(t)} = \dot{G}(t)\dot{S}_{\text{УПС}}(t). \quad (4.1)$$

На приемной стороне имеется возможность осуществить обратное преобразование сигнала, то есть снять модуляцию  $g(t)$  и отфильтровать сигнал в полосе информационного сообщения:

$$\dot{S}_{\text{пр}}(t) = G^*(t)\dot{S}_{\text{ШПС}}(t) = G^*(t)\dot{G}(t)\dot{S}_{\text{УПС}}(t) = \underbrace{|\dot{G}(t)|^2}_{=1}\dot{S}_{\text{УПС}}(t) = \dot{S}_{\text{УПС}}(t). \quad (4.2)$$

Для расширения спектра модулируют амплитуду, фазу или частоту информационного сигнала.

Обычно сигналы с расширением спектра занимают частотный диапазон, существенно превышающий диапазон сигналов с расширением полосы. Вид или форма расширяющей функции  $g(t)$  выбирается одинаковой для передатчика и приемника канала.

К расширяющей функции должны быть предъявлены следующие требования:

- она должна быть детерминированной, так как иначе невозможно получить одинаковые реализации  $g(t)$  в передатчике и приемнике;
- функция  $g(t)$  должна удобно отображаться в цифровой форме;
- желательно, чтобы функция была периодической с периодом  $T$ .

Длительность периода определяется противоречивыми требованиями обеспечить скрытность и достоверность приема сигнала. Кроме того, желательно, чтобы функция  $g(t)$  обладала свойствами, указанными на рис. 4.2 [29]. Там же приведены характеристики широкополосных систем, определяемые свойствами функции  $g(t)$ .

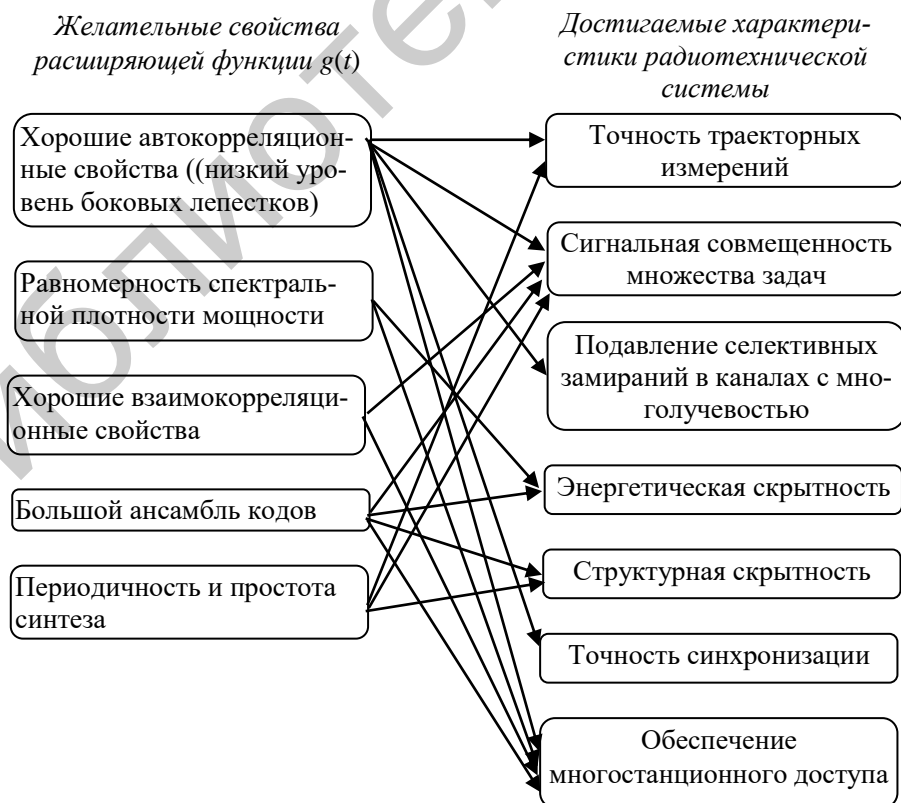


Рис. 4.2. Желательные свойства модулирующей функции

Сложные сигналы подразделяются на *когерентные* и *некогерентные*. Из некогерентных сигналов в системах передачи информации наибольшее распространение получили сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). Некогерентные сложные сигналы удобно характеризовать отношением полосы  $F$ , занимаемой спектром сигнала, к информационной полосе сообщения  $\Delta f_{\text{инф}}$  или скорости  $v_{\text{и}}$  передачи информации:

$$B' = \frac{F}{\Delta f_{\text{инф}}} = \frac{F}{v_{\text{и}}}. \quad (4.3)$$

Это отношение определяет выигрыш в помехоустойчивости приема сигналов в условиях помех. Однако когерентные сложные сигналы наиболее полно обеспечивают получение характеристик широкополосных систем, приведенных на рис. 4.2.

Одной из важнейших характеристик когерентного сложного сигнала, определяющей скрытность и помехоустойчивость систем передачи информации, является база сигнала, определяемая произведением ширины спектра сигнала на его длительность:

$$B = \Delta FT. \quad (4.4)$$

Отношения сигнал/шум на выходе  $q_{\text{ВЫХ}}^2$  и входе  $q_{\text{ВХ}}^2$  оптимального приемника (согласованного фильтра или коррелятора) связаны соотношением

$$q_{\text{ВЫХ}}^2 = Bq_{\text{ВХ}}^2. \quad (4.5)$$

Использование в радиотехнических системах широкополосных сигналов с большими значениями базы обеспечивает:

- повышение *скрытности* за счет снижения спектральной плотности мощности сигнала;
- повышение *помехоустойчивости* за счет расширения спектра и соответствующего снижения спектральной плотности мощности помехи в конфликтных условиях.

Таким образом, использование широкополосных сигналов в конфликтных условиях приводит к синергетическому эффекту и повышению *помехозащищенности* радиотехнических систем.

Потенциальные характеристики широкополосных систем с когерентными сложными сигналами по большинству важнейших показателей помехоустойчивости и скрытности выше аналогичных систем с некогерентными сигналами. Однако системы с некогерентными сигналами, как правило, проще в реализации.

## 4.2. Основные типы широкополосных сигналов

Известно большое число различных широкополосных сигналов, называемых также шумоподобными сигналами. Наиболее часто используются следующие виды ШПС:

- частотно-модулированные (ЧМ) сигналы;



- фазо-кодо-манипулированные (ФКМ) сигналы;
- дискретные частотные (ДЧ) сигналы (сигналы с кодовой частотной манипуляцией (КЧМ), частотно-манипулированные (ЧМн) сигналы);
- дискретные составные частотные (ДСЧ) сигналы (составные сигналы с кодовой частотной модуляцией – СКЧМ).

Рассмотрим частотно-временные характеристики этих сигналов.

*Частотно-модулированные* сигналы являются непрерывными сигналами, частота которых меняется по заданному закону.

На рис. 4.3 изображен ЧМ сигнал, частота которого меняется по пилообразному закону от  $f_0 - \Delta F/2$  до  $f_0 + \Delta F/2$ , где  $f_0$  – несущая частота сигнала,  $\Delta F$  – ширина спектра с линейным изменением частоты на каждом из участков. Ширина спектра сигнала равна девиации частоты  $\Delta F = \Delta f_D$ . Длительность сигнала равна  $T$ . На рис. 4.3 представлена также частотно-временная плоскость  $(t, f)$ , на которой штриховкой приближенно изображено распределение энергии ЧМ сигнала по частоте и времени.

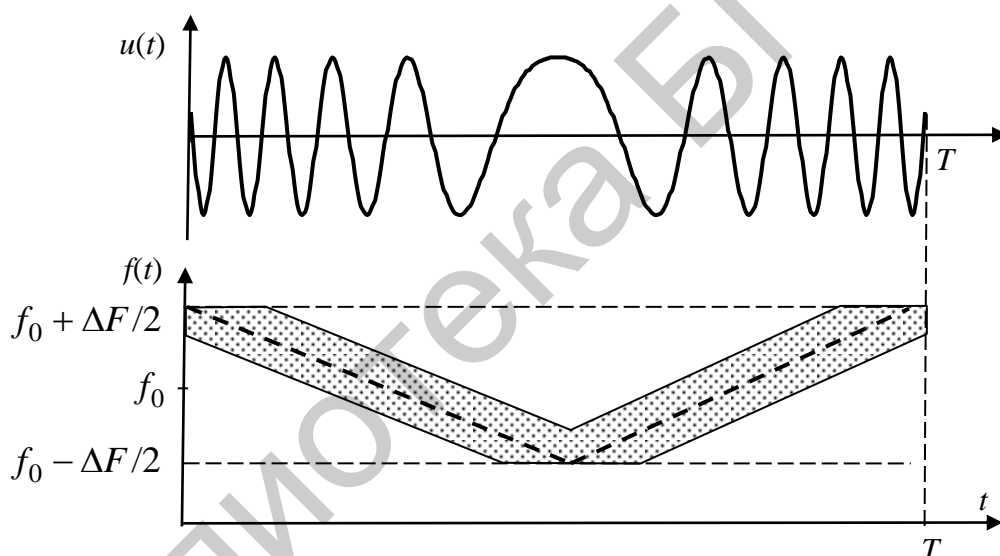


Рис. 4.3. Временное представление и частотно-временная диаграмма ЧМ сигнала

База ЧМ сигнала равна

$$B = \Delta FT = \Delta f_D T. \quad (4.6)$$

ЧМ сигналы нашли широкое применение в радиолокации. В системах связи необходимо иметь множество сигналов. При этом необходимость быстрой смены сигналов и переключения аппаратуры формирования и обработки приводит к тому, что закон изменения частоты становится дискретным. При этом от ЧМ сигналов переходят к дискретным частотным сигналам.

*Фазо-кодо-манипулированные* сигналы представляют собой последовательность радиоимпульсов, фазы которых изменяются по заданному закону. Обычно фаза принимает два значения (0 или  $\pi$ ). При этом радиочастотному ФКМ сигналу соответствует ФКМ видеосигнал (рис. 4.4), формируемый по за-

кону функции  $g(t)$  и состоящий из положительных и отрицательных импульсов.

Наибольшее применение в качестве расширяющей функции  $g(t)$  нашли последовательности максимальной длины, или  $M$ -последовательности. Если число импульсов в последовательности равно  $N$ , то длительность одного импульса равна  $\tau_0 = T/N$ , а ширина его спектра равна ширине спектра сигнала  $\Delta F = 1/\tau_0 = N/T$ . Импульсы длительностью  $\tau_0$  чередуются в соответствии с кодом  $M$ -последовательности в течение длительности  $T$  и соответствуют одному символу дискретного сообщения.

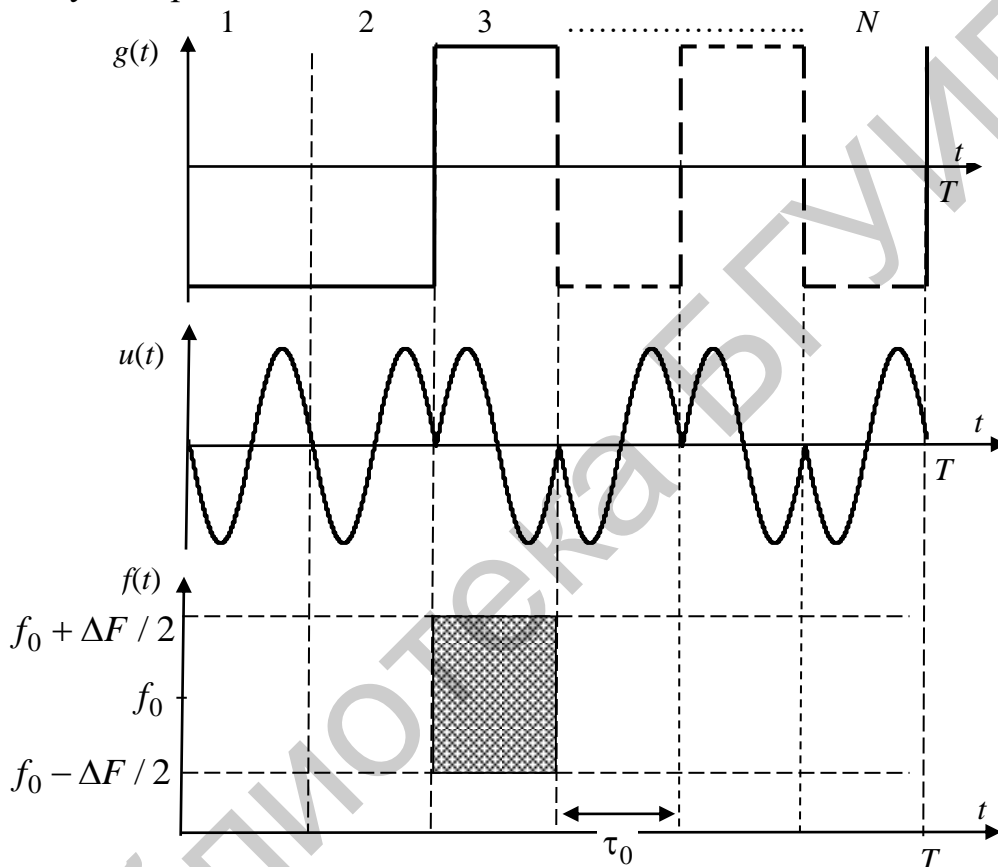


Рис. 4.4. Временное представление комплексной огибающей и частотно-временная матрица ФКМ сигнала

На частотно-временной плоскости (рис. 4.4) штриховкой выделено распределение энергии одного элемента (импульса) ФМ сигнала.

Все элементы перекрывают выделенный квадрат со сторонами  $\Delta F$  и  $T$ . База ФМ сигнала определяется как

$$B = \Delta F T = T/\tau_0 = N, \quad (4.7)$$

то есть равна числу элементарных импульсов в сигнале.

ФМ сигналы позволяют широко использовать цифровые методы формирования и обработки и обеспечивают реализацию систем сигналов с относительно большими значениями базы. Это сделало их перспективными для использования в системах передачи информации.

Дискретные частотные сигналы представляют собой последовательно радиопульсы, несущие частоты которых изменяются по заданному закону (рис. 4.5). Пусть число импульсов в ДЧ сигнале равно  $M$ , длительность импульса равна  $\tau_0 = T / M$ , а его ширина спектра  $\Delta F_0 = 1/\tau_0 = M / T$ . Над каждым из импульсов (см. рис. 4.5) указана его несущая частота. На частотно-временной плоскости штриховкой выделены квадраты, на которых распределена энергия импульсов ДЧ сигнала.

Как видно из рис. 4.5, энергия ДЧ сигнала распределена неравномерно на частотно-временной плоскости. База ДЧ сигнала определяется соотношением

$$B = FT = M \Delta F_0 M \tau_0 = M^2 \Delta F_0 \tau_0 = M^2, \quad (4.8)$$

так как база импульса  $\Delta F_0 \tau_0 = 1$ .

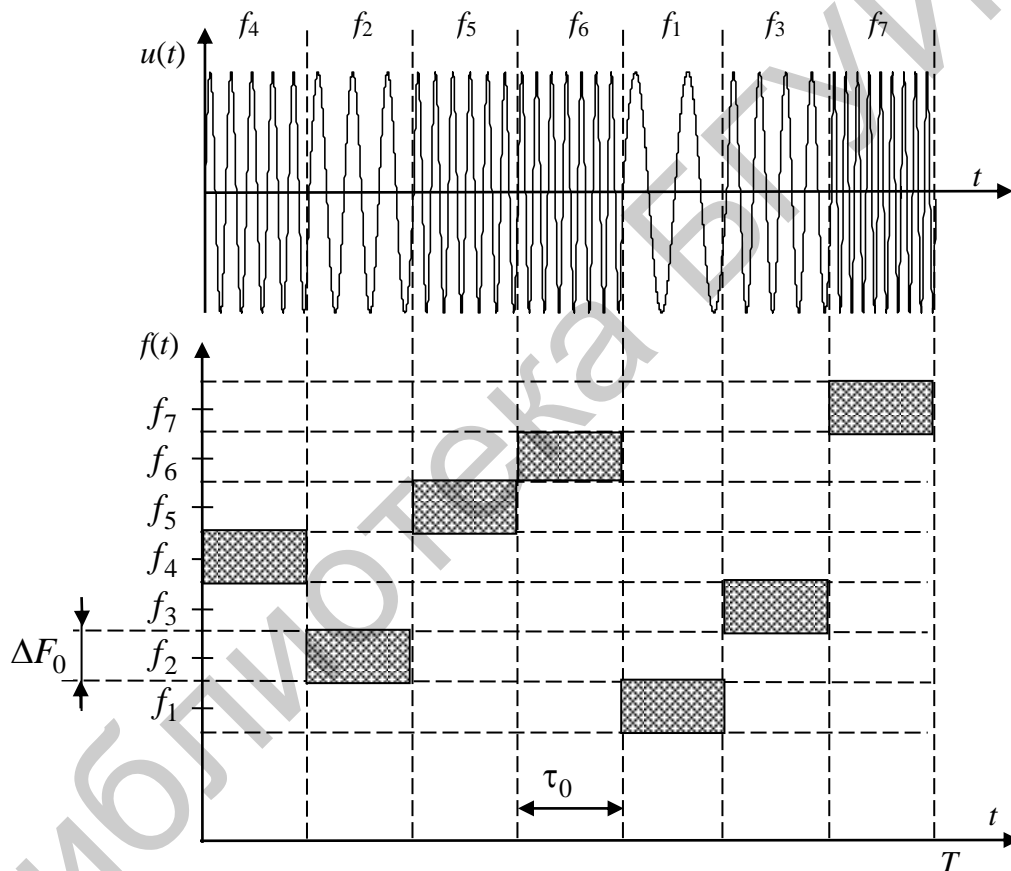


Рис. 4.5. Временное представление и частотно-временная матрица ДЧ сигнала

Из выражения (4.8) следует основное достоинство ДЧ сигналов: для получения необходимой базы  $B$  необходимо число каналов  $M = \sqrt{B}$ . Именно это обстоятельство и обусловило внимание к данным сигналам и их применение в системах передачи информации.

Дискретные составные частотные сигналы являются ДЧ сигналами, у которых каждый импульс заменен шумоподобным сигналом (ЛЧМ или ФКМ). На рис. 4.6 изображен видеочастотный ФКМ сигнал, отдельные части которого передаются на различных несущих частотах. Номера частот указаны над ФКМ

сигналом. На частотно-временной плоскости штриховкой выделено распределение энергии ДСЧ сигнала. Площадь каждого заштрихованного прямоугольника  $\Delta F_0 \tau_0 = N_0$  равна числу импульсов ФМ сигнала в одном частотном элементе ДСЧ сигнала. База ДСЧ сигнала равна

$$B = FT = M^2 \Delta F_0 \tau_0 = M^2 N_0. \quad (4.9)$$

Число импульсов полного ФМ сигнала  $N = M^2 N_0$ .

Изображенный на рис. 4.6 ДСЧ сигнал содержит в качестве элементов ФКМ сигналы (например, как  $M$ -последовательность длиной 7 символов, представленная на рис. 4.6). Поэтому такой сигнал сокращенно называется ДСЧ-ФКМ сигнал. В качестве элементов ДСЧ сигнала можно также взять ДЧ сигналы.

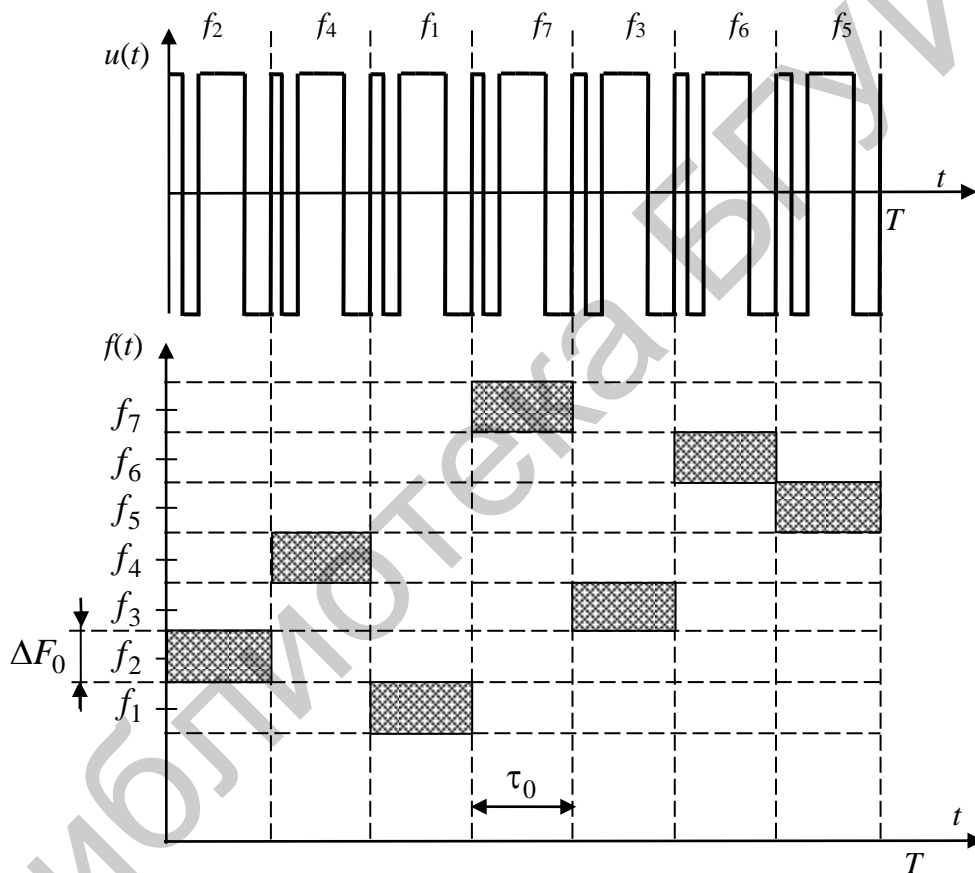


Рис. 4.6. Временное представление комплексной огибающей и частотно-временная матрица ДСЧ-ФКМ сигнала

### 4.3. Количественные показатели скрытности широкополосных сигналов

В предыдущем разделе было получено выражение для отношения сигнал/шум в приемнике РТР с учетом накопления:

$$\rho_{\text{РТР}} = \frac{P_{\text{РТР}} L_{\text{обр}}^{\text{РТР}}}{N_0 \Delta F_{\text{РТР}}} \sqrt{T_{\text{и}} \Delta F_{\text{РТР}}} = \frac{P_c G_c G_{\text{БЛ}} G_{\text{РТР}} \lambda^2 L_{\text{АФТ}}^{\text{РТР}} L_{\text{обр}}^{\text{РТР}}}{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 N_0} \sqrt{\frac{T_{\text{и}}}{\Delta F_{\text{РТР}}}}. \quad (4.10)$$

Наилучшему случаю (наиболее полному использованию мощности сигнала) соответствует условие  $\Delta F_{\text{РТР}} = \Delta F_c$ , то есть

$$\rho_{\text{РТР}} = \frac{P_{\text{РТР}} L_{\text{обр}}^{\text{РТР}}}{N_0 \Delta F_{\text{РТР}}} \sqrt{T_{\text{и}} \Delta F_{\text{РТР}}} = \frac{P_c G_c G_{\text{БЛ}} G_{\text{РТР}} \lambda^2 L_{\text{АФТ}}^{\text{РТР}} L_{\text{обр}}^{\text{РТР}}}{\underbrace{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 N_0}_{=Z}} \sqrt{\frac{T_{\text{и}}}{\Delta F_c}} = Z \sqrt{\frac{T_{\text{и}}}{\Delta F_c}}. \quad (4.11)$$

Как видно из выражения (4.11), для увеличения отношения сигнал/шум в приемнике РТР необходимо увеличивать время интегрирования  $T_{\text{и}}$ . Однако увеличение времени интегрирования возможно только до определенного значения, когда вероятность прихода двух и большего числа сигналов оказывается малой.

В то же время РТС ПИ за счет увеличения ширины спектра сигнала (при той же самой длительности), то есть за счет перехода к широкополосному сигналу, может обеспечить снижение отношения сигнал/шум в приемнике РТС ПИ до любого заранее заданного значения.

На рис. 4.7 приведена типичная зависимость вероятности разведки излучения передатчика РТС ПИ от отношения ширины спектра сигнала к скорости передачи информации.

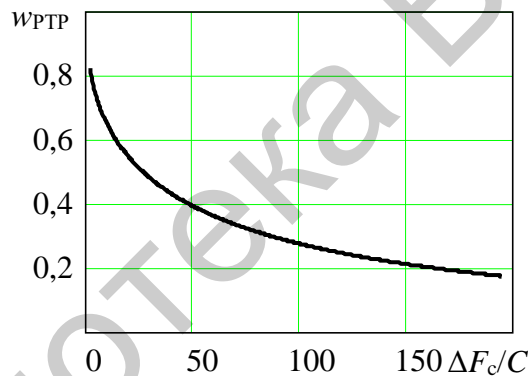


Рис. 4.7. Зависимость вероятности разведки от отношения ширины спектра сигнала к скорости передачи информации

Именно это обстоятельство определяет повышение энергетической скрытности ШПС (сигналов с расширением спектра) в сравнении с сигналами, использующими традиционные виды модуляции без расширения спектра.

Оценим вероятность суммарной ошибки в условиях радиоподавления РТС ПИ с учетом скрытности ШПС. Для этого запишем вероятность суммарной ошибки приема символа в виде

$$p_e = p_{e0}(1 - w_{\text{РТР}}) + p_{e\text{п}} w_{\text{РТР}}, \quad (4.12)$$

где  $p_{e0}$ ,  $p_{e\text{п}}$  – вероятность суммарной ошибки при отсутствии помех (сигнал РТС ПИ не разведан, помехи не создаются) и при наличии помех (сигнала РТС

ПИ разведан, частота определена);  $w_{\text{РТР}} = \frac{1}{1 + \rho_{\text{РТР}}}$  – вероятность разведки сигнала РТС ПИ средствами РРТР.

На рис. 4.8 приведены типичные зависимости вероятности суммарной ошибки от энергопотенциала источника помех для различных значений ширины спектра ШПС.

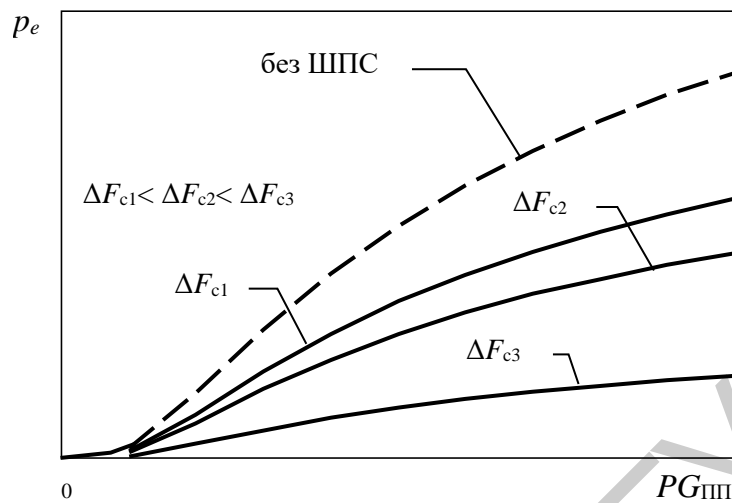


Рис. 4.8. Зависимость вероятности суммарной ошибки от энергопотенциала источника помех для различных значений ширины спектра сигнала

Отметим, что переход от узкополосных к широкополосным сигналами не изменяет энергию символа и энергетическое отношение сигнал/шум в беспомеховых условиях и при наличии помех, однако вероятность разведки и создания помех изменяется существенно. Поэтому увеличение энергопотенциала помех приводит к существенному возрастанию суммарной ошибки для узкополосного сигнала. При переходе к ШПС скорость возрастания существенно снижается.

## 5. СНИЖЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЗАМЕТНОСТИ

### 5.1. Понятие и определение эффективной площади рассеяния объектов радиолокационного наблюдения

Обнаружение и измерение координат цели в радиолокации возможно благодаря ее контрастности на фоне окружающей среды. Интенсивность вторичного излучения (отражения) и характеристики рассеяния зависят от свойств цели и параметров падающей волны.

Основными характеристиками радиолокационных целей являются:

- отражающая способность и поляризационная матрица рассеяния (ПМР);
- статистические параметры и спектры флуктуаций амплитуды и фазового фронта отраженного сигнала (радиолокационного сигнала).

Отражающая способность цели зависит от вида материала, из которого она выполнена, а также от ее формы, соотношения размеров цели и длины волны облучающих колебаний, ракурса облучения, вида поляризации волн. Точный учет этих факторов в отдельности практически невозможен. Поэтому отражающая способность цели качественно оценивается *эффективной отражающей площадью* (ЭОП), которая обобщенно учитывает все перечисленные факторы. Синонимом понятия эффективной отражающей площади является *эффективная площадь рассеяния* (ЭПР).

Эффективной площадью рассеяния  $\sigma_{эф}$  называется площадь поперечного сечения изотропного и непоглощающего энергию переизлучателя, который, находясь в точке размещения цели, создает у антенны РЛС такую же плотность потока мощности, как и реальная цель. Иллюстрация определения ЭПР приведена на рис. 5.1, а. В качестве такого изотропного и непоглощающего энергию переизлучателя может быть использована металлическая сфера – единственное тело, рассеивающее энергию во все стороны равномерно как в моностатическом, так и в бистатическом режимах. Зависимость нормированной ЭПР идеальной токопроводящей сферы приведена на рис. 5.1, б.

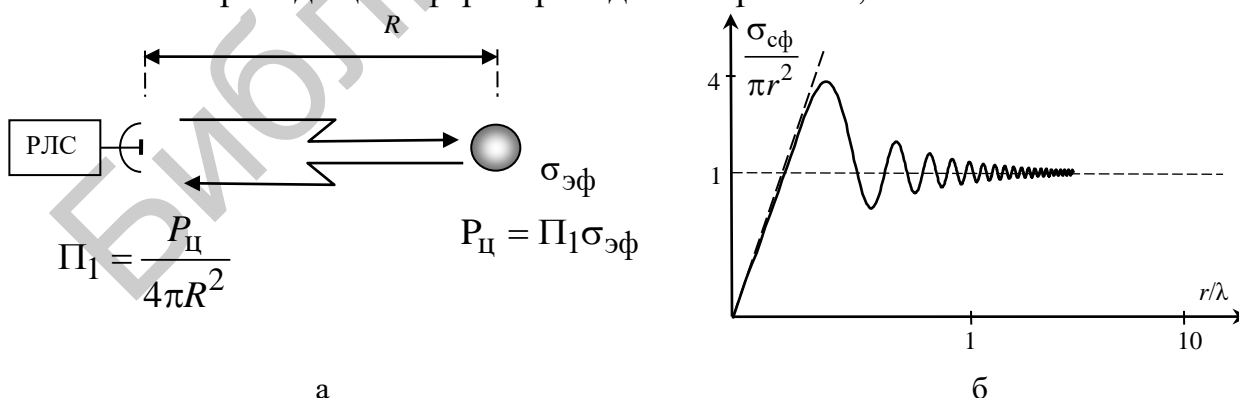


Рис. 5.1. Иллюстрация определения ЭПР:

а – к определению ЭПР; б – зависимость нормированной к поперечному сечению ЭПР идеальной токопроводящей сферы от отношения радиуса  $r/\lambda$

Как видно из рис. 5.1, б, при  $r/\lambda > 5$  ЭПР асимптотически приближается к площади ее поперечного сечения  $\sigma_{\text{сф}} \rightarrow \pi r^2$ .

Если зондирующий сигнал РЛС создает у цели, находящейся на расстоянии  $R$ , плотность потока мощности  $\Pi_1$ , то мощность отражений от цели с ЭПР  $\sigma_{\text{эф}}$  составит

$$P_{\text{ц}} = \Pi_1 \sigma_{\text{эф}}. \quad (5.1)$$

Вследствие полного и изотропного переизлучения целью электромагнитной энергии и сферического распространения плотность потока мощности у антенны РЛС составит

$$\Pi_2 = \frac{P_{\text{ц}}}{4\pi R^2} = \frac{\Pi_1 \sigma_{\text{эф}}}{4\pi R^2}. \quad (5.2)$$

Отсюда получаем

$$\sigma_{\text{эф}} = 4\pi R^2 \cdot \frac{\Pi_2}{\Pi_1}. \quad (5.3)$$

Так как мощность пропорциональна квадрату напряженности электрического поля, то последнее соотношение можно представить в виде

$$\sigma_{\text{эф}} = 4\pi R^2 \cdot \frac{E_{\text{РЛС}}^2}{E_{\text{ц}}^2}, \quad (5.4)$$

где  $E_{\text{РЛС}}^2$  и  $E_{\text{ц}}^2$  – напряженности электрических полей у приемной антенны РЛС и цели соответственно.

По методу определения ЭПР различают элементарные и сложные цели. Для элементарных целей (металлический шар, лист, вибратор, уголкового отражателя) ЭПР можно определить аналитически. ЭПР сложных целей получают экспериментальными методами.

Радиолокационные цели подразделяются на точечные, протяженные и распределенные. В свою очередь распределенные цели подразделяются на объемно-распределенные (гидрометеоры, ионизированные образования, облака дипольных отражателей) и поверхностно-распределенные (участки земной и водной поверхности).

Для точечных целей характерно следующее: 1) линейные размеры значительно меньше элемента разрешения по дальности; 2) угловые размеры малы по сравнению с элементом разрешения по угловым координатам; 3) разность радиальных скоростей крайних точек цели много меньше элемента разрешения по скорости.

