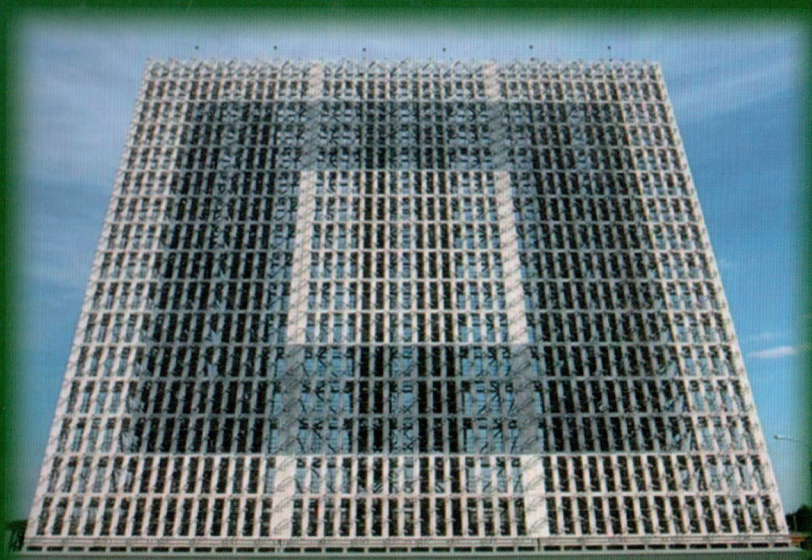


Учебник для ВУЗов

П.А. Бакулев

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ



УДК 621.396

ББК 32. 95

Б19

Р е ц е н з е н т ы :

Федоров И. Б. – докт. техн. наук, проф.,
зав. кафедрой «Радиоэлектронные устройства» МГТУ им. Баумана;
Засовин Э. А. – докт. техн. наук, проф.,
зав. кафедрой «Радиотехнические системы и устройства» МГИРЭА

Бакулев П. А.

Б19 Радиолокационные системы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2015. – 440 с., ил.

ISBN 978-5-93108-101-4

Изложены основные вопросы теории и техники радиолокационных систем.
*Для студентов и преподавателей радиотехнических специальностей вузов.
Может быть полезен научным и инженерно-техническим работникам.*

УДК 621. 396

ББК 32. 95

ISBN 978-5-93108-101-4

© Автор, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

Оглавление

Предисловие	7
--------------------------	----------

Глава 1

Общие сведения о радиолокационных системах

1.1. Основные понятия и определения	9
1.2. Физические основы радиолокации	10
1.3. Физические основы радиолокационных измерений	15
1.4. Методы определения координат в РЛС	16
1.5. Тактико-технические параметры РЛС	18
1.6. Классификация радиолокационных устройств и систем	21

Глава 2

Радиолокационные системы

2.1. Виды радиолокации и радиолокационных систем	25
2.2. Многопозиционные радиолокационные системы	28
2.3. Отражающие свойства целей	32

Глава 3

Обнаружение радиосигналов

3.1. Физические основы обнаружения сигналов	59
3.2. Критерии оптимального обнаружения сигналов	62
3.3. Модели радиолокационных сигналов	68
3.4. Синтез оптимальных обнаружителей	70
3.5. Эффективность систем обнаружения сигналов	97
3.6. Обнаружение радиосигналов при априорной неопределенности	103

Глава 4

Разрешение радиолокационных сигналов

4.1. Функции неопределенности	113
4.2. Диаграммы неопределенности	116
4.3. Использование диаграмм неопределенности для выбора зондирующих сигналов	123
4.4. Сложные сигналы	128

Глава 5

Дальность действия РЛС

5.1. Дальность действия РЛС в свободном пространстве.....	145
5.2. Влияние атмосферы и подстилающей поверхности на дальность действия РЛС.....	150
5.3. Обзор пространства в РЛС.....	158
5.4. Анализ факторов, определяющих дальность действия РЛС.....	162

Глава 6

Помехи радиолокационным системам

6.1. Общие сведения	167
6.2. Активные помехи	168
6.3. Наблюдаемость целей при воздействии помех.....	171
6.4. Приемы, нарушающие нормальную работу РЛС	181

Глава 7

Борьба с пассивными помехами

7.1. Воздействие пассивных помех на РЛС.....	187
7.2. Уменьшение влияния пассивных помех в приемном канале (на высокой и промежуточной частоте).....	187
7.3. Обнаружение целей на фоне пассивных помех	189
7.4. РЛС обнаружения движущихся целей (РЛС с ОДЦ)	192
7.5. Построение устройств подавления пассивных помех в ОДЦ.....	198
7.6. Реализация устройств подавления пассивных помех.....	204
7.7. Критерии качества подавления пассивных помех в устройствах ОДЦ.....	212
7.8. Факторы, определяющие качество устройств ОДЦ	214

Глава 8

Борьба с активными помехами

8.1. Устройства подавления пространственных активных помех	219
8.2. Устройства борьбы с комбинированными помехами	226

Глава 9

Измерение параметров сигнала

9.1. Извлечение информации о координатах и параметрах движения цели из отраженного сигнала	231
---	-----

9.2. Байесовы оценки	231
9.3. Оценки максимального правдоподобия	233
9.4. Качество оценок	233
9.5. Потенциальная точность измерений	236
9.6. Структура измерителей	237
9.7. Оценка параметров сигнала на фоне белого шума	242
9.8. Оптимальные дискриминаторы	249
9.9. Экстраполяторы	251

Глава 10

Радиодальномеры

10.1. Фазовые радиодальномеры	262
10.2. Частотные радиодальномеры	267
10.3. Импульсные радиодальномеры	276
10.4. Радиодальномеры со сложными сигналами	289

Глава 11

Радиопеленгаторы

11.1. Измерение направления и источника погрешностей измерения	293
11.2. Амплитудные радиопеленгаторы	293
11.3. Принцип действия радиопеленгатора, реализующего равносигнальный метод	298
11.4. Фазовые радиопеленгаторы	303
11.5. Многоканальные (моноимпульсные) радиопеленгаторы	309
11.6. Точность моноимпульсных радиопеленгаторов	315
11.7. Разрешающая способность амплитудных радиопеленгаторов	320

Глава 12

Измерители высоты

12.1. Принцип измерения высоты цели	323
12.2. Точность измерения высоты	323
12.3. Принцип действия радиовысотомеров при обзоре пространства	324
12.4. Измерение высоты методом V-образного луча	329

Глава 13

Измерители скорости цели

13.1. Измерение скорости цели	333
13.2. Точность измерения скорости	335
13.3. Принцип действия измерителей скорости	336

13.4. Принцип действия измерителя угловой скорости объекта (угловой скорости линия визирования).....	338
---	-----

Глава 14

Радиолокаторы с синтезированной апертурой

14.1. Синтезирование апертуры.....	341
14.2. Устройство РЛС с СА.....	341
14.3. Принцип синтезирования апертуры.....	343
14.4. Тангенциальная разрешающая способность РСА	344
14.5. Схема радиолокатора с синтезированием апертуры	345
14.6. Принципы обработки сигналов в РСА.....	346

Глава 15

Вторичная обработка радиолокационной информации

15.1. Определение траектории цели	355
15.2. Автоматическое обнаружение (автозахват) траектории цели	357
15.3. Критерии и алгоритмы автоматического обнаружения траектории	361
15.4. Сигналы и помехи в системах вторичной обработки.....	365
15.5. Оценка параметров траектории	367
15.6. Стробирование отметок целей.....	374

Глава 16

Точность определения местоположения цели

16.1. Методы определения положения объектов локации (целей) в пространстве	379
16.2. Рабочие зоны РЛС	389

Глава 17

Радиолокационные комплексы

17.1. Радиолокационные комплексы.....	393
17.2. Классификация РЛК	395
17.3. Примеры РЛК	397

ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....405

ЛИТЕРАТУРА.....409

ПРИЛОЖЕНИЕ411

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ432

УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ434

ПРЕДИСЛОВИЕ

В третьем издании учебника устранены замеченные опечатки, обновлены рисунки и переработан текст. Кроме того, изменены изложение и трактовка некоторых физических явлений и доработаны выводы алгоритмов. При подготовке третьего издания учтена концепция государственного образовательного стандарта третьего и четвертого поколения по направлению «Радиотехника», предусматривающего подготовку бакалавров, магистров и аспирантов как три ступени высшего образования или дипломированных специалистов и аспирантов как две ступени высшего профессионального образования. Автор считает, что в этом случае нецелесообразно издание учебников для каждой ступени (для бакалавров, магистров и специалистов, особенно для технических специальностей «Радиоэлектронные системы» и «Радиоэлектронные системы и комплексы»). При таком подходе пострадают методология единства изложения материала, а также архитектура его построения, что неизбежно приведет к его дублированию. Поэтому была подготовлена рукопись одного учебника, используя который в учебном процессе, можно осуществлять подготовку всех трех категорий студентов, учащихся в бакалавриате, магистратуре или специалитете по указанным специальностям. Поэтому за основу взято второе издание учебника «Радиолокационные системы» П.А. Бакулева (Радиотехника, 2007 г.). В предлагаемом учебнике кроме того учтено появление новой специальности «Радиолокационные системы и комплексы». Учебник предназначен для изучения студентами высших учебных заведений дисциплины «Радиолокационные системы» по специальности 210601 «Радиоэлектронные системы и комплексы».

Автор старался, по возможности, добиться соответствия с примерными программами, утвержденными Министерством образования и науки Российской Федерации при подготовке дипломированных специалистов, бакалавров и магистров по направлению «Радиотехника».

Материал, излагаемый в учебнике, соответствует концепции Государственных образовательных стандартов (ГОС) и охватывает основные вопросы теории и техники радиолокационных систем. Книга является базой для освоения дисциплин специализаций, курсового и дипломного проектирования.

Основной концепцией при изложении теории и техники радиолокационных систем стала необходимость понимания логики процесса проектирования и функционирования современных радиосистем: от фи-

зических принципов работы комплекса, системы или устройства к алгоритмам их функционирования, а затем к разработке программного обеспечения для вычислительного комплекса РЛС. Такая последовательность изложения материала курса диктуется быстрым развитием новой и быстрой заменой старой технической базы (мощные электронные и твердотельные УВЧ и ГВЧ, высокопроизводительные электронные узлы и сверхскоростные ЭВМ, активные и пассивные ФАР и т.п.). Именно под флагом «физика – алгоритм – программа» и создавалась рукопись третьего издания учебника. Кроме того, с учетом собственного многолетнего педагогического опыта работы в ВУЗе автор считает необходимым развивать у студентов умения самостоятельно осваивать курс с использованием книг, электронных книг, Интернета и любых других средств. При этом роль лекционных занятий приобретает исключительное значение для развития кругозора, знакомства с проблемами современной науки и техники радиолокационных систем и понимания перспектив их развития.

Автор надеется, что новое издание учебника будет полезно студентам, аспирантам и преподавателям для изучения теории и техники радиолокационных систем и комплексов.

Книга может служить учебным пособием при изучении курса «Радиолокационные системы», а также курсов «Радиотехнические системы», «Статистическая теория радиотехнических систем», «Теория и техника радиолокации и радионавигации».

При подготовке третьего издания учебника учтен опыт использования учебного комплекса, состоящего из учебника, задачника и лабораторного практикума и созданного под руководством автора на факультете «Радиоэлектроника летательных аппаратов» Национального исследовательского университета «Московского авиационного института».

Благодарю преподавателей, аспирантов, студентов и читателей за полезные замечания и деловую критику материала книги.

Выражаю признательность доценту А.В. Бруханскому за предоставленный материал и полезные обсуждения, к.т.н. И.В. Каменскому, выполнившему ряд рисунков для главы 4, и заведующему лабораторией А.В. Антоньянцу, организационно обеспечившему работу над книгой.

Глава 1

Общие сведения о радиолокационных системах

1.1. Основные понятия и определения

Обнаружение и распознавание объектов, определение их местоположения и изменения параметров движения в пространстве с помощью радиоволн называется *радиолокацией*. Объекты радиолокации называются *радиолокационными целями (целями)*. В радиолокации обычно используются отраженные от цели сигналы или сигналы, излучаемые самой целью и радиоустройствами, установленными на ней.

Радиотехнические системы и устройства, решающие задачи радиолокации, называются *радиолокационными системами и устройствами, радиолокационными станциями и реже радиолокаторами или радарами*.

Радиолокационные системы относятся к классу радиотехнических систем извлечения информации об объектах из принимаемого радиосигнала. Таким образом, РЛС осуществляют поиск и обнаружение радиосигнала с последующим измерением его параметров, содержащих полезную информацию. В РЛС задачи обнаружения и определения местоположения могут решаться без помощи аппаратуры объекта. Определение местоположения объектов радиолокации в РЛС требует измерения координат объекта (цели). В некоторых ситуациях необходимо знание составляющих вектора скорости объекта (цели). Геометрические или механические величины, которые характеризуют положение и перемещение объекта или цели, называют *локационными элементами (W)*. Радиолокационные системы обычно используются в качестве датчиков информации в более сложных структурах – комплексах.

Комплексы – это совокупность функционально связанных датчиков, систем и устройств, предназначенная для решения конкретной тактической задачи, например при управлении воздушным движением, при обеспечении полета и посадки самолетов. В комплекс могут входить:

– информационные датчики как радиоэлектронные, так и нерадиотехнические (например, оптические или тепловые);

- вычислительная система (процессор) на базе одной или нескольких электронных вычислительных машин или на базе специализированных вычислителей, закрепленных за отдельными датчиками, в которой обрабатывается и преобразуется информация ИД в сигналы для внешних систем, например системы управления объектом;
- система связи и обмена информацией, состоящая из кабельных, оптоволоконных и других устройств связи между частями комплекса;
- система отображения информации (индикации) и управления комплексом, связывающая человека-оператора и комплекс;
- система хранения, преобразования, отображения информации (индикации) и управления комплексом, связывающая человека-оператора и комплекс;
- система контроля, предназначенная для исключения возможности работы неисправного комплекса.

Использование РЛС в качестве одной из частей комплекса требует системного подхода к выбору ее характеристик, что дает возможность в ряде случаев их снизить, например по точности и надежности, следовательно, уменьшить сложность и стоимость РЛС.

1.2. Физические основы радиолокации

Физической основой радиолокации является рассеяние радиоволн объектами, отличающимися своими электрическими характеристиками (электрической проницаемостью ϵ , магнитной проницаемостью μ и электропроводностью σ) от соответствующих характеристик окружающей среды при облучении объектов.

Интенсивность рассеяния или отражения радиоволн (интенсивность вторичного поля) зависит от степени отличия электрических характеристик объекта и среды, от формы объекта, от соотношения его размеров l и длины волны λ и от поляризации радиоволн. Результирующее вторичное электромагнитное поле состоит из поля отражения, распространяющегося в сторону облучающего первичного поля, и теневого поля, распространяющегося за объект (в ту же сторону, что и первичное поле).

С помощью приемной антенны и приемного устройства можно принять часть рассеянного сигнала, преобразовать и усилить его для последующего обнаружения. Таким образом, простейшая РЛС может состоять из передатчика, формирующего и генерирующего радиосигналы, передающей антенны, излучающей эти радиосигналы, приемной антенны, принимающей отраженные сигналы, радиоприемника, усиливающего и преобразующего сигналы, и, наконец, выходного устройства, обнаруживающего отраженные сигналы (рис. 1.1).

Как правило, амплитуда (или мощность) принимаемого сигнала мала, а сам сигнал имеет случайный характер. Малая мощность сигнала объясняется большим расстоянием до объекта (цели) и поглощением

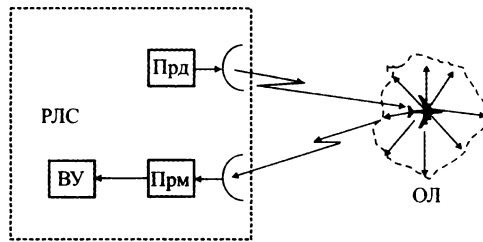


Рис. 1.1. Принцип действия простейшей РЛС

энергии сигнала при его распространении. Кроме того, на интенсивность отраженного сигнала существенно влияют рассеивающие свойства целей, в том числе их размеры и форма. Случайный характер сигнала является следствием флуктуации отраженного сигнала за счет случайного перемещения элементов цели сложной формы при отражении радиоволн; многолучевого распространения радиоволн; хаотических изменений амплитуды сигнала при распространении и ряда других факторов. В результате принимаемый сигнал по виду, интенсивности и характеру изменения похож в приемном тракте на шумы и помехи. Поэтому первой и основной задачей РЛС является обнаружение полезного радиосигнала, т.е. вынесение решения о присутствии полезного сигнала в поступающей на вход приемного тракта смеси полезного сигнала с помехами, называемой *входной реализацией*.

Эта статистическая задача решается входящим в РЛУ специальным устройством – *обнаружителем*, в котором стараются использовать алгоритм оптимального (наилучшего) обнаружения. Качество процесса обнаружения характеризуют *вероятностью правильного обнаружения* D , когда присутствующий во входной реализации сигнал обнаруживается, и *вероятностью ложной тревоги* F , когда за полезный сигнал принимается помеха, а сам сигнал отсутствует. Обнаружитель тем лучше, чем больше D и меньше F .

Большинство параметров принимаемого сигнала априори неизвестны, поэтому при обнаружении приходится осуществлять поиск нужного параметра радиосигнала, отличающего его от сопутствующих шумов и помех. Принцип работы простейшего радиолокатора проще всего разобрать при использовании импульсного режима излучения. Схема импульсной РЛС показана на рис. 1.2, а на рис. 1.3 приведен вид сигналов в характерных точках схемы 1.2.

Синхронизатор РЛ генерирует пусковые импульсы, следующие с периодом повторения T_n (частотой повторения F_n). Эти импульсы запускают импульсный модулятор M , который задает форму зондирую-

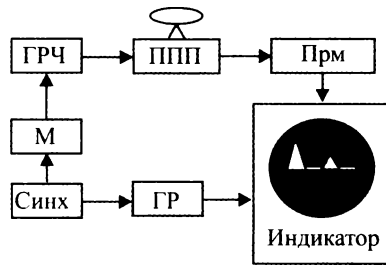


Рис. 1.2. Схема импульсной РЛС

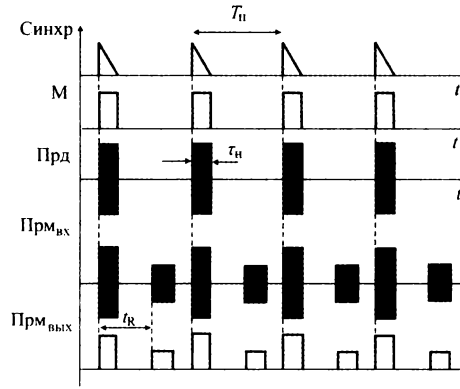


Рис. 1.3. Вид сигналов в характерных точках РЛС на рис. 1.2

щего импульса (в нашем примере прямоугольная с длительностью τ_n). Импульсы с модулятора, попадая на генератор радиочастоты, модулируют по амплитуде колебания ГРЧ на несущей частоте f_0 (длине волны λ_0) и, таким образом, с передатчика на антенну через переключатель прием-передача приходят радиоимпульсы. После окончания импульса передатчика ППП подключает антенну к входу приемника. Более подробно принцип действия ППП изложен в Приложении 1.

На экране индикатора просочившиеся через ППП импульсы передатчика располагаются в начале развертки. Сигналы, отраженные целью (объектом локации), запаздывают по отношению к зондирующим на время, нужное радиоволнам для прохождения расстояния до цели и обратно ($2R$). Поэтому отраженные импульсы на индикаторе смещены вправо на интервал времени $t_R = 2R/c$.

Переключатель прием-передача при отсутствии мощного зондирующего сигнала подключает антенну к входу Прм. В приемнике сигналы усиливаются, преобразуются и детектируются. С выхода прием-

ника на индикатор поступают видеоимпульсы. Так как генератор развертки синхронизируется импульсами синхронизатора на экране индикатора, начало линии развертки совпадает с нулем дальности до цели ($R = 0$), а ее конец – с максимальной дальностью ($R = R_{\max}$).

Построение РЛС на базе современных технологий обработки информации заключается в использовании в качестве антенн *фазированной антенной решетки*, в качестве генератора пусковых импульсов синтезатора частоты – синхронизатора, в качестве выходного устройства – цифрового процессора. Передатчик, в зависимости от того, какая антенна используется в РЛС, может быть реализован в модульном варианте и встроен в активную ФАР в виде модулятора и однокаскадного или в виде многокаскадного генератора радиочастоты для пассивной ФАР или зеркальной антенны. Таким образом, перспективная РЛС (рис. 1.4) состоит из ФАР, синтезатора-синхронизатора, аналогового процессора (приемника), цифрового процессора и устройства отображения информации.

Антенна по сигналам от ЭЦВМ осуществляет формирование лучей и их перемещение для обзора пространства. Радиопередатчик формирует зондирующие сигналы, которые излучаются антенной. Радиоприемник усиливает слабые отраженные целью и принятые антенной сигналы. Поскольку эти сигналы приходят в смеси с шумами и помехами, то их выделение осуществляется с помощью согласованных фильтров сосредоточенной селекции и цифровых фильтров. Обычно процессор сигналов (приемник) выдает электрические сигналы в цифровом коде. Дальнейшая обработка сигналов выполняется в процессоре данных по заложенным в него программам алгоритмов обработки. Рабочие частоты и временные интервалы в РЛС задаются с помощью синтезатора-синхронизатора. Устройство отображения информации выполняется обычно на индикаторе с электронно-лучевой трубкой или на дисплее процессора.

Число одновременно обнаруживаемых и сопровождаемых целей определяется быстродействием систем обработки информации – выходного устройства, в качестве которого обычно используется цифровой



Рис. 1.4. Построение современной импульсной РЛС

процессор. На рис. 1.5 изображен диспетчерский пункт регулирования воздушного движения в зоне аэропорта.

Типичное изображение на экране индикатора кругового обзора РЛС УВД показано на рис. 1.6, *а*. Здесь можно различить светящиеся радиальные и круговые метки. В центре экрана «находится» РЛС.

Яркие точки – отметки целей. По радиусу можно отсчитать дальность, а по углу поворота радиуса, проходящего через отметку цели, относительно вертикали, проходящей через центр экрана, можно измерить пеленг цели.

К каждой отметке на экране «прикреплен» формуляр, который содержит необходимую информацию о бортовом номере, высоте, дальности и азимуте самолета (рис. 1.6, *б*). Для лучшей различимости на рисунке проведено инвертирование изображения.



Рис. 1.5. Диспетчерский пункт УВД

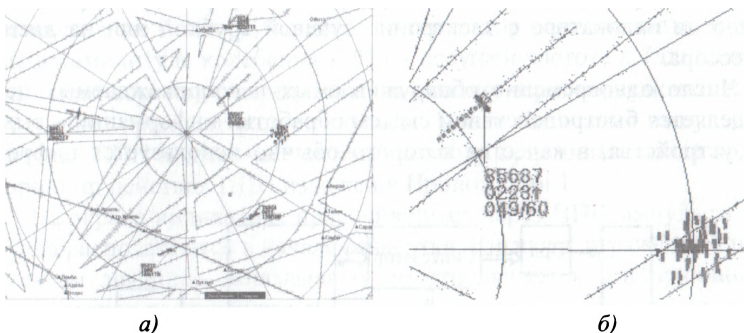


Рис. 1.6. Вид экрана РЛС управления воздушным движением: *а* – общий вид экрана; *б* – укрупненное изображение фрагмента экрана с формуляром

1.3. Физические основы радиолокационных измерений

Информативный параметр сигнала

Информация о геометрических элементах W , характеризующих положение и элементы движения объекта (цели), содержится в параметрах радиосигнала. Такой параметр называется *информативным*. В общем случае электромагнитное поле в точке приема является одновременно функцией времени и координат пространства. Поэтому информативными параметрами у радиолокационного сигнала могут быть время прихода, частота, начальная фаза, амплитуда, а также направление прихода сигнала (два угла в пространстве) и параметры поляризации поля.

Поиск сигнала производится по его информативному параметру. При этом приходится поочередно просматривать все значения этого параметра или одновременно наблюдать их. Устройства поиска, основанные на первом методе (устройства последовательного поиска), более просты в реализации, но требуют времени на просмотр всех возможных значений параметра. Устройства, основанные на втором методе (устройства параллельного поиска), способны обнаруживать сигнал за меньшее время, однако оказываются технически более сложными.

Обнаружение сигнала по информативному параметру при поиске эквивалентно грубой оценке (измерению) этого параметра и элемента W . Эта информация используется при последующем измерении W .

Реальная среда не является однородной и обладает определенным коэффициентом преломления n . В такой среде скорость распространения радиоволн $v = c/n$, где c – скорость радиоволн в вакууме (скорость света). Неоднородность среды, в которой распространяются радиоволны, приводит к тому, что скорость их распространения в реальных условиях не остается постоянной, а траектория радиоволн не совпадает с кратчайшим расстоянием (прямой) между точками излучения и приема колебаний. Поэтому в точных РЛУ необходим учет влияния среды распространения на точность определения W . В приближенных расчетах влиянием n пренебрегают и считают $v = c = 3 \cdot 10^8$ м/с.

Дальность до цели в РЛС измеряют по времени запаздывания принятого сигнала относительно известного времени его излучения. Например, в РЛС время запаздывания отраженного сигнала относительно излучаемого (зондирующего сигнала) $t_R = 2R/c$, где R – дальность до цели; c – скорость распространения радиоволн.

Скорость объекта обычно определяют по доплеровскому сдвигу несущей частоты сигнала f_0 . В радиолокационных измерителях радиальной скорости, например, доплеровский сдвиг частоты F_d связан с радиальной скоростью движения объекта v_r соотношением

$$F_d = -\left(\frac{2v_r}{c}\right)f_0 = -\frac{2v_r}{\lambda_0},$$

где λ_0 – длина волны излучаемого сигнала; v_r – радиальная скорость относительного движения цели.

Угловые координаты можно измерять, используя направленные свойства антенны. Например, при обзоре пространства узким лучом антенны угловое положение объекта относительно направления, принятого за опорное, можно определить в момент достижения амплитудой принятого сигнала. Используют и другие методы определения угловых координат.

Одной из основных задач при обнаружении сигналов и измерении их информативных параметров является разрешение сигналов, осуществляемое РЛУ, способным обнаруживать и разделять мало отличающиеся информативные параметры, соответствующие мало отличающимся элементам W , характеризующим положение и параметры движения объектов (цели). В радиолокации обычно говорят о разрешении целей, незначительно отличающихся по дальности, угловым координатам или скорости. Способность РЛУ разрешать сигналы (цели) определяется типом используемого сигнала, шириной диаграммы направленности антенны, а также способом обработки сигнала и видом принятого в системе представления информации об объекте (цели).

В некоторых случаях по принятому сигналу требуется решить задачу распознавания объекта (цели). В радиолокации применяют анализ тонкой структуры принятого сигнала или анализ спектра отраженного сигнала. И тот, и другой зависят от конфигурации и размеров отражающего объекта.

1.4. Методы определения координат в РЛС

Системы координат

Местоположение объекта (цели) характеризуется положением центра объекта (центра масс цели) в некоторой опорной системе координат. При радиолокационном определении местоположения наиболее часто применяют местную сферическую систему координат, начало которой находится в точке размещения антенны РЛС. В наземной РЛС одна из осей координатной системы совпадает с северным направлением меридиана, проходящего через позицию антенны РЛС, поэтому местоположение цели находится по результатам измерения наклонной дальности R , азимута α и угла места β (рис. 1.7, а). При этом система координат неподвижна относительно земной поверхности. Если РЛС располагается на летательном аппарате и ось X координатной системы совмещается с продольной осью ЛА, а ось Z – с направлением правого крыла (рис.

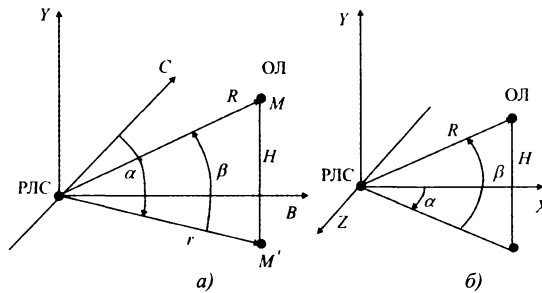


Рис. 1.7. Местные сферические системы координат:
а – РЛС на поверхности Земли; *б* – РЛС на борту ЛА

1.7, *б*), то для определения местоположения цели измеряют наклонную дальность R , курсовой угол – азимут цели α и угол места β . Такая связанная с ЛА система координат перемещается относительно земной поверхности со скоростью, равной скорости полета ЛА, и поворачивается относительно Земли при его эволюциях.

При определении местоположения применяют как местную сферическую систему координат (рис. 1.7, *а*), так и глобальные системы. Местные системы координат используют при дальностях R , не превышающих несколько сотен километров (в зоне прямой видимости), а глобальные – при большой дальности. В глобальной, например геоцентрической, системе координат местоположение объекта определяется в координатах: широта φ , представляющая собой угол между плоскостью экватора и направлением от объекта к центру Земли (различают северную и южную широты), и долгота λ , представляющая собой угол между плоскостями Гринвичского меридиана и местного меридиана, проходящего через проекцию объекта на земную поверхность.