Размеры распределенных целей превышают размеры разрешаемого объема. Протяженные цели занимают промежуточное положение между точечными и распределенными.

Примерами точных целей для типовых РЛС обнаружения и слежения и условий наблюдения являются летательные аппараты, искусственные спутники земли и надводные объекты при больших дальностях наблюдения. В то же вре-



мя при увеличении ширины спектра зондирующего сигнала или времени наблюдения указанные цели становятся протяженными по какой-либо из координат (дальности или скорости).

Для распределенных целей вводят понятие удельной ЭПР, характеризующей отражающие свойства единицы объема (в  $\text{м}^2/\text{м}^3$ ) или площади (в  $\text{м}^2/\text{м}^2$ ).

Мощность отраженного от реальных радиолокационных целей сигнала имеет сложную зависимость от длины волны и ракурса наблюдения. Зависимость ЭПР от направления на РЛС называется *диаграммой (характеристикой) обратного рассеяния* (ДОР). Если условия (ракурс и частота зондирующего сигнала) наблюдения фиксированы, то ЭПР следует рассматривать как детерминированную величину. При наблюдении реальных радиолокационных целей имеет место сочетание детерминированных и случайных изменений ракурса наблюдения. В этой связи отраженный сигнал может быть охарактеризован многомерной плотностью вероятности амплитуды и фазы, а ЭПР рассматривается как случайная величина, характеризуемая плотностью вероятности  $w(\sigma)$ , корреляционной функцией  $R_\sigma(\tau)$  или энергетическим спектром  $S_\sigma(\omega)$ .

Причиной сложной зависимости ЭПР реальных целей от длины волны и ракурса наблюдения является интерференция сигналов, отраженных от различных элементов поверхности цели. Проиллюстрируем явление интерференции на примере «гантельной» цели, состоящей из двух элементов – изотропных отражателей, находящихся на расстоянии  $\ell$  друг от друга (рис. 5.2). Узкополосный зондирующий сигнал имеет длину волны  $\lambda$ . Угол между направлением прихода сигнала и нормалью к отрезку, соединяющему элементы, равен  $\alpha$ .

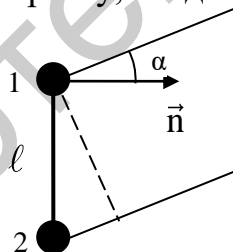


Рис. 5.2. «Гантельная» цель

Отраженный от второго элемента сигнал имеет сдвиг по фазе относительно сигнала, отраженного от первого элемента, составляющий

$$\Delta\varphi = \frac{2\ell}{\lambda} \sin \alpha.$$

Поэтому суммарное отраженное колебание можно представить в виде

$$\begin{aligned} u(t) &= \sqrt{\sigma} \cos(\omega_0 t) + \sqrt{\sigma} \cos(\omega_0 t - \Delta\varphi) = \\ &= 2\sqrt{\sigma} \cos \frac{\Delta\varphi}{2} \cos(\omega_0 t - \Delta\varphi / 2) = 2\sqrt{\sigma} \cos \left( \frac{\ell}{\lambda} \sin \alpha \right) \cos(\omega_0 t - \Delta\varphi / 2). \end{aligned}$$

Из полученной записи видно, что амплитуда суммарного колебания пропорциональна величине  $2\sqrt{\sigma} \cos\left(\frac{\ell}{\lambda} \sin \alpha\right)$ . Так как ЭПР пропорциональна квадрату амплитуды, то величина ЭПР такой сложной цели составит

$$\sigma_{\Sigma} = 4\sigma \cos^2\left(\frac{\ell}{\lambda} \sin \alpha\right).$$

На рис. 5.3 приведена зависимость ЭПР «гантельной» цели от ракурса наблюдения. Как видно из рис. 5.3, ЭПР даже такой достаточно простой по геометрии цели сложным образом зависит от ракурса наблюдения и длины волны. Для реальных целей зависимость ЭПР от ракурса наблюдения имеет еще более сложный и нерегулярный характер.

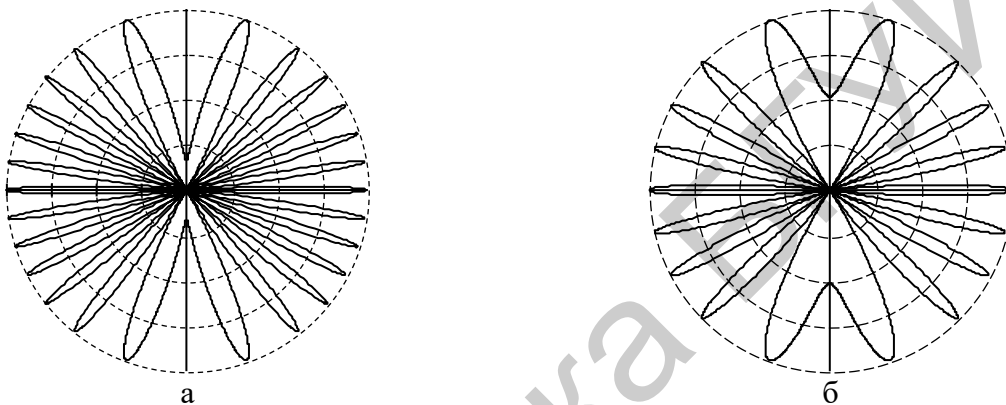


Рис. 5.3. Диаграммы обратного рассеяния «гантельной» цели при  $\ell/\lambda = 50$  (а) и 30 (б)

В процессе взаимного перемещения цели и РЛС, в том числе при «рысканиях» воздушной цели, ракурс облучения меняется, что приводит к тому, что амплитуда и фаза отраженного сигнала флуктуируют, то есть изменяются во времени. Таким образом, амплитуда, связанная с ней мощность, а также фаза радиолокационного сигнала являются случайными величинами.

Кроме флуктуаций мощности отраженного сигнала протяженный характер цели при изменении ракурса объекта относительно РЛС при фиксированной частоте излучения или изменении частоты излучения приводит к появлению *дальномерных, доплеровских, угловых и поляризационных шумов*, то есть к отличиям кажущихся положений цели по дальности, скорости сближения, углу от истинных координат объекта и к изменению поляризационных характеристик отраженного сигнала.

Для выявления общих закономерностей изменения ЭПР радиолокационных целей обращаются к статистическим моделям. В качестве простейшей модели радиолокационной цели используют обычно одну из двух следующих моделей:

а) совокупность большого числа произвольно расположенных независимых и равноценных элементов или блестящих точек с заданным средним значением суммарной эффективной поверхности  $\sigma_{\Sigma}$ ;

б) совокупность элементов первой модели и доминирующую блестящую точку со стабильной эффективной поверхностью  $\sigma_0$ , отражение от которой преобладает над отражениями отдельно взятых остальных элементов.

Первая модель является частным случаем второй при  $\sigma_0 = 0$ . Поэтому основное внимание уделим анализу второй модели и установим для нее плотность вероятности амплитуды отраженного сигнала  $w(\rho)$  и плотность вероятности эффективной отражающей поверхности  $w(\sigma_{эф})$ .

Обозначим случайную амплитуду сигнала, отраженного от  $k$ -й из недоминирующих блестящих точек,  $\rho_k = \sqrt{\sigma_k}$ , амплитуду суммарного колебания недоминирующих блестящих точек  $\rho_\Sigma = \sqrt{\sigma_\Sigma}$ , а само суммарное колебание представим выражением

$$\rho_\Sigma \cos(\omega_0 t - \varphi_\Sigma) = \sum_{k=1}^n \rho_k \cos(\omega_0 t - \varphi_k), \quad (5.5)$$

где  $\varphi_\Sigma$  – фаза суммарного колебания недоминирующих блестящих точек;  $\varphi_k$  – фазы колебаний каждой из блестящих точек.

Полагаем, что расстояние между блестящими точками много больше длины волны. Поэтому фазы сигналов, отраженных от блестящих точек, можно считать равномерно распределенными на интервале  $[0, 2\pi]$ .

Обозначая далее неслучайную амплитуду сигнала, отраженного от доминирующей блестящей точки,  $\rho_0 = \sqrt{\sigma_0}$ , а амплитуду результирующего колебания, соответствующего доминирующей и недоминирующим блестящим точкам, как  $\rho = \sqrt{\sigma}$ , само результирующее колебание запишем в виде

$$\rho \cos(\omega_0 t - \varphi) = \rho_0 \cos(\omega_0 t - \varphi_0) + \rho_\Sigma \cos(\omega_0 t - \varphi_\Sigma). \quad (5.6)$$

Процесс наложения колебаний можно иллюстрировать сложением векторов на диаграмме (рис. 5.4).

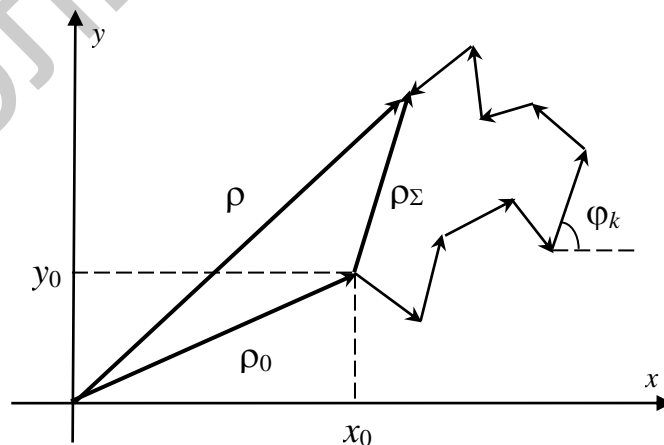


Рис. 5.4. Иллюстрация сложения колебаний доминирующей и недоминирующей блестящих точек

Квадратурные составляющие сигналов будут равны

$$\rho_k \cos \varphi_k = x_k, \rho_k \sin \varphi_k = y_k, \rho_\Sigma \cos \varphi_\Sigma = x_\Sigma \text{ и } \rho_\Sigma \sin \varphi_\Sigma = y_\Sigma.$$

Из диаграммы следует, что

$$\rho^2 = x^2 + y^2; \quad \rho_\Sigma^2 = x_\Sigma^2 + y_\Sigma^2,$$

$$\text{где } x = x_0 + x_\Sigma, x_\Sigma = \sum_k x_k; y = y_0 + y_\Sigma, y_\Sigma = \sum_k y_k.$$

Поскольку  $\overline{x_i x_j} = 0$  при  $i \neq j$ , то среднее значение эффективной поверхности рассеяния совокупности элементов первой модели

$$\sigma_\Sigma = \overline{\rho_\Sigma^2} = \overline{\left( \sum_k x_k \right)^2} + \overline{\left( \sum_k y_k \right)^2} = \overline{\sum_k \rho_k^2} = \sum_k \sigma_k.$$

Согласно центральной предельной теореме случайные величины  $x$  и  $y$  для рассматриваемых моделей имеют нормальные законы распределения с плотностями вероятности

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} e^{-\frac{(x-x_0)^2}{2D}}, \quad w(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} e^{-\frac{(y-y_0)^2}{2D}},$$

где  $D$  – дисперсия ортогональных составляющих амплитуд  $\rho_\Sigma$  и  $\rho$ ,

$$D = \overline{\left( \sum_k x_k \right)^2} = \overline{\left( \sum_k y_k \right)^2} = \frac{\sigma_\Sigma}{2}.$$

Поскольку величины  $x$  и  $y$  независимы, их двумерная плотность вероятности  $w(x, y)$  определяется как произведение одномерных:

$$w(x, y) = w(x)w(y) = \frac{1}{2\pi D} e^{-\frac{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2}{2D}}.$$

Переходя от прямоугольной системы координат к полярной по формулам  $x = \rho \cos \varphi, y = \rho \sin \varphi$ , получим двумерную плотность вероятности в виде

$$w(\rho, \varphi) = w(x, y) \left| \frac{\partial(x, y)}{\partial(\rho, \varphi)} \right|,$$

где  $\rho$  – якобиан преобразования системы случайных величин  $(x, y)$  в систему случайных величин  $(\rho, \varphi)$ :

$$\rho = \left| \frac{\partial(x, y)}{\partial(\rho, \varphi)} \right| = \begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial \rho} & \frac{\partial x}{\partial \varphi} \\ \frac{\partial y}{\partial \rho} & \frac{\partial y}{\partial \varphi} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \varphi & -\rho \sin \varphi \\ \sin \varphi & \rho \cos \varphi \end{vmatrix}.$$

После преобразований получим

$$w(\rho, \varphi) = \frac{\rho}{2\pi D} e^{-\frac{\rho^2 + \rho_0^2}{2D}} e^{\frac{\rho \cdot \rho_0}{D} \cos(\varphi - \varphi_0)}.$$

Одномерная плотность вероятности амплитуды отраженного сигнала

$$w(\rho) = \int_0^{2\pi} w(\rho, \varphi) d\varphi$$

сводится к обобщенному закону Рэлея:

$$w(\rho) = \frac{\rho}{D} e^{-\frac{\rho^2 + \rho_0^2}{2D}} I_0\left(\frac{\rho \cdot \rho_0}{D}\right), \quad (5.7)$$

где  $I_0(u)$  – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Для частного случая первой статистической модели, когда доминирующий сигнал отсутствует ( $\rho_0 = 0$ ),  $I_0\left(\frac{\rho \rho_0}{D}\right) = I_0(0) = 1$ , плотность вероятности амплитуды  $\rho$  определяется простым (необобщенным) законом Рэлея:

$$w(\rho) = \frac{\rho}{D} e^{-\frac{\rho^2}{2D}}. \quad (5.8)$$

Переходя к плотности вероятности  $w(\sigma)$  эффективной площади рассеяния, воспользуемся выражением

$$w(\sigma) = w(\rho) \frac{d\rho}{d\sigma}, \quad (5.9)$$

где  $\rho = \sqrt{\sigma}$  и  $\frac{d\rho}{d\sigma} = \frac{1}{2\sqrt{\sigma}}$ .

Тогда, учитывая что  $D = \frac{\sigma_\Sigma}{2}$ , плотность вероятности ЭПР при наличии доминирующей блестящей точки получим в виде

$$w(\sigma) = \frac{1}{\sigma_\Sigma} e^{-\frac{\sigma + \sigma_0}{\sigma_\Sigma}} I_0\left(\frac{2\sqrt{\sigma\sigma_0}}{\sigma_\Sigma}\right), \quad (5.10)$$

а при ее отсутствии

$$w(\sigma) = \frac{1}{\sigma_\Sigma} e^{-\frac{\sigma}{\sigma_\Sigma}}. \quad (5.11)$$

Соответствующие кривые плотности вероятности ЭПР цели приведены на рис. 5.5. При  $\sigma_0/\sigma_\Sigma \gg 1$  имеет место нормализация распределения  $\sigma$ .

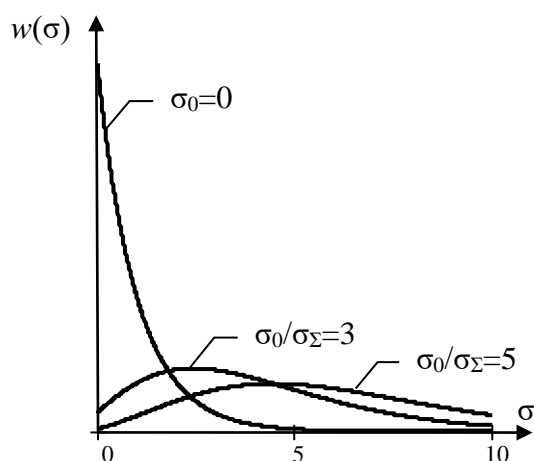


Рис. 5.5. Плотности вероятности ЭПР цели

Примерные средние значения ЭПР реальных целей (табл. 5.1) находятся в пределах от долей и единиц квадратных метров (малые ракеты, самолеты) до десятков тысяч квадратных метров (большие корабли).

Таблица 5.1

Примерные средние значения ЭПР типовых радиолокационных целей

Тип радиолокационной цели	ЭПР, м <sup>2</sup>
Морские суда водоизмещением $m$ тонн	$(1...3) \cdot m$
Подводные лодки в надводном положении	35...140
Транспортный самолет, дальний бомбардировщик	100...200
Бронетранспортер	5...30
Тягач тяжелый	15...20
Тяжелый истребитель	5...10
Легкий истребитель	2...5
Танк	6...9
Автомобиль	6...8
Человек ( $\lambda = 3$ см)	0,5...1,2
Рубка подводной лодки	1
Крылатая ракета	0,01...1
Стая птиц в элементе разрешения РЛС	0,01...1
Боеголовка баллистической ракеты	0,001...1
Небольшая птица (голубь)	0,001...0,01

## 5.2. Основные методы снижения радиолокационной заметности

Снижение радиолокационной заметности достигается путем:

- выбора малоотражающих форм объекта;
- применения радиопоглощающих материалов и покрытий;
- специального управления радиолокационной заметностью;
- снижения заметности антенных систем.

### 5.2.1. Выбор малоотражающей формы объекта

Для анализа возможности выбора малоотражающей формы объекта рассмотрим диаграммы обратного рассеяния некоторых простых геометрических тел:

- 1) плоская металлическая поверхность;
- 2) уголкового отражатель;
- 3) цилиндр;
- 4) металлическая сфера.

Для ЭПР плоской площадки (рис. 5.6) имеем

$$\sigma(\alpha, \beta) = 4\pi \frac{a^2 b^2}{\lambda^2} \left( \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} a \sin \alpha\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} a \sin \alpha} \cdot \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} b \sin \beta\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} b \sin \beta} \right)^2, \quad (5.12)$$

где  $\alpha, \beta$  – углы отклонения направления наблюдения в соответствующих плоскостях.

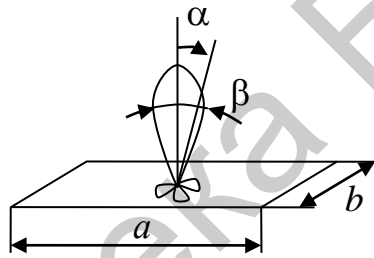


Рис. 5.6. Диаграмма вторичного излучения плоской площадки

Ширина ДОР по уровню 0,5 от максимального значения составляет (в радианах)

$$\Delta\Theta_a = \frac{\lambda}{a}; \quad \Delta\Theta_b = \frac{\lambda}{b}. \quad (5.13)$$

Таким образом, ДОР плоской металлической площадки соответствует ДН апертурной антенны с равномерным амплитудным распределением.

В соответствии с (5.12) ЭПР может достигать значительных величин. Это имеет место, когда направление наблюдения совпадает с нормалью к плоскости площадки. Так, например, при  $a = b = 10\lambda$  и  $\lambda = 3$  см (размер пластинки 30 на 30 см) ЭПР составит

$$\sigma_{\max} = 4\pi \cdot \frac{(10\lambda)^4}{\lambda^2} = 4\pi \cdot 10^4 \lambda^2 = 4\pi \cdot 10^4 \cdot 0,03^2 = 113 \text{ м}^2.$$

Таким образом, ЭПР в  $4\pi \cdot 10^2$  раз превышает геометрическую площадь пластинки. В то же время при отклонении направления наблюдения от нормали ЭПР резко снижается.

Еще большую ЭПР имеет уголкового отражатель (рис. 5.7).

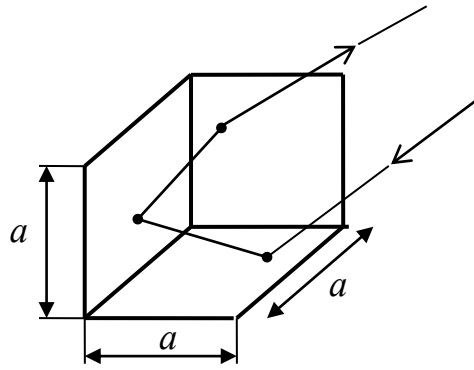


Рис. 5.7. Принцип работы уголкового отражателя

Уголкового отражателя основан на обеспечении переотражения падающей электромагнитной волны в направлении ее прихода. Для этого угол между гранями отражателя должен составлять  $90^\circ$ . Для уголкового отражателя с квадратными гранями величина ЭПР составляет

$$\sigma = 12\pi \frac{a^4}{\lambda^2} \quad (5.14)$$

и практически не зависит от угла прихода вплоть до значений, когда углы между направлением прихода и плоскостями граней не будут составлять единицы градусов.

Для цилиндра радиусом  $r$  и длиной  $L$

$$\sigma(\theta) = 4\pi^2 \frac{rL^2}{\lambda} \sin \theta \left( \frac{\sin \left( \frac{4\pi}{\lambda} L \sin \theta \right)}{\frac{4\pi}{\lambda} L \sin \theta} \right)^2, \quad (5.15)$$

где  $\theta$  – угол между осью цилиндра и направлением наблюдения.

ЭПР шара диаметром  $d_{ш} \gg \lambda$

$$\sigma_{ш} = \frac{\pi d_{ш}^2}{4} = \text{const}. \quad (5.16)$$

ЭПР вибратора длиной  $\ell = \lambda / 2$

$$\sigma(\theta) = 0,86\lambda^2 \cos^4 \theta, \quad (5.17)$$

где  $\theta$  – угол между нормалью к вибратору и направлением наблюдения.

Для конуса

$$\sigma(\alpha) = \pi a^2 \text{tg}^2 \alpha, \quad (5.18)$$

где  $a$  – радиус основания конуса;  $\alpha$  – угол вершины конуса.

ЭПР сложного объекта

$$\sigma_{ц} = \left( \sum_{i=1}^N \sqrt{\sigma_i} \cos \varphi_i \right)^2, \quad (5.19)$$

где  $\sigma_i$  – ЭПР  $i$ -го центра отражения;  $\varphi_i$  – фаза сигнала для  $i$ -го центра отражения.



Анализ (5.12)...(5.18) показывает, что к *сильно отражающим* формам относятся плоскость, цилиндр, сфера (шар) в направлениях, совпадающих с нормалью к поверхности объекта. *Малоотражающие* формы: плоскость или цилиндр в направлении, отличном от нормали; конус или клин в направлении оси и т. д.

При проектировании малозаметного образца стремятся добиться:

- 1) минимального числа конструктивных элементов, образующих внутренние и наружные грани (кромки, изломы) и полости;
- 2) минимального значения ЭПР элементов в ожидаемых угловых секторах облучения;
- 3) использования элементов с минимальной шириной диаграммы обратного рассеяния, максимум которой ориентируется вне приоретных угловых секторах наблюдения.

Изображения некоторых малозаметных образцов вооружения и военной техники, сконструированных с позиций снижения их радиолокационной заметности за счет выбора малоотражающих форм, приведены на рис. 5.8, 5.9.



Рис. 5.8. Малозаметный корабль



Рис. 5.9. Малозаметный стратегический бомбардировщик

Как видно из рисунков, малозаметные образцы военной техники имеют характерную «угловатую» форму с использованием в основном плоских поверхностей. Выбор угла наклона к строительным плоскостям образца определяется характерными углами облучения при его практическом применении: отражение ЭМВ не должно происходить в направлении облучения. Кроме того, применяются меры для исключения «углового отражателя»: углы между плоскими поверхностями выбираются существенно отличающимися от  $90^\circ$ , и предпринимаются меры для исключения проникновения электромагнитных волн во внутренние области: фонарь кабины металлизирован, на воздухозаборники турбин помещаются металлические сетки с размерами ячеек меньше половины длины волны и т. д.

### 5.2.2. Применение радиопоглощающих материалов и покрытий

Взаимодействие электромагнитных волн с материалом объекта характеризуется явлениями:

- отражения и преломления;
- поглощения;
- интерференции (когерентного сложения отраженных волн).

Радиопоглощающие материалы и покрытия (РПМ и РПП) подразделяются:

- на материалы интерференционного типа, в которых гашение электромагнитных волн происходит за счет интерференции;
- на материалы, в которых электромагнитная энергия превращается в тепловую за счет наведения рассеянных токов, магнитогистерезисных или высокочастотных диэлектрических потерь.

По электрическим и магнитным свойствам различают диэлектрические и магнетодиэлектрические материалы, по рабочему диапазону частот поглощения – узко- и широкодиапазонные.

По конструктивному применению различают радиопоглощающие материалы, которые наносятся на поверхность защищаемого объекта (противорадиолокационные покрытия) и радиопоглощающие конструкционные материалы, используемые для создания малозаметных объектов.

Показателями, характеризующими защитные свойства РПП и РПМ, выступают:

- комплексный коэффициент отражения и коэффициент отражения по мощности, представляющий собой квадрат модуля комплексного коэффициента отражения;

- коэффициент поглощения по мощности.

Основными требованиями к РПП и РПМ являются:

- 1) эффективность (низкий коэффициент отражения, высокий коэффициент поглощения);

- 2) широкий частотный диапазон;

- 3) стойкость к эксплуатационным воздействиям: механическим, тепловым и др.;

- 4) малая масса, габариты и стоимость.

Радиопоглощающие покрытия (рис. 5.10) могут быть выполнены:

- из ферромагнитных материалов (карбонильное железо, ферриты), в которых электромагнитная энергия превращается в тепловую из-за магниторезистивных потерь;

- из диэлектрических материалов (графит, сажа и т. д.), в которых электромагнитная энергия превращается в тепловую за счет наведения рассеянных токов.

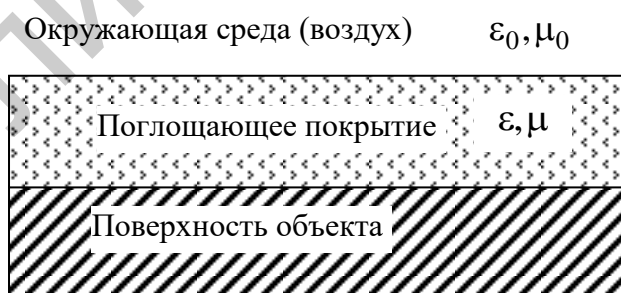


Рис. 5.10. Иллюстрация принципа работы радиопоглощающего покрытия

Комплексный коэффициент отражения

$$\dot{R} = \frac{\dot{E}_{\text{отр1}}}{\dot{E}_{\text{пад}}} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}, \quad (5.20)$$

где  $\dot{E}_{\text{отр1}}$  – напряженность отраженной волны;  $\dot{E}_{\text{пад}}$  – напряженность падающей волны;  $Z_0$  – сопротивление свободного пространства,

$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi \approx 377 \text{ Ом}$ ;  $Z$  – волновое сопротивление покрытия,

$Z = \sqrt{\frac{\dot{\mu}}{\dot{\varepsilon}}} = \sqrt{\frac{\dot{\mu}'_1 \mu_0}{\dot{\varepsilon}'_1 \varepsilon_0}}$ ;  $\dot{\mu}'_1$  – комплексная относительная магнитная проницаемость

покрытия;  $\dot{\varepsilon}'_1$  – комплексная относительная диэлектрическая проницаемость покрытия,  $\dot{\varepsilon}'_1 = \tilde{\varepsilon} + j\tilde{\varepsilon} = \tilde{\varepsilon} + j\frac{\sigma}{\varepsilon_0\omega}$ ;  $\sigma$  – проводимость покрытия.

Отсюда

$$\dot{R} = \frac{\dot{\mu}'_1 - \sqrt{\dot{\varepsilon}'_1 \dot{\mu}'_1}}{\dot{\mu}'_1 + \sqrt{\dot{\varepsilon}'_1 \dot{\mu}'_1}}. \quad (5.21)$$

Комплексная величина

$$\sqrt{\dot{\varepsilon}'_1 \dot{\mu}'_1} = n + jk \quad (5.22)$$

характеризует коэффициент преломления  $n$  и коэффициент поглощения  $k$ . Для немагнитных материалов  $\dot{\mu}'_1 \approx 1$  и

$$n = \sqrt{\frac{\tilde{\varepsilon} + \sqrt{\tilde{\varepsilon}^2 + \tilde{\varepsilon}^2}}{2}}; \quad k = \frac{\tilde{\varepsilon}}{2n} = \frac{\tilde{\varepsilon}}{\sqrt{2}\sqrt{\tilde{\varepsilon} + \sqrt{\tilde{\varepsilon}^2 + \tilde{\varepsilon}^2}}}. \quad (5.23)$$

Для обеспечения  $\dot{R} = 0$  необходимо обеспечить выполнение условия равенства нулю числителя в (5.20):  $\dot{\mu}'_1 - \sqrt{\dot{\varepsilon}'_1 \dot{\mu}'_1} = 0$  или  $\dot{\varepsilon}'_1 = \dot{\mu}'_1$ . Таким условиям удовлетворяют покрытия, в состав которых входят вещества с достаточно большими потерями. Структуру таких покрытий образуют частицы ферромагнетика, удерживаемые изоляционным немагнитным диэлектриком.

Для снижения коэффициента отражения используют:

- многослойные покрытия (рис. 5.11), для которых

$$\varepsilon'_1 < \varepsilon'_2 < \varepsilon'_3, \quad \mu'_1 < \mu'_2 < \mu'_3 \mu'_1 < \mu'_2 < \mu'_3,$$

то есть показатели преломления и поглощения постепенно нарастают;

- покрытия с рельефной поверхностью (рис. 5.12), характеризующиеся многократными отражениями волны, в результате которых амплитуда поля значительно понижается.

Принцип работы *интерференционного покрытия* основан на обеспечении равенства нулю суммы волн, отраженных от поверхности объекта и от покрытия (рис. 5.13):

$$E_{\text{отр}} = \sum_i E_{\text{отр}i} = 0. \quad (5.24)$$

Для этого требуется обеспечить:

1) противофазность:

$$2d = (2k + 1) \frac{\lambda}{2}, \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots; \quad (5.25)$$

2) равенство амплитуд:

$$|E_{отр2}| = |E_{пад}|(1 - R)\beta, \quad (5.26)$$

где  $\beta$  – коэффициент поглощения.

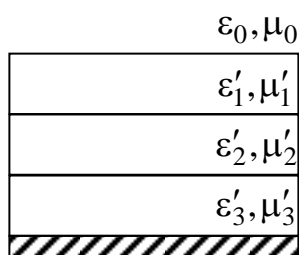


Рис. 5.11. Многослойное радиопоглощающее покрытие

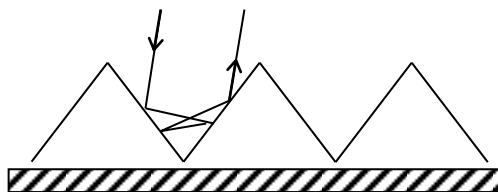


Рис. 5.12. Рельефное радиопоглощающее покрытие

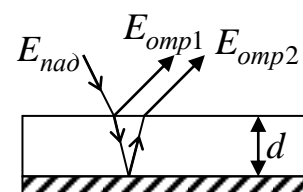


Рис. 5.13. К принципу работы интерференционного покрытия

Основным достоинством интерференционных покрытий является небольшая (меньше, чем у радиопоглощающих) толщина.

Недостатки: малый диапазон частот (5 % от несущей частоты); существенная зависимость коэффициента отражения от угла падения волны.

В заключение отметим, что в основном РПП и РПМ комбинируются с приданием объекту малоотражающей формы. Основными местами нанесения РПП и РПМ являются:

- стыки и ребра конструктивных элементов;
- полости воздухозаборников;
- «блестящие точки» (первые зоны Френеля) сферических и эллипсоидальных поверхностей и т. д.

### 5.2.3. Управление радиолокационной заметностью и снижение ЭПР антенных систем

Важность снижения ЭПР антенных систем определяется тем, что их вклад в общую ЭПР достигает значений:

- 10–50 % (военный самолет);
- 30–90 % (ракеты с головкой самонаведения).

Основными путями снижения заметности антенных систем являются:

- 1) уменьшение количества антенн за счет использования многофункциональных антенных решеток;
- 2) уменьшение ЭПР антенны путем:
  - а) подбора сопротивления нагрузки;
  - б) применения частотно-селективных и поляризационно-селективных экранов;
  - в) применения электрически управляемых экранов;
  - г) уменьшения габаритов антенны.

Общая ЭПР антенны

$$\sigma = |\sqrt{\sigma_{\text{стр}}} - (1 - \dot{R}_a)\sqrt{\sigma_{\text{ант}}} e^{j\varphi}|^2, \quad (5.27)$$

где  $\sigma_{\text{стр}}$  – структурная часть ЭПР (отражающая поверхность различных частей антенны);  $\sigma_{\text{ант}}$  – антенная часть ЭПР (связанная с приемом и переизлучением сигнала антенной);  $\dot{R}_a$  – коэффициент отражения нагрузки,  $\dot{R}_a = \frac{Z_H - Z_a}{Z_H + Z_a}$ ;  $Z_H$  – сопротивление нагрузки, подключенной к антенне;  $Z_a$  – входное сопротивление антенны;  $\varphi$  – сдвиг фаз структурной и антенной компонент отраженной волны.

Требуется, чтобы

$$\sqrt{\sigma_{\text{стр}}} = (1 - \dot{R}_a)\sqrt{\sigma_{\text{ант}}} e^{j\varphi}, \text{ откуда } \dot{R}_a = 1 - \sqrt{\frac{\sigma_{\text{стр}}}{\sigma_{\text{ант}}}} e^{-j\varphi}. \quad (5.28)$$

Этого можно добиться подбором  $Z_H$ .

При использовании частотно-селективных и поляризационно-селективных экранов раскрыв зеркальной антенны закрывается плоскостойким экраном со щелями. Конфигурация щелей и слои экрана выбираются так, что экран пропускает волны с рабочей частотой и поляризацией антенны, а другие волны экраном поглощаются.