Методы определения местоположения объектов

В радиолокации для определения местоположения цели (объекта) чаще всего применяют позиционный метод, основанный на использовании поверхностей или линий положения для определения места объекта в пространстве или на поверхности Земли. Поверхность положения представляет собой геометрическое место точек в пространстве, отвечающих условию постоянства параметра W (дальности, угла и т.п.). Местоположение ЛА в пространстве находится как точка пересечения трех поверхностей положения. Пересечение двух поверхностей положения, соответствующих элементам W_1 и W_3 , дает линию положения (ЛП), которая является геометрическим местом точек с постоянными значениями элементов W_1 и W_3 . На плоскости достаточно двух линий положения со значениями элементов W_1 и W_2 , которые измеряются двумя РЛУ.

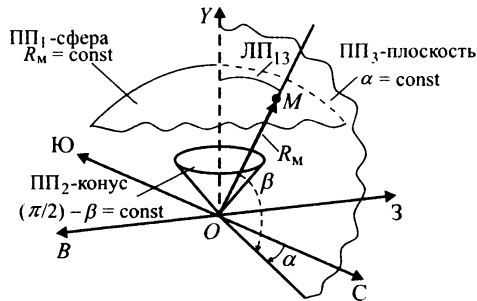


Рис. 1.8. Поверхности положения при определении местоположения объекта M позиционным (дальномерно-пеленгационным) методом

На рис. 1.8 показано определение места ОЛ, находящегося в точке M пространства, дальномерно-пеленгационным методом.

1.5. Тактико-технические параметры РЛС

Тактические и технические параметры представляют собой совокупность величин, характеризующих качество РЛС.

Тактические параметры определяют значение и возможности системы, основными из которых являются: область обзора (рабочая область), разрешающая способность, точность, помехоустойчивость, пропускная способность, надежность и эксплуатационная эффективность.

Область обзора – область пространства, в пределах которой цель с определенными отражающими свойствами может быть обнаружена с вероятностью правильного обнаружения и ложной тревоги не хуже заданных. Этот важнейший параметр РЛС характеризуется пределами обнаружения по дальности, азимуту и углу места, т.е. максимальной и минимальной дальностью обнаружения и секторами обзора по азимуту и углу места (*область обнаружения*).

Вместо области обзора может использоваться рабочая область, т.е. область пространства, в пределах которой погрешность $\sigma_{\text{мп}}$ нахождения местоположения с помощью РЛС с известной вероятностью, не превышает заданную σ . На плоскости понятию рабочая область соответствует рабочая зона. Рабочая область характеризуется дальностью действия системы R_{max} , т.е. максимальным удалением от РЛС, на котором обеспечивается заданная точность определения координат объекта (цели).

Разрешающая способность оценивает возможность раздельного определения координат близко расположенных объектов (целей). *Мерой*

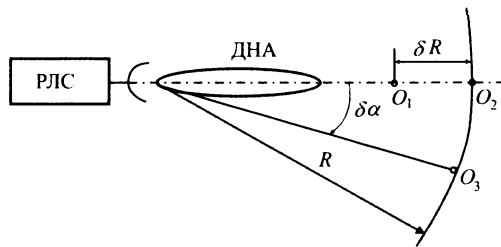


Рис. 1.9. Разрешение целей по дальности и азимуту

разрешающей способности по дальности является минимальное расстояние δR между двумя объектами O_1 и O_2 с одинаковыми угловыми координатами α, β , при котором возможны раздельное обнаружение и измерение дальности этих объектов (рис. 1.9). За меру разрешающей способности по угловой координате принимают минимальную разность угловых положений $\delta\alpha$ ($\delta\beta$) объектов O_2 и O_3 с одинаковыми R, α (R, β), при которой возможны раздельное обнаружение и определение угловых координат этих целей. Разрешающая способность по скорости δv – минимальная разность скоростей объектов с одинаковыми R, α, β , при которой возможно раздельное обнаружение и измерение скорости этих объектов. Увеличение разрешающей способности, т.е. уменьшение $\delta R, \delta\alpha$ и т.д., достигается соответствующим выбором сигнала и параметров антенной системы.

Точность отражает близость результатов измерения к истинному значению измеряемой величины и характеризуется значениями систематических и случайных погрешностей. Систематические погрешности обусловлены закономерными факторами, поэтому их можно оценить расчетным путем или экспериментально и, следовательно, устранить или учесть при измерениях. Обычно под результатом измерения понимают величину, свободную от систематической погрешности.

Случайные погрешности вызываются большим числом факторов, не поддающихся точному учету и действующих в каждом отдельном измерении различным образом, поэтому обычно считают, что случайные погрешности измерений x распределены по гауссовскому (нормальному) закону (рис. 1.10):

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right\},$$

где σ^2 – дисперсия случайной величины x .

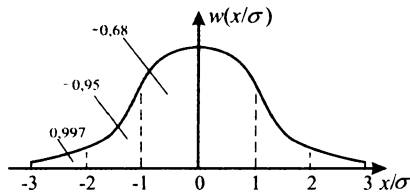


Рис. 1.10. Плотность распределения вероятностей случайных погрешностей измерения

За меру точности принимают среднюю квадратическую σ , срединную (вероятную) δ или максимальную $x_{\max}$ погрешность.

Средняя квадратическая погрешность вычисляется как корень квадратный из дисперсии результатов измерений. Вероятность того, что погрешность измерений не превысит σ при гауссовском законе $w(x)$, равна 0,683. В международной практике часто используют удвоенную среднюю квадратическую погрешность 2σ .

При этом 95% всех измерений имеют погрешность, не превышающую 2σ . Для системы повышенной точности обычно применяют максимальную погрешность $x_{\max}$, равную 3σ (99,7% всех измерений имеют погрешность, не более 3σ).

Срединная (вероятная) погрешность связана со средней квадратической погрешностью при гауссовском распределении погрешностей соотношением $\delta = 0,67449\sigma$. Вероятность того, что погрешность измерения по абсолютной величине будет меньше или больше δ , равна 0,5.

Помехоустойчивость – способность системы обнаруживать сигналы и получать информацию о местоположении объектов (целей) с требуемой вероятностью и точностью при воздействии естественных или искусственных радиопомех определенного типа. Мерой помехоустойчивости является предельное значение одного из параметров помехи (например, мощности, и постоянстве остальных ее характеристик), при котором РЛС сохраняет работоспособность.

Пропускная способность – способность РЛС обеспечивать одновременную работу с рядом объектов. Например, мерой пропускной способности может служить число одновременно сопровождаемых целей или одновременно управляемых объектов.

Надежность – свойство РЛС сохранять тактические параметры в заданных пределах и условиях эксплуатации в течение требуемого интервала времени. Обычно для упрощения надежность определяют при отсутствии помех. Изменение состояния системы, которое сопровождается потерей указанного свойства (потерей работоспособности), называют *отказом*. Часто используемыми показателями надежности явля-

ются *вероятность безотказной работы*, т.е. вероятность того, что в пределах заданного времени отказ системы не возникнет, и *среднее время наработки на отказ*.

Эксплуатационная эффективность характеризует средние затраты времени на настройку (T_n), регулировку (T_p) и обслуживание (T_o) системы по сравнению со временем использования ($T_{исп}$) системы по назначению: $\text{Эф} = T_{исп}/(T_n + T_p + T_o)$.

Технические параметры характеризуют технические средства, необходимые для обеспечения заданных тактических параметров. К ним относятся: значение и стабильность несущей частоты; вид и параметры модуляции излучаемых колебаний; диаграммы направленности антенных устройств; мощность передатчика; чувствительность приемника; надежность устройств системы; массогабаритные характеристики системы и др. Отклонение любого технического параметра от заданного значения влияет на определенный тактический параметр (или группу параметров), что может вызвать выход тактических параметров РЛУ за установленные пределы, т.е. отказ системы.

1.6. Классификация радиолокационных устройств и систем

Основными классификационными признаками радиолокационных устройств и систем являются назначение, характер принимаемого сигнала, вид измеряемого элемента W и, иногда, степень автономности.

По назначению РЛС подразделяют на обзорные и следящие.

Обзорные РЛС применяют для обнаружения и измерения координат всех целей в данной области пространства или земной поверхности, а также для управления воздушным движением противовоздушной (противоракетной) обороны (ПВО и ПРО), разведки, получения метеорологической информации и т.п. (рис. 1.11).

По расположению различают наземные, морские (в том числе и речные), воздушные, космические подповерхностные и ряд других РЛС.

Следящие РЛС выполняют функцию точного и непрерывного определения координат одной или ряда целей. Полученная РЛС информация используется, например, для наведения оружия на цель или для управления объектом (рис. 1.12).

Различают автономные и неавтономные системы и устройства. *Автономные устройства* работают самостоятельно без помощи других радиоэлектронных устройств и не используют радиолинии, связывающие бортовую аппаратуру данного объекта с внешними по отношению к нему системами и устройствами. В таких радиосистемах реализуется принцип однопозиционной радиолокации, т.е. информация об элементах W извлекается из отраженного от земной поверхности или цели сигнала.

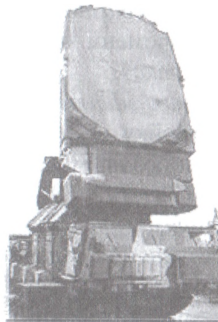


Рис. 1.11. РЛС «Утес» **Рис. 1.12.** РЛС «Имбирь»

Неавтономные устройства имеют в своем составе как бортовую аппаратуру, установленную на объекте, так и связанную с ней радиолинией аппаратуру специальных радиоустройств, размещаемых в наземных пунктах или на других объектах, т.е. реализуется принцип многопозиционной радиолокации.

Основными характерными признаками сигнала являются вид излучаемого (зондирующего) сигнала (непрерывный или импульсный), тип модуляции, динамический диапазон мощности, ширина спектра и др.

По виду измеряемого элемента W различают угломерные, дальномерные и разностно-дальномерные устройства, а также устройства измерения скорости.

Угломерные устройства радиолокаторов определяют угол между опорным направлением и направлением на объекты радиолокации в горизонтальной ($W = \alpha$) или вертикальной ($W = \beta$) плоскости (измеряют пеленг) в соответствующей системе координат. К этим устройствам (радиопеленгаторам) относят средства, которые позволяют найти угловые координаты источника излучения электромагнитных колебаний по результатам измерения направления прихода радиоволн.

Дальномерные устройства (радиодальномеры) предназначены для измерения расстояния до объекта ($W = R$). Обычно радиодальномеры измеряют запаздывание отраженного ОЛ сигнала относительно собственного излученного (зондирующего) сигнала. Дальномеры – часть большинства РЛС, они также применяются самостоятельно, например для нахождения высоты полета ЛА (радиовысотомеры). Дальномеры могут реализовать принцип запрос – ответ, когда дальность измеряется по ретранслируемому сигналу.

Разностно-дальномерные устройства позволяют найти элемент $W = R_\Delta = R_1 - R_2$, где R_1 и R_2 – расстояние до объекта от двух излучаю-

щих (переизлучающих) устройств в многопозиционной РЛ системе, определяемое путем сравнения информативных параметров сигналов.

Контрольные вопросы

- 1.1. К какому классу радиотехнических систем относятся радиолокационные системы (РЛС)?
- 1.2. Дайте определение радиолокационного устройства, системы, комплекса.
- 1.3. Дайте определение локационного элемента.
- 1.4. Какие задачи решаются с помощью радиолокации?
- 1.5. Дайте определение информативного параметра радиосигнала. Приведите примеры параметров.
- 1.6. В чем заключается задача обнаружения сигналов? Почему она носит статистический характер?
- 1.7. Каковы принципы определения W в РЛС?
- 1.8. Какие системы координат используются при определении местоположения с помощью РЛС?
- 1.9. Как происходит определение местоположения позиционным методом?
- 1.10. Дайте классификацию РЛС по назначению.
- 1.11. Дайте классификацию РЛС по степени автономности.
- 1.12. Дайте классификацию РЛ систем по виду измеряемого параметра.

Контрольные задачи

Типовая задача

Самолет летит со скоростью $v_c = 810$ км/ч и излучает сигнал на частоте $f_0 = 10$ ГГц. Цель движется на той же высоте, изменяя скорость сближения $v_{ц}$ от -108 км/ч до $+108$ км/ч. Определите пределы изменения несущей частоты сигнала отраженного самолетом.

Решение. Определим встречную и догонную скорость самолета и цели:

$$v_{встр} = v_c + v_{ц} = (810 + 108) \text{ км/ч} = 818 \text{ км/ч} = 227,4 \text{ м/с},$$

$$v_{дог} = v_c - v_{ц} = (810 - 108) \text{ км/ч} = 702 \text{ км/ч} = 195,2 \text{ м/с}.$$

$$\text{Рассчитаем длину волны излучаемого сигнала } \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ м/с}}{10^{10} \text{ Гц}} = 3 \text{ см}.$$

Тогда на встречном курсе частота сигнала повысится на величину доплеровского смещения частоты $f_{д1} = \frac{2v_{встр}}{\lambda} = 15,16 \text{ кГц}$, а на догонном – уменьшится на величину доплеровской поправки $f_{д2} = \frac{2v_{дог}}{\lambda} = 13,01 \text{ кГц}$.

на величину доплеровской поправки $f_{д2} = \frac{2v_{дог}}{\lambda} = 13,01 \text{ кГц}$.

Ответ: $f_{01} = f_0 + 15,16 \text{ кГц}$; $f_{02} = f_0 + 13,01 \text{ кГц}$.

Задачи для самостоятельного решения

1.1. Дальность до объекта равна $R = 150$ км . Найдите время запаздывания отраженного сигнала.

Ответ: $t_R = 1$ мс .

1.2. Можно ли разрешить (различить) две цели по угловой координате, если их пеленг равен 146 и 149° , а ширина диаграммы направленности главного лепестка $\varphi_a = 5,6^\circ$?

Ответ: нет.

В [18] приведены типовые задачи и задачи для самостоятельного решения по данному разделу.

Материал главы закрепляется выполнением лабораторной работы «Навигационный радиолокатор» [19].

Глава 2

Радиолокационные системы

2.1. Виды радиолокации и радиолокационных систем

Виды радиолокации

В радиолокационных системах находят применение активная, активная с активным ответом и пассивная радиолокация.

Активная радиолокация (рис. 2.1,а) предполагает, что обнаруживаемый объект ОЛ не является источником радиосигналов. В такой РЛС передатчик генерирует зондирующий сигнал, а антенна в процессе обзора пространства облучает цель. Приемник усиливает и преобразует

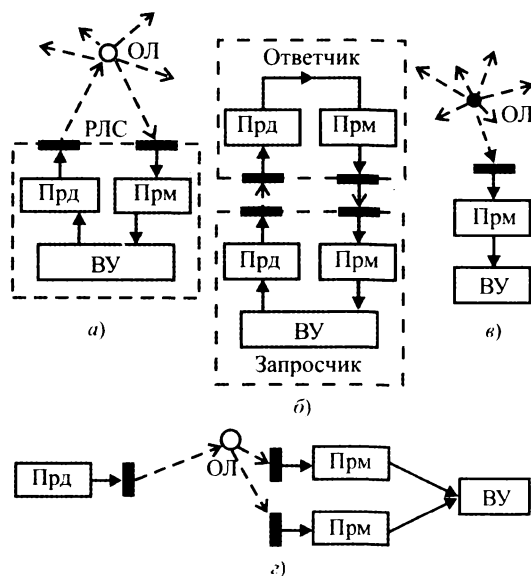


Рис. 2.1. Схемы вариантов РЛС

принятый от цели отраженный сигнал и выдает его на выходное устройство, решающее задачу обнаружения и измерения координат объекта.

Активная радиолокация с активным ответом (рис. 2.1,б) реализует принцип запрос – ответ и отличается тем, что обнаруживаемый объект оснащен ответчиком. Передатчик запросчика (Прд₁) вырабатывает сигнал запроса, а антенна запросчика в процессе обзора пространства облучает объект, оснащенный ответчиком. Последний принимает сигнал запроса (Прм₂) и посылает ответный сигнал на Прд₂. Приняв и обнаружив этот сигнал, запросчик с помощью выходного устройства находит координаты объекта, оснащенного ответчиком. В таких системах возможны кодированные запрос и ответ, что повышает помехоустойчивость линии передачи информации. Кроме того, по линии запросчик – ответчик можно передавать дополнительную информацию. Поскольку объект активный (имеется передатчик Прд₂), дальность действия РЛС увеличивается по сравнению с дальностью действия обычной активной радиолокационной системы, однако РЛС усложняется (иногда этот вид радиолокации называют *вторичной радиолокацией*).

Пассивная радиолокация решает задачу обнаружения активного объекта, излучающего радиоволны (рис. 2.1,в). При пассивном обнаружении цели возможны две ситуации: 1) на обнаруживаемом объекте имеется радиопередатчик, сигналы которого улавливаются пассивной РЛС; 2) принимается естественное излучение пассивного объекта в радио- или инфракрасном диапазоне волн, возникающее при температуре объекта выше 0 К и при температурном контрасте с окружающими объектами. Этот вид радиолокации отличается простотой и высокой защищенностью от помех.

Виды радиолокационных систем

По характеру размещения частей аппаратуры в пространстве различают *однопозиционные (моностатические)*, *двухпозиционные (бистатические)* и *многопозиционные* РЛС. Последние два типа РЛС отличаются тем, что их аппаратура разнесена в пространстве и эти РЛС могут функционировать как самостоятельно, так и совместно (*разнесенная радиолокация*). Благодаря пространственному разнесению элементов, в таких системах достигаются большие информативность и помехозащищенность, однако сама система усложняется.

Однопозиционные радиолокационные системы отличаются тем, что вся аппаратура располагается на одной позиции. Далее будем обозначать такие системы РЛС. В ОПРЛС реализуется активный или пассивный вид радиолокации (рис. 2.1, а–в). При активной радиолокации с активным ответом аппаратура запросчика располагается в одной точке пространства, а ответчика – в другой. В зависимости от назначения РЛС и типа используемых сигналов структурные схемы ОПРЛС могут быть

конкретизированы и при этом значительно отличаться друг от друга. Рассмотрим в качестве примера работу импульсной активной РЛС обнаружения воздушных целей для управления воздушным движением, структура которой приведена на рис. 2.2, а внешний вид на рис. 2.3. Устройство управления обзором (управление антенной) служит для просмотра пространства (обычно кругового) лучом антенны, узким в горизонтальной плоскости и широким в вертикальной.

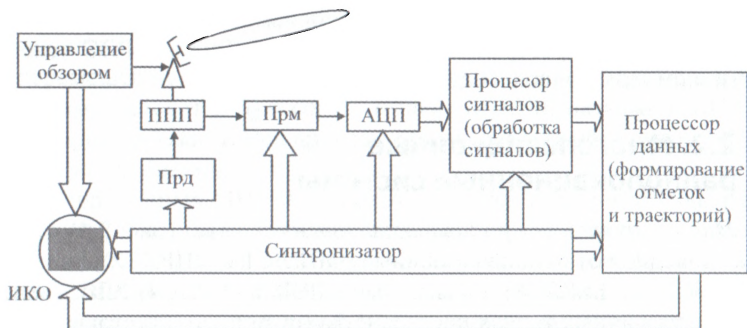


Рис. 2.2. Схема РЛС обнаружения воздушных целей

В рассматриваемой ОПРЛС используется импульсный режим излучения, поэтому в момент окончания очередного зондирующего радиоимпульса единственная антенна переключается от передатчика к приемнику и используется для приема до начала генерации следующего зондирующего радиоимпульса, после чего антенна снова подключается к передатчику и т.д.

Эта операция выполняется переключателем прием – передача. Пусковые импульсы, задающие период повторения зондирующих сигналов и синхронизирующие работу всех подсистем ОПРЛС, генерирует синхронизатор. Сигнал с приемника после аналого-цифрового преобразователя АЦП поступает на аппаратуру обработки информации – процессор сигналов, где выполняется первичная обработка информации, состоящая в обнаружении сигнала и измерении координат цели. Отметки целей и трассы траекторий формируются при вторичной обработке информации в процессоре данных.

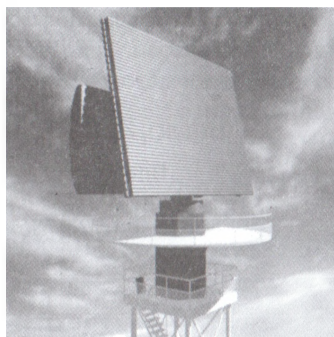


Рис. 2.3. Обзорная РЛС УВД «Сопка»

Сформированные сигналы вместе с информацией об угловом положении антенны передаются для дальнейшей обработки на командный пункт, а также для контроля на индикатор кругового обзора. При автономной работе радиолокатора ИКО служит основным элементом для наблюдения воздушной обстановки. Такая РЛС обычно ведет обработку информации в цифровой форме. Для этого предусмотрено устройство преобразования сигнала в цифровой код.

Бистатистические радиолокационные системы (БиРЛС) представляют собой РЛС, в которых передающая и приемная части расположены в различных точках пространства (см. рис. 2.1,з). Такие БиРЛС основаны на активном виде радиолокации.

2.2. Многопозиционные радиолокационные системы

Многопозиционные радиолокационные системы (рис. 2.4) в общем случае объединяют однопозиционные (ОПРЛС1 и ОПРЛС2), бистатистические (БиРЛС1 – БиРЛС6) и пассивные (ПРЛС1 – ПРЛС4) РЛС, расположенные в различных точках пространства (позициях). Расстояние между позициями РЛС называется *базой* (Б). На рис. 2.5 показана структура МПРЛС, имеющая общую передающую и три разнесенные приемные

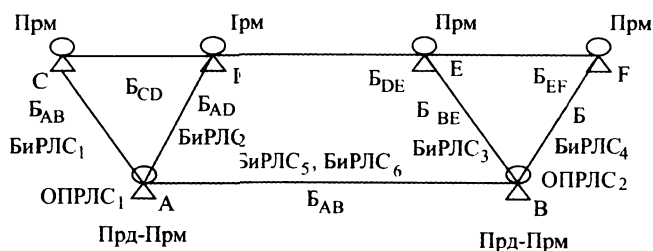


Рис. 2.4. Возможная структура МПРЛС

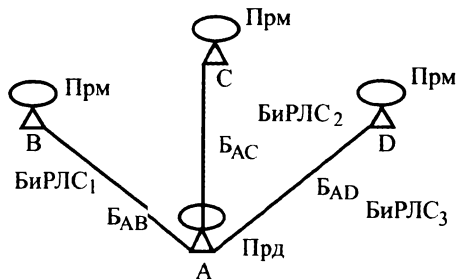


Рис. 2.5. Структура МПРЛС, состоящей из БиРЛС

позиции. Такую МПРЛС называют *полуактивной*. Частным случаем полуактивной системы является БиРЛС.

Многопозиционные РЛС имеют несколько баз, которые обозначают B_{jk} , где индексы j и k соответствуют номерам или названиям позиций. Следует отметить, что в зависимости от тактического назначения МПРЛС и размещения ее элементов базы системы могут изменять положение и размеры при перебазировании системы или при размещении аппаратуры МПРЛС на подвижных объектах, в том числе на атмосферных ЛА. Часто используется смешанное базирование МПРЛС, например передающая аппаратура на ЛА, а приемная на Земле, и наоборот. Если при перемещении или перебазировании взаимное расположение позиций не изменяется, т.е. $B_{jk} = \text{const}$, то такие МПРЛС называют МПРЛС с *неподвижными базами*. Все другие системы составляют группу МПРЛС с *подвижными базами*.

В современных МПРЛС используются как отдельные виды радиолокации, так и их совокупность, в них также можно применять различные методы определения местоположения целей в пространстве.

Эти особенности приводят к большей помехозащищенности системы в целом. При разнесении РЛС в пространстве на каждой позиции может размещаться приемная аппаратура (*пассивная* МПРЛС), приемная и передающая аппаратура (*пассивно-активная* МПРЛС) или аппаратура ОПРЛС (*активная* МПРЛС).

В обобщенной структуре МПРЛС (рис. 2.6) можно выделить основные компоненты системы: аппаратура разнесенных позиций (П), каналы передачи информации (1), каналы синхронизации (2) и пункт обработки информации ПОИ, где поступающие от разнесенных позиций сигналы и информация объединяются и обрабатываются совместно, что позволяет реализовать ряд преимуществ МПРЛС перед однопозиционной РЛС.

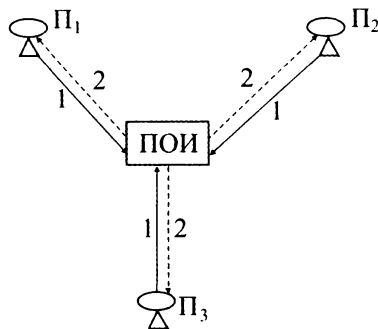


Рис. 2.6. Обобщенная структура МПРЛС

Основные из этих преимуществ: возможность формирования сложных пространственных зон обзора; лучшее использование энергии в системе; большая точность измерения местоположения целей в пространстве; возможность измерения полного вектора скорости целей; повышение помехозащищенности по отношению к активным и пассивным помехам, а также увеличение надежности выполнения тактической задачи.

Однако эти преимущества достигаются ценой увеличения сложности и стоимости системы. Возникает необходимость синхронизации работы позиций (в том числе и при обзоре пространства) и организации линий передачи данных. Возрастает и сложность обработки информации из-за большого ее объема. Однако, несмотря на указанные недостатки, МПРЛС получили широкое распространение в практике радиолокации. В зависимости от задачи, решаемой в процессе обработки информации в МПРЛС, различают первичный, вторичный и третичный виды обработки.

Первичная обработка заключается в обнаружении сигнала цели и измерении ее координат с соответствующими качеством или погрешностями. *Вторичная обработка* предусматривает определение параметров траектории каждой цели по сигналам одной или ряда позиций МПРЛС, включая операции отождествления отметок целей. При *третичной обработке* объединяются параметры траекторий целей, полученных различными приемными устройствами МПРЛС с отождествлением траекторий.

Виды многопозиционных РЛС

В зависимости от использования на разнесенных в пространстве позициях фазовой информации, содержащейся в отраженных от цели сигналах, различают МПРЛС *пространственно-когерентные, с кратковременной пространственной когерентностью и пространственно-некогерентные.*

Пространственная когерентность – способность сохранять жесткую связь фаз высокочастотных сигналов на разнесенных позициях. Степень пространственной когерентности зависит от длины волны сигнала, величины баз МПРЛС и размеров цели, а также от неоднородностей параметров трасс распространения радиоволн.

Если цель можно считать точечной, то фазовый фронт волны имеет форму сферы, а принимаемые на разнесенных позициях сигналы жестко связаны по фазе и когерентны. При протяженных целях фазовый фронт формируется в процессе интерференции электромагнитных волн от локальных центров отражения («блестящих» точек) цели. Большая протяженность цели приводит к флуктуациям фазового фронта, которые могут нарушить пространственную когерентность (корреляцию) сигналов, принятых на разнесенных позициях.

При однородной среде распространения и малой базе ($B \rightarrow 0$) сигналы на входе приемных устройств идентичны и когерентны. С увеличением базы сигналы начинают различаться в основном из-за многолепесткового характера диаграммы обратного рассеяния цели. При некотором размере базы $B_1 = R\lambda/4l_{\text{ц}}$, где R – дальность до цели; $l_{\text{ц}}$ – наибольший размер цели, приемные позиции принимают отраженные от цели сигналы по разным лепесткам ДОР. Эти сигналы независимы и некогерентированы.

Пространственно-когерентные РЛС извлекают всю информацию, содержащуюся в пространственной структуре поля радиоволн, вплоть до фазовых соотношений. В этих РЛС фазовые набег в каналах приема и обработки сигналов различных пространственных позиций одинаковы в интервалах времени, намного превышающих длительность сигнала (истинно когерентные системы). Поэтому аппаратура позиций синхронизируется во времени, а также по частоте и фазе высокочастотных колебаний. Разнесенные позиции образуют специфически расположенную фазированную антенную решетку (ФАР).

Системы с кратковременной пространственной когерентностью имеют постоянное фазовых соотношений в трактах аппаратуры позиций в пределах длительности используемого сигнала (*псевдокогерентные системы*). При этом можно извлекать информацию о доплеровских частотах по изменению фаз в пределах длительности сигнала, но нельзя осуществлять фазовую пеленгацию, поскольку принимаемые на позициях сигналы некогерентны в один и тот же момент времени. Аппаратура позиций синхронизируется по времени и частоте, но не по фазе.

Пространственно-некогерентные РЛС обрабатывают сигналы после их детектирования, но до объединения в пункте обработки информации МПРЛС. Здесь не требуется синхронизация аппаратуры позиций по частоте и фазе. Нужно отметить, что пространственная некогерентность не противоречит временной когерентности сигналов, поступающих в аппаратуру каждой позиции. Поэтому на каждой позиции можно измерять радиальную составляющую скорости по доплеровскому сдвигу частоты.