При использовании электрически управляемых (плазменных и полупроводниковых) экранов под действием управляющего сигнала экран становится либо радиопрозрачным, либо радиопоглощающим. «Прозрачным» экран делается на момент прихода импульса отраженного сигнала, а поглощающим – во все остальное время. Это позволяет снизить заметность примерно в скважность раз.

## 6. МАСКИРУЮЩЕЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ НА СРЕДУ

Маскирующее воздействие на среду заключается в создании областей пространства, поглощающих или рассеивающих электромагнитные волны. Тем самым затрудняется разведка излучения РЭС.

Для создания областей пространства, рассеивающих электромагнитные волны, преимущественно используются дипольные отражатели.

Для создания областей пространства, поглощающих электромагнитные волны, могут быть использованы:

- дипольные отражатели;
- углеродно-волоконистые материалы (в радиодиапазоне) или аэрозоли (в инфракрасном или видимом диапазоне света);
- плазменные образования.

### 6.1. Дипольные отражатели

Рассмотрим основные соотношения при использовании дипольных отражателей. Физически маскирующее воздействие на среду при использовании дипольных отражателей основано на том, что электрический диполь 50 % падающей на него энергии рассеивает в переднюю полусферу, а 50 % энергии – в заднюю полусферу. При использовании углеродно-волоконистых материалов преобладающим является поглощение электромагнитных волн при малых коэффициентах отражения вперед и назад. В обоих случаях для плотных облаков диполей или углеродно-волоконистых материалов будет наблюдаться существенное ослабление электромагнитной волны на трассе распространения.

Типовым является вариант создания маскирующих облаков и полос дипольных отражателей. При нахождении радиолокационной цели в указанном облаке (полосе) или вблизи от него (в пределах разрешаемого объема РЛС) при достаточно большой мощности отраженного от облака сигнала исключается обнаружение сигнала, отраженного от цели. В этих условиях РЛС вынуждена переходить в режим селекции движущихся целей (будет описано в разд. 7) с использованием когерентных пачек зондирующих сигналов достаточно большой длительности. Это, во-первых, создает предпосылки для последующего создания РЛС, прицельных по частоте помех, во-вторых, приводит к непосредственному снижению дальности действия РЛС из-за неполного подавления мешающих отражений, наличия «слепых скоростей» и т. д.

ЭПР одиночного диполя определяется по формуле

$$\sigma(\theta) \approx 0,86\lambda^2 \cos^4 \theta, \quad (6.1)$$

где  $\lambda$  – длина волны;  $\theta$  – угол между нормалью к диполю и направлением облучения (рис. 6.1).

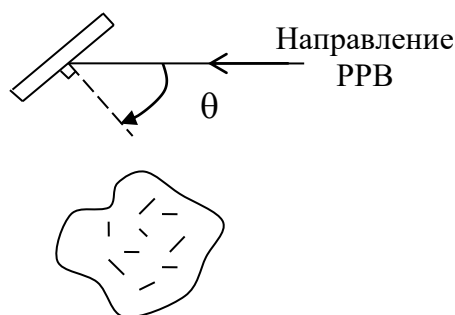


Рис. 6.1. К расчету ЭПР облака диполей

С учетом хаотической ориентации диполей в турбулентной атмосфере угол  $\theta$  – случайная, равномерно распределенная на интервале  $\left[-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}\right]$  величина. Средняя ЭПР произвольного диполя в облаке с учетом его равновероятной ориентации относительно направления наблюдения

$$\sigma_1 = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sigma(\Theta)P(\Theta)d\Theta \approx 0,17\lambda^2. \quad (6.2)$$

Удельная ЭПР объемно-распределенных отражателей:

$$\alpha_V = \sigma_1 N \approx 0,17\lambda^2 N \left[ \text{м}^2/\text{м}^3 \right], \quad (6.3)$$

где  $N \left[ 1/\text{м}^3 \right]$  – плотность дипольных отражателей, то есть среднее число диполей в объеме  $1 \text{ м}^3$ .

Если размеры облака (полосы) дипольных отражателей превышают соответствующие размеры элемента разрешения РЛС, то суммарная ЭПР дипольных отражателей в элементе разрешения

$$\sigma_\Sigma = \alpha_V V = \alpha_V \frac{c}{2\Delta f} R^2 \Delta\alpha_{0,5} \Delta\beta_{0,5}, \quad (6.4)$$

где  $V$  – разрешаемый объем,  $V = \frac{c}{2\Delta f} R^2 \Delta\alpha_{0,5} \Delta\beta_{0,5}$ ;  $R$  – дальность до РЛС;

$\Delta\alpha_{0,5}$ ,  $\Delta\beta_{0,5}$  – ширина главного лепестка ДН по азимуту и углу места по уровню 0,5 от максимального значения;  $\Delta f$  – ширина спектра зондирующего сигнала;  $c$  – скорость света.

Рассмотрим вопрос использования дипольных отражателей для ослабления электромагнитных волн. Коэффициент ослабления электромагнитной волны при прохождении дипольного облака на расстояние  $x$ :

$$\beta \approx -0,86\lambda^2 N x \text{ [дБ]}.$$

Пусть экранирующая завеса (ЭЗ) для снижения дальности действия РЛС или исключения разведки РЛС создана на дальности  $D_{ЭЗ}$ , имеет высоту  $H$  и ширину  $L$ . Коэффициент ослабления электромагнитных волн в экранирующей завесе определяется по формуле



$$\gamma_{\text{ЭЗ}} \approx 10^{-0,146 \cdot \frac{MK_{\text{д}}\lambda^2}{m_{\text{д}}LH}}, \quad (6.5)$$

где  $M$  – масса диполей, затраченных на формирование завесы;  $m_{\text{д}}$  – масса диполя,  $m_{\text{д}} = \rho \frac{\pi d^2 \lambda}{4} \frac{\lambda}{2}$ ;  $\rho$  – плотность материала диполей;  $d$  – диаметр диполя;  $K_{\text{д}} < 1$  – коэффициент действующего числа диполей.

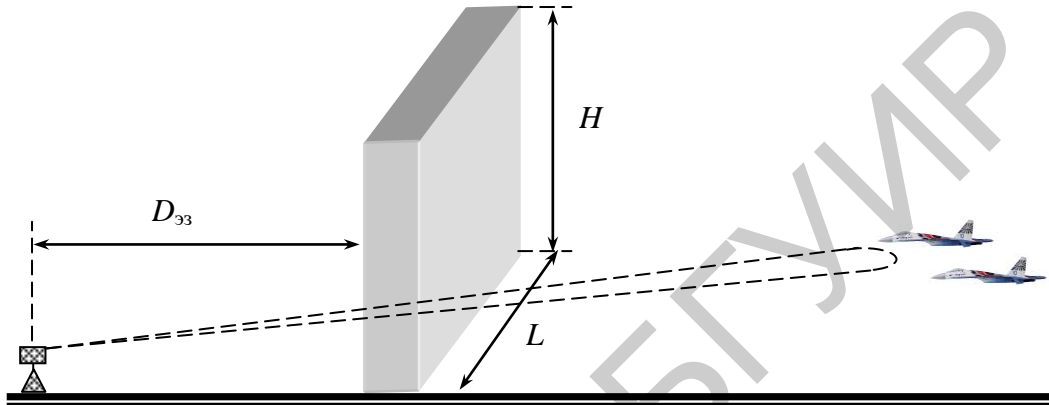


Рис. 6.2. Экранирующая завеса дипольных отражателей

Так как при относительно небольших угловых размерах завесы  $H \approx D_{\text{ЭЗ}}\beta_{\text{ЭЗ}}$  и  $L \approx D_{\text{ЭЗ}}\alpha_{\text{ЭЗ}}$ , где  $\beta_{\text{ЭЗ}}, \alpha_{\text{ЭЗ}}$  – угловые размеры экранирующей завесы в угломестной и азимутальной плоскости, то подставив в (6.5) и выразив коэффициент ослабления в децибелах, получим

$$\gamma_{\text{ЭЗ}} \approx -3,72 \cdot \frac{MK_{\text{д}}\lambda}{\rho d^2 D_{\text{ЭЗ}}^2 \alpha_{\text{ЭЗ}} \beta_{\text{ЭЗ}}}. \quad (6.6)$$

Как легко убедиться, согласно (6.6) использование относительно небольшой массы диполей (десятки килограммов) позволит добиться ослабления излучаемых РЭС электромагнитных волн на десятки децибелов. Коэффициент ослабления в децибелах прямо пропорционален массе диполей и обратно пропорционален квадрату дальности до экранирующей завесы, то есть экранирующую завесу необходимо располагать на минимально возможном удалении от РЛС.

## 6.2. Плазменные образования

Свойства плазмы (ионизированного газа) с позиций ослабления и отражения электромагнитных волн существенно зависят от концентрации  $N$  [м<sup>-3</sup>] электронов и ионов в плазме. Диэлектрическая проницаемость и проводимость

ионизированного газа для достаточно высоких частот определяется соотношениями

$$\varepsilon = 1 - \frac{Ne^2}{m_e \varepsilon_0 \omega^2}; \quad (6.7)$$

$$\gamma = \frac{Ne^2}{m_e \varepsilon_0} \frac{v}{\omega^2 + v^2}, \quad (6.8)$$

где  $\varepsilon_0$  – электрическая постоянная,  $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м;  $m_e$ ,  $e$  – масса и заряд электрона,  $m_e = 9,1 \cdot 10^{-31}$  кг и  $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл;  $\omega$  – круговая несущая частота,  $\omega = 2\pi f$ ;  $v$  – частота соударений, испытываемых электронами с другими частицами (ионами, атомами и молекулами газа).

Для коэффициента преломления  $n = \sqrt{\varepsilon\mu}$ , где  $\mu \approx 1$  – относительная магнитная проницаемость ионизированной среды без учета влияния магнитного поля Земли, подставляя в (6.7) численные значения физических констант

$\frac{e^2}{m_e \varepsilon_0 (2\pi)^2} = 81 \text{ с}^2/\text{м}^3$ , получим

$$n = \sqrt{\varepsilon\mu} \approx \sqrt{1 - 81 \frac{N}{f^2}}. \quad (6.9)$$

Критическая частота, при которой радиоволны испытывают полное внутреннее отражение, определяется из условия  $n = 0$  и составляет

$$f_{\text{кр}} [\text{Гц}] \approx 9 \sqrt{N [\text{м}^{-3}]}. \quad (6.10)$$

Если  $f < f_{\text{кр}}$ , то электромагнитная волна не проникает в плазму, а полностью отражается. Если  $f > f_{\text{кр}}$ , то электромагнитная волна проникает в плазму. Коэффициент ослабления в плазме составит

$$\alpha = -\frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{\varepsilon}{2}} \sqrt{-1 + \sqrt{1 + \left(\frac{60\gamma\lambda}{\varepsilon}\right)^2}} \quad [\text{м}^{-1}], \quad (6.11)$$

где  $\varepsilon$ ,  $\gamma$  определяются по формулам (6.7), (6.8).

В качестве средств создания плазменных образований используются: лазеры, излучение которых приводит к ионизации газа в заданных пространственных областях; сжигание углеводородного топлива с примесями из легких металлов (применяется на больших высотах от поверхности Земли); взрывные генераторы плазмы.

## 7. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ВЫДЕЛЕНИЯ СИГНАЛА НА ФОНЕ ПОМЕХ

### 7.1. Общая характеристика и классификация методов защиты от помех

Помехозащищенность любого радиоэлектронного средства может быть охарактеризована вероятностью успешного функционирования:

$$P_{\text{ПЗ}} = P_{\text{СК}} + (1 - P_{\text{СК}})P_{\text{УСТ}},$$

где  $P_{\text{СК}}$  – вероятность скрытного функционирования РЭС (характеризует скрытность);  $P_{\text{УСТ}}$  – вероятность устойчивого функционирования РЭС в условиях помех (характеризует помехоустойчивость).

В зависимости от пространственно-энергетической ситуации создаваемые помехи могут нарушать нормальное функционирование приемника РЭС в результате:

- превышения уровня помехи заданного эксплуатационного уровня (перегрузка), причем воздействие помехи не обязательно происходит в диапазоне частот полезного сигнала (внеполосные помехи);
- воздействия помехи в полосе частот полезного сигнала при их сравнимой мощности в пределах эксплуатационных параметров РЭС.

В первом случае реализуются мероприятия по защите приемного тракта от перегрузок. Они заключаются в расширении динамического диапазона приемника и линейзации усилителей, смесителей, демодуляторов (всех устройств, через которые проходит сигнал), а также применении ограничителей, схем АРУ и т. д.

Во втором случае реализуются оптимальные алгоритмы выделения сигналов на фоне помех, заключающиеся:

- в *когерентной компенсации* помех;
- в когерентном и некогерентном *накоплении* полезного сигнала.

Отметим, что в общем случае задача обоснования мер защиты от помех заключается в синтезе в условиях априорной неопределенности оптимального алгоритма обработки принимаемой реализации с использованием функционала правдоподобия. Получаемые при этом решения уже будут предусматривать как когерентную компенсацию помех, так и когерентное и некогерентное накопление полезного сигнала.

Однако в ряде случаев получаемые таким образом алгоритмы оказываются достаточно сложными, а требуемый для их реализации объем априорной информации не может быть получен на практике. Поэтому прибегают к обоснованию упрощенных (квазиоптимальных) алгоритмов, предусматривающих приближенное выполнение только отдельных операций из состава оптимального алгоритма. Так, например, в ряде случаев отказываются от когерентной компенсации помех, осуществляя только когерентное и некогерентное накопление сигнала. Кроме того, когерентная компенсация помех может быть заменена на

некогерентную, либо могут быть использованы процедуры селекции помехи и бланкирования приемника на время действия помехи.

Методы защиты от помех в радиолокационных средствах и системах основаны на использовании *различий* сигналов и помех. В общем случае возможны следующие различия между сигналом и помехой:

- *спектральные;*
- *временные;*
- *пространственные;*
- *поляризационные.*

По степени адаптации меры помехозащиты делят:

- на адаптивные – необходимая для реализации информация выделяется из принимаемой реализации;
- неадаптивные – необходимая информация известна заранее.

## **7.2. Методы помехозащиты, основанные на спектральных различиях сигналов и помех**

В случае различия спектров сигнала и помехи для борьбы с помехами применяют фильтрующие схемы. При этом возможны две ситуации. Первая ситуация – спектры помехи и сигнала не перекрываются. Вторая ситуация – спектр помехи сосредоточен на участке спектра сигнала либо спектры помехи и сигнала перекрываются, но имеются различия в их тонкой структуре. Рассмотрим эти ситуации более подробно.

В *первой* ситуации, когда спектры сигнала и помехи *не перекрываются*, реализуется стандартная оптимальная обработка принимаемой реализации, заключающаяся в формировании модульного значения корреляционного интеграла и сравнении его с порогом. Помеха при этом не оказывает никакого влияния на результирующее отношение сигнал/шум и, следовательно, на качество обнаружения сигнала и измерения его параметров.

На практике основным путем реализации указанной ситуации для РЛС является изменение частоты излучаемых электромагнитных колебаний от импульса к импульсу в хаотической последовательности. Так, например, для РЛС десятисантиметрового диапазона длин волн полоса перестройки может составлять до 150...300 МГц, а трехсантиметрового диапазона – от сотен мегагерцев до единиц гигагерцев в зависимости от типа передающего устройства. При этом приемник настраивается на рабочую частоту передатчика с помощью быстродействующей системы автоматической подстройки частоты.

При наличии перестройки несущей частоты РЛС от импульса к импульсу и размещении передатчика помех (ПП) на дальности  $d_{\text{ПП}}$  от РЛС прикрытие прицельной по частоте помехой целей, находящихся на удалении  $d < d_{\text{ПП}} + c\tau_p / 2$  от РЛС, где  $\tau_p$  – время реакции постановщика помех, оказывается принципиально невозможным. В этих условиях постановщик помех вы-

нужден использовать вместо прицельной по частоте заградительную по частоте помеху с шириной спектра, равной диапазону  $\Delta F_{\text{ПЧ}}$  перестройки частоты в РЛС. Это приводит к снижению спектральной плотности мощности помех и, следовательно, к увеличению отношения сигнал/помеха, в  $\gamma = \Delta F_{\text{ПЧ}} / \Delta f_{\text{пр}}$  раз, где  $\Delta f_{\text{пр}} \approx \Delta f_c$  – ширина спектра прицельной по частоте помехи;  $\Delta f_c$  – ширина спектра сигнала РЛС. С учетом типовых значений ширины спектра сигнала РЛС и диапазона перестройки частоты выигрыш в отношении сигнал/помеха может составить  $\gamma = 10 \dots 30$  дБ.

Основой синтеза различных вариантов практических схем защиты от помех во второй ситуации является процедура оптимального обнаружения сигнала на фоне стационарного *небелого* (коррелированного) шума. Рассмотрим упрощенный подход к решению указанной задачи, базирующийся на основных выводах и закономерностях, полученных при решении задачи обнаружения полезного сигнала на фоне белого шума. С более строгим подходом, тем не менее приводящим к аналогичным результатам, можно ознакомиться в [15–21].

Пусть решается задача обнаружения сигнала с комплексной спектральной плотностью амплитуд  $\dot{G}(f)$  на фоне шума со спектральной плотностью мощности  $N(f) \neq \text{const}$ , при этом для любых частот  $N(f) \neq 0$ .

Выполним предварительно операцию «обеления» шума, для чего пропустим (рис. 7.1) принимаемую реализацию через фильтр с частотной амплитудно-частотной характеристикой вида

$$|\dot{K}_0(f)| = \sqrt{\frac{C}{N(f)}}, \quad (7.1)$$

где  $C$  – постоянная величина.

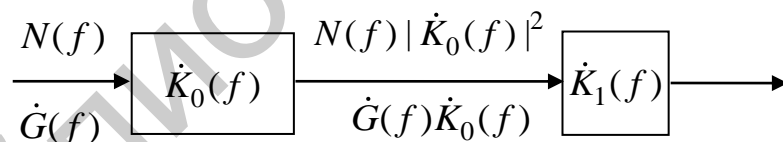


Рис. 7.1. Иллюстрация оптимальной обработки сигнала на фоне небелого шума

Так как фильтр линейный и исходная реализация может быть восстановлена при использовании фильтра с амплитудно-частотной характеристикой, обратной (7.1), потенциально возможное отношение сигнал/шум при оптимальной обработке очевидно не изменилось. При этом спектральная плотность мощности шума на выходе фильтра

$$N_1(f) = N(f) |K_0(f)|^2 = C \quad (7.2)$$

является постоянной величиной, то есть шум является белым. Полезный сигнал после операции «обеления» помехи (см. рис. 7.1) будет иметь спектральную плотность амплитуд

$$\dot{G}_1(f) = \dot{G}(f)\dot{K}_0(f). \quad (7.3)$$

В этом случае оптимальная обработка должна заключаться в пропускании преобразованной реализации через фильтр с оптимальной частотной характеристикой

$$\dot{K}_1(f) = (\dot{G}(f)\dot{K}_0(f))^* e^{-j2\pi ft_0}, \quad (7.4)$$

где  $t_0$  – постоянная задержка в фильтре.

Тогда для оптимальной комплексной частотной характеристики фильтра при обнаружении полезного сигнала на фоне небелого шума (НШ) имеем

$$\dot{K}_{\text{НШ}}(f) = \dot{K}_0(f)\dot{K}_1(f) = \frac{C}{N(f)} G^*(f) e^{-j2\pi ft_0}. \quad (7.5)$$

Результующую амплитудно-частотную характеристику  $|\dot{K}_{\text{НШ}}(f)|$  можно представить как произведение двух амплитудно-частотных характеристик:

$|\dot{K}_0(f)|$  – обеспечивает «обеление» помехи;

$\dot{K}_1(f) = (\dot{G}(f)\dot{K}_0(f))^*$  – обеспечивает согласованную фильтрацию преобразованного сигнала на фоне белого шума.

Энергия преобразованного полезного сигнала на выходе выбеливающего фильтра

$$E'_c = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 |\dot{K}_0(f)|^2 df = C \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{G}(f)|^2}{N(f)} df. \quad (7.6)$$

Отношение сигнал/шум по мощности:

$$q^2 = \frac{2E'_c}{N_1} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{G}(f)|^2}{N(f)} df. \quad (7.7)$$

В зависимости от степени спектральных различий помехи и сигнала обработка может быть упрощена. Так, достаточно часто выполняют только операцию «обеления» помехи с использованием фильтра с АЧХ вида (7.1), а изменением формы полезного сигнала в результате операции «обеления» помехи пренебрегают. В этом случае на втором этапе обработки фильтр с комплексной частотной характеристикой  $G^*(f)e^{-j2\pi ft_0}$ . Указанные случаи характерны, если область пересечения спектра сигнала и спектра помех, где осуществляется существенное «обеление», мала в сравнении с шириной спектра сигнала.

Различные модификации алгоритма обнаружения полезного сигнала на фоне небелых (коррелированных) помех используются при построении приемных трактов РЛС с *селекцией движущихся целей* (СДЦ), используемых для обнаружения подвижных воздушных и наземных (морских) объектов на фоне отражений от подстилающей поверхности и пассивных помех.

Типовыми источниками пассивных помех являются различного рода гидрометеоры (дождь, град, снег, облака), птицы, а также специально создаваемые в конфликтных условиях облака (полосы) дипольных отражателей. Мощности сигналов, отраженных от подстилающей поверхности и пассивных помех, в ряде случаев будут значительно (на десятки децибелов) превышать мощности

сигналов, отраженных от объектов радиолокационного наблюдения. Особенно опасными в этой связи являются облака (полосы) выполняемых из фольги или металлизированного стекловолокна дипольных отражателей. В этой связи обеспечение эффективного режима селекции движущихся целей является обязательным во всех современных РЛС.

На рис. 7.2 приведены характерные спектры сигналов в РЛС с СДЦ при использовании в качестве зондирующего сигнала (ЗС) когерентных пачек прямоугольных радиоимпульсов с длительностью пачки (ДП)  $\tau_{п}$ , длительностью импульса  $\tau_{и}$  и частотой повторения  $F_{п}$ .

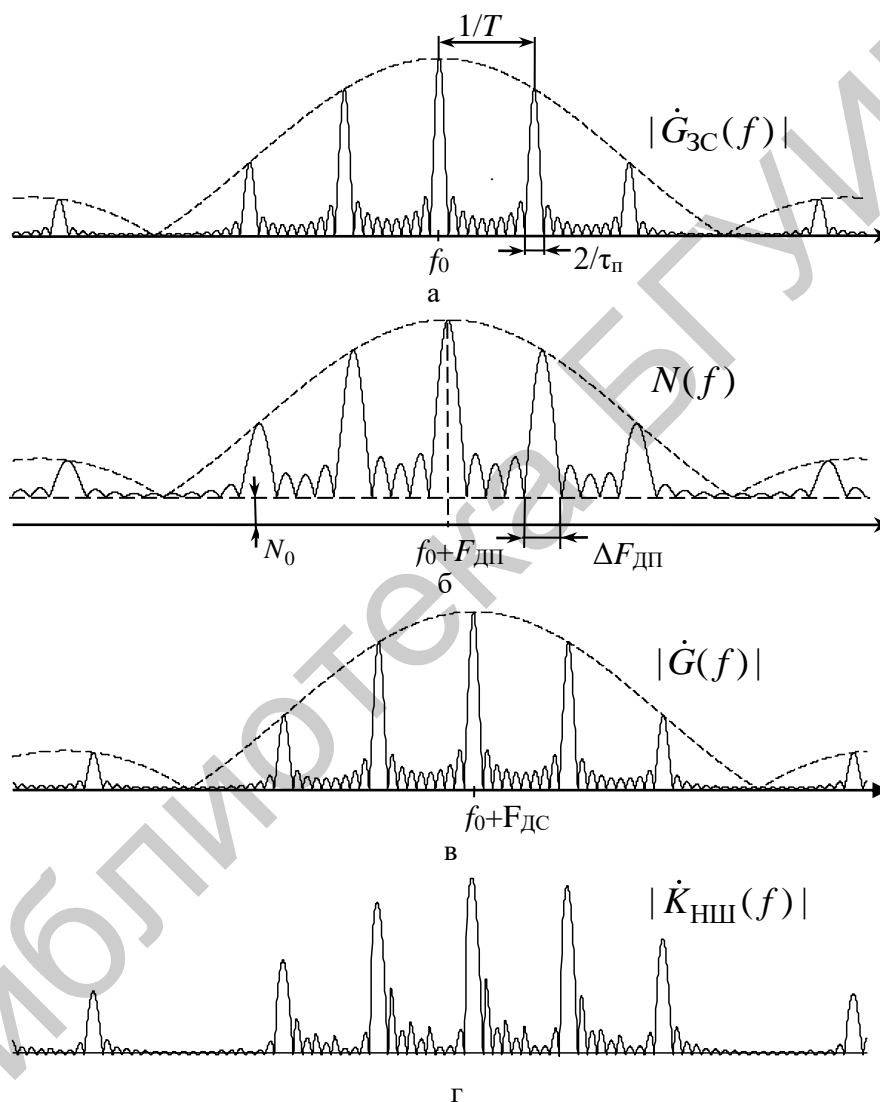


Рис. 7.2. Амплитудно-частотные и энергетические спектры сигналов и помех в РЛС с СДЦ: а – спектр зондирующего сигнала; б – энергетический спектр помех; в – спектр отраженного сигнала; г – амплитудно-частотная характеристика оптимального фильтра

Эпюра, представленная на рис. 7.2, а, соответствует спектру зондирующего сигнала. Огибающая спектра зондирующего сигнала (пунктирная кривая) определяется функцией  $\sin x/x$  с первыми нулями, отнесенными от несущей частоты  $f_0$  на  $\pm 1/\tau_{п}$ . Ширина  $\Delta F$  «зубцов» (главных лепестков) спектральных составляющих по первым нулям определяется длительностью пачки и состав-

ляет  $\Delta F = 2 / \tau_{\Pi}$ . Спектральные составляющие разнесены друг от друга на частоту повторения импульсов. Общее число спектральных составляющих в пределах первых нулей огибающей спектра составляет  $n = 2Q - 1$ , где  $Q = T_{\Pi} / \tau_{\Pi}$ ,  $T_{\Pi} = 1 / F_{\Pi}$  – период повторения импульсов в пачке.

Энергетический спектр помех, обусловленных внутренними шумами приемника со спектральной плотностью  $N_0$  и отражениями от облаков диполей (рис. 7.2, б), характеризуется следующими отличиями от спектра зондирующего сигнала:

- смещением по частоте на величину  $F_{\text{ДП}} = 2V_{\text{в}} / \lambda$  при движении облака дипольных отражателей под действием ветра с радиальной скоростью относительно РЛС  $V_{\text{в}}$ ;

- расширением спектральных составляющих до величины  $\Delta F_{\text{ДП}} > 2 / \tau_{\Pi}$ , обусловленным разбросом скорости дипольных отражателей в облаке в турбулентной атмосфере и различиями ракурса наблюдения частей облака с учетом ширины главного лепестка диаграммы направленности антенны РЛС.

Спектр сигнала, отраженного от движущейся с радиальной скоростью  $V_{\text{с}}$  цели, характеризуется доплеровским смещением частоты  $F_{\text{ДС}} = 2V_{\text{с}} / \lambda$  (расширением спектра из-за флуктуаций отраженного сигнала в пределах длительности пачки в первом приближении можно пренебречь).

В зависимости от соотношения между частотой повторения импульсов РЛС, доплеровским сдвигом пассивных помех и доплеровским сдвигом цели возможны следующие случаи:

- 1)  $F_{\text{ДП}} < \min\{F_{\text{ДС}}\} - \Delta F$ ;  $\max\{F_{\text{ДС}}\} + \Delta F < F_{\Pi}$  – спектральные составляющие пассивных помех и отраженного сигнала не пересекаются; случай характерен для РЛС с высокой и средней частотой повторения импульсов; в приемнике РЛС, как правило, используется набор узкополосных доплеровских фильтров или фильтров с гребенчатой амплитудно-частотной характеристикой, перекрывающих заданный диапазон доплеровских частот целей;

- 2)  $F_{\text{ДС}} > F_{\Pi}$  – спектры пассивных помех и отраженного сигнала могут перекрываться; случай характерен для импульсных РЛС с низкой частотой повторения импульсов.

В случае 2 в импульсных РЛС с низкой частотой повторения для режектирования помехи, как правило, используют согласованный фильтр для одиночного импульса, схемы череспериодной компенсации (рис. 7.3) различной кратности с последующей когерентной или некогерентной обработкой результатов череспериодной компенсации (ЧПК).

Простейшая схема однократной череспериодной компенсации приведена на рис. 7.3, а. Она состоит из линии задержки на период повторения  $T_{\Pi}$ , управляемого фазовращателя и вычитающего устройства. Двухкратная (рис. 7.3, в) и многократные схемы ЧПК формируются последовательным включением однократных.



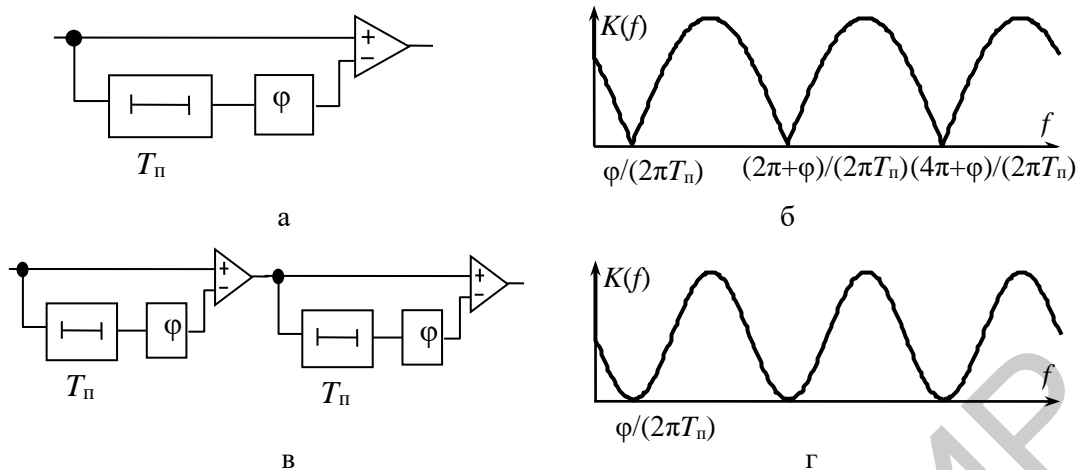


Рис. 7.3. Одно- (а) и двухкратная (в) схемы череспериодной компенсации и их амплитудно-частотные характеристики (б, г)

Пусть на входе схемы однократной ЧПК имеется гармоническое напряжение  $\dot{U}_{\text{ВХ}}(t) = e^{j2\pi ft}$ . Тогда напряжение на выходе

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}}(t) = e^{j2\pi ft} - e^{j(2\pi f(t-T_n)+\varphi)}, \quad (7.8)$$

откуда комплексная частотная характеристика схемы однократной ЧПК

$$|K(f)| = \left| \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}(t)}{\dot{U}_{\text{ВХ}}(t)} \right| = \left| 1 - e^{-j(2\pi fT_n - \varphi)} \right| = 2 \left| \sin(\pi fT_n - \varphi / 2) \right|. \quad (7.9)$$

Для двухкратных и многократных схем ЧПК амплитудно-частотная характеристика может быть получена возведением АЧХ однократной системы ЧПК в соответствующую степень.

Как следует из (7.8) и приведенных на рис. 7.3, б, г АЧХ одно- и двухкратных схем ЧПК, изменяя фазу в схеме ЧПК, можно добиться совмещения максимумов спектральных составляющих спектра помех и частот, на которых коэффициент передачи схемы ЧПК равен нулю. Тем самым достигается режекция спектральных составляющих помехи. Степень подавления пассивных помех повышается с увеличением кратности схемы ЧПК, однако при этом может наблюдаться и подавление полезного сигнала. На практике используются одно-, двух- и трехкратные схемы ЧПК.

### 7.3. Методы помехозащиты, основанные на временных различиях сигналов и помех

Различия во временной структуре сигналов и помех используют для борьбы с имитирующими помехами, имеющими отличающиеся от полезного сигнала параметры: длительность, период повторения, момент времени прихода.

Простейшим примером является схема помехозащиты в РЛС с простыми импульсными сигналами, реализующая селекцию по длительности импульсов,

отличающихся по длительности от полезных сигналов. Схема селектора по длительности приведена на рис. 7.4. Здесь же приведены эпюры напряжений в контрольных точках.

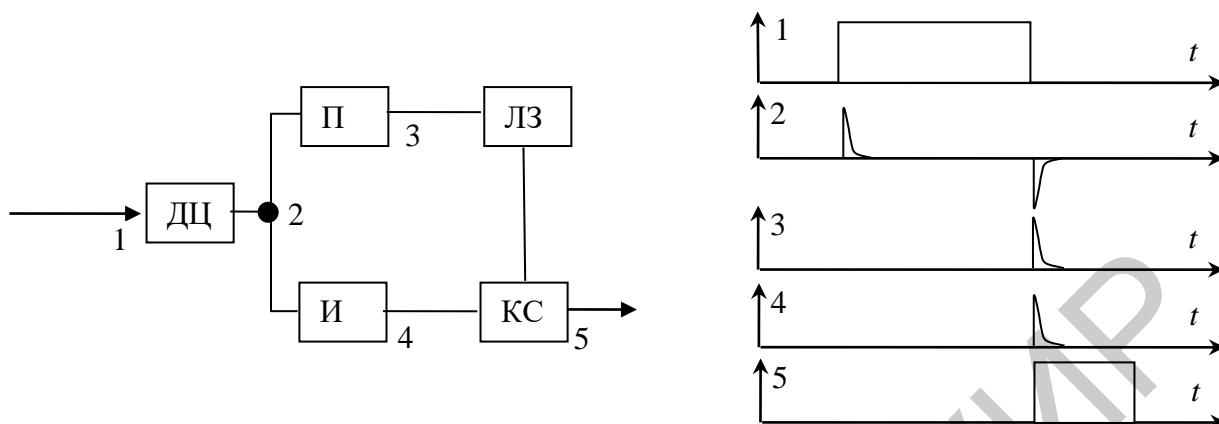


Рис. 7.4. Схема селектора по длительности

Сигналы 1 на вход селектора подаются с видеоусилителя приемного тракта РЭС. После дифференцирования сигнал 2 (два коротких импульса – положительный и отрицательный) поступает по двум каналам на каскад совпадения. Первый канал состоит из повторителя (П) и линии задержки (ЛЗ) на длительность импульса, вторым каналом является инвертор (И). Повторитель пропускает только положительные импульсы, соответствующие фронту входных сигналов. Эти импульсы задерживаются в ЛЗ на время, равное длительности выделяемого полезного сигнала. С ЛЗ положительные импульсы 3 поступают на каскад совпадения. Отрицательные импульсы во втором канале инвертируются и также поступают на каскад совпадения. При одновременном воздействии импульсов 3 и 4 на выходе появляется импульс 5. Если же на вход селектора поступает импульс (помеха), отличающийся по длительности от полезного сигнала, то импульсы с ЛЗ и инвертора поступят на каскад совпадения неодновременно и на выход не пройдут. Таким образом, селекторы по длительности выделяют сигналы, длительность которых лежит в определенных, заранее установленных пределах.

Селекция по частоте следования импульсов производится в аналогичных схемах. Она позволяет снизить воздействие многократных несинхронных ответных имитирующих помех. Для этого на каскад совпадения (рис. 7.5) подаются входные сигналы  $U_{\text{ВХ}}$  и эти же сигналы, но задержанные на время, равное или кратное периоду следования  $T_{\text{П}}$  сигналов, излучаемых РЭС.

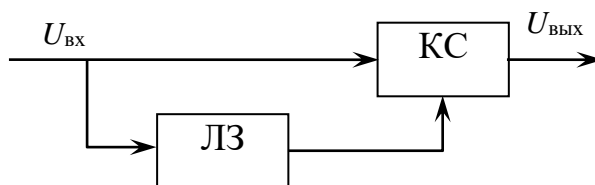


Рис. 7.5. Схема селекции по частоте следования сигналов

В результате через каскад совпадения пройдут только те импульсы, период следования которых равен или кратен  $T_{\Pi}$ .

Рассмотренные схемы помехозащиты являются простейшими и обеспечивают селекцию имитирующих помех только при ощутимых различиях их параметров (длительности импульсов и периода повторения) от соответствующих параметров истинных сигналов. Основой реализации методов помехозащиты на базе временных различий отраженных сигналов и помех имитирующего типа в современных РЭС является решение задачи селекции (разновидности задачи различения) истинных отраженных сигналов на фоне имитируемых противоположной стороной (ложных). Имитируемые сигналы ввиду физических ограничений и неизбежных ошибок при их формировании будут иметь отличия по временным параметрам и параметрам внутриимпульсной модуляции. Это приведет к соответствующим отличиям формы импульсов, отраженных от радиолокационных целей, и ложных сигналов на выходе согласованного фильтра, что и используется при решении задачи селекции.

Одним из возможных является оценочно-компенсационный подход к решению задачи селекции имитирующих помех [47, 48]. Его суть состоит в следующем.

Рассматривается задача статистической проверки гипотез:  $H_1$  – принимаемая реализация  $\dot{Y}(t)$  содержит истинный сигнал;  $H_2$  – принимаемая реализация содержит ложный сигнал (имитирующую помеху). Для указанных гипотез принимаемая реализация имеет вид

$$\begin{aligned}\dot{Y}(t) &= A_1 e^{j\varphi_1} \dot{S}_1(t-t_1) + \dot{N}(t), \\ \dot{Y}(t) &= A_2 e^{j\varphi_2} \dot{S}_2(t-t_2) + \dot{N}(t),\end{aligned}\tag{7.10}$$

где  $\dot{S}_1(t)$ ,  $\dot{S}_2(t)$  – временное представление истинного и ложного сигналов, причем  $\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_{1(2)}(t)|^2 dt = e_{1(2)} = \tau_{1(2)}$ , где  $\tau_{1(2)}$  – эффективные длительности истинного и ложного сигналов, численно равные энергии сигналов с единичной амплитудой;  $A_{1(2)}$ ,  $\varphi_{1(2)}$ ,  $t_{1(2)}$  – амплитуда, начальная фаза и время прихода истинного (ложного) сигнала;  $\dot{N}(t)$  – комплексный гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью мощности  $N_0$  в полосе  $\Delta F$ .

Сигнал  $\dot{S}_1(t)$  считается известным, финитным. Априорные сведения о сигнале  $\dot{S}_2(t)$  ограничиваются фактом его высокой корреляции с истинным сигналом:

$$\max |\dot{\psi}_{12}(\tau)| \rightarrow 1,\tag{7.11}$$

где  $\dot{\psi}_{12}(\tau)$  – нормированная взаимная корреляционная функция истинного и ложного сигналов:

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_2(t-\tau) S_1^*(t) dt}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_1(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_2(t)|^2 dt}}. \quad (7.12)$$

Сформируем скомпенсированную принимаемую реализацию в виде

$$\dot{U}(t) = \dot{Y}(t) - \hat{A}e^{j\hat{\varphi}} \dot{S}_1(t-\hat{t}) = A_{1(2)} e^{j\varphi_{1(2)}} \dot{S}_{1(2)}(t-t_{1(2)}) - \hat{A}e^{j\hat{\varphi}} \dot{S}_1(t-\hat{t}) + \dot{N}(t), \quad (7.13)$$

где  $\hat{A}e^{j\hat{\varphi}}$ ,  $\hat{t}$  – оценки комплексной амплитуды и времени прихода сигнала, которые проводятся известными способами по сигналу

$$\dot{U}_{\text{сф}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(\tau) G^*(t-\tau) d\tau \quad (7.14)$$

на выходе согласованного фильтра с импульсной характеристикой  $\dot{G}(t)$ , согласованной с истинным сигналом;  $\dot{G}(t) = \dot{S}_1(t_0 - t)$ , где  $t_0$  – постоянная задержка в фильтре.

Необходимо отметить, что априорная неопределенность временной структуры ложного сигнала в сочетании с фактом его высокой корреляции с истинным дает возможность использовать для оценки комплексной амплитуды и времени прихода любого сигнала в принимаемой реализации операции согласованной обработки для истинного сигнала.

Тогда для гипотезы  $H_1$  реализация  $\dot{U}(t)$  будет содержать нескомпенсированные остатки истинного сигнала

$$\Delta \dot{S}_1(t) = A_1 e^{j\varphi_1} \dot{S}_1(t-t_1) - \hat{A}e^{j\hat{\varphi}} \dot{S}_1(t-\hat{t}) \quad (7.15)$$

и шум, причем с возрастанием точности оценок параметров истинного сигнала

при  $q_1^2 = \frac{2E_1}{N_0} = \frac{2A_1^2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_1(t)|^2 dt = \frac{2A_1^2 \tau_1}{N_0} \rightarrow \infty$  мощность остатков истинного

сигнала стремится к нулю  $\lim_{q_1^2 \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau_1} \int_{-\infty}^{\infty} |\Delta \dot{S}_1(t)|^2 dt = 0$ .

Для гипотезы  $H_2$  скомпенсированная реализация  $\dot{U}(t)$  будет содержать разность

$$\Delta \dot{S}_2(t) = A_2 e^{j\varphi_2} \dot{S}_2(t-t_2) - \hat{A}e^{j\hat{\varphi}} \dot{S}_1(t-\hat{t}) \quad (7.16)$$

ложного сигнала и оценки истинного сигнала и шум, при этом

$\lim_{q_2^2 \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau_2} \int_{-\infty}^{\infty} |\Delta \dot{S}_2(t)|^2 dt \neq 0$ .

Относительно разности  $\Delta \dot{S}_2(t)$  в (7.16) какие-либо априорные сведения отсутствуют. Это определяет необходимость использования энергетического обнаружителя с решающей статистикой вида

$$z = \frac{1}{\tau_1} \int_{\hat{t}}^{\hat{t} + \tau_1} |\dot{U}(t)|^2 dt \quad (7.17)$$

с интегрированием в пределах длительности сигнала и алгоритма селекции имитирующих помех вида

$$H_1 : z \leq z_{\text{п}}; \quad H_2 : z > z_{\text{п}}, \quad (7.18)$$

где  $z_{\text{п}}$  – порог принятия решения.

Показателем эффективности алгоритма селекции является условная вероятность  $D = p(z > z_{\text{п}} / H_2)$  правильной селекции имитирующей помехи при фиксированной вероятности  $F = p(z > z_{\text{п}} / H_1)$  принятия истинного сигнала за имитирующую помеху.

Для математического ожидания и дисперсии статистики (7.17) на выходе энергетического обнаружителя имеем [48]:

$$m_{z_1} = P_{\Delta S_1} + \sigma_{\text{ш}}^2; \quad D_{z_1} = \frac{P_{\Delta S_1} \sigma_{\text{ш}}^2}{\tau_1 \Delta F} \text{ – для гипотезы } H_1;$$

$$m_{z_2} = P_{\Delta S_2} + \sigma_{\text{ш}}^2; \quad D_{z_2} = \frac{P_{\Delta S_2} \sigma_{\text{ш}}^2}{\tau_1 \Delta F} \text{ – для гипотезы } H_2,$$

где  $P_{\Delta S_1}$ ,  $P_{\Delta S_2}$  – средние мощности остатков истинного сигнала и имитирующей помехи при их наличии в принимаемой реализации,  $P_{\Delta S_1} \approx \frac{N_0}{\tau_1} (1 + \gamma C^2)$ ,

$P_{\Delta S_2} = A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}|_{\text{max}}^2 (1 - |\dot{\Psi}_{12}|_{\text{max}}^2)$ ;  $|\dot{\Psi}_{12}|_{\text{max}}^2$  – максимальное значение модуля нормированной ВКФ сигналов;  $C = \frac{1}{2\pi\beta}$ ;  $\beta$  – средняя квадратическая ширина

спектра истинного сигнала,  $\beta = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |\dot{G}(f)|^2 df / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 df}$ ;  $\gamma$  – вторая

производная от нормированной автокорреляционной функции

$$\dot{\Psi}_1(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_1(t - \tau) \dot{S}_1^*(t) dt / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_1(t)|^2 dt \text{ истинного сигнала, } \gamma = \frac{1}{2} \frac{d^2}{d\tau^2} |\dot{\Psi}_1(\tau)| \Big|_{\tau=0}.$$

Величина средней мощности остатков истинного сигнала не зависит от его амплитуды, а определяется только спектральной плотностью мощности шума и длительностью сигнала. Действительно, чем больше амплитуда сигнала, тем точнее оценивается его время прихода и комплексная амплитуда, а значит, тем меньше амплитуда и средняя мощность остатков сигнала. Для ложного сигнала основное влияние на мощность остатков оказывает отличие от единицы максимума модуля нормированной взаимно корреляционной функции истинного и ложного сигналов.

С учетом нормализации (7.17) для вероятности ложной тревоги и правильной селекции ложного сигнала можно записать

$$F = 1 - \Phi\left(\frac{\ell_{\Pi} - m_{z_1}}{\sqrt{D_z}}\right); \quad D = 1 - \Phi\left(\frac{\ell_{\Pi} - m_{z_2}}{\sqrt{D_z}}\right), \quad (7.19)$$

где порог  $\ell_{\Pi} = m_{z_1} + \sqrt{D_z} \Phi^{-1}(1 - F)$ ;  $\Phi(x)$  – интеграл вероятности,

$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ ;  $\Phi^{-1}(\bullet)$  – функция, обратная интегралу вероятности.

На рис. 7.6 приведены типовые зависимости вероятности правильной селекции имитирующей помехи от отношения сигнал/шум. Кривые 1, 2 и 3 соответствуют максимальной величине модуля ВКФ 0,94; 0,98 и 0,997, то есть имитирующая помеха очень сильно «похожа» на истинный сигнал и ее селекция оператором невозможна.

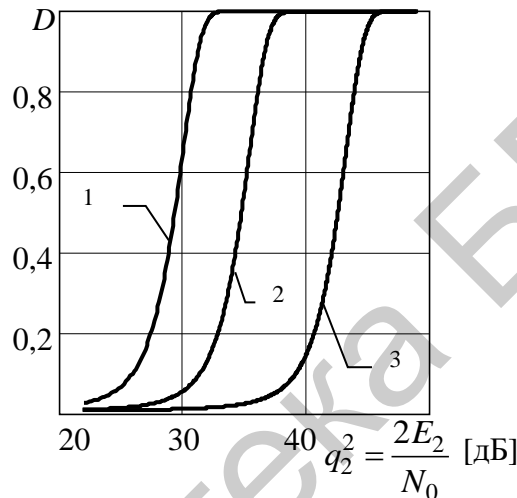


Рис. 7.6. Зависимости вероятности правильной селекции имитирующей помехи от отношения сигнал/шум

Вместе с тем реализация оценочно-компенсационного алгоритма, анализирующего «тонкие» различия временной структуры сигналов, обеспечивает уверенную, с вероятностью выше 0,8, селекцию ложных сигналов при отношениях сигнал/шум 31–44 дБ.

#### 7.4. Методы помехозащиты, основанные на пространственно-поляризационных различиях сигналов и помех

##### 7.4.1. Общая характеристика пространственной компенсации помех

Существенное снижение влияния помех за счет использования их пространственных различий с полезными сигналами обеспечивается за счет использования в РЛС *многоканальных антенных систем* с реализацией на их базе алгоритмов *пространственной обработки (компенсации помех)*.

В простейшем случае в состав системы пространственной компенсации помех (рис. 7.7, а) входит основная (0) и компенсационная (1) антенны с диа-

граммами направленности  $\dot{F}_0(\alpha)$ ,  $\dot{F}_1(\alpha)$  (рис. 7.7, б, масштаб логарифмический), идентичные приемники, образующие основной и компенсационный каналы соответственно и схема весового суммирования.

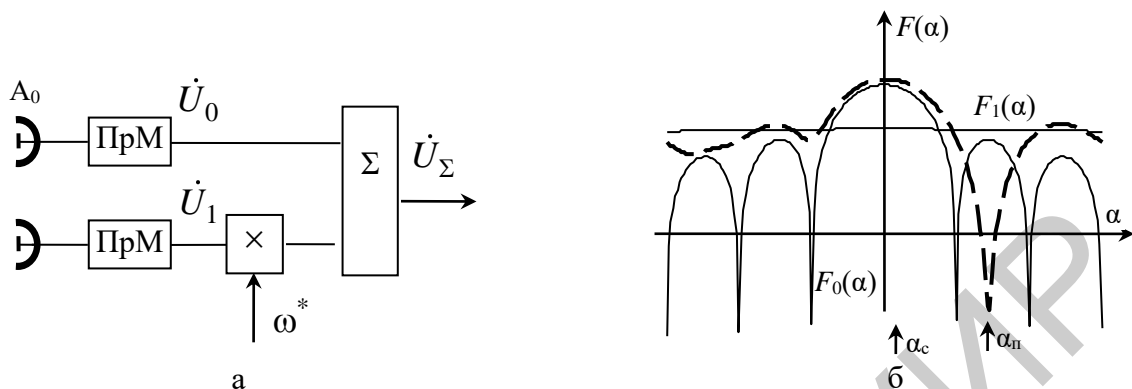


Рис. 7.7. Схема простейшей системы пространственной компенсации помех (а) и вид ДН основного и компенсационного каналов (б)

Диаграммы направленности основной и компенсационной антенн должны иметь *амплитудные или фазовые различия*. Выходной  $\dot{U}_\Sigma$  сигнал системы обработки формируется путем весового суммирования сигналов  $\dot{U}_0, \dot{U}_1$  основного и компенсационного каналов

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_0 + \dot{\omega}^* \dot{U}_1, \quad (7.20)$$

где  $\dot{\omega} = |\dot{\omega}| e^{j\varphi}$  – весовой коэффициент компенсационного канала, имеющий модуль  $|\dot{\omega}|$  и фазу  $\varphi$ .

При воздействии помехи с комплексной амплитудой на выходе изотропной антенны  $\dot{U}_\Pi$  с направления  $\alpha_\Pi$  на выходе основного и компенсационного каналов будут иметь место комплексные напряжения

$$\begin{cases} \dot{U}_0 = \dot{U}_\Pi \dot{F}_{0\Pi} + \dot{Y}_0; \\ \dot{U}_1 = \dot{U}_\Pi \dot{F}_{1\Pi} + \dot{Y}_1, \end{cases} \quad (7.21)$$

где  $\dot{F}_{0\Pi}, \dot{F}_{1\Pi}$  – значения ДН основной и компенсационной антенн в направлении источника помех,  $\dot{F}_{0\Pi} = \dot{F}_0(\alpha_\Pi)$ ,  $\dot{F}_{1\Pi} = \dot{F}_1(\alpha_\Pi)$ ;  $\dot{Y}_0, \dot{Y}_1$  – внутренние шумы приемников основного и компенсационного каналов, причем  $\overline{\dot{Y}_0 \dot{Y}_1^*} = 0$ , то есть шумы независимы, а их средняя мощность  $\overline{\dot{Y}_0 \dot{Y}_0^*} = \overline{\dot{Y}_1 \dot{Y}_1^*} = 2P_{\text{ш}}$ .

Тогда

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_\Pi (\dot{F}_{0\Pi} + \dot{\omega}^* \dot{F}_{1\Pi}) + \dot{Y}_0 + \dot{\omega}^* \dot{Y}_1. \quad (7.22)$$

Как видно из (7.22), при

$$\omega^* = -\frac{\dot{F}_{0\Pi}}{\dot{F}_{1\Pi}} \quad (7.23)$$

внешняя помеха с направления  $\alpha_{\Pi}$  полностью компенсируется, а на выходе системы обработки будет присутствовать взвешенная сумма внутренних шумов приемных каналов.

Докажем указанное утверждение более строго. Средняя мощность суммы помехи и внутренних шумов на выходе системы

$$P = \overline{\dot{U}_{\Sigma} \dot{U}_{\Sigma}^*} = P_{\Pi} (|\dot{F}_{0\Pi}|^2 + |\dot{\omega}|^2 |\dot{F}_{1\Pi}|^2 + |\dot{\omega}| e^{j\varphi} \dot{F}_{0\Pi} \dot{F}_{1\Pi}^* + |\dot{\omega}| e^{-j\varphi} \dot{F}_{0\Pi}^* \dot{F}_{1\Pi}) + P_{\text{ш}} (1 + |\dot{\omega}|^2). \quad (7.24)$$

Найдем фазу и модуль весового коэффициента компенсационного канала, при котором достигается минимум мощности суммы внешней помехи и внутреннего шума на выходе системы. Вычисляя производную от средней мощности по фазе, получим

$$\frac{\partial P}{\partial \varphi} = jP_{\Pi} |\dot{\omega}| (e^{j\varphi} \dot{F}_{0\Pi} \dot{F}_{1\Pi}^* - e^{-j\varphi} \dot{F}_{0\Pi}^* \dot{F}_{1\Pi}) = 0.$$

Первое и второе слагаемые в скобках являются комплексно-сопряженными величинами, то есть

$$e^{j\varphi} \dot{F}_{0\Pi} \dot{F}_{1\Pi}^* = |\dot{F}_{0\Pi}| |\dot{F}_{1\Pi}| (\cos(\varphi_0 - \varphi_1 + \varphi) + j \sin(\varphi_0 - \varphi_1 + \varphi));$$

$$e^{-j\varphi} \dot{F}_{0\Pi}^* \dot{F}_{1\Pi} = |\dot{F}_{0\Pi}| |\dot{F}_{1\Pi}| (\cos(-(\varphi_0 - \varphi_1 + \varphi)) - j \sin(\varphi_0 - \varphi_1 + \varphi)),$$

где  $\varphi_0, \varphi_1$  – фазы соответствующих ДН,  $\varphi_0 = \arg(\dot{F}_{0\Pi})$ ,  $\varphi_1 = \arg(\dot{F}_{1\Pi})$ .

$$e^{j\varphi} \dot{F}_{0\Pi} \dot{F}_{1\Pi}^* - e^{-j\varphi} \dot{F}_{0\Pi}^* \dot{F}_{1\Pi} = 2j |\dot{F}_{0\Pi}| |\dot{F}_{1\Pi}| \sin(\varphi_0 - \varphi_1 + \varphi) = 0,$$

откуда

$$\varphi_0 - \varphi_1 + \varphi = 0 \text{ и } \varphi_{\text{опт}} = -\varphi_0 + \varphi_1. \quad (7.25)$$

Вычисляя производную по модулю весового коэффициента, получим

$$\frac{\partial P}{\partial |\dot{\omega}|} = P_{\Pi} (2|\dot{\omega}| |\dot{F}_{1\Pi}|^2 + e^{j\varphi} \dot{F}_{0\Pi} \dot{F}_{1\Pi}^* + e^{-j\varphi} \dot{F}_{0\Pi}^* \dot{F}_{1\Pi}) + 2|\dot{\omega}| P_{\text{ш}} = 0.$$

Подставив выражение для оптимальной фазы весового коэффициента, когда

$$e^{j\varphi_{\text{опт}}} \dot{F}_{0\Pi} \dot{F}_{1\Pi}^* + e^{-j\varphi_{\text{опт}}} \dot{F}_{0\Pi}^* \dot{F}_{1\Pi} = 2P_{\Pi} |\dot{F}_{0\Pi}| |\dot{F}_{1\Pi}|,$$

получим

$$\frac{\partial P}{\partial |\dot{\omega}|} = P_{\Pi} |\dot{\omega}| |\dot{F}_{1\Pi}|^2 + P_{\Pi} |\dot{F}_{0\Pi}| |\dot{F}_{1\Pi}| + |\dot{\omega}| P_{\text{ш}} = 0,$$

откуда

$$|\dot{\omega}| = -\frac{P_{\Pi} |\dot{F}_{0\Pi}| |\dot{F}_{1\Pi}|}{P_{\Pi} |\dot{F}_{1\Pi}|^2 + P_{\text{ш}}} \text{ или } \dot{\omega} = -\frac{P_{\Pi} \dot{F}_{0\Pi}^* \dot{F}_{1\Pi}}{P_{\Pi} |\dot{F}_{1\Pi}|^2 + P_{\text{ш}}}. \quad (7.26)$$

При  $P_{\text{ш}} \ll P_{\Pi} |\dot{F}_{1\Pi}|^2$  имеем



$$\dot{\omega} = -\frac{F_{0\Pi}^* \dot{F}_{1\Pi}}{|\dot{F}_{1\Pi}|^2} = -\frac{F_{0\Pi}^* \dot{F}_{1\Pi}}{\dot{F}_{1\Pi} F_{1\Pi}^*} = -\frac{F_{0\Pi}^*}{F_{1\Pi}^*} \text{ или } \omega^* = -\frac{\dot{F}_{0\Pi}}{\dot{F}_{1\Pi}}, \quad (7.27)$$

что в точности соответствует (7.23).

Процессы на выходах основного и компенсационного каналов имеют мощности

$$\sigma_0^2 = \frac{1}{2} \overline{\dot{U}_0 U_0^*} = P_{\Pi} |\dot{F}_{0\Pi}|^2 + P_{\text{ш}}, \quad \sigma_1^2 = \frac{1}{2} \overline{\dot{U}_1 U_1^*} = P_{\Pi} |\dot{F}_{1\Pi}|^2 + P_{\text{ш}}.$$

Корреляционный момент связи процессов

$$\dot{R} = \frac{1}{2} \overline{\dot{U}_0^* \dot{U}_1} = \frac{1}{2} \overline{(\dot{U}_{\Pi} \dot{F}_{0\Pi} + \dot{Y}_0)^* (\dot{U}_{\Pi} \dot{F}_{1\Pi} + \dot{Y}_1)} = P_{\Pi} F_{0\Pi}^* \dot{F}_{1\Pi}, \quad (7.28)$$

откуда

$$\dot{\omega} = -\frac{P_{\Pi} F_{0\Pi}^* \dot{F}_{1\Pi}}{P_{\Pi} |\dot{F}_{1\Pi}|^2 + P_{\text{ш}}} = -\frac{\dot{R}}{\sigma_1^2} = -\dot{r} \frac{\sigma_0}{\sigma_1}, \quad (7.29)$$

где  $\dot{r}$  – коэффициент корреляции процессов на выходах основного и компенсационного приемного каналов:

$$\dot{r} = \frac{\dot{R}}{\sigma_0 \sigma_1}. \quad (7.30)$$

Выходная мощность суммы помехи и взвешенных внутренних шумов при оптимальной обработке составит

$$\begin{aligned} \sigma_{\Sigma}^2 &= \frac{1}{2} \overline{\left( \dot{U}_0 - r^* \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \dot{U}_1 \right) \left( \dot{U}_0 - r^* \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \dot{U}_1 \right)^*} = \\ &= \sigma_0^2 + |r|^2 \left( \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \right)^2 \sigma_1^2 - r^* \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \frac{1}{2} \overline{\dot{U}_0 U_1^*} - r \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \frac{1}{2} \overline{U_0^* \dot{U}_1} = \sigma_0^2 (1 - |\dot{r}|^2). \end{aligned} \quad (7.31)$$

Коэффициент компенсации помех, равный отношению мощности суммы внешней помехи и внутреннего шума на выходе основного канала к мощности процесса на выходе схемы компенсации,

$$K_{\Pi} = \frac{\sigma_0^2}{\sigma_{\Sigma}^2} = \frac{1}{1 - |\dot{r}|^2} \quad (7.32)$$

полностью определяется коэффициентом корреляции процессов в основном и компенсационном каналах.

Результирующая (адаптированная) диаграмма направленности  $\dot{F}_{\Sigma}(\alpha)$  системы пространственной обработки будет определяться весовой суммой ДН основного и компенсационного каналов:

$$\dot{F}_{\Sigma}(\alpha) = \dot{F}_0(\alpha) + \omega^* \dot{F}_1(\alpha). \quad (7.33)$$

Пример результирующей ДН системы пространственной обработки приведен на рис. 7.7, б (пунктирная кривая). Как видно из рис. 7.7, б, адаптированная ДН имеет в направлении источника помех глубокий провал. Наряду с пол-

ной компенсацией помехи может иметь место искажение формы главного лепестка адаптированной ДН.

#### 7.4.2. Автокомпенсаторы помех

При неизвестных параметрах (направлениях и времени прихода, мощности) внешних помех формирование весового коэффициента  $\hat{\omega}$  должно осуществляться *адаптивно* на основе принимаемой реализации. При аналоговой реализации это может быть выполнено в автокомпенсаторе помех с *корреляционными обратными связями* (рис. 7.8).

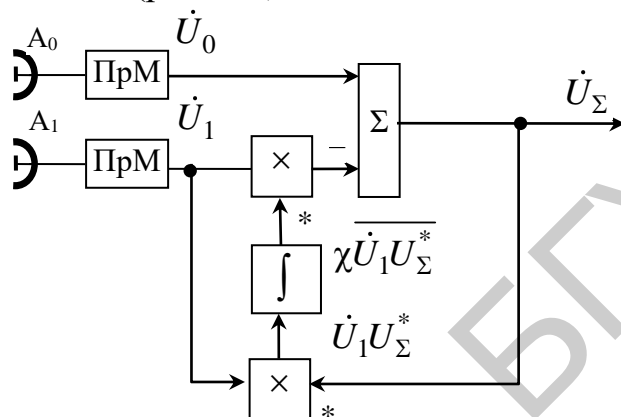


Рис. 7.8. Схема одноканального компенсатора помех с корреляционными обратными связями

Его функционирование определяется системой уравнений

$$\begin{cases} \dot{U}_\Sigma = \dot{U}_0 - K^* \dot{U}_1; \\ K = \overline{\chi \dot{U}_1 U_\Sigma^*}, \end{cases} \quad (7.34)$$

где  $\chi$  – коэффициент усиления в цепи обратной связи, откуда

$$\begin{aligned} K &= \overline{\chi \dot{U}_1 (U_0^* - K U_1^*)} = \overline{\chi \dot{U}_1 U_0^*} - \chi K \overline{|U_1|^2}, \\ K &= \frac{\overline{\chi \dot{U}_1 U_0^*}}{1 + \chi \overline{|U_1|^2}}; \end{aligned} \quad (7.35)$$

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_0 - \frac{\overline{\chi \dot{U}_1 U_0^*}}{1 + \chi \overline{|U_1|^2}} \dot{U}_1. \quad (7.36)$$

При достаточно большом коэффициенте усиления  $\chi$  в цепи обратной связи единицей в знаменателе (7.36) можно пренебречь и коэффициент, вырабатываемый цепью обратной связи,

$$K = \frac{\overline{\chi \dot{U}_1 U_0^*}}{1 + \chi \overline{|U_1|^2}} \approx \frac{P_{\Pi} F_{0\Pi}^* \dot{F}_{1\Pi}}{P_{\Pi} |\dot{F}_{1\Pi}|^2 + P_{\text{ш}}} = \left| P_{\Pi} |\dot{F}_{1\Pi}|^2 \gg P_{\text{ш}} \right| \approx -\hat{\omega}^*$$

в точности равен оптимальному весовому коэффициенту простейшей системы пространственной компенсации.

В одноканальном компенсаторе происходит полная декорреляция выходного напряжения  $\dot{U}_\Sigma$  автокомпенсатора и напряжения  $\dot{U}_1$  компенсационного канала. При условии, что напряжение компенсационного канала обусловлено внешней помехой, это соответствует полному исключению внешней помехи из результирующего сигнала.

По аналогии с одноканальным строятся многоканальные аналоговые автокомпенсаторы помех (рис. 7.9).

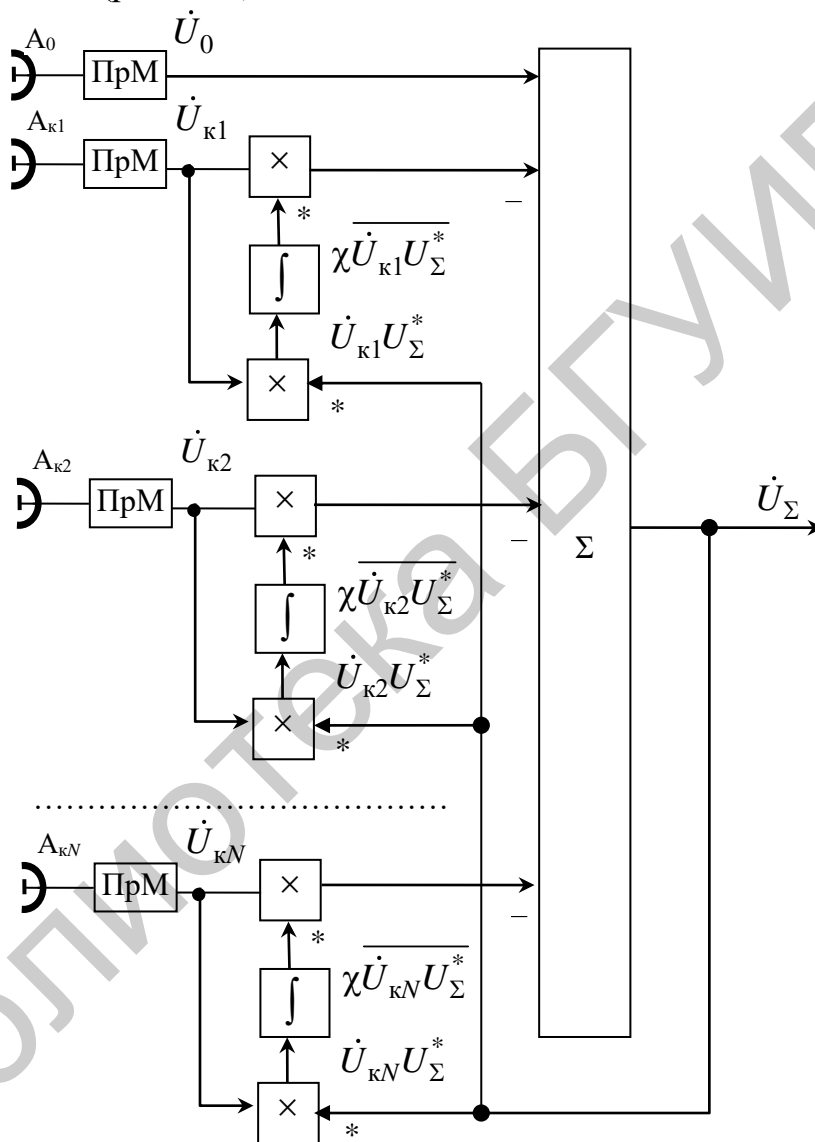


Рис. 7.9. Многоканальный автокомпенсатор помех

Практическим примером построения многоканальной системы пространственной компенсации помех является антенная система РЛС типа АН/МРQ-53 (рис. 7.10). Она включает круглую основную фазированную антенную решетку (ФАР), на выходах которой формируются сигналы суммарного и разностных каналов, и пять компенсационных ФАР в форме правильного шестиугольника, расположенных в два яруса внизу от основной ФАР. В данной конфигурации система обеспечивает подавление до пяти источников внешних помех.