Виды объединения информации в МПРЛС

В пункте обработки информации возможно объединение когерентных сигналов (когерентное объединение), видеосигналов, обнаруженных отметок и единичных замеров (результатов однократного измерения параметров сигнала или элементов W), а также объединение траекторий.

Когерентное объединение – наивысший уровень объединения информации. Радиочастотные сигналы от позиций МПРЛС поступают на центральный пункт обработки информации, где выполняются все опе-

рации обнаружения, отождествления и определения параметров движения цели и ее местоположения. Система, в которой осуществляется когерентное объединение сигналов, обладает наибольшими возможностями, так как в ней можно использовать пространственную когерентность сигналов, при которой отсутствуют случайные изменения разности фаз сигналов, принимаемых на позициях МПРЛС. Такая система отличается наибольшей простотой аппаратуры приемных позиций, однако усложняется ПОИ и требуются широкополосные линии передачи сигналов с высокой пропускной способностью.

Объединение траекторий – низший уровень объединения информации. С позиций сигналы поступают после вторичной обработки и отбраковки ложных отметок целей, поэтому большинство вычислительных операций выполняется на позициях МПРЛС, аппаратура которых наиболее сложна. Аппаратура центра обработки информации упрощается, и линии связи работают в наиболее легких условиях.

Таким образом, чем выше уровень объединения информации, т.е. чем меньше информации теряется на приемных позициях до совместной обработки, тем выше энергетические и информационные возможности МПРЛС, но тем сложнее аппаратура центрального пункта обработки и выше требования к пропускной способности линий передачи информации.

2.3. Отражающие свойства целей

Падающие на объект радиоволны возбуждают на его поверхности в соответствии с граничными условиями токи проводимости или смещения, которые зависят от материала, формы и размеров объекта. Эти токи, в свою очередь, вызывают вторичное излучение или рассеяние радиоволн. Проще всего иллюстрировать процесс вторичного излучения радиоволн на примере облучения металлической сферы при изменяющемся отношении радиуса сферы к длине волны r/λ (рис. 2.7).

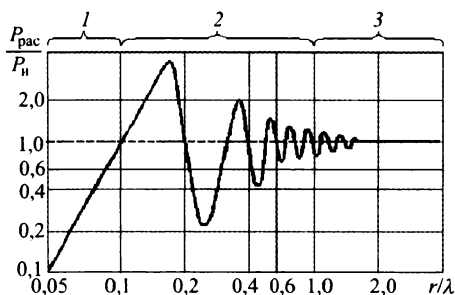


Рис. 2.7. График зависимости отношения $P_{\text{рас}}$ к мощности рассеяния P_0 (при $r/\lambda \gg 1$) от отношения радиуса сферы r к длине волны λ

Здесь видны три характерные области (зоны):

1 – зона дифракции, или зона Рэлея, когда $r/\lambda \ll 1$, при этом значение отношения $P_{\text{рас}}/P_0$ невелико и монотонно изменяется;

2 – зона резонансного рассеяния, когда $r \approx \lambda$, при этом $P_{\text{рас}}/P_0$ может принимать различные значения (т.е. сильно зависит от r/λ), поскольку цель в данном случае ведет себя как объемный резонатор;

3 – зона отражения, когда $r/\lambda \gg 1$ и $P_{\text{рас}}/P_0 = \text{const}$.

Надо отметить, что перечисленные характерные области возникают при отражении сигналов от всех объектов правильной формы. В радиолокации стараются использовать зону отражения и при реальных размерах целей $l_{\text{ц}}$ (летательные аппараты и транспортные средства) применяют радиоволны длиной, меньшей 10 м (см. прил. 2).

Для активного вида радиолокации при использовании антенны, излучающей радиоволны равномерно в пределах 360° , распределение излучаемой энергии по углу (угловая интенсивность излучения) равна

$$Y = \frac{P_1 \eta_1}{4\pi} \left[\frac{\text{Вт}}{\text{стер.}} \right].$$

При направлении главного лепестка ДНА на цель угловая интенсивность излучения в направлении цели увеличивается в соответствии с направленными свойствами антенны, характеризуемыми коэффициентом направленного действия или коэффициентом усиления антенны, т.е. повышается в G раз. Более корректное соотношение дается алгоритмом, учитывающим форму ДНА $f(\alpha, \beta)$

$$Y = \frac{P_1 G_0 f^2(\alpha, \beta) \eta_1}{4\pi} \left[\frac{\text{Вт}}{\text{стер.}} \right].$$

Тогда плотность потока энергии (плотность мощности) на поверхности сферы радиусом R в окрестности цели (точка М)

$$\Pi_1 = \frac{P_1 \eta_1 G_1}{4\pi R^2} \left[\frac{\text{Вт}}{\text{стер.} \cdot \text{м}^2} \right],$$

где P_1 – пиковая (импульсная) мощность передатчика; η_1 – КПД фидерного тракта, соединяющего передатчик с антенной; $G_1 = k D_1$ – коэффициент усиления передающей антенны по мощности; D_1 – коэффициент на-

правленного действия антенны; k – КПД антенны; $D_1 = \frac{\Pi_{\text{н}}}{\Pi_{\text{нн}}} = \frac{P_{\text{1н}}}{P_{\text{1нн}}} = \frac{E_{\text{1н}}^2}{E_{\text{1нн}}^2}$ –

коэффициент направленного действия. ($\Pi_{\text{н}}$ и $\Pi_{\text{нн}}$, $P_{\text{н}}$ и $P_{\text{нн}}$, $E_{\text{1н}}$ и $E_{\text{1нн}}$ – плотность потока энергии, мощность передатчика и напряженность электрического поля при использовании направленной и ненаправленной передающей антенны).

Рассеивающие свойства целей в радиолокации принято оценивать *полной площадью рассеяния цели* σ_p :

$$\sigma_p = \frac{P_{\text{рас}}}{\Pi_1},$$

Если учесть ξ – коэффициент деполяризации вторичного поля ($0 \leq \xi \leq 1$), то по диаграмме обратного рассеяния $D(\alpha, \beta) = D_0 f^2(\alpha, \beta)$ (ДОР) можно определить мощность отраженного в сторону приемной антенны сигнала:

$$P_{\text{отр}} = \sigma_p D_0 \xi \Pi_1,$$

где $P_{\text{отр}}$ – мощность отраженного сигнала; Π_1 – плотность потока энергии радиолокационного сигнала на сфере радиусом R в окрестности точки M , где находится цель (рис. 2.8); D_0 – значение диаграммы обратного рассеяния в направлении на радиолокатор.

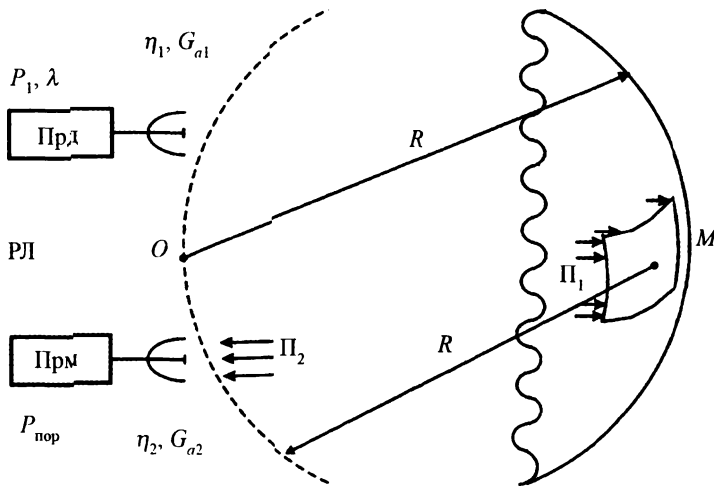


Рис. 2.8. Взаимное положение радиолокатора и обнаруживаемой цели

Как правило, объединяют величины, от которых зависит интенсивность отражения сигнала в единый показатель, называемый *эффективной площадью отражения – рассеяния ЭПР*

$$\sigma = \sigma_p D \xi.$$

$$\text{Отметим, что } \Pi_{\text{инн}} = \frac{F}{4\pi r^2} = \frac{1}{2} E_{\text{инн}} H_{\text{инн}} = \frac{E_{\text{инн}}^2}{240\pi}.$$

В общем случае, $G = G(\alpha, \beta) = G_{a0} f^2(\alpha, \beta)$ и тогда в сторону РЛС отражается мощность

$$P_{\text{отр}} = \sigma \Pi_1.$$

На сфере радиуса R около приемной антенны РЛС плотность потока энергии электромагнитного поля отраженного сигнала $\Pi_2 = \frac{P_{\text{отр}}}{4\pi R^2}$.

Приемная антенна примет сигнал, отраженный от цели:

$$P_{a2} = \Pi_2 S_2.$$

Здесь S_2 – активная или эффективная поверхность приемной антенны, определяемая соотношением $S_2 = \lambda^2 G_{a2} / (4\pi)$.

Эффективная поверхность антенны меньше геометрической из-за того, что КПД антенны меньше единицы (распределение электромагнитного поля на апертуре отличается от расчетного). Обычно используют соотношение $S_a = 0,64 S_\tau$, а это эквивалентно увеличению ширины главного лепестка ДНА по сравнению с теоретическим значением $\varphi_a = \frac{\lambda}{d_a}$ рад = $57,3 \frac{\lambda}{d_a}$ град, где λ – длина волны, d_a – размер (диаметр)

антенны. Это увеличение можно оценить следующим образом. Известно соотношение, связывающее эффективную поверхность и коэффициент усиления антенны:

$$G_a = 0,64 \frac{4\pi S_\tau}{\lambda^2} = 0,64 \frac{4\pi ab}{\lambda^2} = 0,64 \frac{4\pi}{(\lambda/a)(\lambda/b)} = 0,64 \frac{4\pi}{\varphi_{a\alpha}\varphi_{a\beta}} = \frac{4\pi}{(\varphi_{a\alpha}/0,8)(\varphi_{a\beta}/0,8)} = \frac{4\pi}{1,25\varphi_{a\alpha} \cdot 1,25\varphi_{a\beta}}.$$

$$\text{Следовательно, } \varphi_a = 1,25 \frac{\lambda}{d_a} \text{ рад} = 70 \frac{\lambda}{d_a} \text{ град}.$$

При этом на вход приемника придет сигнал

$$P_2 = P_{a2}\eta_2 = \frac{P_1 G_{a1} \eta_1 S_{a2} \eta_2 \sigma}{(4\pi)^2 R^4} \equiv C P_1 \sigma,$$

где η_2 – КПД фидерного тракта, соединяющего приемную антенну с приемником; C – константа.

Таким образом, *эффективная площадь рассеяния* цели представляет собой выраженный в квадратных метрах коэффициент, учитывающий отражающие свойства цели и зависящий от ее конфигурации, электрических свойств ее материала и отношения размеров цели к длине волны. В радиолокационных задачах распознавание и классификация целей переходят к более полной характеристике цели – ее радиолокационному портрету (сигнатуре), связанному с геометрическими, физическими и кинематическими свойствами объекта.

Условно принято подразделять цели на *точечные*, когда $l_{\text{ц}} \ll \delta R$ или $l_{\text{ц}} \ll \delta l$, и *протяженные*, когда $l_{\text{ц}} \geq \delta R$ или $l_{\text{ц}} \geq \delta l$, где δR и δl – размеры элемента разрешения по дальности в радиальном и в поперечном (тангенциальном) направлении при используемых параметрах зондирующего сигнала и антенного устройства радиолокатора. Протяженные цели называют также *распределенными*. Различают элементарные и сложные точечные цели, а протяженные цели делят на *поверхностные* и *объемные*.

Существенным различием точечных и протяженных целей является то обстоятельство, что в формировании мощности отраженного сигнала участвуют либо все элементы (локальные отражатели) цели (точечная цель), либо только часть таких элементов (протяженная цель)

Точечные цели

Объекты, имеющие правильную геометрическую форму, являются элементарными точечными целями, поэтому их ЭПР можно вычислить аналитически в процессе решения электродинамической задачи рассеяния радиоволн на теле определенной формы. Обычно ЭПР представляется в виде

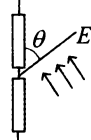
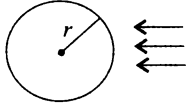
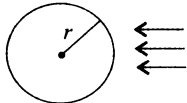
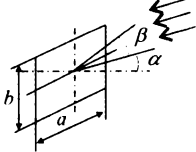
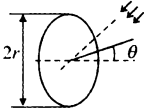
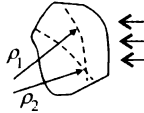
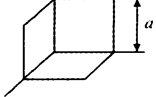
$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{\Pi_2}{\Pi_1} = 4\pi R^2 \frac{E_2^2}{E_1^2} = \sigma_{\text{max}} D_{\text{рас}}(\alpha, \beta),$$

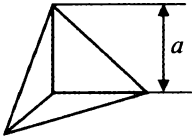
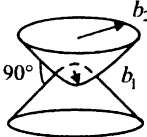
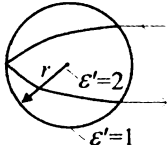
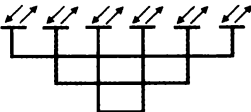
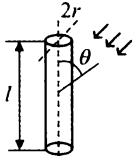
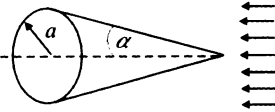
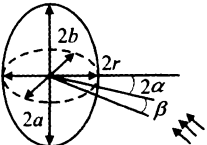
где σ_{max} – максимальная ЭПР; $D_{\text{рас}}(\alpha, \beta)$ – диаграмма неравномерности вторичного излучения, или диаграмма обратного рассеяния.

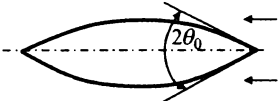
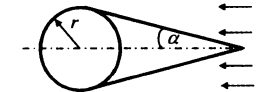
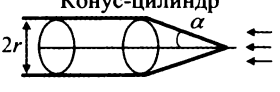
В табл. 2.1 приведены ЭПР некоторых объектов простейших форм. Сложные точечные цели, к которым относятся и все реальные цели, имеют ряд особенностей, в первую очередь, сложную (геометрически неправильную) форму, что не позволяет простыми средствами решить электродинамическую задачу рассеяния электромагнитных волн для теоретического нахождения ее ЭПР.

Из-за сложной формы рассеивающего объекта в точку приема одновременно приходит совокупность парциальных сигналов, отраженных от различных частей или различных *локальных центров* отражения объекта. Эти сигналы имеют случайные фазовые соотношения, так как точки отражения расположены друг относительно друга случайным образом и меняют взаимное расположение в течение времени наблюдения объекта вследствие взаимного движения цели и радиолокатора. При векторном сложении этих сигналов на входе приемника случайность их фаз приводит к флуктуации амплитуды и фазы принимаемого от цели результирующего сигнала. При некоторых положениях объектов радиолокации возникает увеличение результирующей амплитуды – *эффект блестящей точки*, соответствующий зеркальному отражению радиоволн от какого-либо элемента цели, а при других положениях – уменьшение амплитуды – провал в диаграмме обратного рассеяния.

Таблица 2.1

Вид объекта	ЭПР
Полуволновый вибратор 	$\sigma(\theta) = 0,86\lambda^2 \cos^4 \theta.$ $\sigma_{\max} = 0,86\lambda^2.$ $\bar{\sigma} = 0,17\lambda^2$
Шар металлический 	$R < 2\lambda,$ $\sigma = \sigma_{\max} = \pi r^2.$ $r \geq 2\lambda,$ $\sigma = \sigma_{\max} = 144(\pi^5 r^6 / \lambda^4)$
Шар диэлектрический 	$1) r < 2\lambda,$ $\sigma = \sigma_{\max} = \left(\frac{\sqrt{\epsilon'} - 1}{\sqrt{\epsilon'} + 2} \right) \pi r^2.$ $2) r > 2\lambda,$ $\sigma_{0\max} = 64 \left(\frac{\epsilon' - 1}{\epsilon' + 2} \right) \frac{\pi r^6}{\lambda^4}$
Прямоугольная пластина 	$\sigma(\alpha, \beta) = \frac{4\pi(ab)^2}{\lambda^2}$ $\left(\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} a \sin \alpha\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} a \sin \alpha} \right)^2 \left(\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} b \sin \beta\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} b \sin \beta} \right)^2$
Круглая пластина 	$\sigma = \frac{4\pi r^4}{\lambda^2} \left(\frac{J_1\left(\frac{4\pi}{\lambda} r \sin \theta\right)}{\frac{4\pi}{\lambda} r \sin \theta} \right)^2 \sin^2 \theta.$
Выпуклая поверхность с радиусами кривизны ρ_1 и ρ_2 	$\sigma_{\max} = \pi \rho_1 \rho_2$
Угловой отражатель с прямоугольной гранью 	$\sigma_{\max} = 12 \frac{\pi a^4}{\lambda^2}$

Угловой отражатель с треугольной гранью 	$\sigma_{\text{ах}} = \frac{4}{3} \frac{\pi a^4}{\lambda^2}$
Биконический отражатель 	$\sigma_{\text{max}} = \left[b_2 (2b_2 - b_1)^{\frac{1}{2}} - b_1^{\frac{3}{2}} \right]^2$
Линза Лüneберга 	$\sigma_{\text{ах}} = \frac{4\pi^3 r^4}{\lambda^2}$
Пассивная ФАР (отражатель Ван-Атта) 	$\sigma = \frac{\pi n^2 \lambda^2}{4}$
Цилиндр 	$\sigma(\theta) \frac{\pi r l^2}{\lambda} \times \left[\frac{\sin^2 \frac{r l}{\sin \theta}}{\sin \theta} \right]^2 \sin \theta.$
Конус 	$\sigma = \pi a^2 \operatorname{tg} \alpha$ (вдоси конуса)
Эллипсоид 	$\sigma = \frac{\pi a^2 b^2 r^2}{(r^2 \cos^2 \beta - a^2 \beta \cos^2 \alpha + b^2 \sin^2 \beta \sin^2 \alpha)^2}$

Объект оживальной формы 	$\sigma = \frac{\lambda^2}{16\pi} \operatorname{tg}^4 \theta_0.$
Конус-сфера 	$\sigma = 1,03\pi r^2 \left(\frac{2\pi r}{\lambda} \right)^{5/2},$ $1 < 2\pi r/\lambda < 15$
Конус-цилиндр 	$\sigma = \frac{4\pi^3 r^2}{(\pi + \alpha)^2} \sin^2(\pi^2/\pi + \alpha) \times$ $\times [\cos(\pi^2/\pi + \alpha) - \cos(2\pi^2/\pi + \alpha)]^{-2}$

Определить ЭПР сложной (реальной) цели можно двумя путями:

1) создать феноменологические модели отражений от сложной цели (модель цели) и с их помощью найти статистические характеристики отраженного сигнала;

2) экспериментально измерить ЭПР.

Однако при таких экспериментах из-за флуктуаций фазы и амплитуды отраженного сигнала и их зависимости от ракурса (взаимного положения цели и измерительной установки) приходится выполнять большой объем измерений (набирать статистику).

Наиболее распространены две феноменологические модели отражения. В обеих моделях цель представляется в виде совокупности n точечных элементов, среди которых нет преобладающего отражателя (первая модель) или имеется один преобладающий отражатель (вторая модель), который дает стабильный отраженный сигнал, что соответствует картине отражения с эффектом «блестящей точки». С помощью указанных моделей можно получить следующие выражения для плотности распределения вероятностей ЭПР:

1) при отсутствии преобладающего отражателя

$$w(\sigma) = \left[\frac{1}{\bar{\sigma}} \right] \exp \left\{ -\frac{\sigma}{\bar{\sigma}} \right\}; \quad (2.1)$$

2) при наличии преобладающего отражателя

$$w(\sigma) = \left[\frac{1}{\bar{\sigma} - \sigma_{00}} \right] \exp \left\{ -\frac{\sigma + \sigma_{00}}{\bar{\sigma} - \sigma_{00}} \right\} I_0 \left(\frac{2\sqrt{\sigma\sigma_{00}}}{\bar{\sigma} - \sigma_{00}} \right), \quad (2.2)$$

где σ_{00} – ЭПР преобладающего отражателя; $\bar{\sigma}$ – средняя ЭПР сложной цели.

Определить $\bar{\sigma}$ можно, используя соотношение

$$\bar{\sigma} = \sum_{i=0}^n \sigma_i.$$

При $m = 0$, где $m = \frac{\sigma_{00}}{\sigma - \sigma_{00}}$ – отношение ЭПР преобладающего от-

ражателя к ЭПР случайных отражателей, ЭПР цели распределена по экспоненциальному закону и вероятное или срединное значение ЭПР имеет вид

$$\sigma_{\text{вер}} = \sigma_{\text{ср}} = \sigma_{50\%} = 0,7\bar{\sigma}.$$

Когда $m=1$, распределение вероятностей отличается от экспоненциального незначительно, но с ростом m начинает сказываться влияние наибольшей составляющей отражения. При $m \gg 1$ распределение $w(\sigma/\bar{\sigma})$ стремится к гауссовскому с максимумом при $\sigma/\bar{\sigma} = 1$. Это значит, что стабильное отражение от наибольшего отражателя превышает суммарный вклад случайных отражателей и определяет ЭПР цели (рис. 2.9).

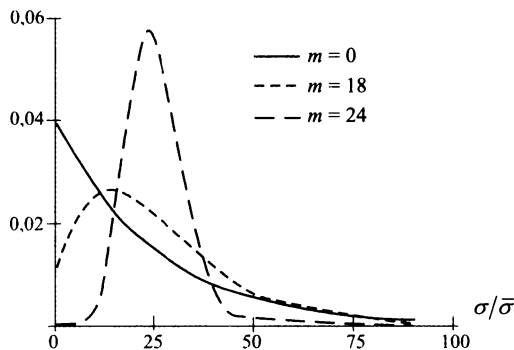


Рис. 2.9. Плотность распределения вероятности нормированной ЭПР

В технической литературе по радиолокации иногда используют обобщенную модель Сверлинга с распределением вида

$$w(\sigma) = \frac{1}{(k-1)!} \frac{k}{\bar{\sigma}} \left(\frac{k\sigma}{\bar{\sigma}} \right)^{k-1} \exp\left(-\frac{k\sigma}{\bar{\sigma}}\right).$$

Это выражение соответствует распределению типа χ^2 с $2k$ степенями свободы, где k определяет сложность модели отражения цели: при $k = 1$ получаем модель цели с экспоненциальным распределением ЭПР, а при $k = 2$ – модель цели в виде большого отражателя, меняющего в

небольших пределах ориентацию в пространстве, или в виде набора равноправных отражателей плюс наибольший.

Первая модель Сверлинга ($k = 1$) соответствует цели с медленными флуктуациями амплитуды и с рэлеевской плотностью распределения вероятностей, вторая модель ($k = 2$) соответствует цели с быстрыми флуктуациями амплитуды и рэлеевской ПРВ, третья модель ($k = 3$) справедлива для цели с χ -квадрат ПРВ и медленными флуктуациями, наконец, четвертая модель ($k = 4$) имеет χ -квадрат ПРВ и быстрые флуктуации.

Пример. Построить плотность распределения вероятностей ЭПР цели при отсутствии и наличии преобладающего отражателя, если $\bar{\sigma}_{\text{ср}} = 25 \text{ м}^2$, а $\sigma_{00} = 0$, $\sigma_{00} = 18 \text{ м}^2$ и $\sigma_{00} = 24 \text{ м}^2$.

Решение приведено на рис. 2.9 в виде соответствующих графиков, где по оси абсцисс отложены $w_i(\sigma_0 / \sigma_{00})$ а по оси ординат σ_0 .

Распределение вероятностей ЭПР характеризует изменение значения ЭПР, но не указывает на характер и скорость изменения ЭПР во времени.

Статистические характеристики отраженного сигнала

Для оценки вариаций ЭПР и их скорости необходимо знать корреляционную функцию и спектральную плотность его флуктуаций. Особенности этих характеристик для цели, состоящей из совокупности отражателей, определяются перемещением отражателей при движении цели относительно радиолокатора, взаимным перемещением отражателей и изменением состава отражателей цели. Иногда от корреляционной функции флуктуаций отраженного сигнала $R(\tau)$ переходят к нормированной корреляционной функции (рис. 2.10, а)

$$\rho(\tau) = \frac{R(\tau)}{R(0)} = \frac{R(\tau)}{\sigma^2}.$$

Здесь σ^2 – мощность (дисперсия) флуктуаций;

$$R(\tau) = \overline{U_m(t)U_m(t+\tau)} = \lim_{T \rightarrow \infty} T^{-1} \int_0^T U_m(t)U_m(t+\tau)dt,$$

где T – интервал усреднения (на практике он выбирается конечным, но достаточно большим по сравнению со средним периодом флуктуаций $T_{\text{фл}}$); $U_m(t)$ – амплитуда отраженного сигнала. Спектральная плотность связана с корреляционной функцией флуктуаций сигнала соотношением Винера – Хинчина:

$$G(f) = 4 \int_0^{\infty} R(\tau) \cos(2\pi f\tau) d\tau, \quad R(\tau) = \int_0^{\infty} G(f) \cos(2\pi f\tau) df.$$

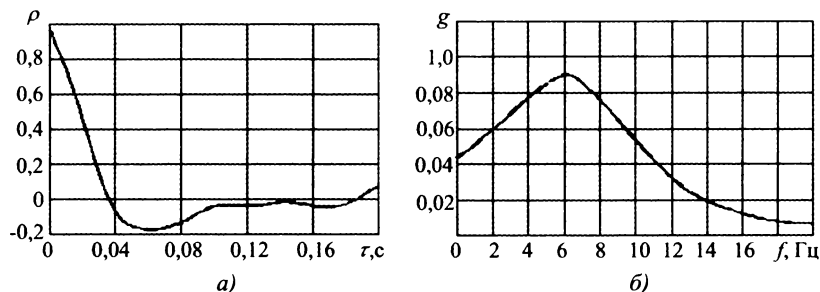


Рис. 2.10. Экспериментальные нормированные корреляционная функция (а) и спектр флуктуаций амплитуды (б) сигнала, отраженного от летящего самолета

Перейдем к нормированной спектральной плотности (рис. 2.10, б)

$$g(f) = G(f) / \int_0^{\infty} G(f) df = \frac{G(f)}{\sigma^2}.$$

Большинство реальных целей из-за сложной формы является совокупностью блестящих и резонансных элементов вместе с шероховатыми участками, имеющими диффузное рассеяние. Поэтому ДОР имеет сложный изрезанный многолепестковый характер (рис. 2.11), причем число лепестков и провалов между ними, как и ширина лепестков, зависит от отношения наибольших размеров цели к длине волны облучающего сигнала. Пределы изменения σ_0 достигают 30...40 дБ, хотя $\bar{\sigma}_0$ неизменна при ее измерении в различных диапазонах радиоволн.

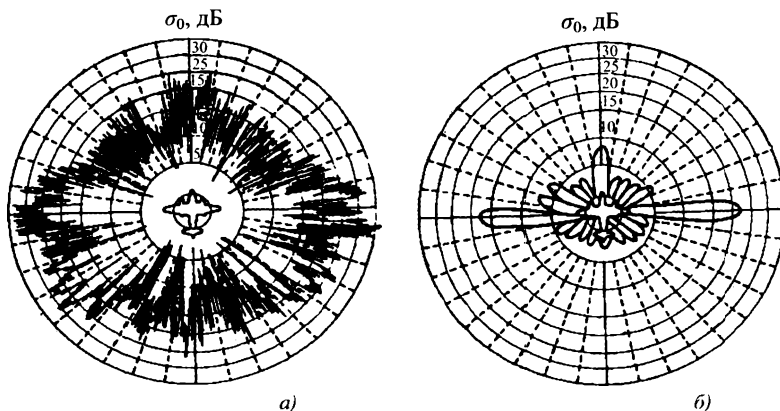


Рис. 2.11. Диаграмма обратного рассеяния реального самолета:
а – $\lambda = 3$ см; б – $\lambda = 10$ см

Особенности отражения радиоволн от реальных объектов

Флуктуации фазового фронта волны, фазы и частоты отраженного сигнала

При обнаружении реальных объектов и определении их координат или параметров движения необходимо учитывать флуктуации не только ЭПР, рассмотренные в п. 2.3.1, но и фазового фронта волны, а также фазы и частоты отраженного сигнала. Кроме того, следует принимать во внимание изменение интенсивности этих сигналов из-за деполяризации радиоволн и зависимости отражательной способности цели от направления на точку приема сигнала.

Рассматриваемые флуктуации вызываются изменениями ракурса и угловыми перемещениями цели, а также интерференцией волн, отраженных различными ее локальными отражателями. Если в процессе облучения цели изменяется ее ракурс, то изменяется и положение блестящих точек, от которого зависит пространственное местонахождение фазового центра отражения. При этом фазовый центр перемещается по поверхности цели, что вызывает искажения и флуктуации фазового фронта отраженной волны и приводит к флуктуациям направления прихода и фазы отраженного сигнала. Принимая в первом приближении возможность «блуждания» центра отражения по контуру цели, можно найти наибольшее отклонение угла прихода волны $\Delta\theta = l_{\text{ц}}/R$, тогда среднеквадратическая погрешность σ_{θ} по угловой координате составит $0,167l_{\text{ц}}/R$. Спектральный состав флуктуаций угла прихода волны зависит от типа и динамики движения цели. Флуктуации фазового фронта называют *угловым шумом*.