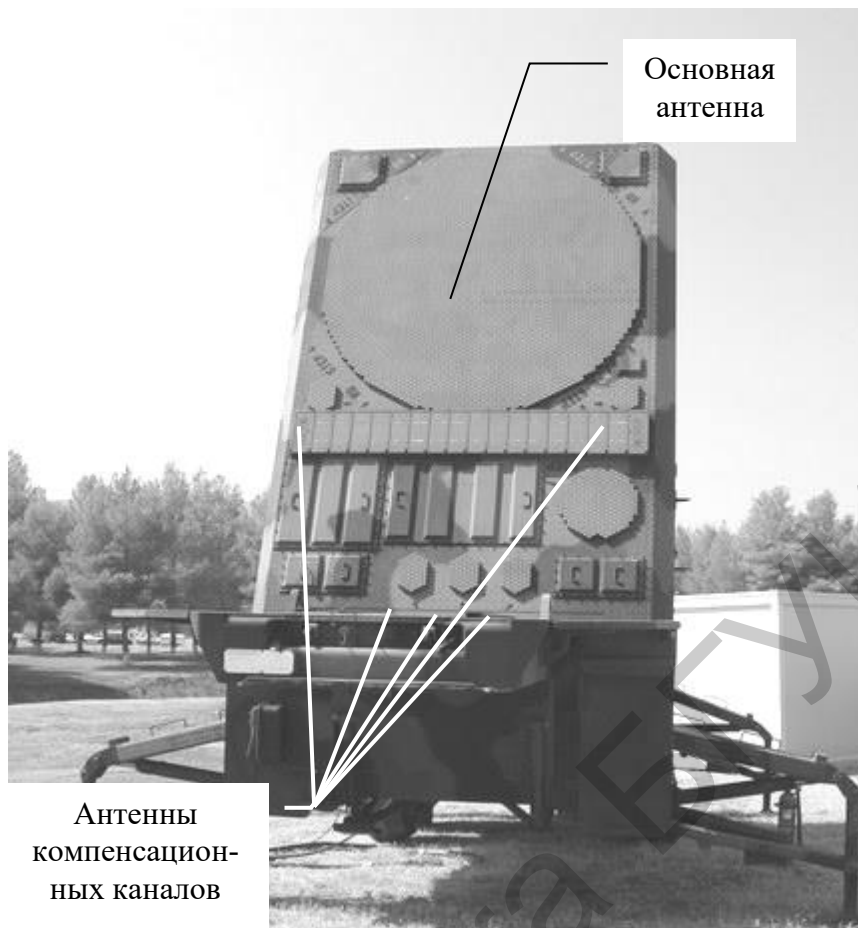


Рис. 7.10. Построение антенной системы современной РЛС с многоканальным автокомпенсатором помех

### 7.4.3. Основные положения пространственно-временной обработки. Методы формирования весовых коэффициентов приемных каналов в системах пространственной компенсации помех

Рассмотренные в п. 7.4.2 автокомпенсаторы помех являются скорее эвристическими устройствами, дающими общее понимание физической сущности пространственной компенсации помех.

Рассмотрим основные положения пространственно-временной обработки в общем виде.

Пусть на многоканальную антенную систему, включающую  $\ell = \overline{1, L}$  приемных элементов с произвольной геометрией, поступает полезный сигнал с известного направления  $\alpha_c$  и  $m = \overline{1, M}$  помех. ДН приемных элементов определяются функциями  $\dot{F}_\ell(\alpha)$ . Тогда для многоканальной принимаемой реализации можно записать

$$\mathbf{y}(t) = \begin{pmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_L(t) \end{pmatrix} = \mathbf{f}_c \dot{S}(t, \lambda) + \sum_{m=1}^M \mathbf{f}_{\text{пм}m} \dot{X}_m(t) + \mathbf{n}(t), \quad (7.37)$$

где  $\mathbf{f}_c$  – вектор-столбец значений ДН приемных каналов в направлении на источник полезного сигнала;  $\mathbf{f}_{\text{пм}m}$  – вектор-столбец значений ДН приемных каналов в направлении на  $m$ -ю помеху;  $\mathbf{n}(t)$  – вектор-столбец комплексных значений внутренних шумов приемных каналов;  $\dot{S}(t, \lambda)$  – временное представление полезного сигнала с неизвестным параметром  $\lambda$  на выходе изотропной приемной антенны;  $\dot{X}_m(t)$  – комплексное напряжение  $m$ -го источника помех на выходе изотропной приемной антенны. Входящие в (7.37) векторы определяются как

$$\mathbf{f}_c = \begin{pmatrix} \dot{F}_1(\alpha_c) \\ \dot{F}_2(\alpha_c) \\ \vdots \\ \dot{F}_L(\alpha_c) \end{pmatrix}; \quad \mathbf{f}_{\text{пм}m} = \begin{pmatrix} \dot{F}_1(\alpha_{\text{пм}m}) \\ \dot{F}_2(\alpha_{\text{пм}m}) \\ \vdots \\ \dot{F}_L(\alpha_{\text{пм}m}) \end{pmatrix}; \quad \mathbf{n}(t) = \begin{pmatrix} \dot{N}_1(t) \\ \dot{N}_2(t) \\ \vdots \\ \dot{N}_L(t) \end{pmatrix},$$

где  $\dot{N}_\ell(t)$  – внутренний шум  $\ell$ -го приемного канала.

Внешние помехи и внутренний шум объединим в общий вектор помех

$$\mathbf{n}_\Sigma(t) = \sum_{m=1}^M \mathbf{f}_{\text{пм}m} \dot{X}_m(t) + \mathbf{n}(t) \quad (7.38)$$

с корреляционной матрицей

$$\Phi = \frac{1}{2} \overline{\mathbf{n}_\Sigma(t) \mathbf{n}_\Sigma^+(t)} = \sum_{m=1}^M P_m \mathbf{f}_{\text{пм}m} \mathbf{f}_{\text{пм}m}^+ + P_\text{ш} \mathbf{I} = \sum_{m=1}^M \Phi_{\text{пм}m} + P_\text{ш} \mathbf{I}, \quad (7.39)$$

где  $\Phi_{\text{пм}m}$  – корреляционная матрица  $m$ -го источника помех,  $\Phi_{\text{пм}m} = P_m \mathbf{f}_{\text{пм}m} \mathbf{f}_{\text{пм}m}^+$ ;  $\mathbf{I}$  – единичная матрица соответствующей размерности.

Корреляционная матрица содержит *всю информацию* о воздействующих помехах и внутренних шумах приемных каналов и обладает следующими свойствами:

1) матрица является *эрмитовой*, то есть для любого элемента матрицы  $\Phi_{j,i} = \Phi_{i,j}^*$  и при *эрмитовом сопряжении* (транспонировании и комплексном сопряжении) матрица не меняется  $\Phi^+ = \Phi$  (в некоторых источниках вместо символа «+» для обозначения эрмитового сопряжения используется символ «H» в верхнем регистре);

2) определитель матрицы  $|\Phi| \neq 0$ , ранг матрицы равен  $L$ ;

3) матрица является положительно определенной, то есть для любого ненулевого комплексного вектора  $\mathbf{s}$

$$\mathbf{s}^+ \Phi \mathbf{s} > 0;$$

4) все собственные числа (значения)  $\upsilon_1, \upsilon_2, \dots, \upsilon_L$  матрицы  $\Phi$  положительны.

Физически диагональные элементы корреляционной матрицы  $\Phi_{i,i}$  представляют собой мощности суммы помех и внутреннего шума на выходе  $i$ -го приемного канала, а элементы  $\Phi_{i,j}, i \neq j$ , стоящие вне главной диагонали, – корреляционные моменты связи процессов на выходах  $i$ -го и  $j$ -го приемных каналов (по сумме помеховой и шумовой составляющих).

При дискретной обработке функция правдоподобия

$$F(\lambda) = w(\mathbf{y} / \lambda) = \frac{1}{\pi^L |\Phi|} \exp \left( - \sum_{i=1}^I (\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{f}_c \dot{S}(t_i, \lambda))^+ \Phi^{-1} (\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{f}_c \dot{S}(t_i, \lambda)) \right), \quad (7.40)$$

где  $I$  – число обрабатываемых отчетов.

Оценка максимального правдоподобия параметра  $\lambda$ :

$$\begin{aligned} \lambda_{\text{опт}} &= \arg \max_{\lambda} F(\lambda) = \\ &= \arg \min_{\lambda} \left( \sum_{i=1}^I (\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{f}_c \dot{S}(t_i, \lambda))^+ \Phi^{-1} (\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{f}_c \dot{S}(t_i, \lambda)) \right). \end{aligned} \quad (7.41)$$

Так как

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^I (\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{f}_c \dot{S}(t_i, \lambda))^+ \Phi^{-1} (\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{f}_c \dot{S}(t_i, \lambda)) &= \\ &= \sum_{i=1}^I \mathbf{y}^+(t_i) \Phi^{-1} \mathbf{y}(t_i) - \sum_{i=1}^I \mathbf{y}^+(t_i) \Phi^{-1} \mathbf{f}_c \dot{S}(t_i, \lambda) - \\ &- \sum_{i=1}^I \mathbf{f}_c^+ \Phi^{-1} \mathbf{y}(t_i) S^*(t_i, \lambda) + \sum_{i=1}^I \mathbf{f}_c^+ \Phi^{-1} \mathbf{f}_c |\dot{S}(t_i, \lambda)|^2, \end{aligned} \quad (7.42)$$

и второе и третье слагаемое являются комплексно-сопряженными, а первое и четвертое от параметра  $\lambda$  не зависят, то

$$\lambda_{\text{опт}} = \arg \max_{\lambda} \operatorname{Re} \left( \sum_{i=1}^I \underbrace{\mathbf{f}_c^+ \Phi^{-1} \mathbf{y}(t_i)}_{\dot{X}(t_i)} S^*(t_i, \lambda) \right). \quad (7.43)$$

Скаляр

$$\dot{X}(t_i) = \mathbf{f}_c^+ \Phi^{-1} \mathbf{y}(t_i) \quad (7.44)$$

представляет собой выходной эффект пространственной обработки – отчет адаптированного выходного сигнала системы пространственной обработки в момент времени  $t_i$ . Тогда оптимальная оценка

$$\lambda_{\text{опт}} = \arg \max_{\lambda} \operatorname{Re} \left( \sum_{i=1}^I \dot{X}(t_i) S^*(t_i, \lambda) \right) \quad (7.45)$$

или при переходе к непрерывному наблюдению

$$\lambda_{\text{опт}} = \arg \max_{\lambda} \operatorname{Re} \left( \underbrace{\int_0^T \dot{X}(t) S^*(t, \lambda) dt}_{Z(t, \lambda)} \right) = \arg \max_{\lambda} \operatorname{Re}\{Z(t, \lambda)\}. \quad (7.46)$$

Рассмотрим более подробно этап пространственной обработки:

$$\dot{X}(t_i) = \mathbf{f}_c^+ \underbrace{\Phi^{-1} \mathbf{y}(t_i)}_{\substack{\text{компенсация} \\ \text{помех}}} \underbrace{\phantom{\Phi^{-1} \mathbf{y}(t_i)}}_{\substack{\text{накопление} \\ \text{полезного сигнала}}}. \quad (7.47)$$

Он включает собственно операцию «обеления» пространственно-коррелированных (сосредоточенных) помех и операцию когерентного накопления сигнала. Однако фактически эти два этапа выполняются одновременно путем формирования *вектора весовых коэффициентов* (ВВК) приемных каналов вида

$$\boldsymbol{\omega} = \Phi^{-1} \mathbf{f}_c, \quad (7.48)$$

в значениях которых уже учтена как когерентная компенсация помех, так и когерентное накопление полезного сигнала в пространственной области, с последующим формированием отсчетов выходного сигнала адаптированного канала путем умножения указанного вектора на вектор входных сигналов приемных каналов:

$$\dot{X}(t_i) = \boldsymbol{\omega}^+ \mathbf{y}(t_i) = (\Phi^{-1} \mathbf{f}_c)^+ \mathbf{y}(t_i) = \mathbf{f}_c^+ \Phi^{-1} \mathbf{y}(t_i). \quad (7.49)$$

Дальнейшая обработка имеет традиционный характер и сводится к когерентному накоплению сигнала во временной области с формированием значений корреляционного интеграла для различных значений параметра  $\lambda$ .

Как следует из полученных соотношений, центральная часть пространственной обработки – это формирование вектора весовых коэффициентов с последующим весовым суммированием сигналов с выходов приемных каналов. Наиболее общим методом формирования ВВК является непосредственное обращение корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов в соответствии с (7.48). Соотношения (7.48), (7.49) определяют фундаментальное решение задачи пространственной обработки и называются *уравнением Винера – Хопфа*.

Достаточно часто от когерентного накопления полезного сигнала отказываются. Это может иметь место в системах, включающих одну остронаправленную основную антенну и ряд слабонаправленных компенсационных антенн. В этом случае весовой вектор будет иметь вид

$$\boldsymbol{\omega} = \frac{\Phi^{-1} \mathbf{e}}{\mathbf{e}^T \Phi^{-1} \mathbf{e}}, \quad (7.50)$$

где  $\mathbf{e}$  – вектор, имеющий единственный, отличный от нуля первый элемент, равный единице,  $\mathbf{e} = (1, 0, \dots, 0)^T$ .

Формируемый в соответствии с (7.50) ВВК представляет собой первый столбец обратной корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов, нормированный к его первому значению.

Для получения вектора весовых коэффициентов  $\omega$  наряду с непосредственным обращением корреляционной матрицы помех могут быть использованы:

- построение компенсаторов с использованием корреляционных обратных связей при аналоговой реализации;
- различные варианты рекурсивных алгоритмов при цифровой реализации;
- методы случайного поиска.

Наиболее распространенными при цифровой реализации являются алгоритмы формирования весовых коэффициентов. Сводка по наиболее распространенным алгоритмам приведена в приложении.

#### **7.4.4. Особенности пространственной компенсации помех в условиях априорной неопределенности. Моноимпульсные измерители угловых координат с пространственной компенсацией помех**

Рассмотренные в п. 7.4.3 алгоритмы пространственной обработки с позиций их практической реализации имеют две особенности.

Во-первых, при синтезе алгоритмов предполагается, что направление прихода  $\alpha_c$  полезного сигнала известно. Но на практике указанная ситуация имеет место только при приеме сигнала между неподвижными корреспондентами в РТС ПИ. Более характерной как для РТС ПИ, так и для РТС ИИ является ситуация, когда направление прихода сигнала известно с точностью до некоторой угловой области.

Во-вторых, используемая при вычислении ВВК корреляционная матрица  $\Phi$  априори также неизвестна и вместо нее необходимо использовать ее максимально правдоподобную оценку  $\hat{\Phi}$  вида

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^+, \quad (7.51)$$

где  $K$  – число отсчетов, используемых для формирования оценки;  $\mathbf{y}_k$  – вектор отсчетов сигналов на выходе приемных каналов в  $k$ -й момент времени,  $\mathbf{y}_k = \mathbf{y}(t_k)$ .

При этом формирование оценки  $\hat{\Phi}$  осуществляется при возможном присутствии полезного сигнала (неклассифицированная выборка), который воспринимается в дальнейшем системой компенсации как подлежащая подавлению помеха, в результате чего полезный сигнал самокомпенсируется.

Второй фактор частично может быть устранен при соответствующем выборе временного интервала вычисления оценки КМ (7.51) при гарантированном отсутствии на этом интервале полезного сигнала. Однако этот вариант возможен преимущественно для средств радиолокации и только в условиях, стационарных во временной области помех.



К дополнительным, взаимосвязанным с названными особенностям построения многоканальных систем пространственной компенсации помех (ПКП) относится сохранение условий приема полезных сигналов, что предполагает сохранение параметров (коэффициента усиления, формы) главного лепестка результирующей (адаптированной) диаграммы направленности. Наиболее жесткими являются требования к форме диаграмм направленности суммарного и разностного каналов моноимпульсных пеленгаторов с системами пространственной компенсации помех.

Действительно, адаптированная (результатирующая) ДН после реализации пространственной обработки принимает вид

$$\dot{F}_a(\alpha) = \omega^+ \mathbf{f}(\alpha). \quad (7.52)$$

Если помеха воздействует в дальних боковых лепестках ДН, то искажения главного лепестка являются относительно малыми (рис. 7.11, а). Однако при воздействии помехи по первому боковому лепестку или скатам главного лепестка (рис. 7.11, б) искажения главного лепестка адаптированного основного канала становятся уже достаточно заметными.

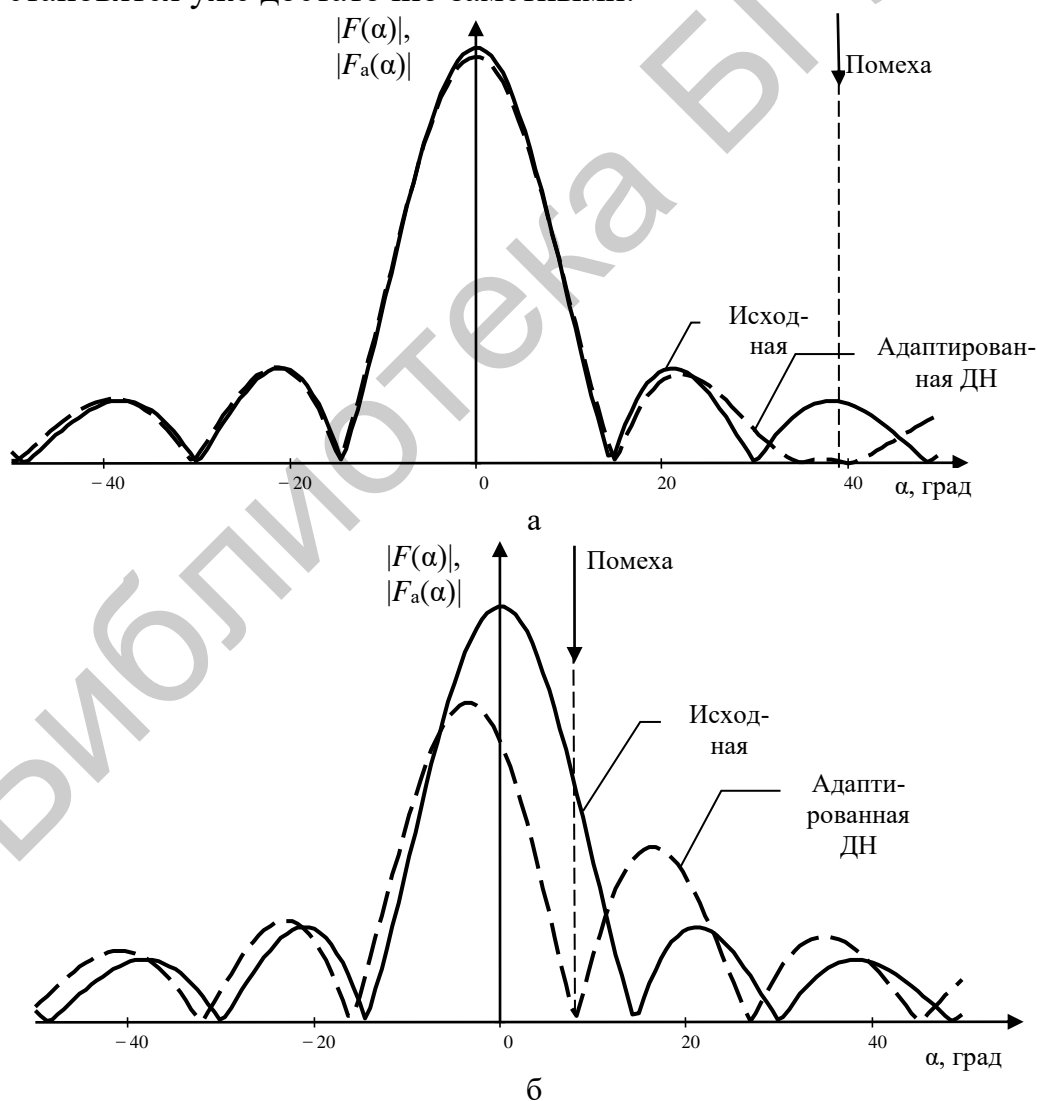


Рис. 7.11. Искажения главного лепестка основного канала при компенсации помех

Для обеспечения ПКП в условиях априорной неопределенности о параметрах помех, в том числе для пеленгаторов моноимпульсного типа, может быть использовано два метода [35, 49]:

- «блокировки» полезного сигнала, предполагающего формирование ДН компенсационных каналов с предельно низкими значениями коэффициента усиления в угловой области ожидаемого прихода полезного сигнала (рис. 7.12);
- наложения ограничений на значения ДН адаптированных каналов ДН в заданных направлениях (рис. 7.13).

Вид желательной ДН компенсационных каналов по методу «блокировки» (см. рис. 7.12) аналогичен виду идеального режекторного фильтра: уровень ДН в угловой области ожидаемого прихода полезного сигнала должен быть минимален, крутизна нарастания уровня ДН на границах области режекции – максимальна, а уровни ДН компенсационной антенны вне зоны блокирования должны превышать уровни ДН основных каналов. Приближение к такой ДН достигается использованием специальных типов амплитудно-фазового распределения на апертуре компенсационной решетки [50].

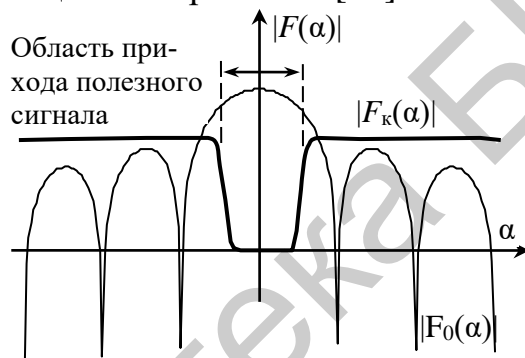


Рис. 7.12. Диаграммы направленности приемных каналов при блокировке полезного сигнала

Рассмотрим особенности использования метода ограничений (см. рис. 7.13).

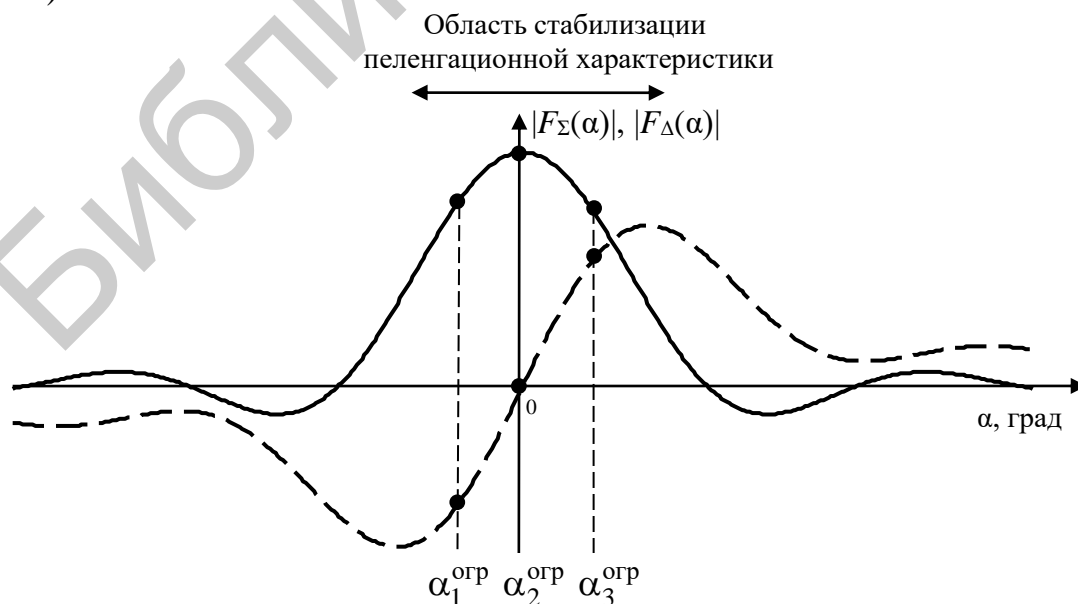


Рис. 7.13. Введение ограничений в ДН адаптированных суммарного (сплошная кривая) и разностного (пунктирная кривая) каналов

Пусть система ПКП построена на базе некоторой  $L$ -канальной антенной системы с диаграммами направленности приемных каналов, определяемых вектором  $\mathbf{f}(\alpha) = (\dot{F}_1(\alpha), \dot{F}_2(\alpha), \dots, \dot{F}_N(\alpha))^T$ . Значения ДН приемных каналов в направлении  $q = \overline{1, Q}$  ограничений записываются в матрицу ограничений  $\mathbf{C}$  размерностью  $L \times Q$ .

Для стабилизации пеленгационной характеристики в одной и двух плоскостях требуется использование не менее трех и пяти ограничений соответственно. Одно из направлений ограничений (центральное) совпадает с нулем пеленгационной характеристики. Другие ограничения располагаются в двух взаимно перпендикулярных плоскостях симметрично центральному направлению на удалении 10...15 % от величины линейного участка пеленгационной характеристики [51].

Оптимальные векторы  $\omega_{\Sigma(\Delta)}$  весовых коэффициентов системы обработки суммарного ( $\Sigma$ ) и разностного ( $\Delta$ ) каналов вычисляются согласно выражению

$$\omega_{\Sigma(\Delta)} = \Phi^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^+ \Phi^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f}_{\Sigma(\Delta)}^*, \quad (7.53)$$

где  $\Phi$  – корреляционная матрица процессов на выходе приемных каналов;  $\mathbf{C}$  – матрица ограничений, составленная из векторов значений ДН приемных каналов в направлениях ограничений:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \dot{F}_1(\alpha_1^{\text{огр}}) & \dot{F}_1(\alpha_2^{\text{огр}}) & \dot{F}_1(\alpha_3^{\text{огр}}) \\ \dot{F}_2(\alpha_1^{\text{огр}}) & \dot{F}_2(\alpha_2^{\text{огр}}) & \dot{F}_2(\alpha_3^{\text{огр}}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \dot{F}_L(\alpha_1^{\text{огр}}) & \dot{F}_L(\alpha_2^{\text{огр}}) & \dot{F}_L(\alpha_3^{\text{огр}}) \end{pmatrix}; \quad (7.54)$$

$\mathbf{f}_{\Sigma(\Delta)}$  – вектор, задающий желательные значения ДН адаптированных суммарного и разностного каналов в направлении ограничений (обычно элементы вектора  $\mathbf{f}$  выбираются равными значениям неадаптированных ДН основных приемных каналов):

$$\mathbf{f}_{\Sigma(\Delta)} = \begin{pmatrix} \dot{F}_{\Sigma(\Delta)}(\alpha_1^{\text{огр}}) \\ \dot{F}_{\Sigma(\Delta)}(\alpha_2^{\text{огр}}) \\ \dot{F}_{\Sigma(\Delta)}(\alpha_3^{\text{огр}}) \end{pmatrix}. \quad (7.55)$$

Применительно к системам ПКП моноимпульсных РЛС с суммарно-разностной обработкой требуется вычислять векторы весовых коэффициентов суммарного  $\omega_{\Sigma}$  и разностного  $\omega_{\Delta}$  каналов. После взвешивания выходных сигналов реализуется классическая суммарно-разностная обработка с оценкой угловых координат цели (см. выражение (2.30)).

Необходимо отметить, что фиксация требуемых значений ДН адаптированного канала обеспечивает полную (при совпадении направления на источ-

ник полезного сигнала с направлением одного из ограничений) или частичную (при нахождении источника полезного сигнала в пределах ограничений и некоторой окрестности указанной области) инвариантность использования в общем случае неклассифицированной, содержащей полезный сигнал, оценки (7.51) вместо истинного значения корреляционной матрицы суммы сигналов и помех на выходах приемных каналов.

В заключение отметим, что наиболее просто многоканальные системы ПКП реализуются на базе современных и перспективных цифровых антенных решеток (ЦАР). Полотно ЦАР разбивается на ряд подрешеток, подключенных к идентичным приемным устройствам. Выходные сигналы приемных устройств подвергаются аналого-цифровому преобразованию. Все остальные операции по компенсации помех и формированию приемных каналов с требуемыми характеристиками выполняются в цифровой форме.

#### 7.4.5. Эффективность пространственной компенсации помех

Достижимое качество пространственной обработки может быть охарактеризовано следующими показателями и характеристиками:

1) мощностью каждого из источников помех на выходе системы обработки:

$$\begin{aligned} P_m^{\text{ВЫХ}} &= |\omega^+ \mathbf{f}_{\text{пм}} \dot{X}_m(t)|^2 = \overline{\omega^+ \mathbf{f}_{\text{пм}} \dot{X}_m(t) (\omega^+ \mathbf{f}_{\text{пм}} \dot{X}_m(t))^+} = \\ &= \omega^+ \mathbf{f}_{\text{пм}} \underbrace{\overline{\dot{X}_m(t) X_m^*(t)}}_{=P_m} \mathbf{f}_{\text{пм}}^+ \omega = \omega^+ \underbrace{P_m \mathbf{f}_{\text{пм}} \mathbf{f}_{\text{пм}}^+}_{=\Phi_{\text{пм}}} \omega = \omega^+ \Phi_{\text{пм}} \omega; \end{aligned} \quad (7.56)$$

2) мощностью взвешенных внутренних шумов:

$$P_{\text{ш}}^{\text{ВЫХ}} = |\omega^+ \mathbf{n}|^2 = \overline{\omega^+ \mathbf{n} (\omega^+ \mathbf{n})^+} = \omega^+ \underbrace{\mathbf{n} \mathbf{n}^+}_{=P_{\text{ш}} \mathbf{I}} \omega = \omega^+ \omega = P_{\text{ш}} |\omega|^2, \quad (7.57)$$

откуда коэффициент увеличения внутренних шумов

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш}}^{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ш}}} = |\omega|^2; \quad (7.58)$$

3) мощностью помех и взвешенных внутренних шумов на выходе системы обработки:

$$P_{\text{п+ш}} = \sum_{m=1}^M P_m^{\text{ВЫХ}} + P_{\text{ш}} |\omega|^2 = \omega^+ \Phi \omega, \quad (7.59)$$

4) адаптированной ДН (7.52) и ее значением  $\dot{F}_a(\alpha_c)$  в направлении источника полезного сигнала.

Из приведенных показателей могут быть получены коэффициенты компенсации помех в системах с остронаправленной антенной или при синфазном фазировании, коэффициенты подавления полезного сигнала и другие необходимые показатели.

Теоретически реализация пространственной обработки способна обеспечить снижение спектральной плотности мощности воздействующих помех до уровня ниже собственных шумов приемных каналов. Однако на практике столь высокая эффективность не достигается. К факторам, снижающим эффективность пространственной обработки, относятся:

- априорная неопределенность относительно параметров сигналов и помех, воздействующих на систему, и ошибки оценивания корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов;

- погрешности реализации (ограниченная разрядность аналого-цифровых преобразователей и процессоров вычисления весовых коэффициентов, несинхронность аналого-цифрового преобразования (джиттер), амплитудно-фазочастотная неидентичность приемных каналов);

- амплитудно-фазовые ошибки на апертурах антенн приемных каналов.

Наиболее значима роль амплитудно-фазочастотной неидентичности приемных каналов.

Пусть комплексная частотная характеристика  $i$ -го и  $q$ -го приемных каналов системы обработки равна  $\dot{K}_i(\omega)$  и  $\dot{K}_q(\omega)$  соответственно, при этом  $\dot{K}_i(\omega) \neq \dot{K}_q(\omega)$ . Спектральная плотность мощности источника радиоизлучения составляет  $S(\omega)$ . Тогда коэффициент корреляции этого источника на выходе каналов составит

$$r_{i,q} = \frac{\int_{\Omega} \dot{K}_i(\omega) \dot{K}_q^*(\omega) S(\omega) d\omega}{\sqrt{\int_{\Omega} |\dot{K}_i(\omega)|^2 S(\omega) d\omega \cdot \int_{\Omega} |\dot{K}_q(\omega)|^2 S(\omega) d\omega}} < 1. \quad (7.60)$$

Декорреляция комплексных амплитуд на выходах приемных каналов приводит к резкому снижению глубины компенсации. Требуемый уровень неидентичности в широкой полосе частот составляет доли единиц или единицы децибелов по амплитуде и единицы градусов по фазе. Он достигается:

- как можно более ранним переходом к цифровой обработке (целесообразнее всего сразу на выходе смесителя или на высокой частоте);

- калибровкой приемных трактов.

Снижение уровня неидентичности по амплитуде до долей децибелов и по фазе до единиц градусов за счет внедрения в РЛС методов цифровой обработки обеспечит снижение спектральной плотности мощности воздействующих по боковым лепесткам ДН помех на 30...50 дБ. Одновременно может быть достигнуто повышение разрешающей способности источников полезных сигналов и помех моноимпульсными пеленгаторами в 2...3 раза.

### 7.4.6. Принципы построения систем пространственно-поляризационной компенсации помех

Дальнейшим развитием пространственной обработки являются системы *пространственно-поляризационной* обработки (компенсации помех), в которой дополнительно к пространственным различиям сигналов и помех используются различия их поляризационных характеристик. Максимальное ослабление помехи достигается в том случае, когда плоскости поляризации сигнала и помехи перпендикулярны (ортогональны) или векторы  $\vec{E}_c$  и  $\vec{E}_n$  напряженностей электрического поля сигнала и помехи вращаются в противоположных направлениях. Поляризационная обработка (селекция) используется при защите как от естественных, так и от преднамеренных активных и пассивных помех.

В простейшем случае (рис. 7.14) система поляризационной обработки состоит из двух антенн с различными поляризационными характеристиками (обычно имеющими вертикальную и горизонтальную поляризацию) и весового сумматора.