В действительности на такой дальности, когда максимальный угловой размер цели $\theta_{\text{ц}}$ соизмерим с шириной $\varphi_{\text{а}}$ ДНА радиолокатора, регистрируемые на практике значения вызываемых угловым шумом погрешностей $\Delta_{\text{а}}$ с вероятностью $p \leq 0,13$ могут превышать $\varphi_{\text{ц}}$, т.е. «блуждания» центра отражения выходят за геометрические контуры цели. Это явление объясняется интерференционной природой углового шума.

В простейшем случае, когда цель состоит из двух локальных отражателей (двухточечная модель цели), нормированная мгновенная угловая погрешность может быть найдена из соотношения

$$\frac{\Delta\theta}{\theta_{\text{ц}}} = \frac{1 - a^2}{2[1 + a^2 + a \cos \varphi]},$$

где a – отношение амплитуд; φ – разность фаз сигналов, принятых от локальных отражателей.

Видно, что при флуктуациях амплитуд и фаз отраженных сигналов характер изменения этой погрешности случайный, а ее значение может

существенно превышать угловой размер цели. Значительный рост погрешности $\Delta\theta$ может наблюдаться и при отсутствии амплитудных флуктуаций и равномерном распределении φ .

Перемещение центра отражения вдоль линии визирования цели сопровождается флуктуациями времени запаздывания сигнала $(\Delta t_R)_{\max} = 2l_{\text{ц}}/c$, следовательно, и погрешностями по дальности $\Delta R_{\max} = l_{\text{ц}}$, для которых $\sigma_R = 0,33l_{\text{ц}}$. Что касается флуктуаций частоты, следовательно, и радиальной скорости цели, то они связаны с угловыми перемещениями цели. Если известна угловая скорость цели $\Omega_{\text{ц}} = 2\pi F_{\text{ц}}$, то ширина доплеровского спектра сигнала $\Delta f_{\max} = 2l_{\text{ц}}F_{\text{ц}}/\lambda$.

Деполаризация при отражении радиоволн

Поляризация сигналов, отраженных от объектов сложной формы, обычно не совпадает с поляризацией зондирующего сигнала. Степень такой деполаризации зависит как от формы объекта, так и от исходной поляризации падающей волны. Различие σ_0 при двух видах поляризации иногда достигает 10 дБ, что может привести к соответствующим потерям, если приемная антенна рассчитана на прием только горизонтально или вертикально поляризованной волны. В общем случае от тел сложной формы отражаются эллиптически поляризованные волны, независимо от исходной поляризации. При исходной круговой поляризации потери могут достигать 3 дБ из-за неодинакового сдвига фаз ортогональных составляющих отраженного поля.

Для учета поляризационных эффектов можно воспользоваться представлением эллиптически поляризованной падающей на цель волны $\mathbf{E}_1$, в виде ортогональных $\mathbf{E}_{1\text{в}}$ и $\mathbf{E}_{1\text{г}}$ поляризационных векторов, образующих поляризационный базис.

Если $\mathbf{i}_x$ и $\mathbf{i}_y$ – декартовы базисные векторы (рис. 2.12), характеризующие линейные поляризации вдоль осей X и Y , то комплексный вектор электрического поля

$$\mathbf{E}_1 = \mathbf{E}_{1\text{г}} + \mathbf{E}_{1\text{в}} = E_{1\text{г}}\mathbf{i}_x + E_{1\text{в}}\mathbf{i}_y.$$

При таком представлении вектора $\mathbf{E}_1$ для описания характера поляризации поля отраженной волны $\mathbf{E}_2$ можно использовать поляризационную матрицу вида

$$\begin{pmatrix} \mathbf{E}_{2\text{г}} \\ \mathbf{E}_{2\text{в}} \end{pmatrix} = (M_{\text{отр}}) \begin{pmatrix} \mathbf{E}_{1\text{г}} \\ \mathbf{E}_{1\text{в}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{E}_{1\text{г}} \\ \mathbf{E}_{1\text{в}} \end{pmatrix}, \quad (2.3)$$

где элементы матрицы отражения $(M_{\text{отр}})$ в общем случае определяются по формулам:

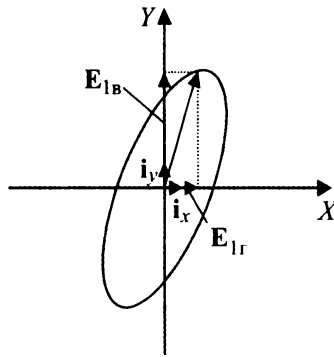


Рис. 2.12. Разложение эллиптически поляризованной волны на декартовы базисные векторы

$$\begin{aligned} a_{11} &= \sqrt{k_{\text{отр}11}} e^{(j\varphi_{11})}, & a_{12} &= \sqrt{k_{\text{отр}12}} e^{(j\varphi_{12})}, \\ a_{21} &= \sqrt{k_{\text{отр}21}} e^{(j\varphi_{21})}, & a_{22} &= \sqrt{k_{\text{отр}22}} e^{(j\varphi_{22})}. \end{aligned}$$

Величины $a_{ik} = \sqrt{k_{\text{отр}ik}} e^{(j\varphi_{ik})}$ – комплексные коэффициенты отражения, причем индексы i и k соответствуют излучаемому и принимаемому полю. При одной приемопередающей антенне и однородном пространстве по принципу взаимности $k_{\text{отр}12} = k_{\text{отр}21}$, $\varphi_{12} = \varphi_{21}$ и поляризационная матрица описывается только пятью параметрами вместо восьми:

$$k_{\text{отр}11}^{1/2} ; \dots ; k_{\text{отр}22}^{1/2} ; \dots ; k_{\text{отр}12}^{1/2} ; \varphi_{22} - \varphi_{11} ; \dots ; \varphi_{12} - \varphi_{11}.$$

Зависимость отражательной способности цели от направления на точку приема

Когда радиолокаторы расположены на разнесенных в пространстве позициях (рис. 2.13), ЭПР цели характеризует отражательную способность объекта в направлении на приемные позиции РЛС.

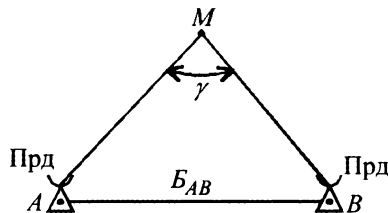


Рис. 2.13. Геометрия бистатической РЛС

Рассмотрим бистатистическую систему, когда угол между направлениями на цель с передающей и приемной позиций равен γ . Установлено, что для элементарных точечных целей при $l_{\text{ц}} > \lambda$ значение ЭПР в такой системе $\bar{\sigma}_2$ равно обычной ЭПР $\bar{\sigma}_1$ в направлении биссектрисы угла γ :

$$\bar{\sigma}_2 = \bar{\sigma}_1(\gamma/2).$$

В общем случае облучения тел простой формы плоскими электромагнитными волнами при $0 \leq \gamma \leq 50^\circ$ наблюдается медленный рост ЭПР. При γ , лежащих в пределах $50 \dots 110^\circ$, ЭПР быстро возрастает до значений, на порядок больших $\bar{\sigma}_2$. Когда γ достигает 180° , может иметь место резкое увеличение ЭПР:

$$\bar{\sigma}_2(\gamma = 180^\circ) = 4\pi A^2 \lambda^{-2},$$

где A – площадь плоской фигуры, ограниченной кривой раздела освещенной и теневой части объекта.

Следовательно, при $A \gg l^2$ ЭПР $\bar{\sigma}_2$ может быть намного больше $\bar{\sigma}_1$. Например, для металлического шара $\bar{\sigma}_1 = \pi r^2$, а при $\gamma = 180^\circ$ получаем $A = \pi r^2$ и, следовательно, $\bar{\sigma}_2 = 4\pi^3 r^4 \lambda^{-2}$, что дает увеличение отношения ЭПР $\bar{\sigma}_2/\bar{\sigma}_1$ в $(2\pi r \lambda^{-1})^2$ раз.

Для дипольных помех при совпадении векторов электрического поля с бистатистической плоскостью (плоскость биссектрисы угла γ) и равновероятной их ориентации $\bar{\sigma}_2 = (0,06\lambda^2)(1 + \cos(2\gamma))$, при этом $(\bar{\sigma}_1)_{\text{max}} = 0,17\lambda^2$, а $(\bar{\sigma}_2)_{\text{max}} = 0,06\lambda^2$.

По результатам экспериментов в БирЛС может наблюдаться уменьшение ЭПР $\bar{\sigma}_{02}$ для судов на 10...15 дБ, для самолетов на 6...8 дБ. Одновременно отмечается уменьшение изрезанности ДОР, эффекта мерцания и вклада углового шума цели.

Методы определения ЭПР реальных целей

Метод обработки гистограмм

Для определения $\bar{\sigma}_0$ используют три основных метода:

- 1) обработка гистограммы результатов записи отраженных сигналов при движении объекта по определенному маршруту;
- 2) сравнение или калибровка радиолокатора по эталонной цели;
- 3) моделирование.

Недостаток первых двух методов – необходимость наблюдения объекта в течение всего эксперимента, что связано с затратами на перемещение целей на специальных полигонах или на создание безэховых камер, где нужно размещать цель или ее модель в натуральную величину. Поэтому чаще используют метод моделирования.

Сущность этих методов сводится к следующему.

Значение $\bar{\sigma}_0$ находят по зависимости результатов наблюдения мощности отраженного движущимся объектом сигнала от дальности $P_2 = f(R)$. Поскольку ракурс цели и ее дальность изменяются, производится усреднение результатов, т. е. переходят к соотношению $P_2 = k_0 (\bar{\sigma} / \bar{R}^4)$, где $k_0 = P_1 G_{a1} G_{a2} \eta_1 \eta_2 \lambda^2 (2\pi)^{-3}$ – коэффициент, учитывающий параметры радиолокатора. Время усреднения должно быть, с одной стороны, мало, чтобы R не успевало сильно изменяться и его можно было считать постоянной величиной на интервале усреднения, а с другой стороны, настолько большим, чтобы можно было набрать требуемую статистику флуктуаций отраженного сигнала. Обычно это время составляет несколько секунд. Зависимость P_2 строят в виде гистограммы, по которой и находят величины $\bar{P}_2$, $\bar{R}$ и $\bar{\sigma}$. При методе гистограмм считается, что коэффициент $k_0 = \text{const}$, а это требует поддержания технических параметров радиолокатора неизменными в течение всего эксперимента, что трудно обеспечить на практике.

Метод калибровки радиолокатора по эталонной цели

При этом методе одновременно наблюдают две цели: испытываемую с неизвестной ЭПР σ_x и эталонную с известной ЭПР $\sigma_{\text{эт}}$. Измеряя

$$\bar{P}_{2\text{эт}} = k_0 (\bar{\sigma}_{\text{эт}} / \bar{R}_{\text{эт}}^4) \text{ и } \bar{P}_{2x} = k_0 (\bar{\sigma}_x / \bar{R}_x^4),$$

по полученным данным вычисляют

$$\bar{\sigma}_x = \bar{\sigma}_{\text{эт}} (\bar{P}_{2x} / \bar{P}_{2\text{эт}}) (\bar{R}_{\text{эт}}^4 / \bar{R}_x^4).$$

При этом зависящий от параметров радиолокатора коэффициент k_0 из расчетов исключается.

Метод моделирования

Этот метод заключается в использовании на полигонах или в безэховых камерах моделей целей, размеры которых уменьшены в m раз. Облучая модели и измеряя отраженную мощность P_2 , находят $\bar{\sigma}_m$. Длина волны при таком эксперименте для удовлетворения принципа подо-

бия также берется в m раз меньшей (обычно в диапазоне миллиметровых или оптических волн): $\frac{l_u}{l_m} = \frac{\lambda_u}{\lambda_m}$. Результаты эксперимента при рас-

чете ЭПР реальной цели увеличиваются в m^2 раз, т.е. $\bar{\sigma}_u = \bar{\sigma}_m m^2$.

Данные о средних ЭПР реальных целей приведены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

Цель	$\bar{\sigma}, \text{м}^2$	Цель	$\bar{\sigma}, \text{м}^2$
Истребитель	1,5...3	Катер	50...300
Бомбардировщик	4...125	Рубка подводной лодки	10...2000
Вертолет	1...3	Эсминец	>1500
Транспортный самолет	15...75	Крейсер	> 10 ⁴
Самолет по технологии «Стелс»	0,1...1	Автомобиль	5...20
Крылатая ракета	0,01...0,03	Танк	7...30
Головная часть баллистической ракеты	1...10 ⁻²³	Человек	0,5...1

ЭПР протяженных целей

Обычно в качестве поверхностно протяженного объекта выступает поверхность Земли при ее облучении с помощью поднятой над ней антенны, например с какого-нибудь летательного аппарата.

При излучении непрерывного сигнала мощность отраженного сигнала на входе приемника формируется отражениями от участка поверхности, ограниченного пределами ДНА (по уровню 0,5) и содержащего большое число отражателей (неровности почвы, деревья, различные сооружения и т. п.).

При импульсном зондирующем сигнале на поверхности высвечивается отражающая площадка характерной формы (рис. 2.14), контуры которой образованы границей лепестка ДНА (по уровню 0,5) и элемента разрешения по дальности, определяемого длительностью импульса τ_u . Внутри этого контура (отражающей площадки) также имеется совокупность объектов. Отраженные от этих объектов сигналы одновременно достигают приемной антенны и формируют мощность результирующего сигнала на входе приемника. Таким образом, можно воспользоваться одной из рассмотренных моделей отражения от сложной цели, имеющей плотность распределения вероятностей ЭПР вида (2.1) и (2.2).

При высокой разрешающей способности радиолокатора ($\tau_u < 0,5$ мкс) и углах визирования поверхности $\beta < 5^\circ$ математическое опи-

сание флуктуаций амплитуды сигнала отличается от приведенных и хорошо аппроксимируется логарифмически нормальным распределением (особенно при отражении от водной поверхности):

$$p(U) = \frac{1}{U\sigma} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\frac{\lg(U/U_m)}{\sigma} \right]^2 \right\},$$

где σ^2 – дисперсия $\lg(U/U_m)$; U_m – медианное значение распределения, или законом распределения Вейбулла

$$w(U) = (\eta_\Phi \sigma^{-1}) (U \sigma^{-1})^{\eta_\Phi - 1} \exp \{ -(U \sigma^{-1})^{\eta_\Phi} \},$$

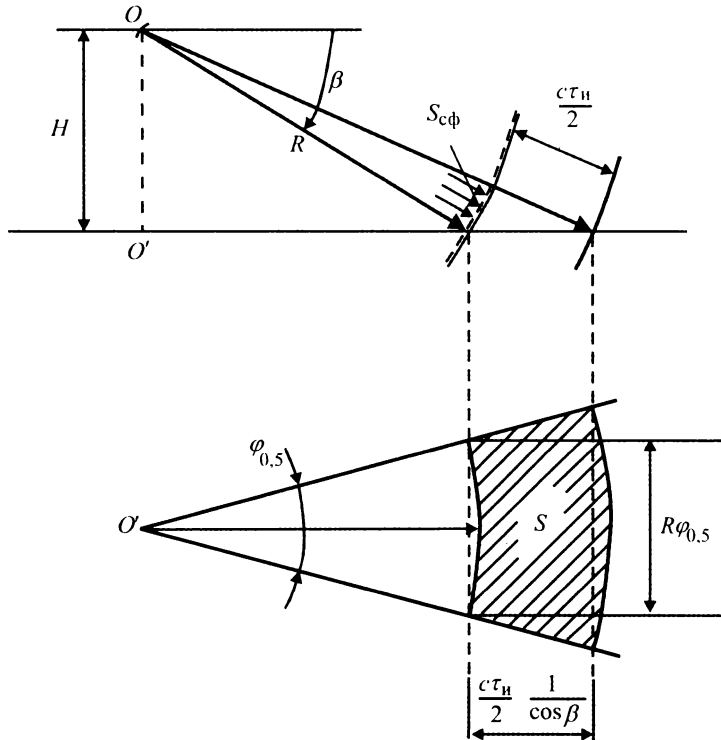


Рис. 2.14. Формирование отражающей площадки при облучении земной поверхности

где η_Φ – параметр формы, связанный с σ и параметром масштаба α соотношением $\alpha = \sigma^{\eta_\Phi}$; $\eta_\Phi > 0$; $\alpha < 0$.

Параметром статистических характеристик сигналов, отраженных от земной поверхности, считается $\bar{\sigma}_0 = \sum_{i=1}^n \sigma_{0i}$. Введем удельную ЭПР

$s_n = \bar{\sigma}_{\text{уд.п}} = \bar{\sigma} / S_{\text{пл}}$, которая совпадает с коэффициентом отражения земной поверхности площадью $S_{\text{пл}}$. Обычно при обзоре Земли радиолокаторами $\delta R \approx 0,5c\tau_n$ и $\varphi_{0,5\Gamma} < 30^\circ$. Определим площадь участка отражения падающего на поверхность сигнала РЛС (рис. 2.14). Продольный размер участка отражения равен $l_{\text{прод}} = c\tau_n / (2 \cos \beta)$; а поперечный $l_{\text{попер.}} = R\varphi_{0,5}$, где угол φ измеряется в радианах. Таким образом, общая площадь участка равна

$$S_{\text{уч}} = R\varphi_{0,5} / (c\tau_n / (2 \cos \beta)).$$

Поэтому участок облучается потоком энергии через часть сферы размером (см. рис. 2.14)

$$S_{\text{сф}} = S_{\text{уч}} \sin \beta = R\varphi_{0,5} \frac{c\tau_n}{2} \operatorname{tg} \beta$$

и падающая мощность равна $P_{\text{пад}} = \Pi_1 S_{\text{уч}}$. Сигнал, отраженный облучаемым участком, характеризуется удельной ЭПР $\bar{\sigma}_{\text{уд.п}}$ и поэтому отраженная мощность равна $P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} \bar{\sigma}_{\text{уд.п}}$. Плотность потока энергии у приемной антенны РЛС $\Pi_2 = P_{\text{отр}} / (4\pi R^2)$, следовательно,

$$\bar{\sigma} = \Pi_2 / \Pi_1 = \Pi_1 \bar{\sigma}_{\text{уд.п}} S_{\text{уч}} / \Pi_1 = \bar{\sigma}_{\text{уд.п}} S_{\text{уч}}.$$

Тогда средняя ЭПР земной поверхности

$$\bar{\sigma} = \bar{\sigma}_{\text{уд.п}} (0,5c\tau_n) R\varphi_{0,5\Gamma} \operatorname{tg} \beta,$$

где $\bar{\sigma}_{\text{уд.п}}$ – удельная ЭПР поверхности, т. е. эффективная поверхность отражения 1 м² отражающей местности.

Значение s_n зависит от типа отражающей поверхности (лес, промышленный объект, водная поверхность и т. п.). Характерными видами отражения являются зеркальное и диффузное. *Зеркальное отражение* имеет место при гладкой (рис. 2.15, а), а *диффузное* – при шероховатой поверхности (рис. 2.15, б). Условная граница этих видов отражения определяется требованиями к степени неровности поверхности: разность фаз сигналов φ_r , отраженных от основания и вершины неровности (рис. 2.15, в), не должна превышать 45° для гладкой поверхности и может быть больше для шероховатой. Относительная высота неровности h/λ не должна превышать $(16 \sin \beta)^{-1}$ для гладкой поверхности и может быть больше для шероховатой.

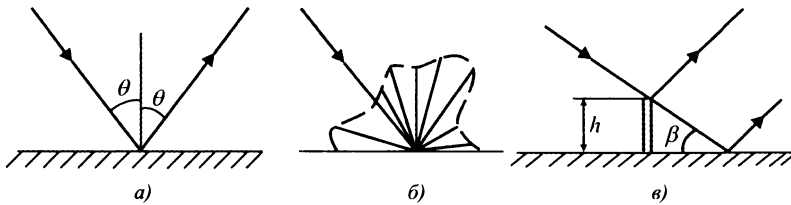


Рис. 2.15. Зеркальное (а) и диффузное (б) отражения и формирование сигнала при неровности высотой h (в)

Таблица 2.3

Длина волны, см	s_s , дБ (м ² /м ²)				
	Море	Бетонированная площадь	Степь	Травянистая поверхность	Лес
$\lambda = 0,8$	-20...40	-26...10	-35...10	-55...50	-16...12
$\lambda = 3$	-40...22	-40...18	-23...14	-35...12	-15...12
$\lambda = 70$	-50...30	-60...55	-60...50	-60...50	-35...25

В табл. 2.3 приведены ориентировочные значения удельных площадей рассеяния s_{ii} разных местностей.

В практике радиолокации часто приходится сталкиваться с задачей обнаружения определенной цели (например, точечной) среди других отражающих объектов, находящихся в одном элементе разрешения с этой целью. Для характеристики условий обнаружения в такой ситуации используется понятие *наблюдаемости цели* q_n , под которой понимают степень радиолокационного контраста,

$$q_n = P_{2ц}/P_{2ф},$$

где $P_{2ц}$ и $P_{2ф}$ – мощность сигналов, отраженных соответственно от цели и от окружающих ее объектов (фона).

При $q_n > 1$ цель наблюдается на фоне мешающих отражений, а при $q_n < 1$ не наблюдается. К типичным примерам использования понятия наблюдаемости относятся задачи обнаружения на фоне пространственно протяженных и объемно распределенных целей.

Наблюдаемость цели на фоне отражений от поверхностно протяженного объекта. Например, наблюдаемость q_n различных участков местности определяется степенью их контраста:

$$q_n = \frac{P_{2i}}{P_{2k}} = \frac{\bar{\sigma}_i}{\bar{\sigma}_k} = \frac{\bar{\sigma}_{ni}}{\bar{\sigma}_{nk}},$$

где i, k – номер, зависящий от типа местности; P_2 – мощность отраженного сигнала на входе приемника.

Наблюдаемость точечной цели на фоне местности зависит от ЭПР цели, вида местности и разрешающей способности радиолокатора:

$$q_n = \frac{P_{2u}}{P_{2\phi}} = \frac{\bar{\sigma}_u}{\bar{\sigma}_\phi} = \frac{\bar{\sigma}_u}{\bar{\sigma}_n \left(\frac{c\tau_n}{2} \right) R\varphi_{0,5r} \operatorname{tg}\beta} = f(\tau_n, \varphi_{0,5r}, \lambda).$$

К объемно распределенным или протяженным относятся такие объекты как облака различного вида отражателей: дождевые капли, снежинки, ионизированные частицы, дипольные помехи и т.п.

Средняя ЭПР таких объектов (рис. 2.16) $\bar{\sigma} = \bar{\sigma}_v V$, где σ_v – удельная ЭПР с размерностью $\text{м}^2/\text{м}^3$; V – отражающий объем.

Для элемента разрешения в виде эллиптического цилиндра

$$V = \frac{c\tau_n}{2} \frac{\pi R^2}{4} \varphi_{0,5r} \varphi_{0,5\beta}.$$

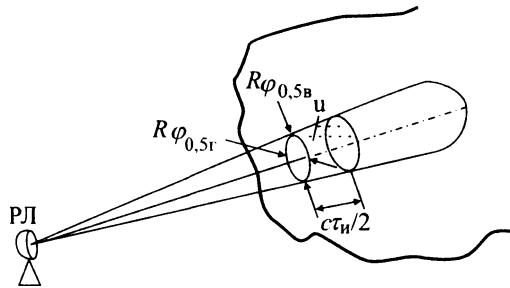


Рис. 2.16. Граница облака отражающих частиц и отражающий объем

Удельная ЭПР единицы объема $\bar{\sigma}_v = \sum_{i=1}^n \bar{\sigma}_i$, где n – число отражателей в единице объема.

Для дождевого облака ЭПР капли в виде диэлектрической сферы с радиусом r_i и $\varepsilon' = 80$ (см. табл. 2.1)

$$\bar{\sigma}_i = \frac{64\pi^5 (r_i)^6}{\lambda^4} \left(\frac{\varepsilon' - 1}{\varepsilon' + 2} \right)^2 \approx 64\pi^5 r_i^6 \lambda^{-4},$$

$$\bar{\sigma}_v = \frac{64\pi^5}{\lambda^4} \sum_{i=1}^n r_i^6 = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |k|^2 \sum_{i=1}^n d_i^6 = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |k|^2 Z,$$

где $Z = 2 \cdot 10^{-a} Q^b$; Q – интенсивность осадков, мм/ч; постоянные a и b и $|k|^2$ (корректирующий коэффициент) зависят от диапазона волн.

В случае дождя корректирующий коэффициент равен 0,93, $a = 16$, $b = 1,6$. Для снега корректирующий коэффициент равен 0,2, $a = 15$, $b = 2$.

Тогда для дождя

$$\bar{\sigma}_v = \frac{2Q^{1,6} \pi^5 |k^2| 10^{-10}}{\lambda^4}.$$

Примерные значения удельной ЭПР дождя для разных диапазонов радиоволн приведены в табл. 2.4.

Таблица 2.4

Интенсивность осадков Q , мм/ч	σ_v (м ² /м ³) 10^{-7}	
	$\lambda = 3,2$ см	$\lambda = 5,5$ см
5	7,1	0,57
10	22	1,7
25	93	7,4
50	280	23
100	860	68

Для дипольных помех (табл. 2.5)

$$\sigma_v = \sum_{i=1}^n \bar{\sigma}_i \approx n \sigma_i = 0,17 n \lambda^2,$$

и тогда $\bar{\sigma}_0 = 0,02125 \pi c n \tau_n R^2 \varphi_{0,5\Gamma} \varphi_{0,5в}$.

Наблюдаемость точечной цели на фоне дождевого облака

$$q_n = \frac{\bar{\sigma}_ц}{\frac{|k|^2 \pi^6}{8 \lambda^4} c \tau_n R^2 \varphi_{0,5\Gamma} \varphi_{0,5\Gamma} Z} = f(\tau_n, \varphi_{0,5в}, \varphi_{0,5\Gamma}, \lambda).$$

Повысить q_n можно, увеличив разрешающую способность радиолокатора, т. е. уменьшив τ_n , $\varphi_{0,5\Gamma}$, $\varphi_{0,5в}$, а также увеличив λ . Однако при выборе большей λ не следует забывать, что от λ зависят $\varphi_{0,5\Gamma}$, $\varphi_{0,5в}$ ($\varphi_{0,5} = \lambda/d_a$, где d_a – размер апертуры антенны).

Таблица 2.5

Диапазон частот	Отражение		
	от земли σ_n , дБ	от дождя σ_v , дБм ⁻¹	от диполей σ_n , дБм ⁻¹
30...300 МГц	-36,5	-130	-73
300...1000 МГц	-33,5	-118	-76
1...2 ГГц	-29	-97	-81,5
2...4 ГГц	-25	-83	-85
4...9 ГГц	-22	-73	-88
8...12 ГГц	-20	-63	-90

Кроме того, для повышения q_n на фоне дождя можно использовать метод поляризационной селекции. Сферические капли дождя представляют собой цели, матрица отражения в (2.3) которых при декартовых базовых векторах имеет диагональную форму:

$$M_{\text{отр}} = \begin{pmatrix} \sqrt{k_{\text{отр}11}} e^{(j\varphi_{11})} & 0 \\ 0 & \sqrt{k_{\text{отр}22}} e^{(j\varphi_{22})} \end{pmatrix},$$

поэтому отражение радиоволн от такого объекта происходит без нарушения вида поляризации (круговая), но с изменением направления распространения:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{E}_{2r} \\ \mathbf{E}_{2b} \end{pmatrix} = (M_{\text{отр}}) \begin{pmatrix} \mathbf{E}_{1r} \\ \mathbf{E}_{1b} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{k_{\text{отр}11}} e^{(j\varphi_{11})} \mathbf{E}_{1r} \\ \sqrt{k_{\text{отр}22}} e^{(j\varphi_{22})} \mathbf{E}_{1b} \end{pmatrix}$$

или

$$\mathbf{E}_{2b} = \sqrt{k_{\text{отр}22}} e^{(j\varphi_{22})} \mathbf{E}_{1b}, \quad \mathbf{E}_{2r} = \sqrt{k_{\text{отр}11}} e^{(j\varphi_{11})} \mathbf{E}_{1r}.$$

Пусть, например, передающая антенна (рис. 2.17) излучает вертикально поляризованные волны.

Циркулятор, представляющий собой металлическую линзу длиной $\lambda_w/4$, трансформирует поляризацию волн в круговую, так как нормальная составляющая электрического поля $\mathbf{E}_n$ проходит линзу без сдвига фазы, а тангенциальная $\mathbf{E}_t$ – со сдвигом фазы на 90° . Таким образом, $\mathbf{E}_n$ и $\mathbf{E}_t$ сдвинуты на 90° в пространстве и по фазе и образуют поле с круговой поляризацией.

Сферическая цель изменяет эту круговую поляризацию на круговую поляризацию с противоположным вращением (если смотреть по линии капли – антенна), а при вторичном прохождении через циркулятор отраженная волна $\mathbf{E}_r$ получает новый сдвиг фазы на 90° . В результате $\mathbf{E}_r$ сдвигается по фазе на 180° , после чего исходная линейная вертикальная поляризация радиоволн на входе антенны превращается в линейную горизонтальную.

Этот процесс превращения вертикально линейно поляризованного зондирующего сигнала в горизонтально линейно поляризованный отраженный сигнал иллюстрируется на рис. 2.17.

Если антенна не рассчитана на прием волн этой поляризации, то имеет место подавление отраженного от дождя сигнала. Для сложной цели при отражении получаются эллиптически поляризованные волны, поэтому всегда существует составляющая, которая будет принята антенной системой.

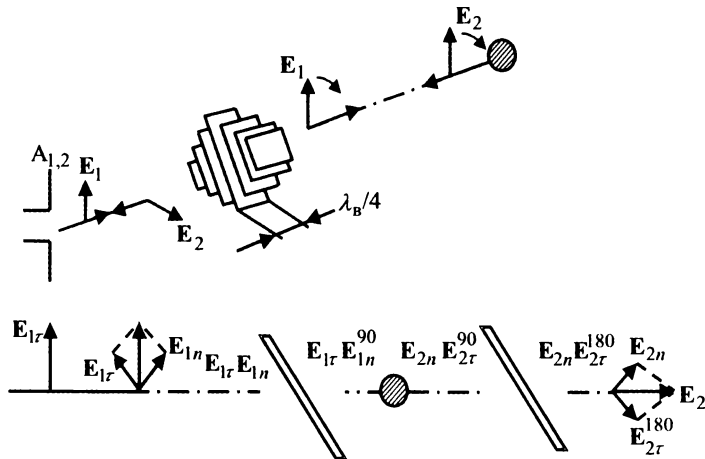


Рис. 2.17. Преобразование поляризации сигналов при поляризационной селекции

Подавление отраженного от дождя сигнала достигает 20...25 дБ, от снега 8...12 дБ, от сложной точечной цели 6...8 дБ.

Улучшение наблюдаемости составляет для дождя 12...19 дБ, для снега 0...6 дБ.

Контрольные вопросы

- 2.1. Дайте краткую характеристику каждого вида радиолокации и каждого вида радиолокационных систем.
- 2.2. Дайте краткую характеристику каждого вида радиолокационных систем.
- 2.3. Нарисуйте схему импульсной активной РЛС? Поясните назначение ее элементов.
- 2.4. Что называют многопозиционной радиолокационной системой?
- 2.5. Что называют бистатической радиолокационной системой?
- 2.6. Что называют полуактивной многопозиционной радиолокационной системой?
- 2.7. Что такое база МПРЛС?
- 2.8. Что такое первичная, вторичная и третичная обработка сигналов?
- 2.9. Что понимают под пространственной когерентностью сигналов?
- 2.10. Что понимают под временной когерентностью сигналов?
- 2.11. Какие виды многопозиционных РЛС вы знаете?
- 2.12. Какие виды объединения информации возможны в МПРЛС?
- 2.13. Какой диапазон длин волн можно использовать в МПРЛС для обеспечения пространственно-когерентной обработки, если $B = 15$ м, $R > 3$ км, $l_{\text{ц}} = 30$ м?
- 2.14. Рассчитайте σ_{max} и постройте сечения ДОР прямоугольной пластины размером 15×10 см, если $\lambda = 10$ см.

- 2.15. Рассчитайте $\sigma_{\max}$ уголкового отражателя с треугольными гранями при $a = 15$ см и $\alpha = 3$ см.
- 2.16. Цель представляется в виде n точечных отражателей. Средняя ЭПР цели $\bar{\sigma} = 5$ м². Определите вероятность того, что $3 \leq \sigma \leq 10$ м².
- 2.17. Нормированная корреляционная функция $\rho(\tau)$ случайной функции $U(t)$ убывает по линейному закону от единицы до нуля при $0 < \tau < \tau_0 = 0,05$, при $\tau > \tau_0$ функция $\rho(\tau) = 0$. Определите нормированную спектральную плотность случайной функции $U(t)$.
- 2.18. Нормированная спектральная плотность $g(f)$ случайной функции $U(t)$ постоянна в интервале частот от $f_1 = 40$ Гц до $f_2 = 60$ Гц. Определите нормированную корреляционную функцию.
- 2.19. Постройте зависимость нормированной угловой погрешности определения направления на двухточечную цель от разности фаз сигналов φ при $a = 0,5$ и $0,9$.
- 2.20. Две точечные цели, каждая из которых имеет ЭПР σ , связаны между собой не отражающей штангой размером $l \ll R$, где R – расстояние до цели. В каких пределах будет изменяться результирующая ЭПР при вращении штанги вокруг вертикальной оси? Найдите среднюю ЭПР $\bar{\sigma}$.
- 2.21. Тангенциальная составляющая скорости движения цели $V_t = 200$ м/с. Определите СКО измерения скорости цели, если $R = 20 \cdot 10^3$ м, $\lambda = 3$ см, $l_u = 30$ м.
- 2.22. Как влияет деполяризация на ЭПР?
- 2.23. Как в общем случае поляризована волна, отраженная от тела сложной формы?
- 2.25. Что представляет собой матрица отражения?
- 2.26. Что такое принцип взаимности при учете поляризационных эффектов?
- 2.27. Запишите выражение для E_{2r} и E_{2v} в развернутой форме.
- 2.28. Как изменяется ЭПР при изменении γ от 0 до 50° ?
- 2.29. Как изменяется ЭПР при изменении γ от 50 до 110° ?
- 2.30. Чему равны ЭПР цели при $\gamma = 180^\circ$?
- 2.31. Для измерения ЭПР $\bar{\sigma}$ воздушной цели используют РЛС со следующими параметрами: $P_1 = 90$ кВт, $d_a = 1$ м, $l = 3$ см. Определите коэффициент k_0 .
- 2.32. В результате обработки гистограммы получено $\bar{P}_2 = 10^{-10}$ Вт, $\bar{R} = 30$ км.
Определите ЭПР $\bar{\sigma}$ цели, параметры РЛС приведены в вопросе 2.31.
- 2.33. Определите радиус металлического шара для использования его в качестве эталонной цели с ЭПР, соизмеримой с ЭПР истребителя в сантиметровом диапазоне волн.
- 2.34. Определите длину волны для измерения ЭПР самолета в лабораторных условиях с использованием его модели, выполненной в масштабе 1:20, если в реальной обстановке используется РЛС с $\lambda = 10$ см.

- 2.35. Высота неровностей поверхности $h = 5$ см, длина волны $\lambda = 10$ см. Найдите угол падения, при котором отражение от поверхности будет зеркальным.
- 2.36. Определите, на какой дальности ЭПР точечной цели будет превышать ЭПР поверхность распределенной цели, если $\bar{\sigma}_u = 5 \text{ м}^2$, $\beta = 20^\circ$, $s_s = 0,002 \text{ м}^2/\text{м}^2$.

Для наблюдения цели используется импульсная РЛС с параметрами: $\tau_u = 1$ мкс, раскрыв антенны $d_a = 1$ м, $\lambda = 3$ см.

- 2.37. На какой дальности ЭПР истребителя будет превышать ЭПР тумана, если удельная объемная ЭПР тумана -80 дБ (для обнаружения цели используется РЛС с параметрами: $\tau_u = 1$ мкс, $d_a = 1$ м, $\lambda = 3$ см)?
- 2.38. Рассчитайте коэффициент наблюдаемости точечной цели с ЭПР $\bar{\sigma}_u = 1 \text{ м}^2$ на фоне дождя интенсивностью 10 мм/ч ($\sigma_v = 10^{-6} \text{ м}^2/\text{м}^3$), на дальности $R = 30 \text{ км}$.
Параметры РЛС принять равными параметрам РЛС вопроса 2.37.
- 2.39. Определите число полуволновых отражателей в единице объема, необходимое для эффективной маскировки истребителя на $R = 30 \text{ км}$.
Параметры РЛС принять равными параметрам РЛС вопроса 2.37.

Контрольные задачи

Типовая задача

Длительность зондирующего импульса $\tau_u = 1 \cdot 10^{-6}$ с, ширина диаграммы направленности антенны по уровню 0,5 от максимума $\alpha_{0,5} = \alpha_{av} = 2^\circ$, $\beta_{0,5} = \beta_{av} = 2^\circ$, максимальный размер цели $l_u = 15$ м. Определите расстояние R до цели, при котором ее можно считать точечной.

Решение: Так как $c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$, то

$$\delta R = c\tau_u / 2 = 150 \text{ м}.$$

Тогда

$$\delta R = l_u \text{ и } \delta l = \alpha_{av} R = \beta_{av} R = l_u$$

и при требовании $\delta l \geq 10 l_u$ цель можно считать точечной когда

$$R \geq \frac{10l_u}{\alpha_{av}} = \frac{10l_u}{\beta_{av}} = 4,298 \text{ км}.$$

Задачи для самостоятельного решения

- 2.1. Определите длину волны λ_m для измерения ЭПР самолета в лабораторных условиях с использованием его модели, выполненной в масштабе

$$M = \frac{l_m}{l_u} = 1/20,$$

если в реальной обстановке используется РЛС с $\lambda = \lambda_u = 30 \text{ см}$.

Ответ: $\lambda_m = 1,5$ см.

- 2.2. Высота неровностей поверхности $h = 5$ см, длина волны $\lambda = 10$ см. Найдите угол падения, при котором отражение от поверхности будет зеркальным.

Ответ: $\beta \leq 1^\circ 46'$.

- 2.3. Определите, на какой дальности ЭПР точечной цели $\bar{\sigma} = 5\text{ м}^2$ будет превышать ЭПР поверхностно распределенной цели $\bar{\sigma}_s = 10^{-2}$, если $\beta = 20^\circ$,

$$\varphi_{0r} = 3^\circ, \quad \tau_n = 10^{-6} \text{ с.}$$

Ответ: $R < 18$ м.

В [19] приведены типовые задачи и задачи для самостоятельного решения по данному разделу.

Глава 3

Обнаружение радиосигналов

3.1. Физические основы обнаружения сигналов

Для радиолокации одной из основных задач в режиме обзора пространства является обнаружение целей. Отраженные объектами сигналы обнаруживаются на выходе приемника специальным устройством – обнаружителем. Так как отраженные сигналы маскируются собственными шумами приемника и внешними помехами и искажаются приемным трактом, а на процедуру обнаружения обычно отводится ограниченное время, решение этой задачи требует использования теории статистических решений.

Шумы и помехи являются случайными процессами, поэтому задача обнаружения ставится следующим образом: пусть наблюдаемый процесс $y(t)$ может быть либо помехой (шумом) $y(t) = n(t)$, либо смесью сигнала с шумом $y(t) = u(t) + n(t)$. По результатам наблюдения реализации $y(t)$ в течение заданного времени $T_{\text{набл}}$ требуется выяснить, какая ситуация имеет место, и сделать это следует наилучшим (оптимальным) образом. Следовательно, обнаружитель (устройство обнаружения) за фиксированное время выносит одно из двух взаимоисключающих (альтернативных) решений: есть сигнал – нет сигнала, поэтому при поиске (синтезе) структуры оптимального обнаружителя необходимо использовать методы теории статистических решений. Шум, отнесенный ко входу приемника, может быть представлен соотношением, хорошо известным из курса «Устройства приема и преобразования сигналов:

$$P_{\text{ш}} = k_{\text{ш}} k T \Delta f,$$

где $k_{\text{ш}}$ – коэффициент шума приемника; k – постоянная Больцмана, T – температура, К; Δf – полоса пропускания приемного тракта.

Тогда качество обнаружения сигнала будет зависеть от превышения сигнала над шумом. Если эту величину назвать *коэффициентом видимости (различимости)* и обозначить как $k_{\text{в}}$, то при $P_{\text{с}} \geq k_{\text{в}} P_{\text{ш}} \rightarrow$ сигнал обнаруживается, а при $P_{\text{с}} < P_{\text{ш}} \rightarrow$ нет.

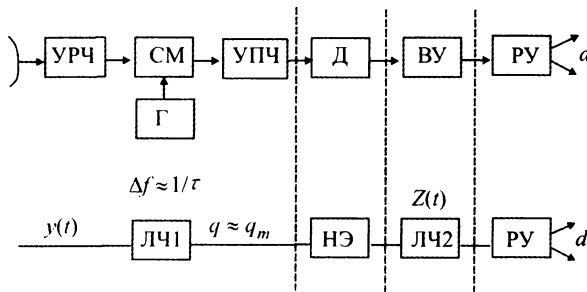


Рис. 3.1. Схема приема сигналов: ЛЧ – линейная часть приемника; НЭ – нелинейный элемент; РУ – решающее устройство

Рассмотрим схему приема отраженных сигналов, изображенную на рис. 3.1. При согласовании полосы пропускания ЛЧ приемника Δf с длительностью импульса $\tau_{\text{и}}$ выбирают $\Delta f = 1/\tau_{\text{и}}$. Такой выбор полосы максимизирует отношение сигнала к шуму, но при этом сигнал искажается, вследствие чего возможны ошибки обнаружения, показанные на рис. 3.2.

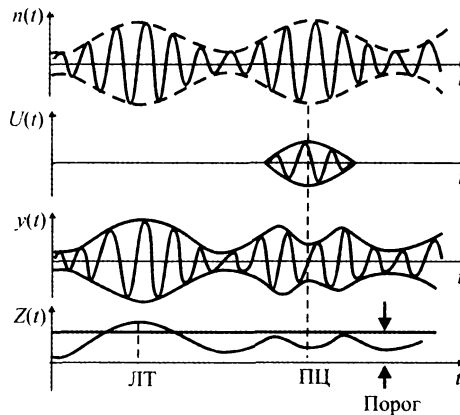


Рис. 3.2. Ошибки при обнаружении сигнала:
 $Z(t)$ – огибающая смеси сигнала с шумом на входе РУ;
 $y(t)$ – смесь сигнала и шума на выходе УПЧ;
 $u(t)$ – сигнал на выходе УПЧ; $n(t)$ – шум на выходе УПЧ

Видно, что при обнаружении сигнала путем сравнения $Z(t)$ с порогом в РУ возможны две ошибки.

Ошибка первого рода – происходит ложное обнаружение шумового выброса $n(t) \Rightarrow$ ложная тревога.

Ошибка второго рода – за счет подавления шумом сигнал $u(t)$ не обнаруживается $\Rightarrow$ *пропуск цели*. Очевидно, что выбор оптимального правила (критерия) обнаружения связан с проблемой минимизации вероятностей (интенсивности или уровня) ошибок первого и второго рода.

Пусть процесс $y(t) = u(t, \theta) + n(t)$ протекает в непрерывном $y = y(t)$ или дискретном $y = y(t_i) = y_i$ времени ($i = 1, 2, 3, \dots, T_{\text{набл}}/\Delta t$). Пространство входных реализаций обозначим Γ , а пространство параметра θ обозначим Ω . Распределение вероятностей $y = y(t)$ зависит от θ , значение которого неизвестно. Последовательность величин $y(t_i)$ имеет n -мерную плотность распределения вероятностей $w(y/\theta)$ при заданном значении θ . Введем множество решений Δ с элементами d_i и пространство решающих правил Δ с решениями δ_i .

Таким образом, решающее правило $\delta(y) = d$ отображает пространство реализаций Γ в пространство решений Δ . При принятии решений возможны и неизбежны ошибки, приводящие к потерям, для учета которых вводится функция потерь или штрафов $C(\theta, d)$, определяющая величину потерь C при принятии решения d в случае истинности ситуации θ . С помощью $C(\theta, d)$ можно оценивать качество выбранных правил решений, но с учетом специфичности этой функции. Наиболее часто для этого используют математическое ожидание функции потерь при известном θ – *функцию риска* (условный риск):

$$r(\theta, \delta) = M \{C(\theta, \delta(y)) / \theta\} = \int_{\Gamma} C(\theta, \delta(y)) w(y/\theta) dy. \quad (3.1)$$

Однако использование $r(\theta, \delta)$ для выбора оптимального δ затруднительно, поскольку его нужно знать для всех θ , а функция $C(\theta, \delta)$ сама зависит от θ . При байесовом подходе θ считают величиной случайной с априорной плотностью распределения вероятностей $w_0(\theta)$, которая известна. Тогда можно вычислить средний риск:

$$\bar{r}(w(\theta), \delta) = MM \{C(\theta, \delta(y)) / \theta\} = \int_{\Gamma} r(\theta, \delta) dw(\theta). \quad (3.2)$$

Байесово решение δ^* минимизирует $\bar{r}$.

Оптимальное правило решений разбивает область Γ на две области Γ_1 и Γ_0 , в которых справедливы альтернативные гипотезы H_1 и H_0 о наличии или отсутствии в $y(t)$ сигнала $u(t)$.

Условная вероятность ошибки первого рода (ложной тревоги)

$$F = P\{d_1 / H_0\} = P\{y \in \Gamma_1 / 0\} = \int_{\Gamma_1} w(y/0) dy.$$

Условная вероятность правильного необнаружения

$$\bar{F} = 1 - F = P\{d / H_0\} = P\{y \in \Gamma_0 | 0\},$$

при этом условная вероятность ошибки второго рода (пропуска цели)

$$\bar{D} = P\{d / H_1\} = P\{y \in \Gamma_0 / \theta\} = \int_{\Gamma_0} v(y / \theta) dy.$$

Условная вероятность правильного обнаружения

$$D = 1 - \bar{D} = P\{d_1 / H_1\} = P\{y \in \Gamma_1 / \theta\}.$$

Здесь D – мощность правила решения; F – уровень значимости правила решений.

Что касается априорных вероятностей состояний w_0 , то, например, при простом обнаружении $w_0(0) + w_0(1) = 1$ или $p(0) + p(1) = 1$. Если $p(1) = p$, $p(0) = q$, то $p + q = 1$.

3.2. Критерии оптимального обнаружения сигналов

Критерий Байеса

Пусть $\theta=1$ соответствует наличию сигнала в $y(t)$, а $\theta=0$ – его отсутствию. Множество решений $d \in \mathbb{D}$ вырождается в два: $d_1 \rightarrow \theta = 1$ и $d_0 \rightarrow \theta = 0$. При простом бинарном обнаружении $\theta = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}$, и функция потерь переходит в квадратную матрицу

$$C = \begin{vmatrix} C_{00} & C_{01} \\ C_{10} & C_{11} \end{vmatrix}.$$

Можно положить $C_{00} = C(0, d_0) = C_{11} = C(1, d_1) = 0$ (потерь нет) и $C_{01} = C(0, d_1) > 0$, $C_{10} = C(1, d_0) > 0$.

Задача обнаружения эквивалентна проверке гипотезы H_1 о том, что $\theta = 1$, при альтернативной гипотезе H_0 о том, что $\theta = 0$. По результатам наблюдения $y \in \Gamma$ нужно выбрать один из двух решений: d_1 или d_0 .

Класс решений $\Delta \in \mathcal{D}$ состоит из правил разбиения области Γ на две подобласти: Γ_1 и Γ_0 . Отыскание байесова решения сводится к выбору подобластей таким образом, чтобы средний риск был минимален:

$$\delta(y) = d_0 \text{ при } y \in \Gamma_0, \delta(y) = d_1 \text{ при } y \in \Gamma_1.$$

В случае простого обнаружения ($\theta_1 = 1, \theta_0 = 0$) средний риск

$$\bar{r} = qr_0 + pr_1,$$

где $r_0 = C_{00}P\{d_0/H_0\} + C_{01}P\{d_1/H_0\} = C_{00}(1-F) + C_{01}F$ – условный риск при $\theta = 0$; $r_1 = C_{10}P\{d_0/H_1\} + C_{11}P\{d_1/H_1\} = C_{10}(1-D) + C_{11}D$ – условный риск при $\theta = 1$; p – априорная вероятность присутствия сигнала в y ; q –

априорная вероятность отсутствия сигнала в y ; D – вероятность правильного обнаружения; F – вероятность ложной тревоги.

Тогда средний риск

$$\begin{aligned}\bar{r} &= qC_{00} + pC_{10} + q(C_{01} - C_{00})F - p(C_{10} - C_{11})D = \\ &= qC_{00} + pC_{10} + \int_{\Gamma_1} [p(C_{10} - C_{11})w(y/1) - q(C_{01} - C_{00})w(y/0)] dy.\end{aligned}$$

Поскольку $qC_{00} + pC_{10}$ – постоянная положительная величина, минимум $\bar{r}$ будет получен при $p(C_{10} - C_{11})w(y/1) \geq q(C_{01} - C_{00})w(y/0)$,

$$\frac{pw(y/1)}{qw(y/0)} \geq \frac{C_{01} - C_{00}}{C_{10} - C_{11}}. \quad (3.3)$$

Величина $w(y/1)/w(y/0) = \Lambda(y)$ называется *отношением правдоподобия*, а $\frac{q}{p} \frac{C_{01} - C_{00}}{C_{10} - C_{11}} = T$ является *порогом решения*. Таким образом,

алгоритм обнаружения состоит в следующем: если $\Lambda \geq T$, то принимается решение $\delta(y) = d_1$, справедлива гипотеза H_1 , y принадлежит области Γ_1 , а если $\Lambda < T$, то принимается решение $\delta(y) = d_0$, справедлива гипотеза H_0 , y принадлежит области Γ_0 , как это показано на рис. 3.3, при этом область Γ разделена границей T на две области Γ_1 и Γ_0 .

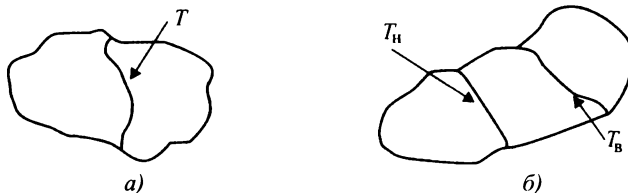


Рис. 3.3. Области гипотез

Недостаток этого критерия – необходимость знать априорные сведения о величинах p и q . Один из выходов при неизвестных p и q – принятие гипотезы их равенства: $p = q = 0,5$. Тогда $T = \frac{C_{01} - C_{00}}{C_{10} - C_{11}}$ и алгоритм

обнаружения имеет вид

$$\Lambda \geq T. \quad (3.4)$$

Критерий максимума апостериорной вероятности и максимума правдоподобия

Известно, что, согласно теореме Байеса, формулы условных плотностей распределения вероятностей состояний $\theta = 0$ и $\theta = 1$ имеют вид

$$w(0/y) = qw(y/0)/[qw(y/0) + pw(y/1)],$$

$$w(1/y) = pw(y/1)/[qw(y/0) + pw(y/1)].$$

Очевидно, что та ситуация правдоподобнее, вероятность которой больше. Если $w(0/y) > w(1/y)$, то правдоподобнее H_0 , и нужно принять решение d_0 . Если $w(0/y) < w(1/y)$, то правдоподобнее H_1 . Таким образом, если

$$\frac{pw(y/1)}{qw(y/0)} \geq 1, \text{ то принимается решение } d_1, \text{ справедлива гипотеза } H_1,$$

у принадлежит области Γ_1 . Если $\frac{pw(y/1)}{qw(y/0)} < 1$, то принимается решение d_0 , справедлива гипотеза H_0 , у принадлежит области Γ_0 , т.е., как и в критерии Байеса,

$$w(y/1)/w(y/0) = \Lambda(y) \geq T = p/q.$$

Это соответствует случаю, когда $C_{11} = C_{00} = 0$, а $C_{01} = C_{10} = C$, причем средний риск $\bar{r} = [qF + p(1 - D)]C$, а алгоритм обнаружения остается прежним:

$$\Lambda(y) \geq T. \quad (3.5)$$

Если априорные сведения о p и q отсутствуют, то их считают равновероятными $p = q = 1/2$. Тогда $\Lambda(y) \geq 1$. Это *критерий правдоподобия*, или *критерий идеального наблюдателя* (Зигерта).

Критерий Неймана – Пирсона

При критерии Неймана – Пирсона фиксируется вероятность ложной тревоги $F = \text{const}$, время обнаружения $T_{\text{набл}}$ и максимизируется вероятность правильного обнаружения D , т.е. ищется такое правило решений $\delta(y)$, которое обеспечивает при заданном F среди всех прочих решений максимальное D . Порог решения выбирается из соотношения

$$P\{\Lambda(y) \geq T\} = \int_T^\infty w(\Lambda(y)/0) d\Lambda = F.$$

Доказывается, что для максимизации D необходимо использовать правило принятия решений

$$\Lambda(y) = \frac{w(y/1)}{w(y/0)} \geq T. \quad (3.6)$$

В виду того, что критерий Неймана – Пирсона не требует знания априорных вероятностей ситуаций θ , в радиолокации он является основным.

Минимаксный критерий

Если априорное распределение $w_0(\theta)$ неизвестно, то байесово решение использовать нельзя, так как не удается найти $\bar{r}$. При минимаксном критерии в классе решающих правил δ ищут максимальные значения условных рисков $r(\theta, \delta)$ при вариации θ , т.е. находят $r_{\max}(\theta, \delta)$. Затем выбирают правило решений δ^* , обеспечивающее наименьшее значение риска среди полученных максимальных:

$$\max_{\theta} r(\theta, \delta^*) \leq \max_{\theta} r(\theta, \delta), \quad (3.7)$$

где $r(\theta, \delta^*)$ – минимальный риск, причем $\min_{\delta} \max_{\theta} r(\theta, \delta) = \max_{\theta} r(\theta, \delta)$.

Вальдом получена связь между минимаксным и байесовым решениями: минимаксное решение является байесовым относительно наименее благоприятного априорного распределения параметров $\tilde{w}_0$, максимизирующих байесов риск:

$$\min_{\delta} \max_{\theta} r(\theta, \delta) = \min_{\delta} r(\tilde{w} / \delta).$$

Функция $r(\theta, \delta^*)$ не зависит от значений θ . Таким образом, если байесов риск $\bar{r}(w_0, \delta^*)$ для некоторого w_0 не зависит от θ , то наиболее неблагоприятно распределение $w_0 = \tilde{w}_0$, а байесово решение δ^* – минимаксное. Это позволяет облегчить отыскание минимаксных значений и наименее благоприятных априорных распределений, которые часто оказываются равномерными.

Критерий последовательной проверки гипотез Вальда

В рассмотренных критериях ограничивалось (фиксировалось) время принятия решений $T_{\text{набл}}$ или объем выборки $y_1, y_2, \dots, y_k$. Однако можно заранее объем выборки не фиксировать. При критерии Вальда область Γ делится на три подобласти Γ_1 , Γ_0 и Γ_2 нижним T_n и верхним T_v порогами (рис. 3.3, б):

$\delta(y) = d_0$, если $\Lambda_k \leq T_n$, то справедлива гипотеза H_0 и y принадлежит области Γ_0 ;

$\delta(y) = d_1$, если $\Lambda_k \geq T_v$, то справедлива гипотеза H_1 и y принадлежит области Γ_1 ;

$\delta(y) = d_2$, если $T_n \leq \Lambda_k \leq T_v$, то принимается решение продолжить наблюдение.

Здесь $\Lambda_k = \Lambda(y_1, y_2, \dots, y_k) = \frac{w(y_1 \dots y_k / \theta \approx 1)}{w(y_1 \dots y_k / \theta \approx 0)}$.

Таким образом, критерий Вальда двухпороговый:

$$T_n \leq \Lambda_k \leq T_v. \quad (3.8)$$

Пороги определяются вероятностями D и F : $T_n \approx \frac{1-D}{1-F}$, $T_v \approx \frac{D}{F}$.

Длительность наблюдений – величина случайная.

Критерий Вальда является оптимальным в смысле минимизации среднего времени наблюдения (обнаружения) по большому ансамблю экспериментов.

Сведение сложной гипотезы к простой

Если кроме параметров $\theta = 1$ и $\theta = 0$ имеются другие: μ в пространстве Ω_1 для случая $\theta = 1$ и ν в пространстве Ω_2 для случая $\theta = 0$ с распределениями $w(y/\mu, 1)$ и $w(y/\nu, 0)$ при известных $w_0(\mu)$ и $w_0(\nu)$, то можно сформировать отношение правдоподобия, не зависящее от параметров μ, ν :

$$\overline{\Lambda(y/\theta, \mu, \nu)^{\mu, \nu}} = \frac{w(y/\theta = 1)}{w(y/\theta = 0)} = \frac{\int_{\Omega_1} w(y/\mu, 1) w_0(\mu) d\mu}{\int_{\Omega_2} w(y/\nu, 0) w_0(\nu) d\nu}. \quad (3.9)$$

Структура обнаружителя

В соответствии с полученными алгоритмами обнаружения можно представить их структуру при различных критериях оптимальности:

- 1) однопороговые критерии с фиксированным временем $T_{\text{набл}}(n)$ (рис. 3.4, а);
- 2) двухпороговый критерий с переменным временем $T_{\text{набл}}(n)$ (рис. 3.4, б).