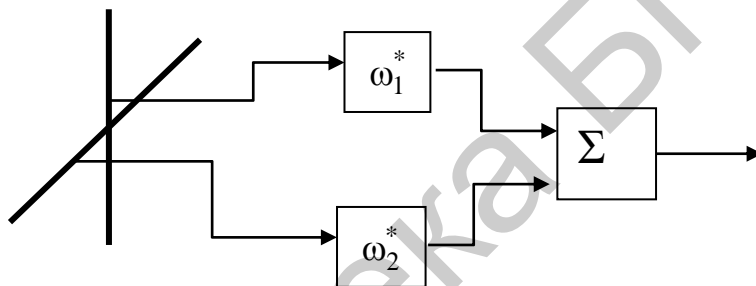


Рис. 7.14. Иллюстрация поляризационной обработки

При анализе систем пространственно-поляризационной обработки удобно использовать линейный поляризационный базис  $(\mathbf{k}_1, \mathbf{k}_2)$ , где  $\mathbf{k}_1, \mathbf{k}_2$  – единичные орты, перпендикулярные направлению наблюдения; орт  $\mathbf{k}_1$  лежит в плоскости падения (плоскости, проходящей через направление наблюдения и нормаль к антенной системе), орт  $\mathbf{k}_2$  перпендикулярен плоскости падения.

Поляризационные параметры помехи или любого другого источника радиоизлучения в указанном базисе определяются двухкомпонентным вектором поляризации  $\mathbf{p}_n = \begin{pmatrix} \dot{b}_1 \\ \dot{b}_2 \end{pmatrix}$ , причем

$$|\mathbf{p}_n| = \sqrt{|\dot{b}_1|^2 + |\dot{b}_2|^2} = 1. \quad (7.61)$$

Удобно задавать указанный вектор в виде

$$\mathbf{p}_n = \begin{pmatrix} \cos \gamma_n \\ \sin \gamma_n e^{j\varphi_n} \end{pmatrix}, \quad (7.62)$$

где  $\varphi_{\Pi}$  – фазовый сдвиг между ортогонально-поляризованными составляющими электромагнитной волны (ЭМВ);  $0 \leq \gamma_{\Pi} \leq \frac{\pi}{2}$ .

Второй элемент  $p_{\Pi 2} = \sin \gamma_{\Pi} e^{j\varphi_{\Pi}}$  двухкомпонентного вектора поляризации называется *фазором*. Он полностью определяет поляризацию ЭМВ (первый элемент не несет дополнительной информации и используется только для компактного векторного представления).

При  $\varphi_{\Pi} = 0$  будем иметь линейную поляризацию с углом наклона плоскости поляризации, равным  $\gamma$ . Если амплитуды ортогональных компонентов волны одинаковы, то угол  $\gamma$  кратен  $\frac{\pi}{4}$ . При  $\varphi_{\Pi} = \frac{\pi}{2}$  получим круговую поляризацию. В общем случае получаем эллиптическую поляризацию любого (в зависимости от знака разности фаз) направления вращения.

Тогда для вектора напряженности электромагнитной волны можно записать

$$\dot{E} = \dot{E}_m e^{j\varphi} \mathbf{p}_{\Pi}^T \begin{pmatrix} \mathbf{k}_1 \\ \mathbf{k}_2 \end{pmatrix} = E_m e^{j\varphi} (p_{\Pi 1} \mathbf{k}_1 + \dot{p}_{\Pi 2} \mathbf{k}_2), \quad (7.63)$$

где  $E_m$  – амплитуда, а  $\varphi$  – фаза волны.

Аналогично поляризационные параметры антенны определяются двухкомпонентным вектором поляризации антенны

$$\mathbf{p}_A = \begin{pmatrix} \cos \gamma_A \\ \sin \gamma_A e^{j\varphi_A} \end{pmatrix}, \quad (7.64)$$

а векторная ДН антенны примет вид

$$\dot{F}(\alpha) = F_{Am}(\alpha) e^{j\varphi_0(\alpha)} \mathbf{p}_A^T \begin{pmatrix} \mathbf{k}_1 \\ \mathbf{k}_2 \end{pmatrix} = F_{Am}(\alpha) e^{j\varphi_0(\alpha)} (p_{A1} \mathbf{k}_1 + \dot{p}_{A2} \mathbf{k}_2). \quad (7.65)$$

Напряжение на выходе антенны прямо пропорционально скалярному произведению вектора напряженности и векторной ДН (для ортонормированного базиса  $\mathbf{k}_1 \mathbf{k}_2 = 0$ ;  $\mathbf{k}_1 \mathbf{k}_1 = \mathbf{k}_2 \mathbf{k}_2 = 1$ ):

$$U_{\text{вых}} = E_m F_{Am}(\alpha) e^{j(\varphi_0(\alpha) + \varphi)} (p_{\Pi 1} p_{A1} + \dot{p}_{\Pi 2} \dot{p}_{A2}). \quad (7.66)$$

Если

$$\mathbf{p}_{\Pi} = \mathbf{p}_A^*, \quad (7.67)$$

то антенна согласована по поляризации с электромагнитной волной. При этом

$$p_{\Pi 1} p_{A1} + \dot{p}_{\Pi 2} \dot{p}_{A2} = p_{\Pi 1}^2 + |\dot{p}_{\Pi 2}|^2 = 1. \quad (7.68)$$

Если

$$p_{\Pi 1} p_{A1} + \dot{p}_{\Pi 2} \dot{p}_{A2} = 0, \quad (7.69)$$

то поляризация антенны *ортогональна* поляризации электромагнитной волны.

Выражение (7.69) эквивалентно

$$p_{\Pi 1} p_{A1} + \dot{p}_{\Pi 2} \dot{p}_{A2} = \cos \gamma_{\Pi} \cos \gamma_A + \sin \gamma_{\Pi} \sin \gamma_A e^{j\varphi_{\Pi}} e^{j\varphi_A} = 0,$$

откуда

$$\varphi_{\Pi} = -\varphi_A + \pi; \gamma_A = \arctg \frac{1}{\operatorname{tg} \gamma_{\Pi}}. \quad (7.70)$$

В схеме на рис. 7.14 приемные антенны двух каналов редко имеют строго вертикальную или строго горизонтальную поляризацию. Обычно поляризация каждой из антенн только приближается к горизонтальной или вертикальной.

С учетом этого запишем векторную ДН каждого из приемных каналов, не считая эти каналы строго ортогональными:

$$\dot{F}_1(\alpha) = F_{Am}^{(1)}(\alpha) e^{j\varphi_0^{(1)}(\alpha)} (p_{A1}^{(1)} \mathbf{k}_1 + \dot{p}_{A2}^{(1)} \mathbf{k}_2),$$

$$\dot{F}_2(\alpha) = F_{Am}^{(2)}(\alpha) e^{j\varphi_0^{(2)}(\alpha)} (p_{A1}^{(2)} \mathbf{k}_1 + \dot{p}_{A2}^{(2)} \mathbf{k}_2).$$

Векторную ДН простейшей двухканальной системы обработки можно записать в виде

$$\begin{aligned} \dot{F}_{A\Sigma}(\alpha) &= \dot{F}_1(\alpha) \omega_1^* + \dot{F}_2(\alpha) \omega_2^* = \\ &= \underbrace{(F_{Am}^{(1)}(\alpha) e^{j\varphi_A^{(1)}(\alpha)} p_{A1}^{(1)} \omega_1^* + F_{Am}^{(2)}(\alpha) e^{j\varphi_A^{(2)}(\alpha)} p_{A1}^{(2)} \omega_2^*)}_{\dot{F}_{A\Sigma_1}(\alpha) - \text{составляющая на первой поляризации}} \mathbf{k}_1 + \\ &+ \underbrace{(F_{Am}^{(1)}(\alpha) e^{j\varphi_A^{(1)}(\alpha)} p_{A2}^{(1)} \omega_1^* + F_{Am}^{(2)}(\alpha) e^{j\varphi_A^{(2)}(\alpha)} p_{A2}^{(2)} \omega_2^*)}_{\dot{F}_{A\Sigma_2}(\alpha) - \text{составляющая на второй поляризации}} \mathbf{k}_2 = \\ &= \dot{F}_{A\Sigma_1}(\alpha) \mathbf{k}_1 + \dot{F}_{A\Sigma_2}(\alpha) \mathbf{k}_2 = F_{\Sigma m}(\alpha) e^{j\varphi_1} \mathbf{p}_{\Sigma}^T \begin{pmatrix} \mathbf{k}_1 \\ \mathbf{k}_2 \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (7.71)$$

где  $F_{\Sigma m}(\alpha)$  – модуль результирующей ДН,  $F_{\Sigma m}(\alpha) = \sqrt{|\dot{F}_{A\Sigma_1}(\alpha)|^2 + |\dot{F}_{A\Sigma_2}(\alpha)|^2}$ ;  $\varphi_1$  – фаза результирующей ДН,  $\varphi_1 = \arg \dot{F}_{A\Sigma_1}(\alpha)$ ;  $\mathbf{p}_{\Sigma}$  – вектор поляризации результирующей ДН:

$$\mathbf{p}_{\Sigma} = \begin{pmatrix} \frac{|\dot{F}_{A\Sigma_1}(\alpha)|}{F_{\Sigma m}(\alpha)} \\ \frac{\dot{F}_{A\Sigma_2}(\alpha) e^{j\varphi_2}}{F_{\Sigma m}(\alpha)} \end{pmatrix}.$$

Как следует из (7.71), изменяя весовые коэффициенты системы обработки, можно обеспечить любую результирующую поляризацию на прием.

Физика поляризационной селекции полезного сигнала на фоне помехи для случая линейной поляризации и одинаковых направлений прихода полезного сигнала и помехи иллюстрируется на рис. 7.15, где показаны  $\mathbf{p}_c, \mathbf{p}_{\Pi}$  – векторы поляризации полезного сигнала и помехи;  $\vec{F}_1, \vec{F}_2$  – векторные ДН антенн первого и второго приемных каналов в заданном направлении.





## 8. ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ЗАЩИТЫ ОТ НЕКОТОРЫХ ВИДОВ ПОМЕХ

К особенностям функционирования РЭС в условиях помех относится априорная неопределенность уровня помехи. Это требует использования специальных схем, обеспечивающих стабилизацию ложных тревог на заданном уровне. Особенно актуальным является это для радиолокационных средств с высокой разрешающей способностью по дальности и угловым координатам. Известно, что изменение мощности помех в несколько раз при фиксированном пороге приводит к увеличению вероятности ложной тревоги на 3-4 порядка. В этих условиях РЛС может оказаться неработоспособной.

Поддержание вероятности ложных тревог на заданном уровне достигается использованием:

- схем автоматической регулировки усиления;
- ограничителей и логарифмических усилителей;
- специальных схем стабилизации ложных тревог.

### 8.1. Автоматическая регулировка усиления

Для большинства РЭС, в особенности средств радиолокации и радионавигации, характерен большой динамический диапазон сигналов и помех, в некоторых случаях превышающий 100 дБ.

При существенном превышении уровня помехи над уровнем полезного сигнала может происходить подавление сигнала сильной помехой, что иллюстрируется рис. 8.1. Как известно, зависимость выходного напряжения приемного тракта от входного носит нелинейный характер: начиная с определенного значения входного напряжения коэффициент усиления тракта уменьшается. Это приводит к существенному снижению коэффициента усиления «слабого» сигнала на фоне «сильной» помехи.

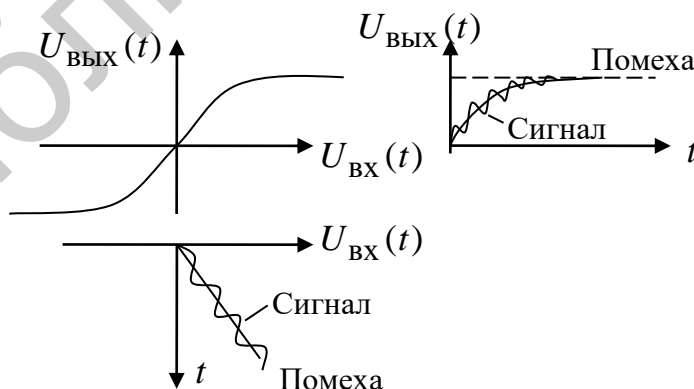


Рис. 8.1. Подавление сигнала сильной помехой

Для обеспечения работы на линейном участке передаточной характеристики используются комбинации схем программного изменения коэффициента усиления и автоматической регулировки усиления.

Программное изменение коэффициента усиления применяется обычно в РЛС и сводится к регулировке изменения коэффициента усиления приемника во времени от момента излучения зондирующего сигнала таким образом, чтобы коэффициент усиления был пропорционален четвертой степени времени (расстояния до цели).

Схема АРУ (рис. 8.2) включает усилитель  $У$  с регулируемым коэффициентом усиления, детектор  $Д$  выходного сигнала и фильтр нижних частот ФНЧ. Наиболее часто используют АРУ «назад», когда детектор подключен к выходу радиоприемного устройства.

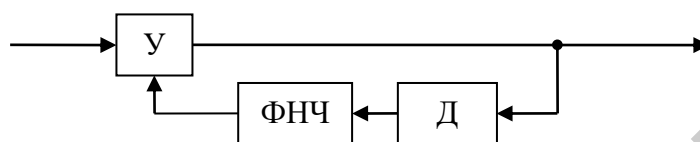


Рис. 8.2. Схема АРУ «назад»

Полоса пропускания ФНЧ определяет быстродействие АРУ: при малой полосе пропускания АРУ является «медленной» и обеспечивает отслеживание медленных изменений уровня помех, например, при изменении пространственного положения источников помех. Однако «медленная» АРУ практически не работоспособна в условиях нестационарной помеховой обстановки: быстрого включения-выключения источников помех, создания ответных помех и т. д.

При увеличении полосы пропускания ФНЧ быстродействие АРУ увеличивается и она оказывается способной отслеживать быстрые изменения сигнала. В пределе приходят к «мгновенной» АРУ, что характерно, например, для моноимпульсных измерителей угловых координат суммарно-разностного типа, где нормировка производится фактически делением на мгновенное значение модуля напряжения суммарного канала.

Разновидностям схем АРУ характерно использование:

- усилителей в цепи обратной связи (АРУ с усилением);
- АРУ с ограничением по уровню – регулирование выходного напряжения начинается, когда оно превышает заданный уровень, а до этого момента АРУ отключено.

## 8.2. Ограничители и логарифмические усилители

Помехозащита с использованием ограничителей используется в основном в варианте схемы (рис. 8.3), реализующей широкополосное усиление – ограничение – узкополосное усиление (ШОУ).

Уровень ограничения (рис. 8.4) в схеме ШОУ выбирается примерно равным ожидаемому уровню полезного сигнала. Амплитуда помехи на выходе ограничителя составит

$$U_{\Pi}^{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} U_{\Pi}, & U_{\Pi} < U_{\text{огр}}, \\ U_{\text{огр}}, & U_{\Pi} \geq U_{\text{огр}}, \end{cases}$$

где  $U_{\Pi}$  – амплитуда помехи на входе ограничителя;  $U_{\text{огр}}$  – уровень ограничения.

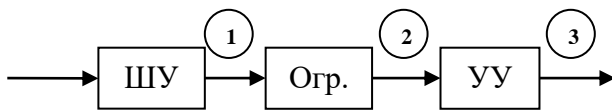


Рис. 8.3. Схема ШОУ

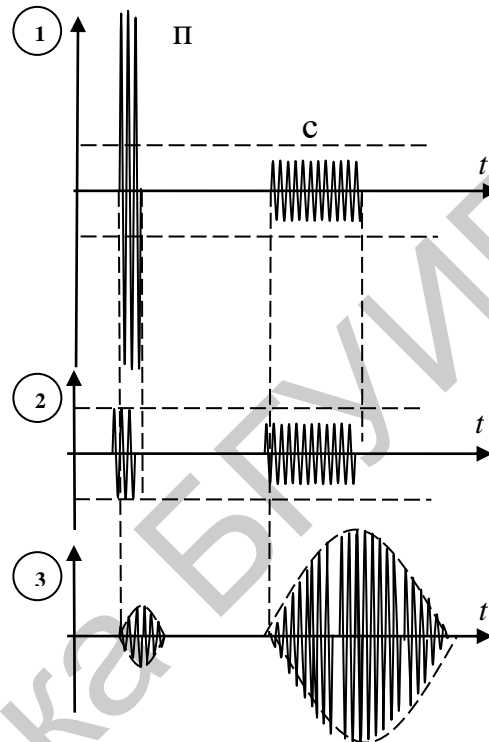


Рис. 8.4. Временные диаграммы к рис. 8.3

В результате прохождения ограничителя сигнал не изменяется, а мощность помехи существенно снижается. Наиболее эффективно схема ШОУ применяется в РТС, использующих сложные сигналы со сжатием.

### 8.3. Схемы стабилизации ложных тревог

Схемы стабилизации ложных тревог (СтЛТ) обеспечивают оценивание средней мощности  $\sigma_n^2$  суммы внутренних шумов и внешних помех. Указанная средняя мощность входит в выражение для абсолютного порога

$$\ell_{\Pi} = \sigma_{\Pi}^2 \ln \frac{1}{F}, \quad (8.1)$$

где  $F$  – вероятность ложной тревоги, при обнаружении полезного сигнала по критерию Неймана – Пирсона.

Наиболее распространенной является схема СтЛТ по шумам в примыкающих интервалах времени (рис. 8.5). Она включает линию задержки с  $N+1$  отводами с длительностью задержки между отводами, равную длительности сжатого сигнала на выходе согласованного фильтра, сумматор на соответствующее число входов и пороговое устройство.

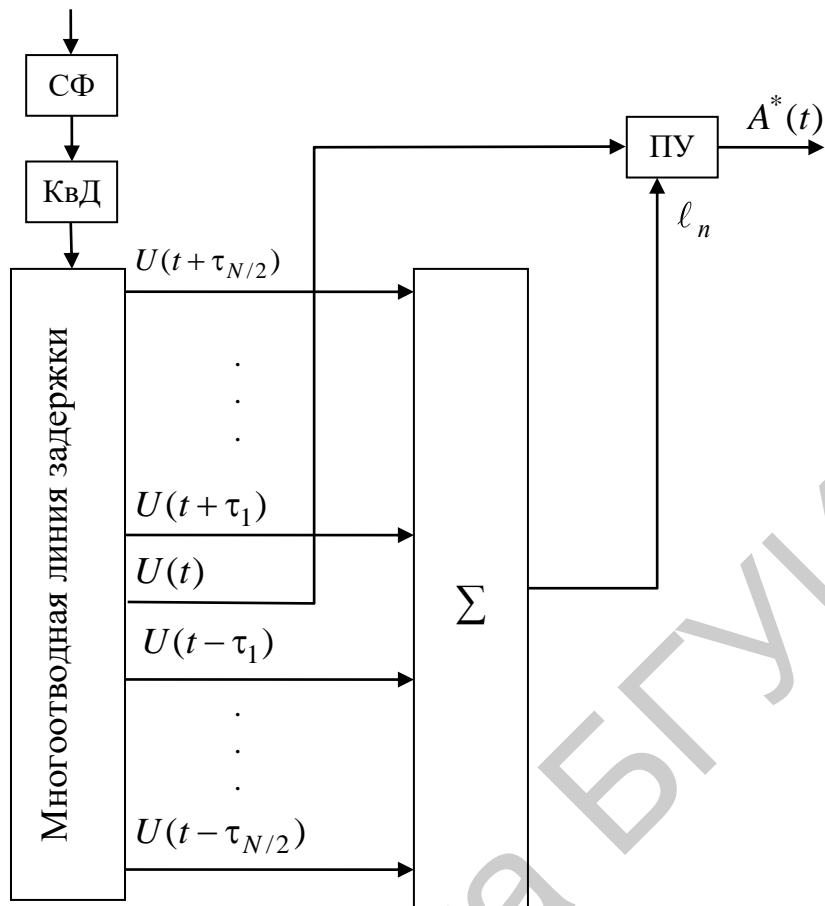


Рис. 8.5. Схема СтЛТ по шумам в примыкающих интервалах времени

Сигнал с выхода согласованного фильтра через квадратичный детектор поступает на вход многоотводной линии задержки. Сигналы с отводов линии задержки с номерами  $1 \dots \left(\frac{N}{2} - 1\right)$  и  $\left(\frac{N}{2} + 1\right) \dots N$  поступают на входы сумматора, где используются для формирования оценки уровня помехи

$$\hat{\sigma}_n^2 = \frac{1}{N} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq N/2}}^{N+1} y(t_i) \quad (8.2)$$

и абсолютного порога.

Сигнал со среднего отвода линии задержки сравнивается со сформированным адаптивным порогом (рис. 8.6).

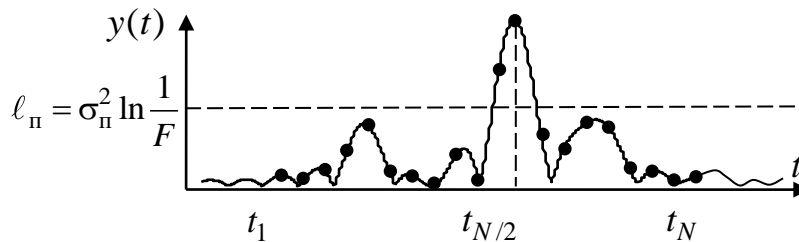


Рис. 8.6. Временная диаграмма работы схемы СтЛТ

При достаточно большом числе отводов линии задержки оценка  $\hat{\sigma}_n^2$  является нормально распределенной случайной величиной со средним значением, равным мощности помехи. Дисперсия оценки средней мощности уменьшается обратно пропорционально числу отводов линии задержки.

С учетом случайного характера оценка  $\hat{\sigma}_n^2$  может оказаться ниже истинного значения, при этом вероятность ложной тревоги резко возрастает. Это вынуждает несколько завышать относительный порог, поэтому обнаружитель со схемой СтЛТ характеризуется наличием потерь в сравнении с обнаружителем при известном уровне шума. Величина потерь составляет 1...3 дБ (3 дБ при  $N=10$ ). При увеличении числа отводов (интервала усреднения) потери уменьшаются.

Вместе с тем при увеличении интервала усреднения велика вероятность попадания на его длительность более чем одного полезного сигнала. Если два полезных сигнала имеют одинаковую мощность  $P_{c1} = P_{c2} = P_c$ , то математическое ожидание оценки мощности помехи при обнаружении первого сигнала на фоне второго составит

$$\overline{\hat{\sigma}_n^2} = \frac{P_c}{N} + \sigma_n^2. \quad (8.3)$$

Это эквивалентно снижению отношения сигнал/шум с величины

$$q_0^2 = \frac{P_c}{\sigma_n^2} \quad (8.4)$$

до величины

$$q_1^2 = \frac{P_c}{\frac{P_c}{N} + \sigma_n^2} = \frac{\frac{P_c}{\sigma_n^2}}{\frac{P_c}{N\sigma_n^2} + 1} = \frac{q_0^2}{1 + \frac{q_0^2}{N}}. \quad (8.5)$$

При типовых значениях  $q_0^2 = 100...300$  и вероятности ложной тревоги  $F = 10^{-6}$  вероятность правильного обнаружения (рэлеевские флуктуации амплитуды) при наличии только шума будет находиться в диапазоне 0,872...0,955. В то же время при  $N=10$  и попадании второго полезного сигнала на интервал усреднения указанная вероятность снизится до 0,285...0,64, то есть существенно. Попытка уменьшить потери за счет увеличения интервала усреднения приводит к увеличению вероятности попадания на указанный интервал отраженных сигналов от более чем одной цели, что будет сопровождаться дальнейшим уменьшением вероятности правильного обнаружения.

Для устранения негативного влияния попадания отраженных сигналов двух и более целей (или имитирующих помех) на интервал усреднения используют схему СтЛТ по шумам в примыкающих полосах частот. Она работоспособна в том случае, если ширина спектра внешних помех превышает ширину

спектра полезного сигнала. Эта ситуация, как правило, имеет место при использовании генераторного принципа формирования помех.

Идея построения указанной схемы заключается в использовании для оценки мощности помех участков спектра, свободного от спектра полезных сигналов. Для этого спектральные полосы полезного сигнала и помех разделяются фильтрами с АЧХ  $K_c(\omega)$  и  $K_{п+}(\omega)$ ,  $K_{п-}(\omega)$  справа и слева от спектра полезного сигнала (рис. 8.7). Спектр сигнала обрабатывается в согласованном фильтре, а спектр помех используется для оценки средней мощности помехи. При этом логичным является комплексирование указанной схемы со схемой, функционирующей в примыкающих интервалах времени.

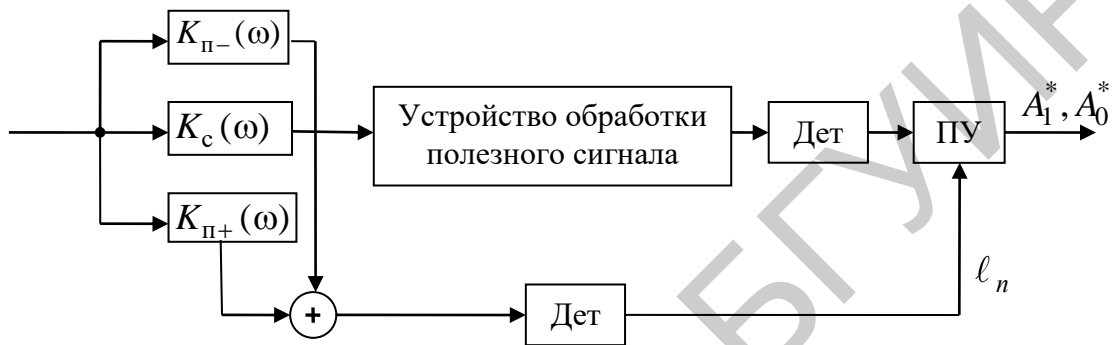


Рис. 8.7. Схема СТЛТ по шумам в примыкающих полосах частот

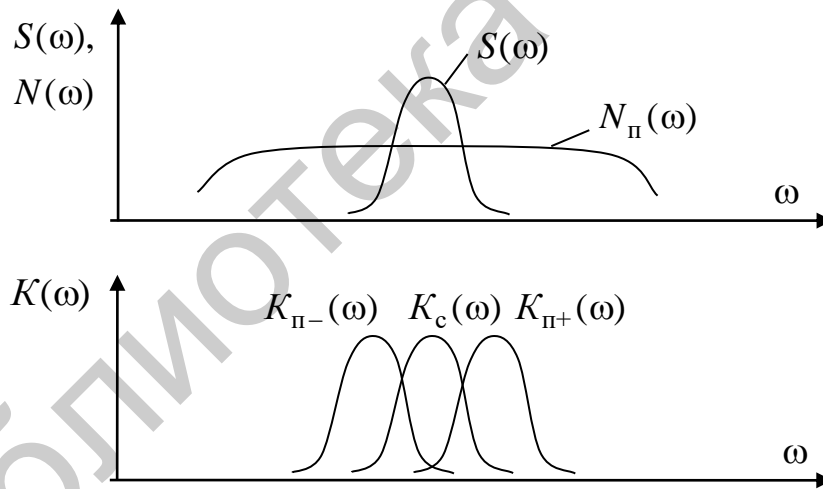


Рис. 8.8. Частотные диаграммы к рис. 8.7

Наряду с рассмотренными вариантами перспективным является построение схем СТЛТ с использованием оценочно-компенсационно-корреляционного подхода [52]. В рамках данного подхода проводится последовательное обнаружение целей. После обнаружения первой цели оценивается время прихода отраженного сигнала и его комплексная амплитуда, и сигнал «вырезается» из принимаемой реализации. Далее осуществляется обнаружение второго (по времени прихода) сигнала и процесс повторяется и т. д.

## 9. СПЕЦИАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

### 9.1. Методы, основанные на изменении параметров зондирующего сигнала в процессе работы

В радиолокационных системах может быть использован широкий набор методов защиты от помех, основанный на изменении параметров зондирующих сигналов в процессе функционирования. Общей идеей помехозащиты на основе изменения параметров зондирующего сигнала является запаздывание соответствующего изменения параметров помех.

Запаздывание в изменении параметров помех обусловлено двумя факторами:

- даже если средство помех сразу же после прихода зондирующего сигнала изменит параметры помехи в соответствии с параметрами зондирующего сигнала, при дальности «РЛС – цель» менее дальности «РЛС – средство помех» прием полезного сигнала будет вестись на фоне внутреннего шума или неоптимальной по параметрам помехи;

- средства помех функционируют, как правило, в условиях отсутствия пространственно-частотной развязки режимов разведки зондирующих сигналов РЛС и создания помех; при временном разделении указанных режимов обнаружение факта смены параметров зондирующего сигнала и изменение параметров формируемых помех может осуществляться со значительным запаздыванием.

В процессе работы могут изменяться следующие параметры зондирующего сигнала:

- несущая частота;
- частота повторения импульсов;
- закон модуляции.

Смена несущей частоты может происходить в режимах:

- быстрой перестройки несущей частоты от импульса к импульсу (при обнаружении целей в свободном пространстве) или от пачки импульсов к пачке импульсов (при обнаружении целей на фоне подстилающей поверхности и пассивных помех); при этом *полностью исключается* постановка прицельной по частоте помехи для целей, находящихся *ближе* к РЛС, чем средство помех, и существенно затрудняется постановка помех для всех остальных целей;

- выбора несущей частоты в области минимальной интенсивности спектра помех; с учетом возможной неравномерности спектра помех до 3 дБ это обеспечит увеличение дальности обнаружения на 18 %;

- применения двухчастотных (чередующихся или совмещенных) импульсов: первый импульс является ложным, он обнаруживается посредством помех и на его частоте создается помеха, второй импульс на другой частоте не обнаруживается и принимается РЛС без помех.

При смене закона модуляции могут быть использованы:



- чередование вида зондирующего сигнала: простой (без внутриимпульсной модуляции) – ЛЧМ – ФКМ;
- чередование ЛЧМ с возрастающей и убывающей частотой;
- смена кода ФКМ.

Основным эффектом возбуждения периода повторения и смены закона модуляции является затруднение постановки имитирующих помех.

## 9.2. Бланкирование боковых лепестков диаграммы направленности антенны

В ряде случаев реализация схем когерентной компенсации помех (см. подразд. 7.4), воздействующих по боковым лепесткам диаграммы направленности основных каналов, невозможна по соображениям стоимости, массогабаритных характеристик и других факторов. В этих случаях для селекции помех, воздействующих по боковым лепесткам ДН, широко используются схемы бланкирования боковых лепестков.

Отметим, что указанный вариант схемы используется только для *индикации* воздействия помехи по боковому лепестку ДН. Результатом работы схемы бланкирования является решение

$$A^* = \begin{cases} 0 & \text{(сигнал принят по главному лепестку ДН),} \\ 1 & \text{(сигнал принят по боковому лепестку ДН).} \end{cases}$$

Никакой компенсации помех при этом не происходит. В то же время решение  $A^*$  используется для организации последующей обработки. Так, например, для имитирующих помех при  $A^* = 1$  обнаруженные отметки не отправляются на вторичную обработку. При воздействии шумовых помех решение  $A^* = 1$  соответствует воздействию шумовой помехи по боковым лепесткам ДН. Если же  $A^* = 0$ , то помеха воздействует по главному лепестку и источник помех может быть запеленгован с реализацией по нему, например, определения дальности триангуляционным методом.

В схеме бланкирования используются две антенны (рис. 9.1):

- основная узконаправленная с ДН по мощности  $G_0(\alpha)$ ;
- вспомогательная слабонаправленная с ДН по мощности  $G_k(\alpha)$ .

При этом

$$\max(G_0(\alpha)) \gg \max(G_k(\alpha)), \quad (9.1)$$

но

$$G_{\text{БЛ1}} = G_0(\alpha_{\text{БЛ1}}) < G_k(\alpha_{\text{БЛ1}}), \quad (9.2)$$

где  $\alpha_{\text{БЛ1}}$  – угловое направление, соответствующее максимуму первого бокового лепестка ДН основной антенны.

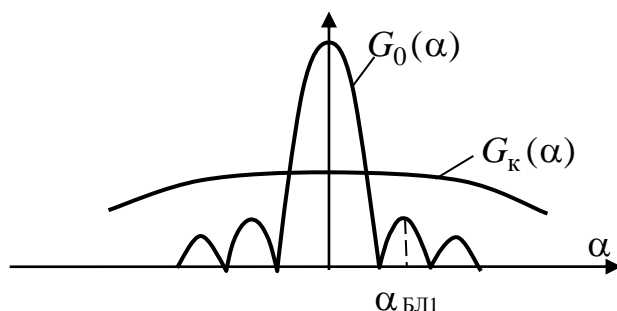


Рис. 9.1. Диаграммы направленности антенн схемы бланкирования

В качестве вспомогательных обычно используют небольшие рупоры, открытые концы волноводов, диполи и другие слабонаправленные антенны.

При индикации, например, факта воздействия имитирующих помех по боковым лепесткам ДН основного канала обработка принятых реализаций (рис. 9.2) в основном и компенсационном каналах ведется с использованием идентичных приемных трактов.