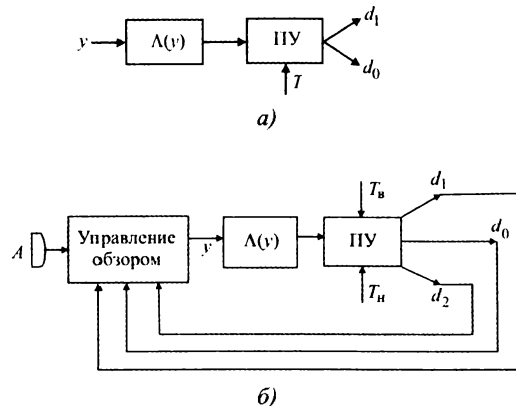


Рис. 3.4. Схемы однопороговых (а) и двухпороговых (б) обнаружителей

Таблица 3.1

Критерий	Порог	Графическая интерпретация
Однопороговый Байеса	$\frac{q}{p} \frac{C_{01} - C_{00}}{C_{10} - C_{11}}$	
Однопороговый максимума апостериорной вероятности	$\frac{q}{p}$	
Однопороговый максимума правдоподобия	1	
Однопороговый Неймана – Пирсона	$\int_T^\infty w(y/0)dy = F$	
Однопороговый минимаксный	$\left(\frac{q}{p}\right)_{\text{мм}} \frac{C_{01} - C_{00}}{C_{10} - C_{11}}$	
Двухпороговый Вальда	$T_n \approx \frac{D}{F}$ $T_n \approx \frac{1-D}{1-F}$	

Устройство $\Lambda(y)$ преобразует распределение $w(y/\theta)$ в распределение $w(\Lambda)$. Пороговые устройства (ПУ), называемые *реле* или *компараторами*, осуществляют сравнение Λ с порогом T . Графическая интерпретация различных критериев приведена в табл. 3.1.

Задача обнаружения решается в каждом элементе разрешения. Способ просмотра элементов разрешения определяется выбранным методом обзора пространства. Число элементов разрешения зависит от области обзора или пространства обнаружения. Вероятность ложной тревоги F и вероятность пропуска цели $1 - D$ обычно задаются на все пространство обнаружения.

Вероятность правильного необнаружения во всем пространстве $1 - F = \bar{F}$ равна произведению вероятностей правильного необнаружения во всех m элементах:

$$\bar{F} = \prod_{i=1}^m \bar{F}_i = \prod_{i=1}^m (1 - F_i).$$

Если $F_i = F_k = \dots = F_1 = \text{const}$, то

$$\bar{F} = \prod_{i=1}^m (1 - F_i) = (1 - F_1)^m.$$

При $F_1 \ll 1$ можно считать, что $\bar{F} = (1 - F_1)^m \approx 1 - mF_1$, или $1 - \bar{F} = F = mF_1$. Таким образом, если задано F , то

$$F_1 = F / m.$$

Пример. Задано $F = 10^{-3}$, число элементов разрешения по дальности $m_R = 150 \text{ км} / 150 \text{ м} = 1000$, число элементов разрешения по азимуту $m_\alpha = 360^\circ / 0,36^\circ = 1000$, число элементов разрешения по углу места $m_\beta = 90^\circ / 0,9^\circ = 100$. Общее число элементов разрешения $m = m_R m_\alpha m_\beta = 10^8$ и $F_1 = 10^{-3} / 10^8 = 10^{-11}$.

3.3. Модели радиолокационных сигналов

Детерминированный сигнал (сигнал с полностью известными параметрами) имеет вид

$$u(t) = U_m(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t) - \varphi],$$

где $U_m(t)$ – амплитуда сигнала; ω_0 – несущая частота сигнала; $\psi(t)$ – функция угловой модуляции; φ – начальная фаза колебаний.

Все это точно известные неслучайные величины. Считается, что мы знаем время запаздывания сигнала, эффективную площадь рассеяния цели, форму сигнала и все параметры его модуляции. Эта модель наиболее идеализирована.

Квазидетерминированные сигналы, или сигналы со случайными параметрами, имеют вид

$$y(t) = \theta U_m(t, \mu) + n(t),$$

где μ – вектор случайных параметров сигнала.

Возможны два случая:

1) *сигнал со случайной начальной фазой φ* :

$$u(t, \varphi) = u_m(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t) - \varphi],$$

где φ – неизвестная начальная фаза, распределенная равномерно от 0 до 2π , т.е. $w_0(\varphi) = 1/(2\pi)$;

2) *сигнал со случайной фазой φ и флуктуирующей амплитудой $au_m(t)$* , где φ – неизвестная начальная фаза с распределением $w_0(\varphi) = 1/(2\pi)$; a – коэффициент флуктуации амплитуды с распределением

$$w(a) = \frac{a}{\sigma_a} \exp \left\{ -\frac{a^2}{2\sigma_a^2} \right\}.$$

Таким образом, $u(t, \varphi, a) = aU_m(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t) - \varphi]$.

Модели сигналов охватывают случаи одиночных импульсов и пачек импульсов. Пачки импульсов разделяют на пачки когерентных и некогерентных импульсов (рис. 3.5).

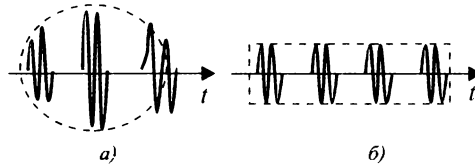


Рис. 3.5. Форма пачек импульсов при плавном (а) и ступенчатом (б) обзоре пространства

В пачке *когерентных радиопульсов* начальные фазы импульсов коррелированы: $\overline{(\varphi_i \varphi_k)} \neq 0$. Пачка *некогерентных радиопульсов* состоит из импульсов с независимыми начальными фазами $\overline{(\varphi_i \varphi_k)} = 0$.

Формирование когерентных радиопульсов и особенности их спектров показаны на рис. 3.6. Стабильный задающий генератор (синтезатор частот) формирует колебание на частоте f_1 . После умножителя частоты колебания несущей частоты $f_0 = nf_1$ попадают на усилитель мощности, где усиливаются и модулируются импульсами.

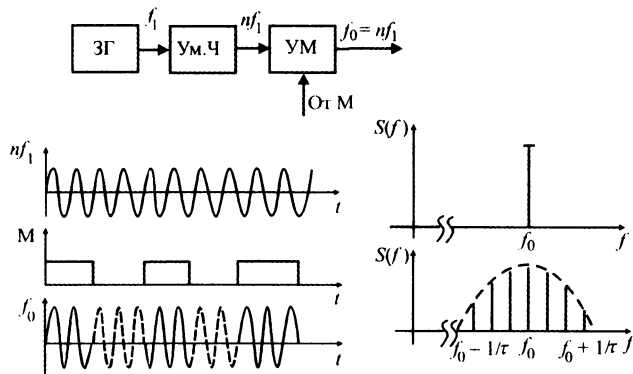


Рис. 3.6. Формирование когерентных радиоимпульсов

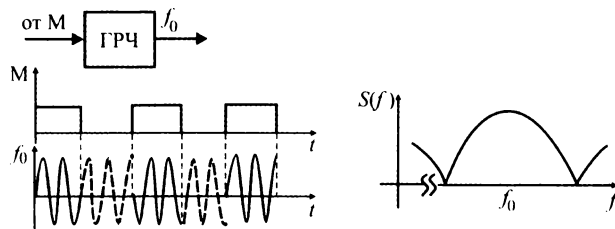


Рис. 3.7. Формирование некогерентных радиоимпульсов

Формирование некогерентных радиоимпульсов показано на рис. 3.7. На генератор колебаний радиочастоты, работающий в режиме самовозбуждения, подаются модулирующие импульсы и формируются мощные радиоимпульсы частотой f_0 со случайной начальной фазой, что объясняется случайным характером начальных условий самовозбуждения.

Что касается помех, то в дальнейшем рассматриваются модели некоррелированной помехи – белый шум, коррелированной помехи – пассивная помеха и негауссовой активной помехи.

3.4. Синтез оптимальных обнаружителей

Обнаружение одиночного радиоимпульса

с полностью известными параметрами на фоне «белого» шума

Белый шум складывается с сигналом аддитивно: $y(t) = \theta u(t) + n(t)$, $\theta = 0, 1$, при этом

$$M\{n(t)\} = 0,$$

$$R(\tau) = M\{n(t)n(t-\tau)\} = \frac{N_0}{2} \delta(\tau),$$

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) \exp\{-j\omega\tau\} d\tau = \frac{N_0}{2},$$

$$\sigma_0^2 = R(0) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega = \infty.$$

Здесь σ_0^2 – мощность шума на входе приемника.

В пределах полосы пропускания приемника $\sigma^2 = N_0 \Delta f = k_{шс} k T_0 \Delta f$, где $k_{шс} = (T_a/T_0) + k_{шпр} - 1$ – коэффициент шума системы ($k_{шпр} = (T_{пр}/T_0) - 1$ – коэффициент шума приемника, $T_0 = 290$ К, $k T_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц). Для прикидочных расчетов можно ориентироваться на следующие значения коэффициентов шума.

Тип приемника:	$k_{ш}$, дБ
с параметрическим усилителем	2 ... 4
с ЛБВ	4 ... 8
с туннельным диодом	5 ... 6
с балансным смесителем	6 ... 9

Пусть наблюдение входной реализации ведется дискретно через интервалы времени $\Delta t = T_{набл}/n$ в моменты времени $t_k: \{t_1, t_2, \dots, t_k, \dots, t_n\}$. Поскольку $n = 2f_b T$, отсчеты в моменты t_k независимы: $y(t_k) = y_k = \theta u_k + n_k$, $k = 1, 2, 3, 4, \dots, n$. В этом случае белый шум имеет нормальный закон распределения вероятностей ($\theta = 0$) и плотность распределения вероятностей имеет вид

$$w(y_k / \theta = 0) = w(y_k / 0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{y_k^2}{2\sigma^2}\right\}.$$

В силу независимости отсчетов совместная ПРВ

$$w(y_1, y_2, y_3, \dots, y_n / \theta = 0) = w(y / 0) = \prod_{k=1}^n w(y_k / 0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n y_k^2\right\}.$$

При $\theta=1$ отсчеты входной выборки $y_k = u_k + n_k$, поэтому $n_k = y_k - u_k$ и

$$w(y_k / \theta = 1) = w(y_k / 1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(y_k - u_k)^2}{2\sigma^2}\right\}.$$

С учетом независимости отсчетов совместная ПРВ

$$w(y / \theta = 1) = \prod_{k=1}^n w(y_k / 1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n (y_k - u_k)^2\right\}.$$

Подставляя $w(y/1)$ и $w(y/0)$ в выражение для Λ , получаем

$$\Lambda = \exp \left\{ \frac{1}{\sigma^2} \sum_{k=1}^n u_k y_k - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n u_k^2 \right\}.$$

Можно сравнивать Λ с порогом решения T , можно также сравнивать монотонную функцию от Λ с такой же функцией порога. Например, часто используют сравнение $\ln \Lambda \gtrless \ln T$. Учитывая, что

$$\ln \Lambda = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{k=1}^n u_k y_k - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n u_k^2$$

и обозначая $\sigma^2 \ln T + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n u_k^2 = u_{\text{пор}}$, получаем алгоритм оптимального

обнаружения $\sum_{k=1}^n u_k y_k \gtrless u_{\text{пор}}$.

Если перейти к непрерывному времени, то нужно устремить интервал дискретизации к нулю ($\Delta t \rightarrow 0$), при этом $T_{\text{набл}} = \text{const}$, $n \rightarrow \infty$,

$\frac{N_0}{2\Delta t} \rightarrow \sigma^2$. Тогда

$$\ln \Lambda \rightarrow \frac{2}{N_0} \int_0^{T_{\text{набл}}} u(t)y(t)dt - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_{\text{набл}}} u^2(t)dt.$$

Обозначим $\int_0^{T_{\text{набл}}} u(t)y(t)dt = z(t)$ и заметим, что это корреляцион-

ный интеграл, а $\int_0^{T_{\text{набл}}} u^2(t)dt = E$ — энергия сигнала. Объединяя $\frac{N_0}{2} \ln T +$

$+\frac{1}{2} \int_0^{T_{\text{набл}}} u^2(t)dt = \frac{N_0}{2} \ln T + \frac{E}{2} = u_{\text{пор}}$, получаем алгоритм обнаружения:

$$z = \int_0^{T_{\text{набл}}} u(t)y(t)dt \gtrless u_{\text{пор}}. \quad (3.10)$$

Структурная схема корреляционного обнаружителя показана на рис. 3.8, а.

Этой структуре эквивалентна структура фильтрового обнаружителя (рис. 3.8, б).

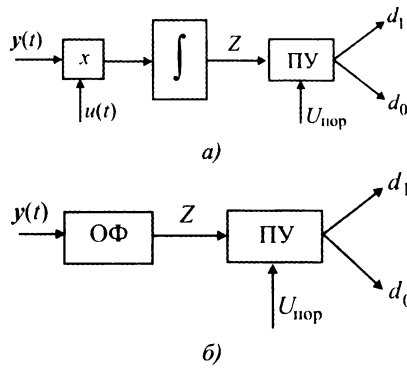


Рис. 3.8. Структуры корреляционного (а) и фильтрового (б) обнаружителей

Импульсная характеристика фильтра, максимизирующего отношение мощности сигнала к мощности шума q , является зеркальным отображением входного сигнала $\eta(t) = u(T_c - t)$, поэтому выходной сигнал имеет форму

$$u_{\text{вых}}(T_c) = \int_0^{T_c} \eta(T_c - t)y(t)dt = \int_0^{T_c} u(t - T_c)y(t)dt = z.$$

Соотношение для коэффициента передачи согласованного фильтра получаем по формуле

$$k(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \eta(t)\exp\{-j\omega t\}dt = \exp\{-j\omega T_c\}S^*(j\omega),$$

при этом формируется максимальное отношение сигнала к шуму: $q_{\text{max}} = 2E/N_0$ (при реальных шумах в диапазоне частот $0 \rightarrow \infty$ $q = E/N_0$). Поскольку выходной сигнал обнаружителей, описываемый корреляционным интегралом, зависит от времени запаздывания t_R и расстройки по частоте ω_d , корреляционный обнаружитель оказывается многоканальным по дальности и скорости. Фильтровой обнаружитель (ФО) многоканален только по скорости.

В КО на выходе инерционного фильтра будет нарастающее напряжение в момент $t_R + \tau_n$, равное $z(\tau_n)$, в то время как в ФО на выходе возникает радиопульс, по форме совпадающий с корреляционной функцией входного сигнала. Для устранения колебаний внутри огибающей радиопульса на выходе ОФ ставят детектор огибающей (рис. 3.9, а-з).

Для определения вероятности правильного обнаружения D и ложной тревоги F надо знать плотность распределения вероятностей величины z на входе порогового устройства при $\theta = 0$ и $\theta = 1$.

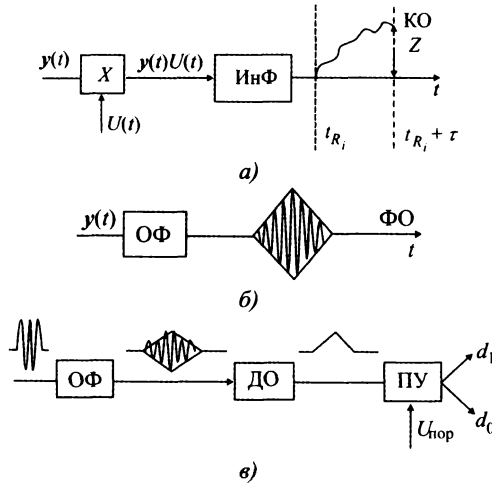


Рис. 3.9. Форма сигналов в корреляционном (а), фильтровом (б) и фильтровом с детектором огибающей (в) обнаружителях

Если $\theta = 0$, то на входе – только шум $n(t)$, поэтому $y(t) = n(t)$. Операция интегрирования является линейной, $u(t)$ – детерминированная величина. Следовательно, $z(t)$ будет иметь то же распределение вероятностей, что и $n(t)$, т.е. нормальное распределение с параметрами

$$M\{z/\theta=0\}=0,$$

$$\begin{aligned} \sigma_z^2 &= M\{z^2\} - (M\{z\})^2 = M\{z^2\} = \int_0^{T_{\text{набл}}} \int_0^{T_{\text{набл}}} u(t)u(t')M\{n(t)n(t')\}dtdt' = \\ &= \int_0^{T_{\text{набл}}} \int_0^{T_{\text{набл}}} u(t)u(t')\frac{N_0}{2}\delta(t-t')dtdt' = \frac{N_0}{2} \int_0^{T_{\text{набл}}} u^2(t')dt = \frac{N_0 E}{2}. \end{aligned}$$

Таким образом,

$$w(x/\theta=0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left\{-\frac{z^2}{2\sigma_z^2}\right\}.$$

При $\theta=1$ изменяется лишь среднее значение из-за того, что $u(t)$ – детерминированная величина:

$$M\{z/\theta=1\} = M\left\{\int_0^{T_{\text{набл}}} u(t)[u(t) + n(t)]dt\right\} = \int_0^{T_{\text{набл}}} u^2(t)dt = E.$$

Следовательно,

$$W(z/\theta=1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left\{-\frac{(z-E)^2}{2\sigma_z^2}\right\}.$$

Отсюда можно вычислить искомые вероятности F и D :

$$F = \int_{u_{\text{пор}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} \exp\left\{-\frac{z^2}{2\sigma_z^2}\right\} dz = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{y^2}{2}\right\} dy - \\ - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^h \exp\left\{-\frac{y^2}{2}\right\} dy = 1 - \Phi(h),$$

где $h = u_{\text{пор}}/z$; $\Phi(h)$ – интеграл вероятности.

Аналогично вычисляется вероятность правильного обнаружения:

$$D = \int_{u_{\text{пор}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left\{-\frac{(z-E)^2}{2\sigma_z^2}\right\} dz = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{y^2}{2}\right\} dy - \\ - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{h-\sqrt{q_{\text{max}}}} \exp\left\{-\frac{y^2}{2}\right\} dy = 1 - \Phi\left(h - \sqrt{q_{\text{max}}}\right),$$

где $q_{\text{max}} = E/N_0$.

Обнаружение квазидетерминированного радиоимпульса

Белый шум аддитивно складывается с квазидетерминированным сигналом, у которого начальная фаза неизвестна:

$$u(t, \varphi) = U_m(t) \cos[\omega t + \varphi(t) - \varphi].$$

Здесь φ – неизвестная начальная фаза, распределенная равномерно в пределах от 0 до 2π с плотностью распределения вероятностей $w(\varphi) = 1/(2\pi)$.

При этом отношение правдоподобия имеет вид

$$\Lambda(y, \varphi) = \exp\left\{\frac{2}{N_0} \int_0^{T_{\text{набл}}} u(t, \varphi) y(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_{\text{набл}}} u^2(t, \varphi) dt\right\}.$$

Представим сигнал в виде двух ортогональных составляющих $u(t, \varphi) = u_1(t) \cos \varphi + u_2(t) \sin \varphi$:

$$\Lambda(y, \varphi) = \exp\left\{\frac{2}{N_0} \left[\left(\int_0^{T_{\text{набл}}} u_1(t) y(t) dt \right) \cos \varphi + \left(\int_0^{T_{\text{набл}}} u_2(t) y(t) dt \right) \sin \varphi \right] - \right. \\ \left. - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_{\text{набл}}} u^2(t, \varphi) dt \right\} = \exp\left\{\frac{2}{N_0} [z_1 \cos \varphi + z_2 \sin \varphi] - \frac{E}{N_0}\right\},$$

где z_1 и z_2 – квадратурные корреляционные интегралы.

Можно показать, что $z_1 \cos \varphi + z_2 \sin \varphi = Z \cos(\varphi - \nu)$, где $Z = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}$, $\cos \nu = z_1/Z$, $\sin \nu = z_2/Z$, следовательно,

$$\Lambda(y, \varphi) = \exp \left\{ \frac{2}{N_0} Z \cos(\varphi - \nu) - \frac{E}{N_0} \right\}.$$

Усредняя по неизвестной начальной фазе φ , получаем

$$\begin{aligned} \Lambda(y) &= \overline{\Lambda(y, \varphi)} = \exp \left\{ -\frac{E}{N_0} \right\} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp \left\{ \frac{2Z}{N_0} \cos(\varphi - \nu) \right\} d\varphi = \\ &= \exp \left\{ -\frac{E}{N_0} \right\} I_0 \left(\frac{2Z}{N_0} \right). \end{aligned}$$

Поскольку $\exp \left\{ -\frac{E}{N_0} \right\} = \text{const}$, а модифицированная функция Бесселя $I_0(x)$ – монотонная функция x , можно перейти к следующему алгоритму обнаружения:

$$Z \gtrless u_{\text{пор}}, \quad (3.11)$$

что соответствует структуре КО, показанной на рис. 3.10, а.

Те же операции можно осуществить с помощью ФО, если продетектировать колебания на выходе ОФ с импульсной переходной характеристикой $\eta(t) = u(T-t, \varphi)$ и выделить огибающую $Z \cos(\varphi - \nu)$ (рис. 3.10, б).

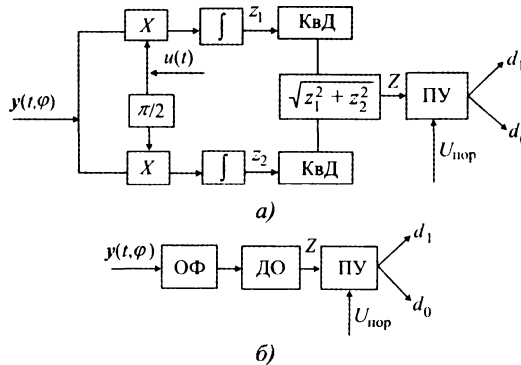


Рис. 3.10. Корреляционный (а) и фильтровой (б) обнаружители радиоимпульса с неизвестной начальной фазой

Так как шум и смесь сигнала с шумом распределены на выходе детектора огибающей по законам Рэлея и обобщенного Рэлея (Райса), вероятности

$$F = \int_h^\infty \frac{Z}{\sigma_z^2} \exp\left\{-\frac{Z^2}{2\sigma_z^2}\right\} dZ = \exp\left\{-\frac{h^2}{2\sigma_z^2}\right\},$$

$$D = \int_h^\infty \frac{Z}{\sigma_z^2} \exp\left\{-\frac{Z^2}{2\sigma_z^2}\right\} I_0\left(\frac{ZE}{\sigma_z^2}\right) dZ,$$

где $\sigma_z^2 = \frac{N_0 E}{2}$; $\frac{h}{\sigma_z} = \sqrt{2 \ln \frac{1}{F}}$ – нормированный порог.

Обнаружение флуктуирующего радиоимпульса

Белый шум складывается с радиоимпульсом, имеющим неизвестную начальную фазу и флуктуирующую амплитуду: $u(t, \varphi) = a U_m(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t) - \varphi]$. Плотности распределения вероятностей амплитуды и фазы задаются соотношениями $w_0(\varphi) = 1/2\pi$ и $w(a) = \frac{a}{\sigma_a^2} \exp\left\{-\frac{a^2}{\sigma_a^2}\right\}$ – закон распределения Рэлея.

Усредняя Λ по a и φ , получаем

$$\begin{aligned} \Lambda(y) &= \overline{\Lambda(y, \varphi, a)^{\varphi, a}} = \int_0^\infty \int_0^{2\pi} \Lambda(y/a, \varphi) w_0(a) w_0(\varphi) d\varphi da = \\ &= \int_0^\infty \Lambda(y/a) w_0(a) da = \int_0^\infty \exp\left\{-\frac{a^2 E}{N_0}\right\} I_0\left(\frac{2aZ}{N_0}\right) w_0(a) da, \end{aligned}$$

где E – энергия сигнала при $a=1$.

Средняя энергия сигнала $\overline{E^a} = M\{a^2 E\} = EM\{a^2\} = 2\sigma_a^2 E$.

С учетом этого вычисляем отношение правдоподобия:

$$\Lambda(y) = \int_0^\infty \frac{a}{\sigma_a^2} \exp\left\{-\frac{a^2}{2\sigma_a^2}\right\} \exp\left\{-\frac{a^2 E}{N_0}\right\} I_0\left(\frac{2aZ}{N_0}\right) da.$$

Воспользуемся интегралом

$$\int_0^\infty x \exp\{-\alpha x^2\} I_0(\beta x) dx = \frac{1}{2\alpha} \exp\left\{-\frac{\beta^2}{4\alpha}\right\}$$

и получим окончательное соотношение

$$\Lambda(y) = \frac{N_0}{N_0 + \overline{E}} \exp\left\{\frac{2\sigma_a^2 Z^2}{N_0(N_0 + \overline{E})}\right\}.$$

Таким образом, решающее правило может строиться на основании сравнения Z^2 с порогом:

$$Z^2 \gtrless u_{\text{пор}}. \quad (3.12)$$

Структура обнаружителя показана на рис. 3.11. Определим вероятность ошибок F и D :

$$F = \int_h^{\infty} \frac{Z}{\sigma_a^2} \exp \left\{ -\frac{Z^2}{2\sigma_a^2} \right\} dZ = \exp \left\{ -\frac{h^2}{2\sigma_a^2} \right\},$$

а для вычисления D нужно знать плотность вероятности

$$w(Z/a, \theta=1) = \frac{2Z}{N_0 E} \exp \left\{ -\frac{Z^2 - a^2 E^2}{N_0 E} \right\} I_0 \left(\frac{2aZ}{N_0} \right),$$

тогда

$$w(Z/\theta=1) = \frac{2Z}{N_0 E + 2\sigma_a^2 E^2} \exp \left\{ -\frac{Z^2}{N_0 E + 2\sigma_a^2 E^2} \right\},$$

поэтому

$$D = \int_h^{\infty} w(Z/\theta=1) dZ = \exp \left\{ -\frac{h^2}{N_0 E \left(1 + \frac{2\sigma_a^2 E}{N_0} \right)} \right\}.$$

Сравнение D и F различных моделей сигналов можно осуществлять только при равенстве их энергий, т.е. при $\sigma_a^2 = \frac{\bar{E}}{2E} = \frac{1}{2}$. Исключая h , получаем

$$D = F^{\frac{1}{1 + \frac{E}{N_0}}} = F^{\frac{1}{1+q}},$$

где $q = P_c/P_{\text{ш}}$.

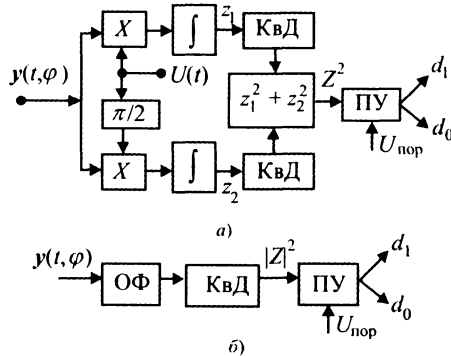


Рис. 3.11. Корреляционный (а) и фильтровой (б) обнаружители радиопульса с неизвестной начальной фазой и флуктуирующей амплитудой

Обнаружение флуктуирующего радиопульса с неизвестным (случайным) временем прихода ($\tau = \tau_R$) и с расстройкой по частоте ($\omega = \omega_k$)

В этом случае сигнал имеет вид

$$U(t, \varphi, \alpha, \tau, \omega) = \alpha u_m(t - \tau) \cos[(\omega_0 + \omega)(t - \tau) + \psi(t - \tau) - \varphi],$$

где $\alpha, \varphi, \tau, \omega$ – случайные величины с известными априорными распределениями вероятностей.

Тогда нужно найти $\overline{\Lambda(y/\theta, \varphi, \alpha, \tau, \omega)}$. Поскольку известно $\overline{\Lambda(y/\theta, \varphi, \alpha)}^{aa} = \Lambda(y/\theta)$, введем в $\Lambda(y/\theta)$ новые случайные параметры τ, ω и усредним Λ по этим параметрам. При этом будем считать, что они изменяют свои значения дискретно, т. е. $\tau = \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_i, \dots, \tau_m, \omega = \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k, \dots, \omega_m$ с вероятностью $p_{\tau i} = P\{\tau = \tau_i\}, i = 1, 2, 3, \dots, n; p_{\omega k} = P\{\omega = \omega_k\}, k = 1, 2, 3, \dots, m$.

Определить $\Lambda(y/\theta)$ можно как и ранее:

$$\Lambda(y) = \sum_{i,k=1}^{n,m} p_{\tau i} p_{\omega k} \Lambda(y/\tau_i, \omega_k),$$

поэтому

$$\Lambda(y/\tau_i, \omega_k) = \frac{N_0}{N_0 + \bar{E}} \exp \left\{ \frac{2\sigma^2 Z^2(\tau_i, \omega_k)}{N_0(N_0 + \bar{E})} \right\}. \quad (3.13)$$

Таким образом, синтезированный обнаружитель состоит из n каналов по времени запаздывания (дальности) и m каналов по частоте (скорости). В действительности и время запаздывания, и смещение частоты – непрерывные величины, поэтому многоканальный обнаружитель является квазиоптимальным. Только по мере увеличения числа каналов (в пределе до бесконечности) он будет приближаться к оптимальному. Многоканальность по дальности необходима при использовании КО, в этом случае для каждого канала формируется свой опорный сигнал, сдвинутый по сравнению с соседними каналами на величину элемента разрешения по времени (τ_n). В ФО из-за инвариантности согласованного фильтра ко времени прихода сигнала многоканальность по дальности не нужна, а многоканальность по скорости обеспечивается набором (гребенкой) фильтров, расстроенных друг относительно друга на величину элемента разрешения по частоте (скорости) ($\delta\omega_n$).

Обнаружение пачки когерентных радиопульсов

Реализации аддитивной смеси белого шума с когерентными радиопульсами пачки в каждом периоде повторения имеют ту особенность, что шум в них не коррелирован, так как время корреляции шума $\tau_{\text{кор}}$ меньше периода повторения T_n :

$$\tau_{\text{кор}} = 1/\Delta f_{\text{эф}} \approx \tau_{\text{н}} < T_{\text{п}}.$$

Плотность распределения вероятностей

$$w_{\text{п}}(y/\theta=0) = \prod_{i=1}^n w_i(y/\theta=0), \quad w_{\text{п}}(y/\theta=1) = \prod_{i=1}^n w_i(y/\theta=1),$$

поэтому

$$\Lambda_{\text{п}}(y) = \frac{w_{\text{п}}(y/\theta=1)}{w_{\text{п}}(y/\theta=0)} = \frac{\prod_{i=1}^n w_i(y/\theta=1)}{\prod_{i=1}^n w_i(y/\theta=0)} = \prod_{i=1}^n \Lambda_i(y).$$

$$\text{Соответственно, } \ln \Lambda_{\text{п}}(y) = \sum_{i=1}^n \ln \Lambda_i(y).$$

В согласии со случаем обнаружения для модели сигнала с полностью известными параметрами получаем

$$\Lambda_i(y) = \exp \left\{ -\frac{E_i}{N_0} \right\} \exp \left\{ \frac{2z_i}{N_0} \right\},$$

следовательно,

$$\ln \Lambda_{\text{п}}(y) = -\frac{\sum_{i=1}^n E_i}{N_0} + \frac{2 \sum_{i=1}^n z_i}{N_0},$$

откуда

$$\sum_{i=1}^n z_i \geq (N_0/2) \ln T + (1/2) \sum_{i=1}^n E_i = U_{\text{пор}}.$$

Структуры обнаружителей пачек показаны на рис. 3.12, где ОФ_1 – оптимальный фильтр для одиночного импульса; ОФ_n – оптимальный фильтр для пачки из n импульсов (состоит из ОФ_1 и Σ); Σ – накопитель импульсов; ПУ – пороговое устройство; СД – селектор дальности; ГСИ – генератор стробирующих импульсов; ФСОП – фильтр, согласованный сгибающей пачки.

На рис. 3.13 показан процесс накопления когерентных радиоимпульсов в обнаружителе (рис. 3.12,б). Здесь $U_1(t)$ – пачка из трех радиоимпульсов на входе; $U_2(t)$ – пачка импульсов на выходе согласованного (оптимального) фильтра, задержанная на один период $U_2(t - T_{\text{п}})$ и два периода повторения $U_2(t - 2T_{\text{п}})$; $U_{\Sigma}(t)$ – выходной сигнал накопителя радиоимпульсов; $U_{\text{д}}(t)$ – сигнал после детектора.

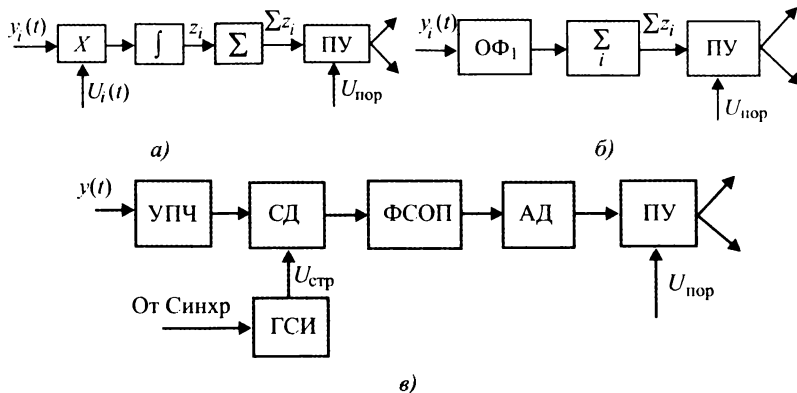


Рис. 3.12. Схемы обнаружителей пачки когерентных радиоимпульсов:
а – структура КО пачки; б – структура ФО; в – структура КФО

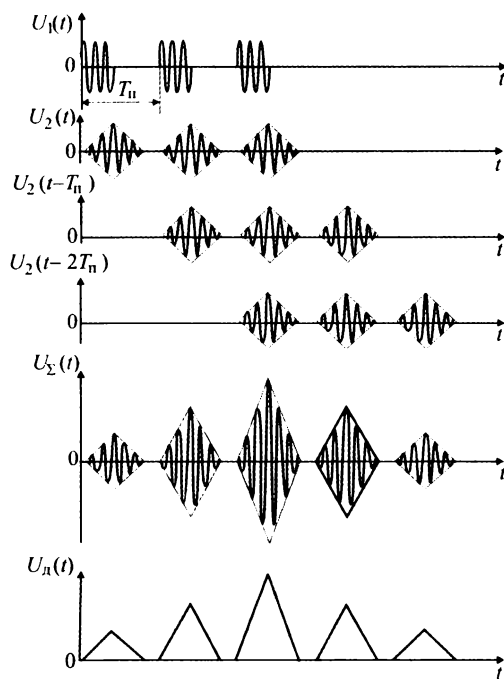


Рис. 3.13. Сигналы в характерных точках обнаружителя пачки когерентных радиоимпульсов

На рис. 3.14 представлены структурные схемы накопителей радиоимпульсов пачки.

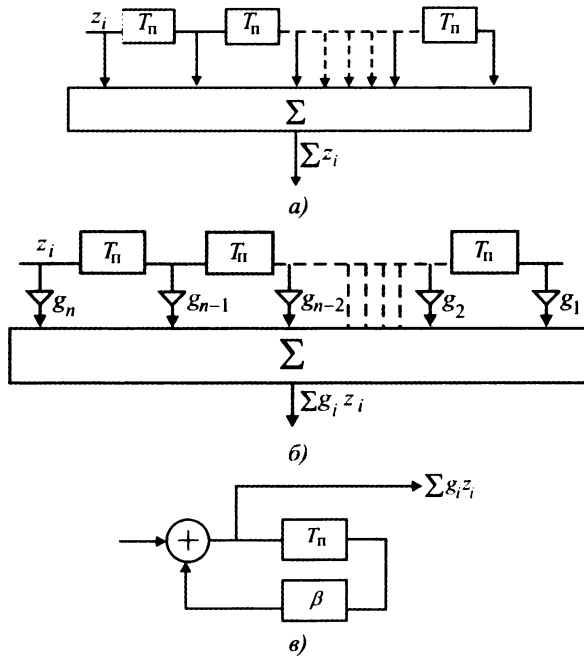


Рис. 3.14. Структуры накопителей радиоимпульсов:
 а – равновесный; б – неравновесный; в – рециркулятор

В соответствии со случаем обнаружения сигнала со случайной начальной фазой

$$\Lambda_i(y, \varphi) = \exp \left\{ -\frac{E_i}{N_0} \right\} \exp \left\{ \frac{2z_i \cos(\varphi - \nu_i)}{N_0} \right\},$$

$$\Lambda_n(y, \varphi) = \prod_{i=1}^n \Lambda_i(y, \varphi) = \exp \left\{ -\frac{\sum_{i=1}^n E_i}{N_0} \right\} \exp \left\{ \frac{2 \sum_{i=1}^n z_i \cos(\varphi - \nu_i)}{N_0} \right\}.$$

Учитывая, что $z_i = z_{1i} \cos \varphi + z_{2i} \sin \varphi$, получаем

$$\sum_{i=1}^n z_i \cos(\varphi - \nu_i) = \sum_{i=1}^n [z_{1i} \cos \varphi + z_{2i} \sin \varphi] = Z_\Sigma \cos(\varphi - \nu_\Sigma),$$

$$\text{где } Z_\Sigma = \sqrt{\left(\sum_{i=1}^n z_{1i} \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^n z_{2i} \right)^2}; \quad \nu_\Sigma = \arctg \frac{\sum_{i=1}^n z_{2i}}{\sum_{i=1}^n z_{1i}}.$$

Таким образом,

$$\Lambda_n(y, \varphi) = \exp \left\{ -\frac{\sum_{i=1}^n E_i}{N_0} \right\} \exp \left\{ \frac{2Z_\Sigma \cos(\varphi - \nu_\Sigma)}{N_0} \right\},$$

$$\Lambda_n(y) = \overline{\Lambda(y, \varphi)}^\varphi = \exp \left\{ -\frac{\sum_{i=1}^n E_i}{N_0} \right\} I_0 \left(\frac{2Z_\Sigma}{N_0} \right),$$

что приводит к алгоритму обнаружения:

$$Z_\Sigma \geq U_{\text{пор}}.$$

Соответствующие этому алгоритму структуры обнаружителей показаны на рис. 3.15.

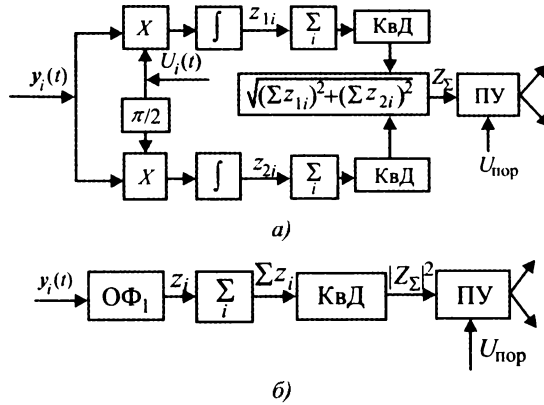


Рис. 3.15. Корреляционный (а) и фильтровой (б) обнаружители пачек когерентных радиоимпульсов с неизвестной начальной фазой

Сигнал с неизвестной начальной фазой и флуктуирующей амплитудой

В соответствии со случаем обнаружения сигнала с флуктуирующей амплитудой, аналогично предыдущему имеем

$$\Lambda_n(y, \varphi, a) = \exp \left\{ -\frac{a_i^2 E_i}{N_0} \right\} \exp \left\{ \frac{2a_i z_i \cos(\varphi - \nu_i)}{N_0} \right\},$$

$$\Lambda_n(y, \varphi, a) = \prod_{i=1}^n \Lambda_i(y, \varphi, a).$$

Учитывая, как и ранее, что

$$\sum_{i=1}^n a_i z_i \cos(\varphi - \nu_i) = Z_{\Sigma} \cos(\varphi - \nu_{\Sigma}),$$

усредняем Λ_n по φ и a , после чего получаем искомое выражение:

$$\Lambda_n(y) = \overline{\Lambda(y, \varphi, a)^{\varphi, a}} = \frac{N_0}{N_0 + E} \exp \left\{ \frac{Z_{\Sigma}^2}{N_0 (N_0 + E)} \right\}$$

и окончательно

$$Z_{\Sigma}^2 \geq u_{\text{пор}}. \quad (3.14)$$

Структура КО и ФО обнаружителей сигнала этой модели показана на рис. 3.16, а и б.

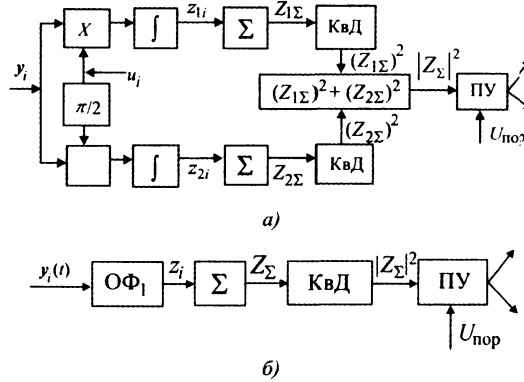


Рис. 3.16. Обнаружители пачек когерентных флуктуирующих радиоимпульсов

Обнаружение пачки некогерентных радиоимпульсов

Поскольку $\overline{\varphi_i \varphi_j} = 0$, накопить радиоимпульсы невозможно, поэтому нужно копить видеоимпульсы, выделив их огибающую после детектора. При этом шум складывается с пачкой видеоимпульсов, и справедливо соотношение

$$\Lambda_n(y) = \prod_{i=1}^n \Lambda_i(y).$$

Рассмотрим некогерентные импульсы пачки как сигнал с неизвестной начальной фазой:

$$\Lambda_n(y) = \prod_{i=1}^n \exp \left(-\frac{E_i}{N_0} \right) I_0 \left(\frac{2z_i}{N_0} \right).$$

Используем преобразование $\ln \Lambda_n \geq \ln T$:

$$\ln \Lambda_n(y) = -\frac{\sum_{i=1}^n E_i}{N_0} + \ln \prod_{i=1}^n I_0\left(\frac{2z_i}{N_0}\right) = -\frac{\sum_{i=1}^n E_i}{N_0} + \sum_{i=1}^n \ln I_0\left(\frac{2z_i}{N_0}\right).$$

Обозначим $u_{\text{пор}} = \ln T - \frac{\sum_{i=1}^n E_i}{N_0}$, тогда

$$\sum_{i=1}^n \ln I_0\left(\frac{2z_i}{N_0}\right) \geq u_{\text{пор}}. \quad (3.15)$$

Структура обнаружителя представлена на рис. 3.16, а прохождение сигнала через нее иллюстрируется эякурами напряжений (рис. 3.17), где $U_1(t)$ – пачка из трех радиоимпульсов на входе обнаружителя; $U_2(t)$ – радиоимпульсы на выходе согласованного фильтра; $U_d(t)$ – видеоимпульсы на выходе детектора; $U_d(t - T_n)$ – пачка импульсов, задержанная на период и $U_d(t - 2T_n)$ на два периода; $U_\Sigma(t)$ – результат накопления.

Для отождествления оператора $\ln I_0(x)$ с конкретным устройством рассмотрим поведение $\ln I_0(x)$ при больших и малых значениях аргумен-

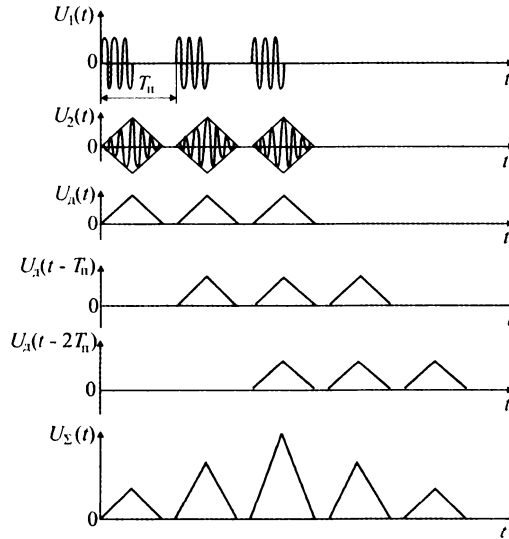


Рис. 3.17. Графики процесса накопления пачки некогерентных радиоимпульсов

та x . При $x > 1$ $\ln I_0(x) \approx x$ – линейная функция, при $x < 1$ $\ln I_0(x) \approx x^2/4$ – квадратичная функция. Поэтому можно считать, что нелинейный элемент ведет себя как обычный амплитудный детектор и включать в схему рис. 3.18 вместо блока $\ln I_0(x)$ амплитудный детектор или детектор огибающей.

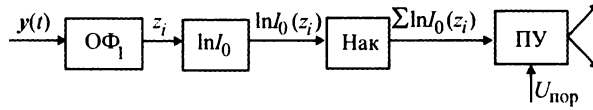


Рис. 3.18. Обнаружитель пачки некогерентных радиоимпульсов

Можно показать, что при нефлуктуирующей амплитуде импульсов

$$F = \frac{1}{2^n (n-1)!} \int_h^\infty Z^{2n-1} \exp \left\{ -\frac{Z^2}{2} \right\} dZ,$$

$$D = \frac{\exp \left\{ -\frac{nq}{2} \right\}}{(nq)^{(n-1)/2}} \int_h^\infty Z^n \exp \left\{ -\frac{Z^2}{2} \right\} I_{n-1}(\sqrt{nq}Z) dZ,$$

где $q = q_1 = P_c/P_{ш}$ – отношение мощности сигнала к мощности шума в одном импульсе.

При флуктуации амплитуды импульсов пачки различают два случая: быстрые (независимые) флуктуации, когда амплитуда успевает изменяться от импульса к импульсу, и медленные (дружные) флуктуации, когда амплитуда импульсов изменяется от пачки к пачке (рис. 3.19, а, б). Если флуктуации быстрые и описываются законом Рэлея, то получаем алгоритм обнаружения:

$$\sum_{i=1}^n Z_i^2 \geq u_{\text{пор}}, \quad (3.16)$$

что соответствует схеме обнаружителя рис. 3.20.

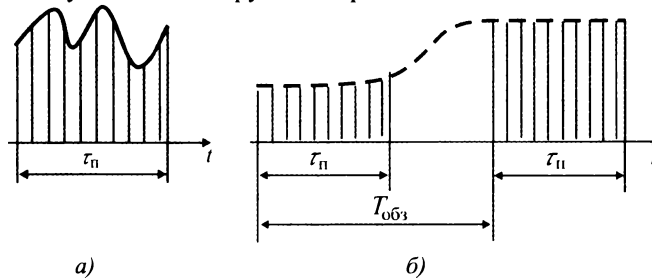


Рис. 3.19. Быстрые (а) и медленные (б) флуктуации амплитуды импульсов пачки

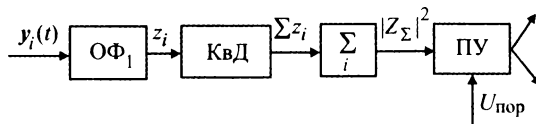


Рис. 3.20. Обнаружитель пачки быстро флуктуирующих импульсов

Для медленных флуктуаций алгоритм усложняется:

$$\Lambda_{\Pi}(y) = \int_0^{\infty} \exp \left\{ -\frac{a^2 \sum_{i=1}^n E_i}{N_0} \right\} \prod_{i=1}^n I_0 \left(\frac{2az_i}{N_0} \right) w_0(a) da .$$

Подставив в это соотношение $w_0(a)$ и взяв интеграл, находим схему обнаружителя (рис. 3.18).

На рис. 3.21 приведены характеристики обнаружения для этих случаев с $F = \text{const}$. Для одинаковых q большая вероятность D при обнаружении обеспечивается в случае быстрых флуктуаций. Следовательно, целесообразно ускорить (декоррелировать) флуктуации отраженных сигналов, делая их независимыми от импульса к импульсу. Декорреляцию осуществляют путем изменения частоты зондирующих импульсов на величину Δf_i (МГц) за период повторения, причем $\Delta f_i \geq 45/l_{\text{ц}}$. Здесь $l_{\text{ц}}$ – наибольший размер цели (м).

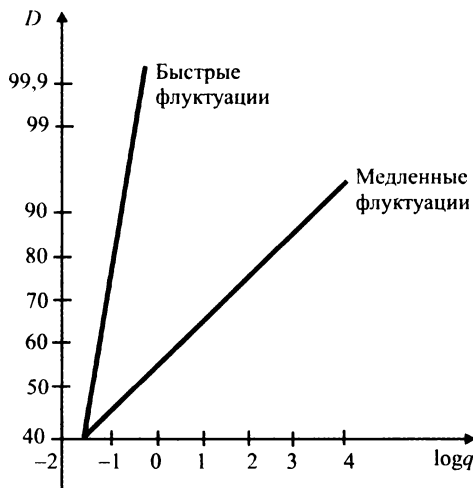


Рис. 3.21. Характеристики обнаружения флуктуирующих импульсов

Обнаружение детерминированного сигнала на фоне коррелированной аддитивной гауссовой помехи

Будем считать, что случайный гауссов процесс $y(t)$ с нулевым средним значением и корреляционной функцией $R_n(\tau)$ рассматривается в интервале $0 < t < T_{\text{набл}}$. При дискретном времени $t_k = k\Delta t$, где $k = 1, 2, 3, \dots, n$, известна корреляционная матрица помехи $\mathbf{R}_n(|j - k|t) = \mathbf{R}_{jk}$, симметричная с ненулевым определителем, и обратная ей корреляционная матрица $\mathbf{R}_{jk}^{-1} = \mathbf{Q}_{jk}$. Причем алгоритм обращения корреляционной матрицы

$$\sum_{i=1}^n \mathbf{R}_{ji} \mathbf{Q}_{ik} = \delta_{jk},$$

где δ_{jk} – символ Кронекера, равный 1 при $j = k$ или 0 при $j \neq k$.

Пусть последовательность выборочных значений $\{y(t_1), y(t_2), y(t_3), \dots, y(t_n)\} = \{y_1, y_2, y_3, \dots, y_n\}$ образует вектор $\mathbf{y}_1^n = \mathbf{Y}$. Совместные плотности распределения вероятностей выборочных значений можно представить в виде

$$w(\mathbf{Y} / \theta = 0) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n \text{Det} \|\mathbf{R}_n\|}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_j^n \sum_k^n \mathbf{Q}_{jk} y(t_j) y(t_k) \right\},$$

$$w(\mathbf{Y} / \theta = 1) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n \text{Det} \|\mathbf{R}_n\|}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_j^n \sum_k^n \mathbf{Q}_{jk} [y(t_j) - \mathbf{u}(t_j)][y(t_k) - \mathbf{u}(t_k)] \right\}.$$

Найдем отношение правдоподобия:

$$\Lambda(\mathbf{Y}) = \frac{w(y / \theta = 1)}{w(y / \theta = 0)} =$$

$$= \exp \left\{ \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \mathbf{Q}_{jk} y(t_j) \mathbf{u}(t_k) - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \mathbf{Q}_{jk} \mathbf{u}(t_j) \mathbf{u}(t_k) \right\} \frac{w(y_0 / \theta = 1)}{w(y_0 / \theta = 0)}$$

и перейдем к его логарифму для сравнения с порогом решения $\ln T$:

$$\ln \Lambda(\mathbf{Y}) = \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \mathbf{Q}_{jk} y(t_j) \mathbf{u}(t_k) - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \mathbf{Q}_{jk} \mathbf{u}(t_j) \mathbf{u}(t_k) + \ln \frac{w(y_0 / \theta = 1)}{w(y_0 / \theta = 0)} \geq \ln T.$$

Объединяя слагаемые этого выражения, не зависящие от $\mathbf{Y}$, в пороговое напряжение $u_{\text{пор}}$, получаем алгоритм

$$\sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \mathbf{Q}_{jk} y(t_j) \mathbf{u}(t_k) \geq u_{\text{пор}}. \quad (3.17)$$

Если обозначить $\mathbf{W}_j = \sum_{k=1}^n \mathbf{Q}_{jk} \mathbf{u}(t_k)$, отождествляя $\mathbf{W}_i$ с весовыми

коэффициентами фильтра, то алгоритм обнаружения становится более понятным:

$$\sum_{j=1}^n \mathbf{W}_j y(t_j) \geq u_{\text{пор}}.$$

Перейдем к непрерывному времени: $\Delta t \rightarrow 0$, $n \rightarrow \infty$, $\Delta t \rightarrow dt$, тогда плотность распределения вероятностей переходят в гауссовы функционалы:

$$\mathbf{W}(\mathbf{Y}/\theta) \rightarrow F(\mathbf{Y}/\theta).$$

Для $\theta = 0$ и $\theta = 1$ эти функционалы выглядят следующим образом:

$$F(\mathbf{Y}/\theta=0) = k_0 \exp \left\{ \frac{1}{2} \int_0^{T_{\text{набл}}} \int_0^{T_{\text{набл}}} \mathbf{Q}(t_1, t_2) y(t_1) y(t_2) dt_1 dt_2 \right\},$$

$$F(\mathbf{Y}/\theta=1) = k_0 \exp \left\{ -\frac{1}{2} \int_0^{T_{\text{набл}}} \int_0^{T_{\text{набл}}} \mathbf{Q}(t_1, t_2) [y(t_1) - \mathbf{u}(t_1)][y(t_2) - \mathbf{u}(t_2)] dt_1 dt_2 \right\}.$$

Уравнение обращения корреляционной матрицы становится интегральным:

$$\int_0^{T_{\text{набл}}} \mathbf{R}(t_1, t) \mathbf{Q}(t, t_2) dt = \delta(t_1 - t_2),$$

при этом отношение правдоподобия имеет вид

$$\begin{aligned} \Lambda &= \frac{F(\mathbf{Y}/\theta=1)}{F(\mathbf{Y}/\theta=0)} = \\ &= \exp \left\{ \int_0^{T_{\text{набл}}} \int_0^{T_{\text{набл}}} \mathbf{Q}(t_1, t_2) y(t_1) \mathbf{u}(t_2) dt_1 dt_2 - \frac{1}{2} \int_0^{T_{\text{набл}}} \int_0^{T_{\text{набл}}} \mathbf{Q}(t_1, t_2) \mathbf{u}(t_1) \mathbf{u}(t_2) dt_1 dt_2 \right\}. \end{aligned}$$

Введем весовой коэффициент фильтра обработки

$$\mathbf{W}(t_1) = \int_0^{T_{\text{набл}}} \mathbf{Q}(t_1, t_2) \mathbf{u}(t_2) dt_2$$

и получим алгоритм обнаружения

$$\int_0^{T_{\text{набл}}} \mathbf{W}(t) y(t) dt \geq u_{\text{пор}}.$$

Перейдем в частотную область, для чего применим преобразование Фурье к левой и правой частям уравнения фильтра обработки:

$$\mathbf{W}(t_0 - t_1) \int_0^{T_{\text{набл}}} \mathbf{Q}(t_1, t_2) \mathbf{u}(t_0 - t_2) dt_2.$$

С использованием интеграла свертки получаем

$$\int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{W}(t) \exp\{-j\omega t\} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_0^{T_{\text{набл}}} \mathbf{Q}(t_1, t_2) \mathbf{u}(t_0 - t_2) dt_2 \right] \exp\{-j\omega t\} dt = k(j\omega).$$

Полагая $t_0 - t_2 = t$, по теореме о спектре свертки имеем

$$\begin{aligned} & \int_0^{T_{\text{набл}}} \left[\int_0^{T_{\text{набл}}} \mathbf{Q}(t_1, t_2) \mathbf{u}(t_0 - t_2) dt_2 \right] \exp\{-j\omega t\} dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{Q}(t_1, t_2) \exp\{-j\omega t\} dt_2 \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{u}(t_0 - t_2) \exp\{-j\omega t_2\} dt_2 = \\ &= P(j\omega) \exp\{-j\omega t_0\} S^*(j\omega), \end{aligned} \quad (3.18)$$

где $S^*(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{u}(t) \exp(j\omega t) dt.$

Таким образом, $k(j\omega) = P(j\omega) S^*(j\omega) \exp\{-j\omega t_0\}.$

Вычисляя интеграл Фурье от уравнения обращения корреляционной матрицы, находим

$$P(j\omega) G(j\omega) = \text{const},$$

где $P(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{Q}(t_1, t_2) \exp\{-j\omega t_2\} dt_2;$

$$G(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{R}(t_1, t_2) \exp\{-j\omega t_2\} dt_2. \quad (3.19)$$

Решая уравнения (3.18) и (3.19) совместно и исключая $P(j\omega)$, приходим к уравнению для коэффициента передачи оптимального фильтра (устройства):

$$k_{\text{опт}}(j\omega) = \frac{c S^*(j\omega) \exp\{-j\omega t_0\}}{G(j\omega)} = c \exp\{j\omega t_0\} \frac{S^*(j\omega)}{N_0} \frac{1}{\left[1 + \frac{G_n(j\omega)}{N_0} \right]}. \quad (3.20)$$

На рис. 3.22, а показана схема такого обнаружителя. Он состоит из последовательно включенных обесцараживающего фильтра с коэффициентом

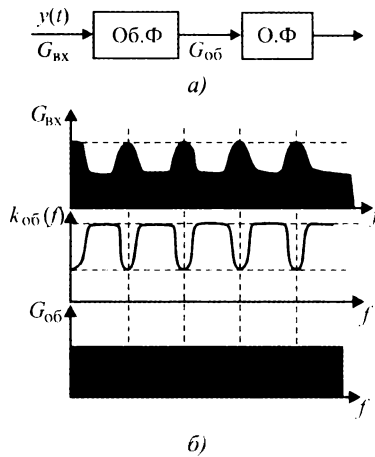


Рис. 3.22. Структура обнаружителя радиосигналов на фоне коррелированной помехи (а) и спектральная картина обеления помехи (б)

передачи $k_{об}(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{G_{ш}(j\omega)}{N_0}}$ и фильтра, оптимального для обнаружения сигнала на фоне обеленной помехи с коэффициентом передачи $k_{опт}(j\omega) = c \exp\{-j\omega t_0\} \frac{S^*(j\omega)}{N_0}$. На рис. 3.22, б показано прохождение спектральных составляющих через обеляющий фильтр.

Обнаружение произвольного сигнала на фоне произвольной помехи с независимыми значениями

Входная реализация $y(t_k) = \theta u(t_k) + \xi(t_k) = \theta u_k + \xi_k$. Плотность распределения вероятности помехи с независимыми значениями ξ_k обозначим $w_k(\xi)$, где $k = 1, 2, 3, \dots, N$ – номер периода повторения.