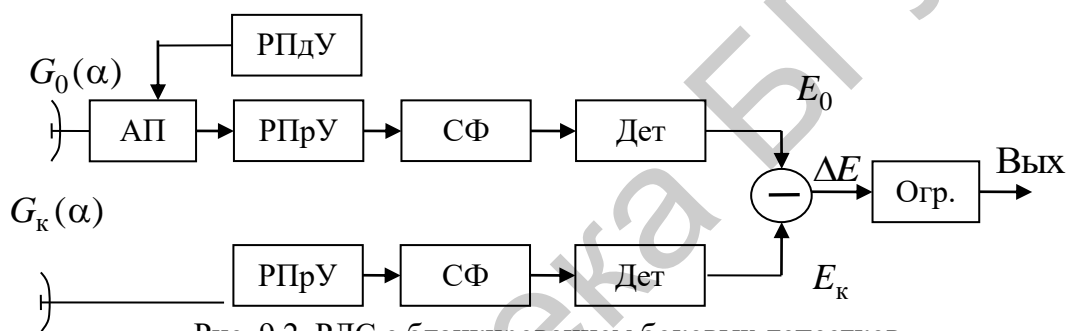


Рис. 9.2. РЛС с бланкированием боковых лепестков

Напряжение на выходе согласованного фильтра в каждом канале будет пропорционально энергии сигнала. Энергия отраженного сигнала, приходящего по главному лепестку ДН основного канала в основном и компенсационном каналах:

$$E_0 = \frac{P_c G_0^2(0) \lambda^2 \tau_c \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4} = A G_0; \quad E_k = \frac{P_c G_0(0) G_k \lambda^2 \tau_c \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4} = A G_k. \quad (9.3)$$

Так как разность сигналов на выходе вычитающего устройства

$$\Delta E = E_0 - E_k = A(G_0 - G_k) > 0, \quad (9.4)$$

то на выходе ограничителя формируется положительное напряжение, свидетельствующее о приеме сигнала по главному лепестку ДН.

При поступлении сигнала имитирующей помехи от постановщика помех вне области главного лепестка ДН основной антенны значения энергии на выходах каналов:

$$E_0 = \frac{P_{ПП} G_{ПП} G_0(\alpha) \lambda^2}{(4\pi)^2 R_{ПП}^2} = B G_0; \quad E_k = \frac{P_{ПП} G_{ПП} G_k \lambda^2}{(4\pi)^2 R_{ПП}^2} = B G_k. \quad (9.5)$$

Так как разность сигналов на выходе вычитающего устройства

$$\Delta E = E_0 - E_k = B(G_0 - G_k) < 0, \quad (9.6)$$

то на выходе ограничителя формируется отрицательное напряжение, свидетельствующее о приеме сигнала по боковому лепестку ДН основного канала.

### 9.3. Защита от помех в радиолокационных средствах в режиме сопровождения

Достаточно опасными для РЛС сопровождения являются уводящие по дальности и скорости помехи.

В одноцелевых РЛС сопровождения после увода по дальности и скорости и выключения помехи следящие системы по дальности, скорости и угловым координатам переходят в режим пролонгации запомненных значений координат цели и их производных с резким увеличением ошибок сопровождения. Указанный процесс с высокой вероятностью может закончиться срывом сопровождения и промахом (в системах наведения) по цели.

В многоцелевых РЛС сопровождения уводящие по скорости и дальности помехи менее опасны, так как полезный сигнал и помеха будут сопровождаться в разных фильтрах. Однако и в этом случае из-за перепутывания истинных целей и помех возможно некоторое снижение качества сопровождения целей.

Основным способом защиты от уводящих помех является использование «сторожевых» стробов (рис. 9.3).

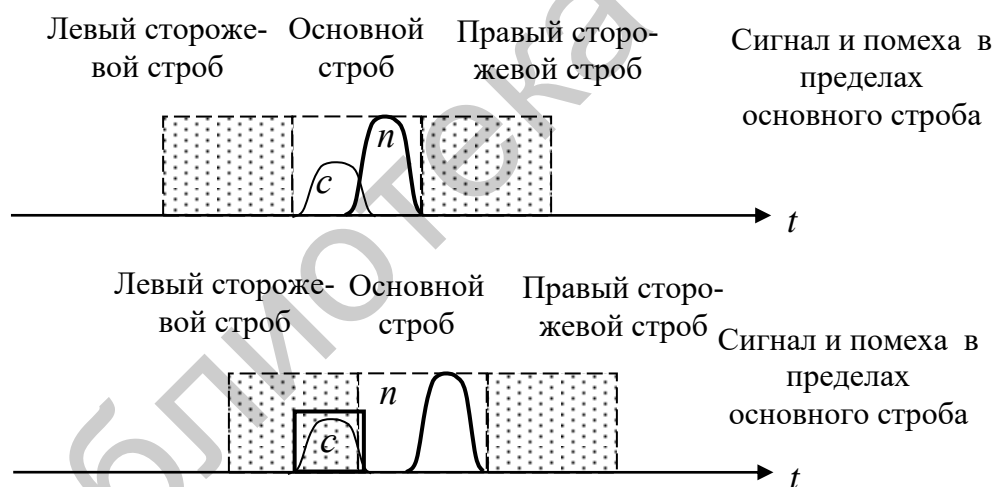


Рис. 9.3. Принцип использования сторожевых стробов

Под «сторожевыми» понимается пара стробов (по дальности, скорости или по дальности/скорости), примыкающих к основному стробу селекции справа и слева и синхронно перемещающихся вместе с ним.

При отсутствии уводящей помехи сигнал может быть только в основном, центральном стробе. При наличии уводящей, например, вправо по параметру, помехи основной строб смещается за более мощной помехой вправо, а полезный сигнал оказывается в левом сторожевом стробе. Наличие в основном и левом сторожевом стробах сигналов, существенно превышающих уровень собственных шумов, свидетельствует о воздействии уводящей помехи и может

быть скомпенсировано за счет введения соответствующей поправки в напряжение рассогласования следящей системы таким образом, чтобы вернуть основной строб на текущее место левого сторожевого строба.

При выходе помехи за пределы сторожевого строба это поправка обнуляется.

Наряду с системой сторожевых стробов может использоваться несколько следящих систем для одновременного слежения за несколькими сигналами, при этом возникает задача идентификации сигналов и помех.

Библиотека БГУИР

## 10. СПЕЦИАЛЬНЫЕ МЕРЫ ЗАЩИТЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Для РТС ПИ характерен ряд отдельных, специальных мер для защиты от помех, в частности использование:

- помехоустойчивых (корректирующих) кодов;
- информационной и решающей обратных связей.

### 10.1. Предварительные теоретические сведения

При анализе влияния помех на качество передачи информации в РТС ПИ используют модель так называемого гауссовского канала. Для него выполняются следующие условия:

- эффективная полоса пропускания канала  $F_k$  ограничена;
- в канале действуют аддитивные флуктуационные помехи в виде белого шума с нормальным законом распределения и спектральной плотностью мощности  $N_0$ ;
- сигналы и помехи представляют собой стационарные процессы;
- средние мощности сигнала и шума ограничены (фиксированы).

Пропускная способность непрерывного канала определяется зависимостью

$$C = F_k \log \left( 1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right) = F_k \log \left( 1 + \frac{P_c}{F_k N_0} \right). \quad (10.1)$$

Из (10.1) видно, что если бы мощность сигнала не была ограничена, то пропускная способность была бы бесконечной. Пропускная способность равна нулю, если отношение сигнал/шум в канале равно нулю. С ростом этого отношения пропускная способность неограниченно увеличивается, однако достаточно медленно вследствие логарифмической зависимости. Данное расчетное выражение для пропускной способности гауссовского канала получено в 1948 г. К. Шенноном, поэтому ее часто называют *формулой Шеннона*.

Формула Шеннона имеет важное значение в теории информации, так как устанавливает связь между пропускной способностью непрерывного канала с ограниченной полосой частот и техническими характеристиками системы: шириной полосы пропускания канала и отношением сигнал/шум. То есть можно видеть возможность обмена полосы пропускания на мощность сигнала и наоборот. Однако поскольку  $C$  зависит от  $F_k$  линейно, а от отношения  $P_c / P_{ш}$  – по логарифмическому закону, то компенсировать возможное сокращение полосы пропускания увеличением мощности сигнала, как правило, нецелесообразно. Более эффективным является обратный обмен мощности на полосу пропускания.

Используя (10.1) можно показать, что пропускная способность растет с возрастанием  $F_k$  и при  $F_k \rightarrow \infty$  стремится к ее предельному значению

$$C_{\infty} \cong 1,443 \frac{P_c}{N_0}. \quad (10.2)$$

Физически наличие конечного предела  $C_{\infty}$  при  $F_k \rightarrow \infty$  объясняется тем, что с расширением полосы пропускания канала возрастает и средняя мощность флуктуационных шумов.

Пропускная способность дискретного и непрерывного каналов характеризует их предельные возможности по передаче информации. Они раскрываются в фундаментальной теореме теории информации, которая известна как *основная теорема кодирования* К. Шеннона. Применительно к дискретному источнику сообщений в теореме определяется следующее: если производительность источника  $H'$  меньше пропускной способности канала  $C$ , то есть  $H' < C$ , то существует по крайней мере один способ кодирования и декодирования, при котором вероятность ошибочного декодирования может быть сколь угодно мала. Если же  $H' \geq C$ , то такого способа не существует.

## 10.2. Использование помехоустойчивых (корректирующих) кодов

Будем полагать, что для защиты информации в канале связи используется помехоустойчивый код, характеризующийся кодовым расстоянием  $d_{\min}$ .

Если код используется только для обнаружения ошибок кратности  $\underline{a}$ , то необходимо и достаточно, чтобы кодовое расстояние удовлетворяло условию

$$d_{\min} \geq \underline{a} + 1. \quad (10.3)$$

В этом случае никакая комбинация из  $\underline{a}$  ошибок не может перевести одну разрешенную кодовую комбинацию в другую. Таким образом, условие обнаружения всех ошибок кратностью  $\underline{a}$  можно записать в виде

$$a_{\text{обн}} \leq d_{\min} - 1. \quad (10.4)$$

Для исправления всех ошибок кратностью  $\underline{a}$  и менее необходимо выполнение условия

$$d_{\min} \geq 2\underline{a} + 1. \quad (10.5)$$

В этом случае любая кодовая комбинация с кратностью ошибок  $\underline{a}$  отличается от каждой разрешенной кодовой комбинации не менее чем в  $\underline{a} + 1$  позициях. Если условие (10.5) не выполняется, то возможен случай, когда ошибка кратности  $\underline{a}$  исказит переданную комбинацию так, что последняя перейдет в другую разрешенную кодовую комбинацию или станет ближе к ней.

Условие исправления всех ошибок кратностью не более  $\underline{a}$  можно записать в виде

$$a_{\text{испр}} \leq (d_{\min} - 1)/2. \quad (10.6)$$

Помехоустойчивые коды можно одновременно использовать для обнаружения и исправления ошибок. Кодовое расстояние, при котором можно испра-

вить все ошибки кратностью  $\underline{a}$  и одновременно обнаружить все ошибки кратностью  $\underline{b}$  или меньше, определяется условием

$$d_{\min} \geq \underline{a} + \underline{b} + 1, \quad (10.7)$$

где, в свою очередь, всегда должно выполняться условие  $\underline{b} > \underline{a}$ .

Вопрос о минимально необходимой избыточности, при которой код обладает нужными корректирующими свойствами, является одним из важнейших в теории кодирования. Этот вопрос до сих пор не получил окончательного решения. В настоящее время известен ряд оценок, которые устанавливают связь между максимально возможным значением кодового расстояния  $d_{\min}$  корректирующего кода и его избыточностью. Чтобы дать представление о количественной стороне этих оценок, приведем краткие сведения о некоторых наиболее часто встречающихся оценках.

*Нижняя граница Варшамова – Гильберта.* Для больших значений  $n$  указанная граница определяется асимптотическим соотношением

$$\frac{\ell}{n} = 1 - \frac{k}{n} \geq H\left(\frac{d_{\min} - 2}{n - 1}\right), \quad (10.8)$$

где  $H(x) = -x \log_2 x - (1 - x) \log_2 (1 - x)$ ;  $k$  – число информационных разрядов в кодовой комбинации;  $n$  – общее число разрядов в избыточной кодовой комбинации.

Из выражения (10.8) следует, что число проверочных символов  $\ell = n - k$  в избыточной кодовой комбинации должно составлять

$$\ell \geq nH\left(\frac{d_{\min} - 2}{n - 1}\right), \quad (10.9)$$

а относительная скорость кода

$$\frac{k}{n} \leq 1 - H\left(\frac{d_{\min} - 2}{n - 1}\right). \quad (10.10)$$

Условия (10.9) и (10.10) позволяют оценить необходимое количество проверочных символов и относительную скорость кода  $k/n$  при заданных значениях  $n$  и  $d_{\min}$ .

*Верхняя граница Хэмминга.* Для двоичного корректирующего кода имеет место соотношение

$$\frac{\ell}{n} \geq H\left(\frac{d_{\min} - 1}{2n}\right). \quad (10.11)$$

Отсюда следуют соотношения для оценки числа проверочных символов и относительной скорости кода:

$$\ell \geq nH\left(\frac{d_{\min} - 1}{2n}\right), \quad (10.12)$$

$$\frac{k}{n} \leq 1 - H\left(\frac{d_{\min} - 1}{2n}\right). \quad (10.13)$$

Известна также оценка, называемая *верхней границей Плоткина*. Для двоичного корректирующего кода эта граница определяется соотношением

$$\ell \geq 2(d_{\min} - 1) - \log_2 d_{\min} . \quad (10.14)$$

Данное соотношение справедливо при соблюдении условия  $n \geq 2d_{\min} - 1$ . Для значений  $d_{\min}/n \leq 0,3$  разница между границей Хэмминга и границей Плоткина сравнительно невелика.

Отметим, что для некоторых частных случаев Хэмминг указал более простые соотношения, позволяющие определить необходимое число проверочных символов:

$$\ell \geq \log_2(n+1), \quad \text{если } d_{\min} = 3, \quad (10.15)$$

$$\ell \geq \log_2 2n, \quad \text{если } d_{\min} = 4. \quad (10.16)$$

Систематические коды с  $d_{\min} = 3; 4$  в литературе обычно называют кодами Хэмминга.

Пусть в качестве помехоустойчивого используется код с кодовым расстоянием  $d_{\min}$  и длиной избыточной кодовой комбинации  $n$ . Информация передается по каналу связи с вероятностью битовой ошибки  $p_e$ . Для такого кода вероятность наличия *неисправленной* ошибки кратностью  $k \geq \left[ \frac{d_{\min} - 1}{2} \right] + 1$  при приеме кодовой комбинации определяется биномиальной формулой:

$$w_k \geq \sum_{k=\left[ \frac{d_{\min} - 1}{2} \right] + 1}^n C_n^k p_e^k (1 - p_e)^{n-k}, \quad (10.17)$$

где  $[\bullet]$  – целое снизу часть числа;  $C_n^k$  – число сочетаний из  $n$  по  $k$ ,

$$C_n^k = \frac{n!}{k!(n-k)!}.$$

Математическое ожидание числа неисправленных ошибок, отнесенное к длине блока, – вероятность наличия неисправленной ошибки:

$$p_{e_{\text{КК}}} \geq \frac{1}{n} \sum_{k=\left[ \frac{d_{\min} - 1}{2} \right] + 1}^n k w_k = \frac{1}{n} \sum_{k=\left[ \frac{d_{\min} - 1}{2} \right] + 1}^n k C_n^k p_e^k (1 - p_e)^{n-k}. \quad (10.18)$$

На рис. 10.1 приведены построенные согласно (10.18) зависимости вероятности неисправленной ошибки от кодового расстояния для возможных значений практически применяемых длин блока в  $n = 16$  и  $n = 32$  символов. На рис. 10.2 приведены зависимости избыточности от кодового расстояния, соответствующие нижней границе Варшамова – Гильберта.

Как видно из полученных зависимостей, применение корректирующих кодов приводит к снижению вероятности неисправленных ошибок в кодовых комбинациях. Платой за исправление ошибок может являться существенное снижение скорости передачи информации.



Пусть, например, исходя из каких-либо соображений необходимо обеспечить вероятность битовой ошибки не выше 0,001. Если исходная вероятность битовой ошибки составляет 0,1, а длина кодовой комбинации  $n = 16$ , то из рис. 10.1 находим, что потребуется использование кода с кодовым расстоянием  $d_{\min} = 12$ , при этом требуемая избыточность кода  $\frac{\ell}{n} > 0,9$  (рис. 10.2), то есть скорость передачи информации сократится примерно в 10 раз.

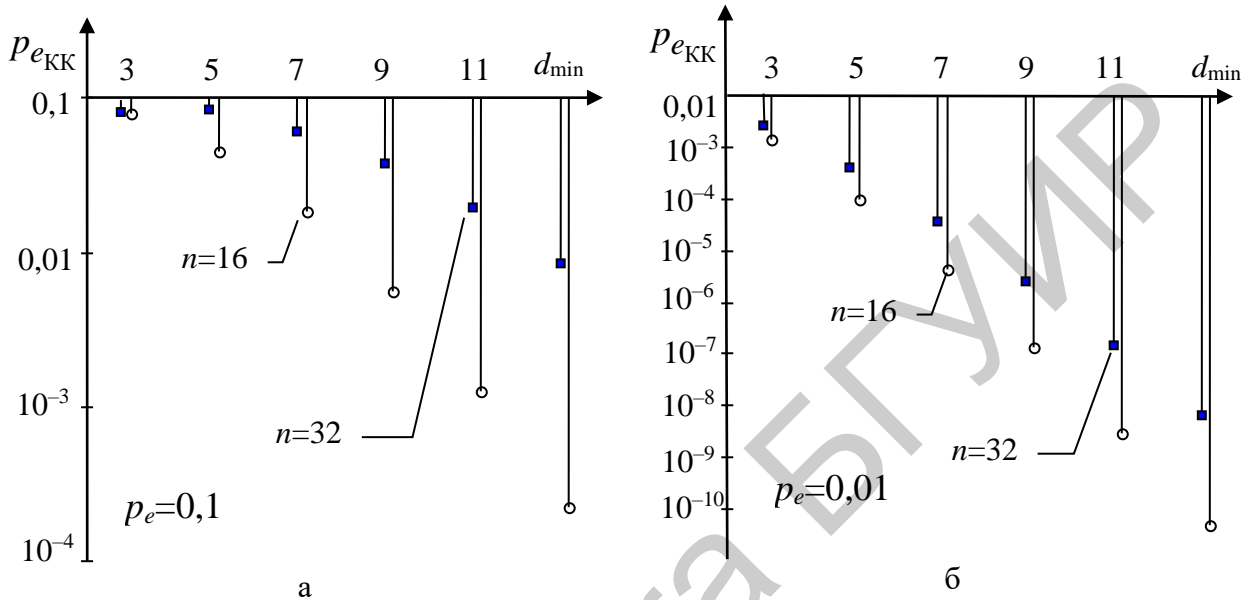


Рис. 10.1. Зависимости вероятности неисправленной битовой ошибки при приеме избыточной кодовой комбинации от кодового расстояния

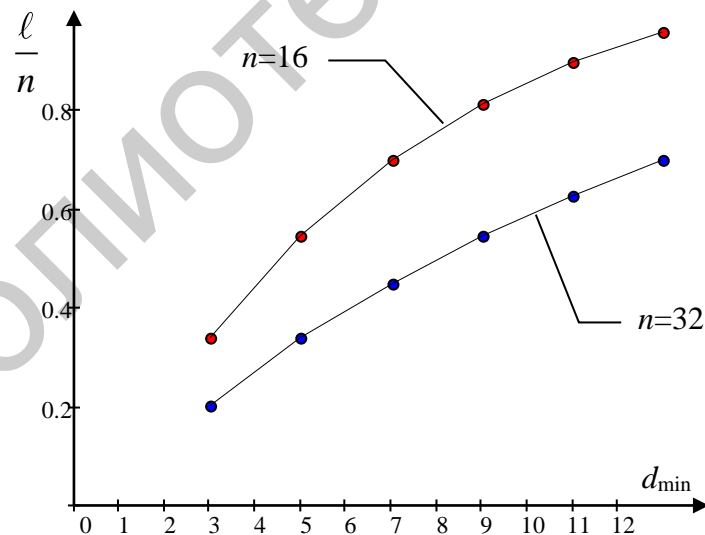


Рис. 10.2. Зависимости избыточности от кодового расстояния

С другой стороны, вероятности битовой ошибки 0,1 соответствует отношение сигнал/шум  $\frac{E}{N_0}$  при использовании, например, фазоманипулированного

сигнала, равное  $\frac{E}{N_0} = \frac{1}{2}(\Phi^{-1}(1-0,1))^2 = 0,819$ . Уменьшение скорости передачи информации в 10 раз эквивалентно увеличению энергии символа также в 10 раз, следовательно, вероятность ошибки при отсутствии корректирующих кодов, но снижении скорости передачи информации составит

$$p_e = 1 - \Phi(\sqrt{10 \cdot 2 \cdot 0,819}) = 2,6 \cdot 10^{-5}.$$

Таким образом, в данном случае при одинаковом снижении скорости передачи информации более выгодным является увеличение энергии передаваемых символов, а не использование помехоустойчивого кодирования.

С другой стороны, если исходная вероятность битовой ошибки составляет 0,01, то для снижения вероятности ошибки до требуемого уровня необходимо использование кода с кодовым расстоянием  $d_{\min} = 4$ , при этом требуемая избыточность кода  $\frac{\ell}{n} \approx 0,5$ , то есть скорость передачи информации сократится при-

мерно в 2 раза. Исходное отношение сигнал/шум  $\frac{E}{N_0} = \frac{1}{2}(\Phi^{-1}(1-0,01))^2 = 2,34$ ,

а вероятность ошибки при отсутствии корректирующих кодов и соответствующем снижении скорости передачи информации составит

$$p_e = 1 - \Phi(\sqrt{10 \cdot 2 \cdot 2,34}) = 1,1 \cdot 10^{-3}.$$

В данном случае применение корректирующего кода и увеличение энергии символа оказывают примерно одинаковое влияние. Однако, если использовать более длинную кодовую комбинацию, например,  $n = 32$ , преимущество корректирующего кодирования в сравнении с увеличением энергии передаваемых символов станет ощутимым.

Аналогичным образом выполняют и расчеты для других исходных данных, на базе которых могут быть сформулированы следующие закономерности:

- достижение требуемого уровня вероятности суммарной ошибки неизбежно сопровождается снижением скорости передачи информации;
- при малом исходном отношении сигнал/шум, когда вероятность суммарной ошибки велика, более эффективным является снижение скорости передачи информации при увеличении энергии передаваемых символов;
- при достаточно высоком отношении сигнал/шум, когда математическое ожидание числа ошибок в пределах кодовой комбинации не превышает единицы, более эффективным может являться применение помехоустойчивого кодирования;
- при использовании помехоустойчивого кодирования во всех случаях следует стремиться использовать кодовые комбинации максимальной длины.

Отметим, что границы Варшавова – Гильберта, Хэмминга и Плоткина дают лишь ориентировочное значение избыточности кода и соответствующего кодового расстояния. После определения этих ориентировочных значений требуется подбор вида и параметров подходящего корректирующего кода с уточнением оценок вероятности битовой ошибки и скорости передачи информации.

### 10.3. Радиотехнические системы передачи информации с информационной и решающей обратными связями

В РТС ПИ с обратной связью ввод в передаваемую информацию избыточности производится с учетом состояния дискретного канала. С ухудшением состояния канала вводимая избыточность увеличивается, и наоборот, по мере улучшения состояния канала она уменьшается.

В зависимости от назначения обратной связи (ОС) различают системы:

- с решающей обратной связью (РОС);
- информационной обратной связью (ИОС);
- комбинированной обратной связью (КОС).

В системах с РОС (рис. 10.3) *приемник*, приняв кодовую комбинацию и проанализировав ее на наличие ошибок, принимает окончательное решение о выдаче комбинации потребителю информации или о ее стирании и посылке по обратному каналу сигнала о повторной передаче этой кодовой комбинации (переспрос).

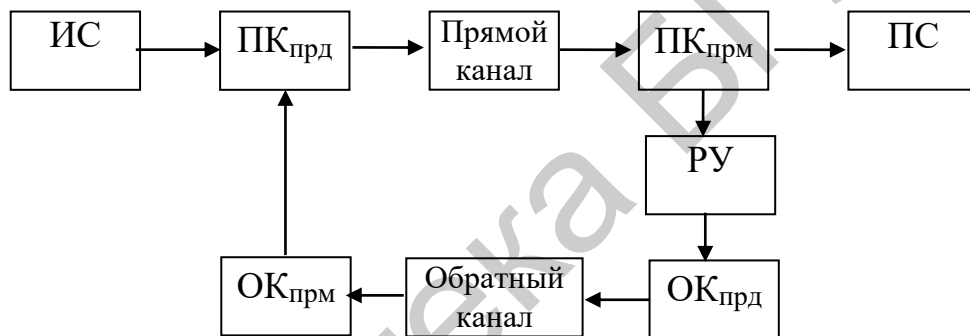


Рис. 10.3. Структурная схема РТС ПИ с решающей обратной связью:

ПК<sub>прд</sub> – передатчик прямого канала; ПК<sub>прм</sub> – приемник прямого канала; ОК<sub>прд</sub> – передатчик обратного канала; ОК<sub>прм</sub> – приемник обратного канала; РУ – решающее устройство

Поэтому системы с РОС часто называют системами с переспросом или системами с автоматическим запросом ошибок (АЗО). В случае принятия кодовой комбинации без ошибок приемник формирует и направляет в канал ОС сигнал подтверждения, получив который передатчик передает следующую кодовую комбинацию.

Таким образом, в системах с РОС активная роль принадлежит приемнику, а по обратному каналу передаются вырабатываемые им сигналы решения.

Передача с РОС аналогична телефонному разговору в условиях плохой слышимости, когда один из собеседников, плохо расслышав какое-либо слово или фразу, просит другого повторить их еще раз, а при хорошей слышимости или подтверждает факт получения информации, или во всяком случае не просит повторения.

В системах с ИОС (рис. 10.4) по обратному каналу передаются сведения о поступающих на приемник кодовых комбинациях (или элементах комбинации) до их окончательной обработки и принятия заключительных решений.

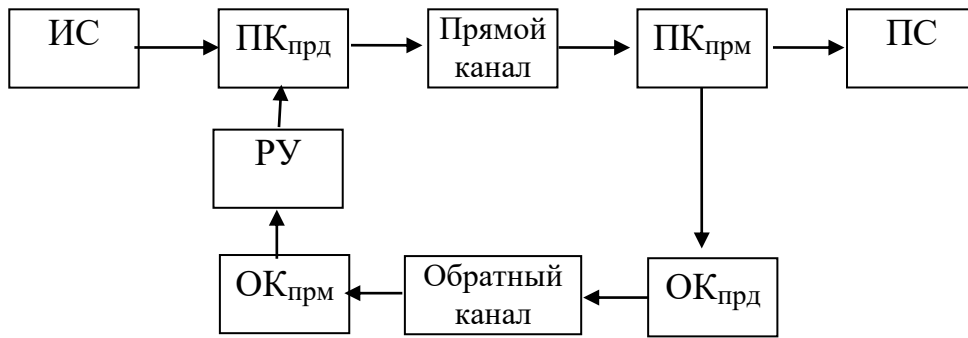


Рис. 10.4. Структурная схема РТС ПИ с информационной обратной связью

При разговоре по телефону часто используют ретрансляционную ИОС, когда в условиях сильных помех просят собеседника повторить переданное сообщение, чтобы убедиться, что он его воспринял правильно. При правильном повторении передающий дает подтверждение, а при неправильном – повторяет сообщение еще раз. Частным случаем ИОС является полная ретрансляция поступающих на приемную сторону кодовых комбинаций или их элементов. Соответствующие системы получили название ретрансляционных. В более общем случае приемник вырабатывает специальные сигналы, имеющие меньший объем, чем полезная информация, но характеризующие качество ее приема, которые по каналу ОС направляются передатчику. Если количество информации, передаваемое по каналу ОС (квитанции), равно количеству информации в сообщении, передаваемом по прямому каналу, то ИОС называется полной. Если же содержащаяся в квитанции информация отражает лишь некоторые признаки сообщения, то ИОС называется укороченной.

Таким образом, по каналу ОС передается или вся полезная информация, или информация о ее отличительных признаках, поэтому такая ОС называется информационной.

Полученная по каналу ОС информация (квитанция) анализируется передатчиком, и по результатам анализа передатчик принимает решение о передаче следующей кодовой комбинации или о повторении ранее переданных. После этого передатчик передает служебные сигналы о принятом решении, а затем соответствующие кодовые комбинации. В соответствии с полученными от передатчика служебными сигналами приемник или выдает накопленную кодовую комбинацию получателю информации, или стирает ее и запоминает вновь переданную. В системах с укороченной ИОС, конечно, меньше нагрузка обратного канала, но больше вероятность появления ошибок по сравнению с полной ИОС.

В системах с КОС решение о выдаче кодовой комбинации получателю информации или о повторной передаче может приниматься и в приемнике, и в передатчике, а канал ОС используется для передачи как квитанций, так и решений.

Системы с ОС подразделяют также на системы с ограниченным числом повторений и с неограниченным числом повторений. В системах с ограничен-

ным числом повторений каждая кодовая комбинация может повториться не более  $N$  раз. В системах с неограниченным числом повторений передача комбинаций повторяется до тех пор, пока приемник или передатчик не примет решение о выдаче этой комбинации потребителю.

Системы с ОС могут отбрасывать либо использовать информацию, содержащуюся в забракованных кодовых комбинациях, с целью принятия более правильного решения. Системы первого типа получили название систем без памяти, а второго – систем с памятью.

Таким образом, системы с ОС являются адаптивными: для них объем передаваемой информации автоматически приводится в соответствие с уровнем помех.

Наличие ошибок в каналах ОС приводит к тому, что в системах с РОС возникают специфические потери верности, состоящие в появлении лишних кодовых комбинаций – *вставок* – и пропадании кодовых комбинаций – *выпадения*. Вставки получаются в тех случаях, когда приемник посылает сигнал решения о правильности принятой кодовой комбинации, а в канале ОС он трансформируется в сигнал переспроса. В этом случае передатчик повторяет предыдущую кодовую комбинацию, а приемник воспринимает ее как следующую, то есть потребителю одна и та же кодовая комбинация выдается дважды. Выпадения получаются тогда, когда выработанный приемником сигнал переспроса в канале ОС трансформируется в сигнал подтверждения правильности приема. В этом случае передатчик передает следующую кодовую комбинацию, а предыдущая стирается приемником и к получателю не поступает.

В настоящее время известны многочисленные алгоритмы работы систем с ОС. Наиболее распространенными среди них являются системы с РОС с ожиданием сигнала ОС, с безадресным повторением и блокировкой приемника и с адресным повторением.

Системы с ожиданием после передачи кодовой комбинации либо ожидают сигнал обратной связи, либо передают ту же кодовую комбинацию, но передачу следующей кодовой комбинации начинают только после получения подтверждения по ранее переданной комбинации.

Системы с блокировкой осуществляют передачу непрерывной последовательности кодовых комбинаций при отсутствии сигналов ОС по предшествующим  $S$  комбинациям. После обнаружения ошибок в  $S+1$  комбинации выход системы блокируется на время приема  $S$  комбинаций, в запоминающем устройстве приемника РТС ПИ стираются  $S$  ранее принятых комбинаций и посылается сигнал переспроса. Передатчик повторяет передачу  $S$  последних переданных кодовых комбинаций.

Системы с адресным повторением отличаются тем, что кодовые комбинации с ошибками отмечаются условными номерами, в соответствии с которыми передатчик производит повторную передачу только этих комбинаций.

В системе с РОС по прямому каналу передаются избыточные кодовые комбинации, а по каналу обратной связи – служебные комбинации – запросы на повторную передачу сообщений.

В системе с ИОС по прямому каналу передаются, как правило, безызбыточные информационные комбинации длиной  $k$  единичных элементов, а по каналу обратной связи – проверочные комбинации.

В РТС ПИ с ОС существуют оптимальные значения длин кодов, которые для каналов с определенными характеристиками и заданными скоростями модуляции обеспечивают максимальную скорость передачи информации. Существование оптимальных значений длины кодовых комбинаций определяется следующими соображениями. При очень длинных кодовых комбинациях и наличии хотя бы одной ошибки вся кодовая комбинация передается заново, что снижает скорость передачи информации. Невыгодны и короткие кодовые комбинации, поскольку для обеспечения заданных корректирующих свойств отношение в них меньше, чем в длинных кодовых комбинациях, то есть больше относительная избыточность.

Исследования показали, что при заданной верности передачи оптимальная длина кода в системах с ИОС несколько меньше, чем в системах с РОС, что удешевляет реализацию устройств кодирования и декодирования. Однако общая сложность реализации систем с ИОС больше, чем систем с РОС. Поэтому системы с РОС нашли более широкое применение. Системы с ИОС применяют в тех случаях, когда обратный канал может быть без ущерба для других целей эффективно использован для передачи квитанций.

Выполним *статистический анализ* РТС ПИ с РОС. Процесс передачи сообщений можно представить как последовательность отдельных циклов, включающих передачу блока информации по прямому каналу и сообщения по обратному. Так как факты наличия ошибок в передаваемых кодовых комбинациях в различных циклах передачи – независимые случайные события, указанный случайный процесс обладает марковским свойством – отсутствием последствия.

При однократной передаче сообщения по прямому каналу возможны следующие ситуации:

- ошибки отсутствуют и кодовая комбинация принята правильно; вероятность этой ситуации  $P_{\text{прав}}$ ;
- имеет место необнаруженная ошибка (НО); вероятность ситуации  $P_{\text{НО}}$ ;
- имеет место обнаруженная ошибка (ОО) и выдается квитанция с запросом на повторную передачу кодовой комбинации; вероятность ситуации  $P_{\text{ОО}}$ .

Для полной группы событий

$$P_{\text{прав}} + P_{\text{НО}} + P_{\text{ОО}} = 1. \quad (10.19)$$

Указанный процесс иллюстрируется графом на рис. 10.5, где вероятности  $P_{\text{прав}}$ ,  $P_{\text{НО}}$ ,  $P_{\text{ОО}}$  трактуются как переходные вероятности марковской цепи при однократной передаче сообщения.

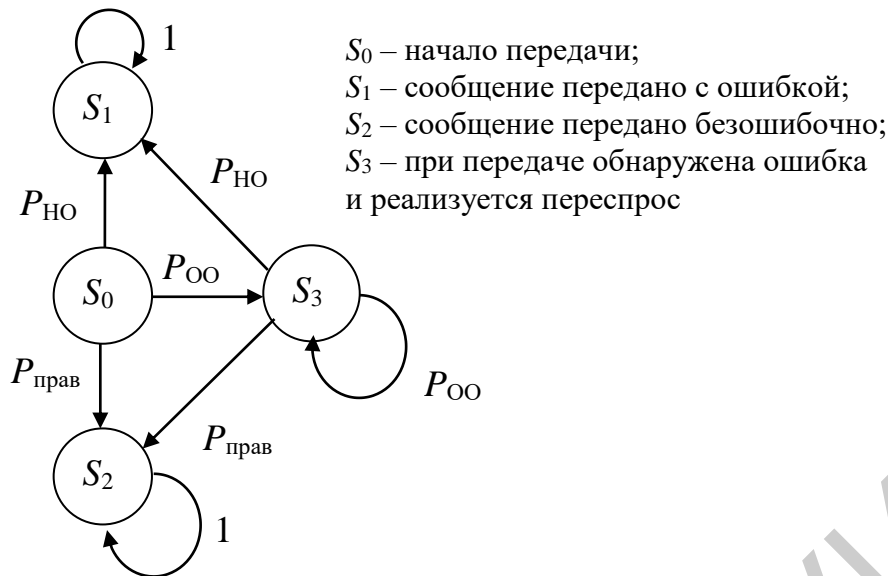


Рис. 10.5. Граф передачи сообщений в РТС ПИ с РОС

Вероятности состояний после  $k$ -го шага передачи сообщения:

$$P_0 = 0;$$

$$P_1 = \underbrace{P_{HO} + P_{OO}P_{HO} + P_{OO}^2P_{HO} + \dots + P_{OO}^{k-1}P_{HO}}_{k \text{ слагаемых}} = P_{HO} \sum_{i=1}^k P_{OO}^{i-1}; \quad (10.20)$$

$$P_2 = \underbrace{P_{\text{прав}} + P_{OO}P_{\text{прав}} + P_{OO}^2P_{\text{прав}} + \dots + P_{OO}^{k-1}P_{\text{прав}}}_{k \text{ слагаемых}} = P_{\text{прав}} \sum_{i=1}^k P_{OO}^{i-1};$$

$$P_3 = P_{OO}^k.$$

Суммы  $\sum_{i=1}^k P_{OO}^{i-1}$  представляют собой геометрическую прогрессию с начальным значением 1 и знаменателем  $P_{OO}$ :

$$\sum_{i=1}^k P_{OO}^{i-1} = \frac{1 - P_{OO}^k}{1 - P_{OO}}, \quad (10.21)$$

откуда

$$P_1 = P_{HO} \frac{1 - P_{OO}^k}{1 - P_{OO}}; \quad P_2 = P_{\text{прав}} \frac{1 - P_{OO}^k}{1 - P_{OO}}. \quad (10.22)$$

Предельные значения вероятностей состояний (при бесконечном числе переспросов)

$$P_1(k \rightarrow \infty) = \frac{P_{HO}}{1 - P_{OO}}; \quad P_2(k \rightarrow \infty) = \frac{P_{\text{прав}}}{1 - P_{OO}}. \quad (10.23)$$

Среднее число передач одного и того же сообщения при заданной вероятности  $P_2^{\text{тр}}$  (при этом  $P_2^{\text{тр}} < P_2(k \rightarrow \infty)$ ) его правильной передачи составит

$$K_{\text{тр}} = 1 + \frac{\ln\left(1 - \frac{P_2^{\text{тр}}}{P_{\text{прав}}} (1 - P_{\text{оо}})\right)}{\ln P_{\text{оо}}}. \quad (10.24)$$

Пусть, например,  $P_2^{\text{тр}}=0,999$  при  $P_{\text{прав}}=0,9$  (помехи в канале достаточно сильные) и  $P_{\text{оо}}=0,0999$  (использован достаточно сильный код для обнаружения ошибок). Тогда  $K_{\text{тр}} \approx 4$ .

Найти вероятности  $P_{\text{прав}}, P_{\text{НО}}, P_{\text{ОО}}$  можно, зная вероятность битовой ошибки и характеристики помехоустойчивого кода.

Аналогичным образом может быть выполнен анализ статистических характеристик РТС ПИ с информационной обратной связью.

Библиотека БГУИР



## 11. ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

В настоящее время радиоэлектронная защита информации – одно из бурно развивающихся направлений радиотехнических систем. Основные тенденции развития методов и средств обеспечения помехозащищенности радиотехнических систем передачи информации и радиотехнических систем извлечения информации приведены в табл. 11.1. Там же указаны обобщенные количественные оценки эффективности применения методов и способов защиты от помех.

Таблица 11.1

Основные методы и способы защиты помех в РТС передачи информации и РТС извлечения информации

Наименование метода (способа) защиты от помех	Показатель эффективности и его оценка	Приоритетность и возможность реализации для:	
		для РТС ПИ	для РТС ИИ
1	2	3	4
Реализация оптимальной (квази-оптимальной) пространственно-поляризационной обработки принимаемых сигналов на базе многоканальных антенных и приемных систем	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Снижение спектральной плотности на 20...40 дБ;</li> <li>- увеличение точности оценивания параметров сигнала в 3...10 раз;</li> <li>- повышение разрешающей способности по угловым координатам в 3...10 раз;</li> <li>- снижение влияния многолучевости</li> </ul>	Высокая	Высокая
Формирование специальных видов амплитудно-фазового распределения на апертуре передающей антенны	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Снижение дальности разведки РЭС в 3...10 раз;</li> <li>- снижение вероятности создания помех с уровня 0,9...1,0 до уровня 0,1 и ниже</li> </ul>	Средняя	Высокая
Использование сложных сигналов с большим коэффициентом сжатия (для РЛС) или сигналов с расширением спектра (для РТС ПИ)	Снижение спектральной плотности мощности помех на 20...40 дБ	Высокая	Высокая
Вобуляция параметров (несущей частоты, длительности, законов модуляции и т. д.) зондирующих и информационных сигналов	Снижение спектральной плотности мощности помех на 20...30 дБ	Высокая	Высокая

1	2	3	4
Применение ложных (провоцирующих) сигналов и многочастотного излучения	Снижение вероятности создания помех с уровня 0,9...1,0 до уровня 0,1 и ниже	–	Средняя
Реализация оптимальной (квазиоптимальной) обработки принимаемых сигналов на фоне нестационарных во временной и частотной областях помех	Снижение спектральной плотности на 20...40 дБ;	Высокая	Высокая
Селекция имитирующих помех в РТС ИИ (РЛС, аппаратура потребителей навигационных систем) и имитирующих помех каналам синхронизации РТС ПИ по спектрально-временной структуре	Вероятность правильной селекции имитирующей помехи не ниже 0,95	Высокая	Высокая
Применение режимов адаптивного обзора пространства	Увеличение дальности действия в 1,5...3 раза	–	Высокая (для РЛС с ФАР)
Адаптивное управление мощностью излучения	Снижение вероятности создания помех с уровня 0,9...1,0 до уровня 0,1 и ниже	Высокая	Высокая

Многообразие методов, способов и конкретных технических решений по обеспечению помехозащищенности радиотехнических систем различного назначения обуславливают актуальность решения задачи управления мерами и способами защиты от помех. Необходимо отметить, что использование практически любого способа помехозащиты приводит к отступлению от алгоритма оптимальной обработки полезного сигнала на фоне гауссовского белого шума. При этом качество функционирования радиотехнической системы на фоне белого шума может снижаться, в отдельных случаях – значительно. Это определяет необходимость *ситуационного* и (или) *адаптивного* управления методами и способами помехозащиты в РТС различного назначения.

Обобщенная структурная схема РТС с управлением способами помехозащиты приведена на рис. 11.1.

Приемная часть РТС в общем случае содержит многоканальную приемную систему,  $N$  приемников – обнаружителей отдельных видов помех (имитирующих, когерентных, поляризационных, внеполосных и т. д.), классификатор сигнально-помеховых ситуаций и набор компенсаторов – согласованных фильтров, выполняющих оптимальную обработку на фоне распознанного комплекса помех.

В компенсаторе – согласованном фильтре – осуществляются операции по компенсации одной или нескольких воздействующих помех и согласованному накоплению полезного сигнала. Подключение одного или нескольких согласо-

ванных фильтров осуществляется по сигналам от классификатора сигнально-помеховых ситуаций.

Для достижения высокой эффективности функционирования необходимо обеспечить близкую к единице вероятность правильного различения сигнально-помеховой ситуаций.

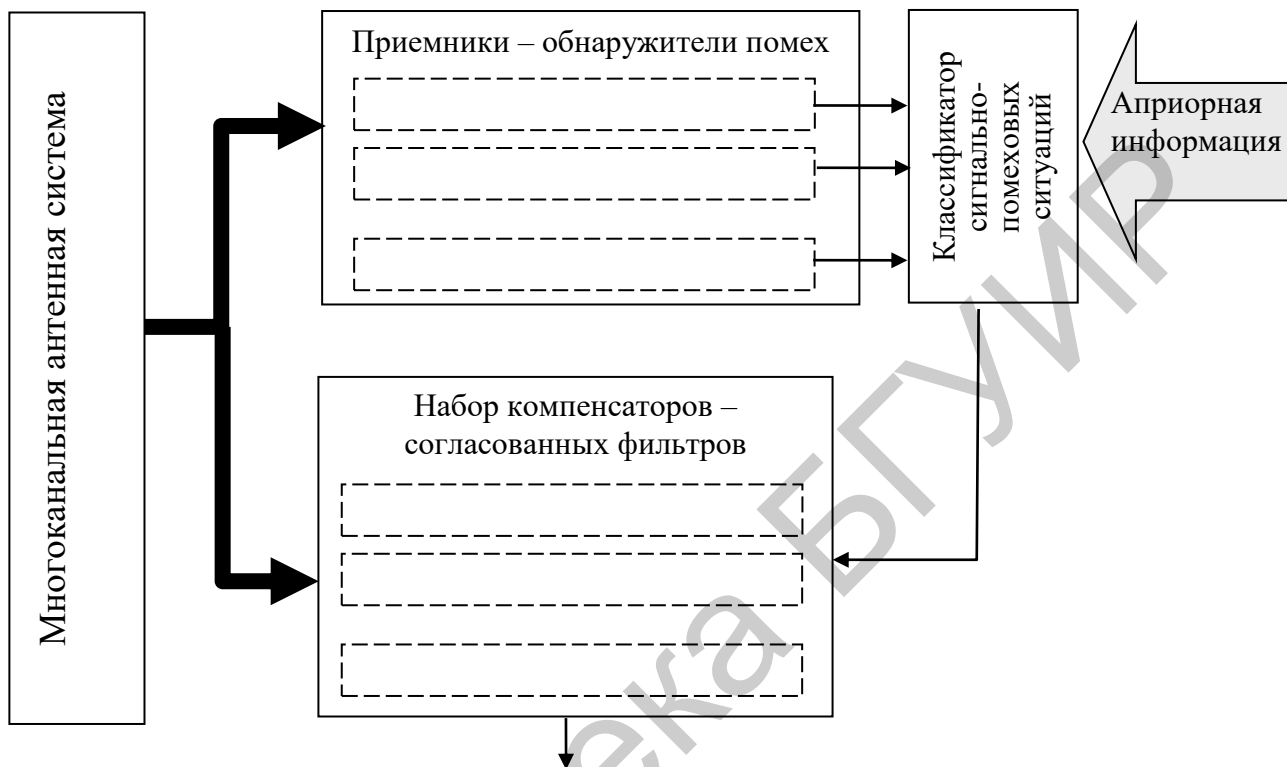


Рис.11.1. Структурная схема радиотехнического средства с ситуационным управлением мерами помехозащиты

В заключение отметим, что к наиболее приоритетному направлению развития методов и способов защиты от помех на ближайшую (10...20 лет) перспективу относится реализация оптимальной (квазиоптимальной) пространственно-поляризационной обработки принимаемых сигналов на базе многоканальных антенных и приемных систем. Развитие теории и техники многоканального приема приведет к практическому исключению влияния источников помех из «вынесенной» точки. То есть для РТС ИИ источник помех должен быть совмещен с целью, а для РТС ПИ – находиться на линии «передатчик – приемник». Основные проблемные вопросы реализации многоканальных приемных систем связаны с обеспечением требуемых вычислительных ресурсов процессора обработки и автоматической калибровки приемных каналов для достижения уровня неидентичности по амплитуде и фазе порядка долей децибелов и единиц градусов соответственно.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учебное пособие «Методы и средства радиоэлектронной защиты» написано в соответствии с программой одноименной учебной дисциплины и посвящено систематическому изложению базовых научных понятий и методов, необходимых для уяснения проблемы помехозащищенности радиоэлектронных средств в условиях естественных и преднамеренных помех.

Изложенный материал позволяет обосновывать основные технические характеристики радиоэлектронных средств, обеспечивающих заданный уровень скрытности и помехоустойчивости, проектировать простейшие технические устройства помехозащиты и проводить оценку эффективности функционирования радиоэлектронных средств в условиях помех.

Без сомнения, методы и средства радиоэлектронной защиты информации будут развиваться и совершенствоваться. Значительные перспективы развития радиоэлектронных средств извлечения информации в части повышения помехозащищенности связаны с внедрением подсистем адаптивной пространственно-поляризационной обработки полезных сигналов на фоне помех, оперативной классификации сигнально-помеховых ситуаций, ситуационного управления мерами защиты от помех и адаптивного управления видами и параметрами излучаемых сигналов. При этом развитие технических средств радиоэлектронной защиты находится в постоянном ожидании новых теоретических результатов по способам защиты от помех и практических технологий в конструировании и производстве радиоэлектронных средств с гибким управлением режимами работы и характеристиками.

Изложенный в настоящем учебном пособии материал имеет базовый, в некоторой степени даже обзорный характер, определяемый как ограниченностью времени, отводимого для изучения учебной дисциплины, так и многообразием и сложностью проблемы радиоэлектронной защиты для средств различного назначения. Это определяет необходимость специализации при дальнейшем изучении указанных вопросов. Желющие углубить свои знания в области радиоэлектронной защиты могут воспользоваться рекомендуемой литературой, список которой приведен в конце данного издания, а также отечественной и зарубежной периодической литературой по функционированию радиотехнических систем в условиях помех.

## Приложение

# РЕКУРСИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ВЫЧИСЛЕНИЯ ВЕКТОРОВ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМАХ

Рекурсивные алгоритмы адаптации в адаптивных антенных системах можно разделить на простые и сложные [38]. Простые алгоритмы подразумевают минимальные вычислительные затраты, к ним относятся:

- алгоритмы по критерию наименьшего квадрата ошибки (Least Mean Square, LMS);

- нормализованный алгоритм по критерию наименьшего квадрата ошибки (Normalized LMS, NLMS);

К сложным алгоритмам, подразумевающим относительно большой объем вычислений на каждой итерации, относятся: разновидности рекурсивных алгоритмов по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS); алгоритмы, базирующиеся на использовании леммы об обращении матрицы (Matrix Inversion Lemma, MIL) и QR-разложения.

Работа рекурсивных алгоритмов базируется на безусловной или условной минимизации некоторой функции ошибок между требуемым и выходным сигналами адаптивного фильтра. При условной оптимизации используются линейные ограничения, накладываемые на значения минимизируемой целевой функции.

Простые градиентные алгоритмы, как правило, используются при аппаратной реализации адаптивных фильтров. Сложные RLS-алгоритмы в основном ориентированы на программную реализацию. Наличие разнообразных алгоритмов адаптивной фильтрации дает разработчикам радиоэлектронной аппаратуры принимать обоснованные решения с учетом вычислительной сложности и эффективности (длительность переходного процесса, значение ошибки в установившемся состоянии) при разработке или использовании адаптивных фильтров [38].

В табл. П.1 приведен полученный на основе обобщения [27, 38, 53–55] перечень наиболее распространенных алгоритмов рекуррентного вычисления ВВК с указанием критериев адаптации, начальных значений ВВК и содержания проводимых вычислений.

В формулах использованы следующие обозначения:  $\omega(k)$  – вектор весовых коэффициентов приемных каналов в  $k$ -й момент времени;  $y(k)$ ,  $x(k)$  – вектор входных сигналов и выходной сигнал в  $k$ -й момент времени;  $\mathbf{P}$  – проекционная матрица;  $d(k)$  – желаемое (эталонное) значение адаптированного выходного сигнала адаптированного в  $k$ -й момент времени; для критерия минимума выходной мощности  $d(k)=0$ ;  $\alpha(k) = d(k) - x(k)$  – ошибка в  $k$ -й момент времени;  $\mu, \delta$  – параметры, определяющие скорость сходимости и величину регуляризации входных данных;  $\mathbf{C}$  – матрица, составленная из векторов значений ДН приемных каналов в направлениях вводимых ограничений;  $\mathbf{f}$  – вектор-

столбец, составленный из желаемых значений ДН адаптированного приемного канала в направлениях вводимых ограничений.

Таблица П.1

Рекурсивные алгоритмы адаптации в антенных решетках

Наименование алгоритма. Критерий адаптации	Выполняемые операции	Условия сходимости	Примечания
1	2	3	4
<b>1. Алгоритмы наименьших квадратов (LMS)</b>			
1.1. Алгоритм по критерию наименьших квадратов (LMS). Минимума среднего квадратического отклонения сигнала на выходе от заданного эталона	$\omega(0) = \mathbf{0};$ $\alpha(k) = d(k) - \omega^+(k-1)y(k);$ $\omega(k) = \omega(k-1) + \mu y(k)\alpha^*(k).$ Для критерия минимума выходной мощности $d(k) = 0$	$0 < \mu < \frac{1}{tr(\Phi)}$	Наиболее простой
1.2. Нормализованный алгоритм по критерию наименьших квадратов (NLMS). Аналогично алгоритму LMS	$\omega(0) = \mathbf{0};$ $\alpha(k) = d(k) - \omega^+(k-1)y(k);$ $\omega(k) = \omega(k-1) + \frac{\mu y(k)}{y^+(k)y(k) + \delta} \alpha^*(k)$	$0 < \mu < 2$	Применяется при неизвестных характеристиках мощности сигналов
1.3. Линейно-ограниченный алгоритм наименьших квадратов (LC LMS). Критерий минимума выходной мощности при фиксации адаптированной ДН в заданных направлениях	$\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^+\mathbf{C})^{-1}\mathbf{C}^+;$ $\omega(0) = \mathbf{C}(\mathbf{C}^+\mathbf{C})^{-1}\mathbf{f}; \hat{\mathbf{f}} = \omega(0);$ $\alpha(k) = d(k) - \omega^+(k-1)y(k);$ $\omega(k) = \mathbf{P}(\omega(k-1) + \mu y(k)\alpha^*(k)) + \hat{\mathbf{f}}$	$0 < \mu < \frac{1}{tr(\Phi)}$	Требуется знание ДН в заданных направлениях ограничений

1	2	3	4
<p>1.4. Нормализованный линейно-ограниченный алгоритм наименьших квадратов (LC NLMS). Аналогично алгоритму LC LMS</p>	$\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^+ \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^+;$ $\boldsymbol{\omega}(0) = \mathbf{C}(\mathbf{C}^+ \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f}; \hat{\mathbf{f}} = \boldsymbol{\omega}(0);$ $\alpha(k) = d(k) - \boldsymbol{\omega}^+(k-1) \mathbf{y}(k);$ $\boldsymbol{\omega}(k) = \mathbf{P} \left( \boldsymbol{\omega}(k-1) + \frac{\mu \mathbf{y}(k) \alpha^*(k)}{\mathbf{y}^+(k) \mathbf{y}(k) + \delta} \right) + \hat{\mathbf{f}}$	$0 < \mu < 2$	Аналогично 1.3
<b>2. Рекурсивные алгоритмы наименьших квадратов (RLS)</b>			
<p>2.1. Рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов (RLS)</p>	$\Phi^{-1}(0) = \delta^{-2} \mathbf{I}; \Gamma(0) = \Phi^{-1}(0) \mathbf{C};$ $\mathbf{Q}(0) = \Gamma(0) (\mathbf{C}^+ \Gamma(0))^{-1}; \boldsymbol{\omega}(0) = \mathbf{Q}(0) \mathbf{f};$ $\mathbf{g}(k) = \frac{\Phi^{-1}(k-1) \mathbf{y}(k)}{\mu + \mathbf{y}^+(k) \Phi^{-1}(k-1) \mathbf{y}(k)};$ $\Phi^{-1}(k) = \mu^{-1} (\Phi^{-1}(k-1) - \mathbf{g}(k) \mathbf{y}^+(k) \Phi^{-1}(k-1));$ $\alpha(k) = d(k) - \boldsymbol{\omega}^+(k-1) \mathbf{y}(k);$ $\boldsymbol{\omega}(k) = \boldsymbol{\omega}(k-1) + \mathbf{g}(k) \alpha(k)$	—	—
<p>2.2. Линейно-ограниченный рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов с линейной вычислительной сложностью (LC RLS) [38]</p>	$\Phi^{-1}(0) = \delta^{-2} \mathbf{I}; \Gamma(0) = \Phi^{-1}(0) \mathbf{C};$ $\mathbf{Q}(0) = \Gamma(0) (\mathbf{C}^+ \Gamma(0))^{-1}; \boldsymbol{\omega}(0) = \mathbf{Q}(0) \mathbf{f};$ $\mathbf{g}(k) = \frac{\Phi^{-1}(k-1) \mathbf{y}(k)}{\mu + \mathbf{y}^+(k) \Phi^{-1}(k-1) \mathbf{y}(k)};$ $\Phi^{-1}(k) = \mu^{-1} (\Phi^{-1}(k-1) - \mathbf{g}(k) \mathbf{y}^+(k) \Phi^{-1}(k-1));$ $\mathbf{v}(k) = \mathbf{C}^+ \mathbf{g}(k); \mathbf{v} = \mathbf{Q}^+(k-1) \mathbf{y}(k);$ $\hat{\mathbf{Q}}(k) = (\mathbf{Q}(k-1) - \mathbf{g}(k) \mathbf{v}^+(k)) \left( \mathbf{I} + \frac{\mathbf{v}(k) \mathbf{v}^+(k)}{1 - \mathbf{v}^+(k) \mathbf{v}(k)} \right);$ $\mathbf{Q}(k) = \hat{\mathbf{Q}}(k) + \mathbf{C}(\mathbf{C}^+ \mathbf{C})^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{C}^+ \hat{\mathbf{Q}}(k));$ $\alpha(k) = d(k) - \boldsymbol{\omega}^+(k-1) \mathbf{y}(k);$ $\hat{\boldsymbol{\omega}}(k) = \boldsymbol{\omega}(k-1) + \mathbf{g}(k) \alpha^*(k);$ $\boldsymbol{\omega}(k) = \hat{\boldsymbol{\omega}}(k) + \mathbf{O}(\mathbf{f} - \mathbf{C}^+ \hat{\boldsymbol{\omega}}(k))$	$0 < \mu < 2$	Аналогично 1.3

## ЛИТЕРАТУРА

1. Вакин, С. А. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки / С. А. Вакин, Л. Н. Шустов. – М. : Сов. радио, 1968. – 448 с.
2. Палий, А. И. Радиоэлектронная борьба / А. И. Палий. – М. : Воениздат, 1989. – 350 с.
3. Куприянов, А. И. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте / А. И. Куприянов, А. В. Сахаров. – М. : Вузовская книга, 2003. – 528 с.
4. Куприянов, А. И. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы : учеб. пособие / А. И. Куприянов, А. В. Сахаров. – М. : Вузовская книга, 2007. – 356 с.
5. Леньшин, А. В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления / А. В. Леньшин. – Воронеж : Науч. книга, 2014. – 590 с.
6. Леньшин, А. В. Принципы построения авиационных комплексов радиоэлектронной борьбы / А. В. Леньшин. – Воронеж : Изд.-полигр. центр ВГУ, 2011. – 480 с.
7. Леньшин, А. В. Авиационные системы радиоэлектронного противодействия / А. В. Леньшин. – Воронеж : Изд.-полигр. центр ВГУ, 2012. – 284 с.
8. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / под ред. В. Г. Радзиевского. – М. : Радиотехника, 2006. – 424 с.
9. Перунов, Ю. М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю. М. Перунов, К. И. Фомичев, Л. М. Юдин ; под ред. Ю. М. Перунова. – М. : Радиотехника, 2008. – 416 с.
10. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем / В. Д. Добыкин [и др.]. – М. : Вузовская книга, 2007. – 468 с.
11. Радиоэлектронная борьба. Цифровое запоминание и воспроизведение радиосигналов и электромагнитных полей / В. Д. Добыкин [и др.] ; под общей ред. А. И. Куприянова. – М. : Вузовская книга, 2009. – 360 с.
12. Владимиров, В. И. Антагонистический конфликт радиоэлектронных систем. Методы и математические модели / В. И. Владимиров, В. П. Лихачев, В. М. Шляхин. – М. : Радиотехника, 2004. – 384 с.
13. Юхно, П. М. Преднамеренные помехи высокоточному оружию / П. М. Юхно. – М. : Радиотехника, 2016. – 640 с.
14. Модели информационного конфликта средств поиска и обнаружения : в 4 кн. / под ред. Ю. Л. Козирацкого. – М. : Радиотехника, 2013–2016. – 4 кн.
15. Информационные технологии в радиотехнических системах : учеб. пособие / под ред. И. Б. Федорова. – М. : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2003. – 672 с.



16. Чердынцев, В. А. Радиотехнические системы / В. А. Чердынцев. – Минск : Выш. шк., 1988. – 369 с.
17. Теоретический основы цифровой радиосвязи : учеб. пособие / Н. И. Листопад [и др.]. – Минск : БГУИР, 2012. – 330 с.
18. Охрименко, А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч. 1 : Основы радиолокации / А. Е. Охрименко. – М. : Воениздат, 1983. – 456 с.
19. Охрименко, А. Е. Основы извлечения, обработки и передачи информации : в 6 ч. / А. Е. Охрименко. – Минск : БГУИР, 1994–1995. – 6 ч.
20. Теоретические основы радиолокации / Я. Д. Ширман [и др.] ; под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Сов. радио, 1970. – 560 с.
21. Ширман, Я. Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я. Д. Ширман, В. Н. Манжос. – М. : Радио и связь, 1981. – 416 с.
22. Бакулев, П. А. Радиолокационные системы : учеб. пособие / П. А. Бакулев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радиотехника, 2007. – 376 с.
23. ГЛОНАСС : принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. – 3-е изд., перераб. – М. : Радиотехника, 2005. – 688 с.
24. Ярлыков, М. С. Статистическая теория радионавигации / М. С. Ярлыков. – М. : Радио и связь, 1985. – 344 с.
25. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория : справочник / под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : ЗАО «МАКВИС», 1998. – 828 с.
26. Защита от радиопомех / под ред. М. В. Максимова. – М. : Сов. радио, 1976. – 496 с.
27. Защита радиолокационных станций от помех. Состояние и тенденции развития / под ред. А. И. Канащенкова, В. И. Меркулова. – М. : Радиотехника, 2003. – 416 с.
28. Кузнецов, В. И. Радиосвязь в условиях радиоэлектронной борьбы / В. И. Кузнецов. – Воронеж : НИИ связи, 2002. – 403 с.
29. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. – 384 с.
30. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / под ред. Г. И. Тузова. – М. : Радио и связь, 1985. – 264 с.
31. Борисов, В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход / В. И. Борисов, В. М. Зинчук. – М. : Радио и связь, 2008. – 260 с.

32. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов [и др.]. – М. : Радио и связь, 2008. – 512 с.

33. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью / В. И. Борисов [и др.] ; под ред. В. И. Борисова. – М. : Радио и связь, 2011. – 550 с.

34. Пространственные и вероятностно-временные характеристики эффективности станций ответных помех при подавлении систем радиосвязи / В. И. Борисов [и др.]. – М. : РадиоСофт, 2008. – 362 с.

35. Монзинго, Р. А. Адаптивные антенные решетки / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер. – М. : Радио и связь, 1986. – 448 с.

36. Ратынский, М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках / М. В. Ратынский. – М. : Радио и связь, 2003. – 200с.

37. Пистолькорс, А. А. Введение в теорию адаптивных антенн / А. А. Пистолькорс, О. С. Литвинов. – М. : Наука, 1991. – 200 с.

38. Джиган, В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В. И. Джиган. – М. : Техносфера, 2013. – 528 с.

39. Адаптивные антенные решетки : учеб. пособие. В 2 ч. / В. А. Григорьев [и др.] ; под ред. В. А. Григорьева. – СПб. : Университет ИТМО, 2016. – Ч. 1 – 179 с. ; Ч. 2 – 118 с.

40. Вартанесян, В. А. Радиоэлектронная разведка / В. А. Вартанесян. – М. : Воениздат, 1975. – 255 с.

41. Радзиевский, В. Г. Теоретические основы радиоэлектронной разведки / В. Г. Радзиевский, А. А. Сирота. – М. : Радиотехника, 2004. – 432 с.

42. Мельников, Ю. П. Воздушная радиотехническая разведка (методы оценки эффективности) / Ю. П. Мельников. – М. : Радиотехника, 2005. – 304 с.

43. Рембовский, А. М. Радиомониторинг: задачи, методы и средства / А. М. Рембовский, А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин ; под ред. А. М. Рембовского. – М. : Горячая линия – Телеком, 2006. – 492 с.

44. Кирсанов, Э. А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы / Э. А. Кирсанов, А. А. Сирота. – М. : Физматлит, 2009. – 344 с.

45. Ван Брант, Л. Б. Справочник по методам радиолокационного подавления и помехозащиты систем с радиолокационным управлением : в 2 т. / Л. Б. Ван Брант ; под ред. К. И. Фомичева, Л. М. Юдина ; пер. с англ. – М. : Воениздат, 1985. – 2 т.

46. Гузенко, В. Ф. Радиоэлектронная борьба. Современное содержание [Электронный ресурс] / В. Ф. Гузенко, А. Л. Морареску // Радиоэлектронная

борьба в Вооруженных Силах Российской Федерации . – 2017. – Режим доступа : [www/reb.informost.ru/2017/pdf/1-2.pdf](http://www/reb.informost.ru/2017/pdf/1-2.pdf).

47. Сосулин, Ю. Г. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех / Ю. Г. Сосулин, В. В. Костров, Ю. Н. Паршин. – М. : Радиотехника, 2014 г. – 632 с.

48. Козлов, С. В. Оценочно-компенсационный алгоритм селекции имитационных помех / С. В. Козлов // Доклады БГУИР. – 2018. – №2 (112). – С. 18–25.

49. Козлов, С. В. Синтез вариантов структуры радиолокационных измерителей угловых координат с адаптивной пространственной компенсацией помех / С. В. Козлов, В. И. Карпухин, В. И. Сергеев // Антенны. – 2010. – №6. – С. 71–76.

50. Козлов, С. В. Синтез амплитудно-фазового распределения на апертуре компенсационного канала системы адаптивной компенсации помех / С. В. Козлов, В. И. Карпухин, В. И. Сергеев // Антенны. – 2012. – №5. – С. 24–28.

51. Козлов, С. В. Особенности и характеристики моноимпульсных радиолокационных измерителей угловых координат с пространственной компенсацией помех / С. В. Козлов, В. И. Карпухин, В. И. Сергеев // Радиотехника. – 2009. – №6. – С. 75–78.

52. Козлов, С. В. Совместное обнаружение-измерение дальности элементов групповой цели в обзорных радиолокационных станциях с использованием оценочно-компенсационного подхода / С. В. Козлов, Ву Тхань Ха // Доклады БГУИР. – 2018. – №4 (114). – С. 79–86.

53. Джиган, В. И. Адаптивные фильтры и их приложения в радиотехнике и связи. В 3 ч. // Современная электроника. – Ч. 1 – 2009. – №9. – С. 56–63; Ч. 2 – 2010. – №1. – С.72–77; Ч. 3 – 2010. – №2. – С. 70–77.

54. Джиган, В. И. Линейно-ограниченная фильтрация сигналов в адаптивной антенной решетке для систем цифровой связи / В. И. Джиган, И. Д. Плетнева // Телекоммуникации. – 2008. – №6. – С. 2–9.

55. Джиган, В. И. Линейно-ограниченный нормализованный алгоритм по критерию наименьшего среднеквадратичного отклонения для цифровой адаптивной антенной решетки / В. И. Джиган, И. Д. Плетнева // Информационные технологии. – 2008. – №10. – С. 68–74.

*Учебное издание*

**Козлов Сергей Вячеславович**

**МЕТОДЫ И СРЕДСТВА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ**

**УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ**

Редактор *М. А. Зайцева*

Корректор *Е. Н. Батурчик*

Компьютерная правка, оригинал-макет *В. М. Задоя*

Подписано в печать 02.09.2019. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 11,04. Уч.-изд. л. 12,0. Тираж 100 экз. Заказ 67.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».

Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,  
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,  
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.

Ул. П. Бровки, 6, 220013, г. Минск