Отношение правдоподобия имеет вид

$$\Lambda = \frac{\prod_{k=1}^N w_{\xi}(y_k - u_k)}{\prod_{k=1}^N w_{\xi}(y_k)}, \quad (3.21)$$

а

$$\ln \Lambda = Z = \ln \prod_{k=1}^N \frac{w_{\xi}(y_k - u_k)}{w_{\xi}(y_k)} = \sum_{k=1}^N [\ln w_{\xi}(y_k - u_k) - \ln w_{\xi}(y_k)].$$

Разложим $\ln [v_{\xi}(y_k - u_k)]$ в ряд по степеням u_k :

$$\ln w_{\xi}(y_k - u_k) = \ln w_{\xi}(y_k) + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i!} u_k^i \frac{d^i}{dy_k^i} \ln w_{\xi}(y_k), \quad (3.22)$$

тогда

$$Z = \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i!} u_k^i \frac{d^i}{dy_k^i} \ln w_{\xi}(y_k).$$

Объединив в (3.22) часть сомножителей в функцию

$$f_i(y_k) = \frac{(-1)^i}{i!} \frac{d^i}{dy_k^i} \ln w_{\xi}(y_k),$$

получим

$$Z = \sum_{i=1}^{\infty} z_i \geq u_{\text{пор}}, \quad (3.23)$$

где $z_i = \sum_{k=1}^N f_i(y_k) u_k^i$.

Алгоритм показывает, что обнаружитель – многоканальное устройство с бесконечным числом каналов (рис. 3.23, а), в каждом из которых стоит блок *нелинейной обработки*, осуществляющий нелинейное преобразование $f_i(y)$. Число каналов стараются уменьшить, что можно сделать с некоторыми потерями, если отношение сигнала к помехе невелико. Для этого в (3.23) уменьшают число членов ряда. Так, в пределе при $N = 1$

$$z = z_1 = \sum_{k=1}^N f_1(y_k) u_k,$$

где $f_1(y_k) = -\frac{d}{dy_k} \ln w_{\xi}(y_k)$, обнаружитель становится одноканальным (рис.

3.23, б). При $u_k \rightarrow 0$ $Z_1 \rightarrow Z$ и обнаружитель является асимптотически оптимальным. В частном случае, если помеха гауссовская:

$$-f_1(y) = \frac{d}{dy} \ln \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left\{ -\frac{y^2}{2\sigma^2} \right\} \right) = \frac{y}{\sigma^2},$$

то обнаружитель становится оптимальным с коррелятором или оптимальным фильтром на входе, поскольку $f_1(y) = y/\sigma^2$ – линейная операция (рис. 3.23, в). Если рассматривать более сложный случай, когда помеха коррелированная, то структура обработки усложнится и на вход нужно добавить «обеляющий» фильтр (рис. 3.23, г).

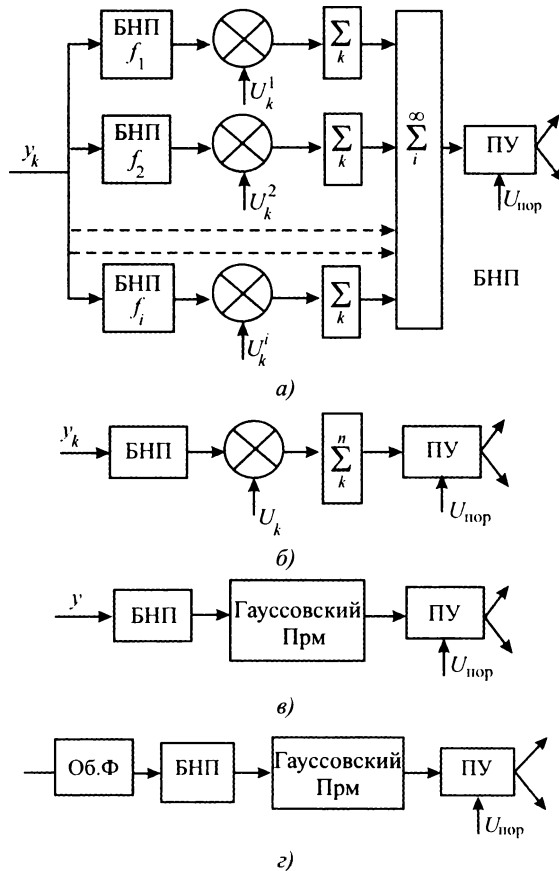


Рис. 3.23. Обнаружитель произвольного сигнала на фоне произвольной помехи с независимыми значениями

Цифровое обнаружение

Цифровые обнаружители обрабатывают информацию, полученную с помощью аналого-цифрового преобразователя обычно с выхода детектора, в дискретизированную во времени и кодированную по уровню. Таким образом, $Y_{mi} = U_i$ преобразуется в сигналы δ_i (рис. 3.24, а). В простейшем случае при бинарном квантовании сигналов

$$\delta_i = 1 \text{ при } Y_{mi} \geq h_{\text{кв}}, \delta_i = 0 \text{ при } Y_{mi} < h_{\text{кв}},$$

тогда

$$\Lambda = \frac{P(\delta_1, \delta_2, \delta_3, \dots, \delta_N / \theta = 1)}{P(\delta_1, \delta_2, \delta_3, \dots, \delta_N / \theta = 0)}.$$

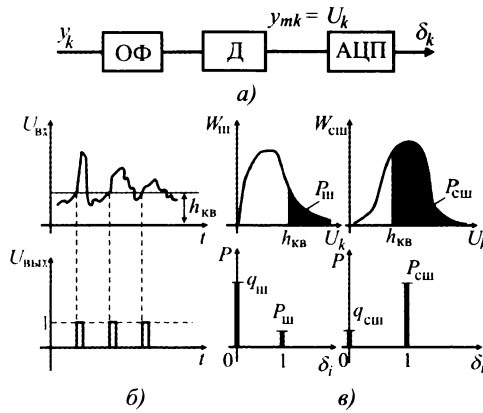


Рис. 3.24. Иллюстрация работы цифрового обнаружителя:

а – схема; *б* – квантование; *в* – вероятность превышения порога шумом $p_{\text{ш}}$ и сигналом с шумом $p_{\text{сш}}$

На выходе АЦП задана условная плотность распределения вероятностей $w(U_k/\theta) = w(y_{mk}/\theta)$. Вычислим вероятность появления единицы на k -й позиции при наличии только шума:

$$P_{\text{ш}} = \int_{h_{\text{кв}}}^{\infty} w(U_i/\theta=0) dU_i.$$

Такая же вероятность при наличии сигнала:

$$P_{\text{сш}} = \int_{h_{\text{кв}}}^{\infty} w(U_i/\theta=1) dU_i,$$

где $1 - P_{\text{ш}} = q_{\text{ш}}$; $1 - P_{\text{сш}} = q_{\text{сш}}$ – вероятность появления нуля на i -й позиции.

Условные вероятности принятия случайной величиной δ_k любого из двух возможных значений (0,1), показанных на рис. 3.24,б,

$$P\{\delta_i/\theta=0\} = P_{\text{ш}}^{\delta_i} q_{\text{ш}}^{1-\delta_i}, \quad P\{\delta_i/\theta=1\} = P_{\text{сш}}^{\delta_i} q_{\text{сш}}^{1-\delta_i}.$$

При статистически независимых наблюдениях

$$P(\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_N / \theta=0) = \prod_{i=1}^N P_{\text{ш}}^{\delta_i} q_{\text{ш}}^{1-\delta_i},$$

$$P(\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_N / \theta=1) = \prod_{i=1}^N P_{\text{сш}}^{\delta_i} q_{\text{сш}}^{1-\delta_i},$$

поэтому $\Lambda = \prod_{i=1}^N \left(\frac{P_{\text{сш}}}{P_{\text{ш}}} \right)^{\delta_i} \left(\frac{q_{\text{сш}}}{q_{\text{ш}}} \right)^{1-\delta_i}$; $\ln \Lambda = \sum_{i=1}^N \left[\delta_i \ln \frac{P_{\text{сш}} q_{\text{ш}}}{P_{\text{ш}} q_{\text{сш}}} + \ln \frac{q_{\text{сш}}}{q_{\text{ш}}} \right]$ или

$$\sum_{i=1}^N \delta_i W_i \geq u_{\text{пор}}, \quad (3.24)$$

где $W_i = \ln \frac{P_{\text{ши}} q_{\text{ши}}}{P_{\text{ши}} q_{\text{сши}}}$ – весовой коэффициент.

Этот алгоритм соответствует структуре весового накопителя (интегратора). Если шум стационарный: $P_{\text{ши}} = P_{\text{ш}}$, а пачка импульсов имеет прямоугольную огибающую $P_{\text{сши}} = P_{\text{сш}}$, то $W_i = W = \text{const}$. В этом случае алгоритм упрощается:

$$\sum_{i=1}^N \delta_i \geq h. \quad (3.25)$$

Например, пусть распределение реализаций после детектора

$$w(U_i / \theta = 0) = \frac{U_i}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{U_i^2}{2\sigma^2} \right\},$$

$$w(U_i / \theta = 1) = \frac{U_i}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{U_i^2 + U_{ci}^2}{2\sigma^2} \right\} I_0 \left(\frac{U_i U_{ci}}{\sigma^2} \right),$$

тогда вероятность для одной реализации $P_{\text{ши}}$ и $P_{\text{сши}}$

$$P_{\text{ши}} = \int_{h_{\text{кв}}}^{\infty} w(U_i / \theta = 0) dU_i,$$

$$P_{\text{сши}}(U_i / \theta = 1) = \int_{h_{\text{кв}}}^{\infty} w(U_i / \theta = 1) dU_i.$$

Если задана вероятность $P_{\text{ши}}$, то порог квантования можно найти из соотношения

$$h_{\text{кв}} = \sigma \sqrt{2 \ln \frac{1}{P_{\text{ши}}}}.$$

При $P_{\text{ши}} = P_{\text{ш}}$ и $P_{\text{сши}} = P_{\text{ш}}$ статистика пачки имеет биномиальное распределение

$$D = \sum_{k=h_0}^N C_N^k P_{\text{сш}}^k (1 - P_{\text{сш}})^{N-k},$$

где $C_N^k = \binom{N}{k} = \frac{N!}{k!(N-k)!}$ – биномиальный коэффициент; h_0 – наибольшее целое число, удовлетворяющее неравенству $F \leq \sum_{k=h_0}^N C_N^k P_{\text{ш}}^k (1 - P_{\text{ш}})^{N-k}$.

Понятно, что одинаковые вероятности D и F можно получить при различных сочетаниях N и $P_{\text{ш}}$, т.е. при разных сочетаниях порогов $h_{\text{кв}}$ и h_0 . Рассмотренный метод обнаружения с накоплением бинарно-квантованных импульсов по любым k реализациям из N соответствует обнаружителю типа « k из N ».

Обычно выбирают порог h_0 из соотношения $h_0 \approx 1,5 \sqrt{N}$. Прогресс аналоговому обнаружителю не превышает 1,5...3 дБ. Пример схемы бинарного обнаружителя (обнаружитель в «скользящем» окне) показан на рис. 3.25.

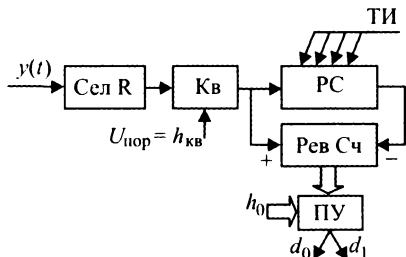


Рис. 3.25. Бинарный обнаружитель, работающий в «скользящем окне»

Графики сигналов в различных точках схемы приведены на рис. 3.26, б. В режиме обзора пространства на вход поступают видеоимпульсы пачки, промодулированные по амплитуде вследствие движения диаграммы направленности антенны (точка 1 на рис. 3.26, а). Селектор дальности пропускает на квантователь импульсы цели только с определенного элемента разрешения по дальности. Квантователь работает по

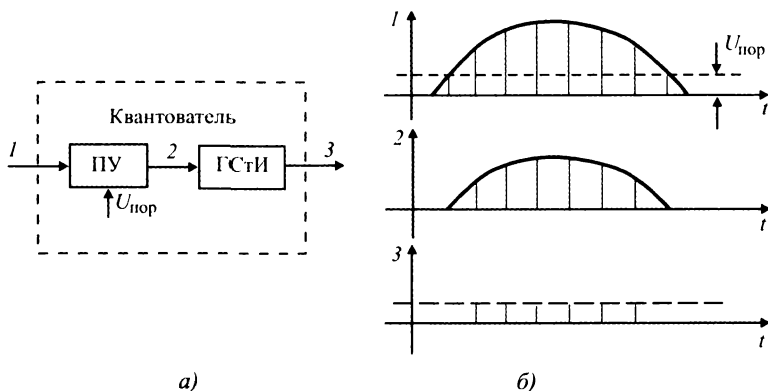


Рис. 3.26. Схема квантователя (а) и графики сигналов (б) в точках 1, 2 и 3 устройства

алгоритму: если $U_k \geq h_{\text{кв}}$, то на выходе появляется стандартный импульс $\delta_i = 1$, а если $U_i < h_{\text{кв}}$, то $\delta_i = 0$ (точка 2 на рис. 3.26, а).

Таким образом, на регистр сдвига (РС) и реверсивный счетчик (РСч) подается последовательность единиц и нулей в n периодах повторения, где n – число импульсов в пачке (точка 3 на рис. 3.26, а). Регистр сдвига имеет число ячеек, равное n , и управляется тактовыми импульсами. С выхода Кв стандартные импульсы попадают на вход РС и на суммирующий вход РСч. На вычитающий вход РСч импульсы подаются с выхода РС. Код числа накопленной пачки стандартных импульсов сравнивается в пороговом устройстве (ПУ) с порогом h_0 , после чего выносится решение об обнаружении цели.

В практической радиолокации часто применяют упрощенные алгоритмы обнаружения в предположении прямоугольной формы пачек бинарно-квантованных импульсов. Обнаружение сигнала может быть связано с фиксацией начала и конца пачки, поскольку это является показателем принадлежности квантованных импульсов к одной пачке. Такие критерии или правила обнаружения приводят к упрощенным программным правилам без весового (равновесного) обнаружения. Если задать l позиций и на этих позициях обнаружить k единиц (стандартных импульсов, причем $k < l$), то начало пачки определяется по критерию « k из l » и этот же критерий может быть использован для обнаружения пачки. Кроме того, обнаруживать пачку можно при накоплении заданного числа стандартных импульсов (« k из n », где n – число импульсов в пачке). Аналогично, конец пачки импульсов можно обнаруживать по критерию « k из $l - m$ », где m – число нулей, зафиксированных подряд при определении конца пачки.

3.5. Эффективность систем обнаружения сигналов

За критерий эффективности систем обнаружения при их сравнении можно принять функцию f , связанную с потерями $C \Rightarrow f(C)$. Чаще других используются:

1) *условный r или средний $\bar{r}$ риск* (лучше та система, у которой риски $r, \bar{r}$ меньше);

2) *кривые (характеристики) обнаружения $D = f(F, q)$* (лучше та система, у которой кривая для $F = \text{const}$ лежит левее);

3) *пороговая мощность $P_{\text{пор}}$* (лучше та система, у которой $P_{\text{пор}}$ меньше).

Наиболее широкое распространение получили критерии 2 и 3.

Принцип расчета характеристик обнаружения показан на рис. 3.27. Зная плотность распределения вероятностей входной величины порогового устройства $w(z/\theta = 0)$ и $w(z/\theta = 1)$ (рис. 3.27, а) и выбирая, например, в соответствии с критерием Неймана – Пирсона по заданному

F порог решения T , определяем D . Перемещая кривую $w(z/\theta = 1)$ путем изменения отношения сигнал/шум q в пределах от 0 до ∞ при постоянном F , вычисляем кривую обнаружения. Повторяя эти операции для других F ($F_1, F_2, F_3, \dots, F_\infty$), получаем семейство характеристик обнаружения (рис. 3.28).

Если аналитические выражения $w(z)$ неизвестны, то кривые обнаружения получают с помощью имитационного моделирования по схеме, показанной на рис. 3.27, б.

Аналитические выражения для D и F даны выше для каждой модели сигнала. Вид этих характеристик показан на рис. 3.28, где кривые

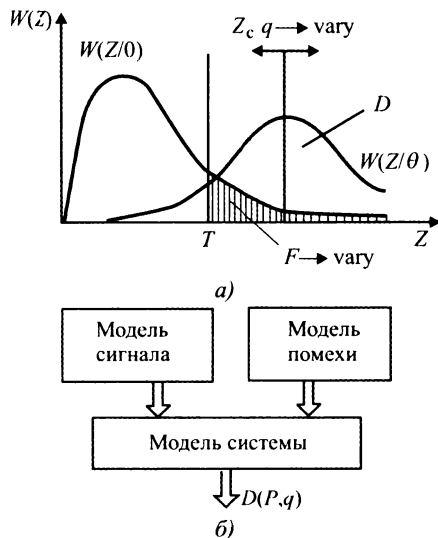


Рис. 3.27. Метод графического построения характеристик обнаружения (а) и получение характеристик методом моделирования (б)

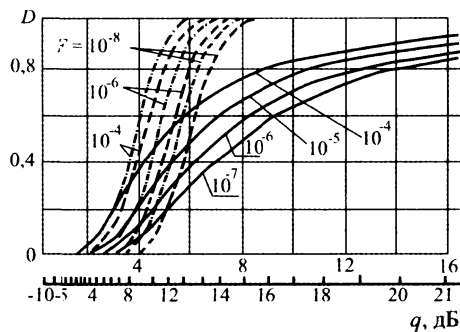


Рис. 3.28. Семейство кривых обнаружения [7]

полностью известного сигнала даны штрих-пунктиром, для сигнала с неизвестной начальной фазой – пунктиром, а для сигнала с неизвестной начальной фазой и флуктуирующей амплитудой – сплошной линией. На рис. 3.28 значения q даны в разгах (верхняя шкала) и в децибелах (нижняя шкала). Видно, что при фиксированной D меньшее значение q реализуется кривой обнаружения, расположенной левее.

Пороговой мощностью называют минимальную мощность сигнала на входе приемника, при которой он обнаруживается с заданной вероятностью правильного обнаружения и ложной тревоги. Обычно, если решение принимает оператор, то берут $D = 0,5$, а если решение принимает автомат, то $D = 0,9; 0,99; 0,999; \dots$. В то же время $F = 10^{-3} \dots 10^{-20}$. Зная D и F , по характеристикам обнаружения определяют $q_{\text{пор}}$.

Существуют и аналитические соотношения для расчета величины $q_{\text{пор}}$, зависящие от вида сигнала и помехи. В Приложении 3 приведены приближенные формулы расчета $q_{\text{пор}}$ для различных моделей сигналов.

Таким образом, $P_{\text{пор}}$ относят к входу приемника, а $q_{\text{пор}}$ – к входу порогового устройства или к выходу приемника. В общем случае связь $P_{\text{пор}} = f(q_{\text{пор}})$ неизвестна. Однако при оптимальной обработке $q_{\text{вых}} = q_{\text{max}} = E_{\text{вх}}/N_0$ с учетом того, что спектральная плотность реального шума в области положительных частот равна N_0 . Аналогично, для оптимального приемника можно считать, что $q_{\text{пор}} = E_{\text{пор}}/N_0$, поэтому $E_{\text{пор}} = q_{\text{пор}}N_0$. При обнаружении одиночного импульса $E_{\text{пор}} = P_{\text{пор}}\tau_{\text{и}}$, следовательно,

$$P_{\text{пор}} = q_{\text{пор}} \frac{k_{\text{ш}}kT}{\tau_{\text{и}}}. \quad (3.26)$$

Если обработка не оптимальна, то это обстоятельство можно учесть с помощью коэффициента потерь $L = q_{\text{max}}/q$:

$$P_{\text{пор}} = q_{\text{пор}} \frac{k_{\text{ш}}kTL}{\tau_{\text{и}}}. \quad (3.27)$$

Учитывая, что $\tau_{\text{и}} \ll \lambda f$, а $P_{\text{швх}} = k_{\text{ш}}kT\Delta f$, можно представить соотношение (3.27) в виде $P_{\text{пор}} = k_{\text{в}}P_{\text{швх}}$, где $k_{\text{в}} = q_{\text{пор}}L$ – коэффициент видимости сигнала на фоне шума.

При обработке пачки когерентных радиоимпульсов $E_{\text{пор}} = P_{\text{пор}}\tau_{\text{и}}n$ ($P_{\text{пор}}$ – пороговая мощность одного импульса; n – число импульсов в пачке), поэтому

$$P_{\text{пор}} = q_{\text{пор}} \frac{k_{\text{ш}}kTL}{n\tau_{\text{и}}}. \quad (3.28)$$

Выражение (3.28) можно представить с учетом сужения полосы пропускания приемника при накоплении n импульсов:

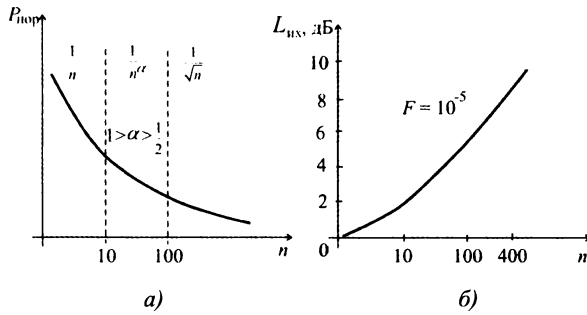


Рис. 3.29. Потери при некогерентном накоплении импульсов

$$P_{\text{пор}} = k_{\text{в}} P_{\text{швх}},$$

где $P_{\text{ш}} = \frac{k_{\text{ш}} k T}{n \tau_{\text{и}}} = k_{\text{ш}} k T \Delta f$.

При обнаружении пачки некогерентных радиоимпульсов накапливаются огибающие радиоимпульсов после детектора, в котором возникают потери. Эти потери зависят от отношения мощностей сигнала и шума на входе детектора, а последние при фиксированной энергии пачки определяются числом импульсов в пачке n (рис. 3.29).

Ход графика $P_{\text{пор}} = f(n)$ на рис. 3.29, а определен тем, что при $n < 10$ отношение сигнал/шум в одном импульсе велико и детектор ведет себя как линейное устройство, а при $n > 100$ отношение сигнал/шум мало и детектор ведет себя как нелинейное квадратичное устройство, из за чего возникают потери, пропорциональные $\sqrt{n}$ (рис. 3.29, б). Поэтому $P_{\text{пор}} = q_{\text{пор}} \frac{k_{\text{ш}} k T L}{\sqrt{n \tau}}$. Обычно используют одну и ту же формулу для пачки когерентных и некогерентных радиоимпульсов, учитывая потери некогерентного накопления:

$$P_{\text{пор}} = q_{\text{пор}} \frac{k_{\text{ш}} k T L_{\text{нк}}}{n \tau_{\text{и}}}.$$

В общем случае $q_{\text{пор}}$ удобно находить, используя табл. 3.2.

Кроме указанных потерь, при расчетах учитываются и другие, с помощью соотношения $L_{\text{н}} = \prod_{i=1}^N L_i$. Приведем причины таких потерь.

1. *Неоптимальность фильтрации $L_{\text{ф}}$* (несогласованная фильтрация). С учетом нестабильностей несущей частоты передатчика, гетеродинов и доплеровского смещения частоты при движении цели необходимо увеличить полосу пропускания фильтра $\Delta f_{\text{ф}}$ до величины $\Delta f = \Delta f_{\text{ф}} + \Delta f_0 + \Delta f_{\text{г}} + 2F_{\text{длmax}}$.

Таблица 3.2

Модель сигнала	Расчетные формулы
Пачка детерминированных когерентных радиоимпульсов	$q_{\text{пор1}} = \frac{1}{n} \left[\sqrt{\ln \frac{1}{F_1} - 1,4} + \sqrt{\ln \frac{1}{1-D_1} - 1,4} \right]^2$
Пачка квазидетерминированных радиоимпульсов со случайной начальной фазой	$q_{\text{пор1}} = \frac{1}{n} \left[\sqrt{\ln \frac{1}{F_1}} + \sqrt{\ln \frac{1}{1-D_1} - 1,4} \right]^2$
Пачка квазидетерминированных радиоимпульсов со случайной начальной фазой и флуктуирующей амплитудой	$q_{\text{пор1}} = \frac{1}{n} \left[\ln \frac{F_1}{D_1} - 1 \right]$
Пачка некогерентных радиоимпульсов при отсутствии флуктуаций амплитуды	$q_{\text{пор1}} = \frac{1}{n} \left[\frac{(\alpha_1 + \alpha_2)^2}{2} - \alpha_1 \right] -$ $- \frac{\alpha_2}{n} \left[\sqrt{1 + 2\alpha_1 + \frac{2}{3}\alpha_1^2 + \alpha_2^2} \right] -$ $- \frac{\sqrt{n}}{n} \left[(\alpha_1 + \alpha_2) \sqrt{1 + \frac{2\alpha_1}{\sqrt{n}} + \frac{\frac{2}{3}\alpha_1^2 + \alpha_2^2}{n}} \right],$ $\begin{cases} \alpha_1 = \sqrt{2 \ln \frac{1}{F_1} - 2,8} \\ \alpha_2 = \sqrt{2 \ln \frac{1}{1-D_1} - 2,8} \end{cases}$
Пачка некогерентных радиоимпульсов при независимых флуктуациях амплитуды	$q_{\text{пор1}} = \frac{1}{n} (\alpha_1 + \alpha_2) \left(\sqrt{n} + \frac{\alpha_1 + 2\alpha_2}{3} \right)$

Таким образом, произведение $\Delta f \tau_n$ будет отличаться от оптимального, и возникнут потери, которые можно найти по графикам рис. 3.30, где кривая 1 соответствует фильтрации импульса с гауссовой огибающей фильтром с гауссовой АЧХ, кривая 2 – импульса с гауссовой огибающей фильтром с прямоугольной АЧХ и кривая 3 – импульса с прямоугольной огибающей фильтром с прямоугольной АЧХ.

2. *Непрямоугольность огибающей пачки радиоимпульсов* из-за реальной формы ДНА при плавном обзоре пространства $L_{\text{нпр}}$ ($L_{\text{нпр}} < 1,6$ дБ).

3. *Расстройка Δf_p центральной частоты фильтра и несущей частоты сигнала*, что приводит к уменьшению амплитуды сигнала на выходе фильтра и к потерям

$$L_p = \frac{U_c^2(0)}{U_c^2(\Delta f_p)}.$$

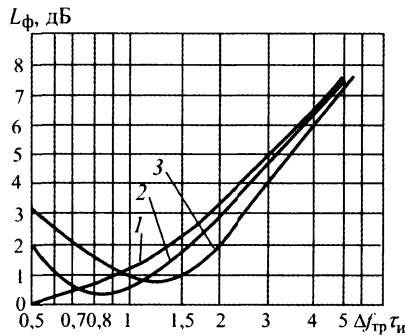


Рис. 3.30. Потери из-за рассогласования фильтра

Если допустить уменьшение амплитуды сигнала до уровня 0,5 от максимальной при наибольшей расстройке $\Delta f_{p \max} = \Delta f / 2$, то при равной вероятности расстройки в пределах $\pm \Delta f_{\max}$ среднеквадратическое значение расстройки $\Delta f_{\text{рск}} = \Delta f / (2\sqrt{3}) \approx 0,3\Delta f$, а потери $L_p = 1/0,72 = 1,37$, так как $\Delta f_{\text{рск}}$ приводит к спаду АЧХ до уровня 0,72.

4. *Некогерентное накопление* $L_{\text{нк}}$ (зависит от числа импульсов в пачке и типа интегратора)

Тип накопителя..... Потери $L_{\text{нк}}$

Экран ЭЛТ..... $L_{\text{нк}} \approx \sqrt{n}$

Цифровой накопитель:

потери квантования.....0,2...1 дБ

общие потери1...3 дБ

5. *Потери при стробировании каналов дальности* $L_{\text{стр}}$.

Если длительность селекторного импульса $\tau_{\text{си}}$ не равна $\tau_{\text{и}}$, то при

$$\tau_{\text{си}} < \tau_{\text{и}} \quad \Delta \tau = \tau_{\text{си}} - \tau_{\text{и}} \quad \text{и тогда} \quad L_{\text{стр}} = \frac{1}{\left(1 - \frac{|\Delta \tau|}{2\tau_{\text{и}}}\right)^2}.$$

$$\text{Если } \tau_{\text{си}} > \tau_{\text{и}}, \text{ то } L_{\text{стр}} = \frac{\tau_{\text{си}}}{\tau_{\text{и}}}.$$

6. *Несовпадение селекторного и принятого импульсов* приводит к

$$\text{потерям } L_{\text{нс}} = \frac{1}{1 - \left(\frac{t_R - t_{\text{си}}}{\tau_{\text{и}}}\right)}.$$

7. *Отличие этих импульсов по форме* $L_{\text{нсф}} < 1$ дБ.

8. *Расстройка частоты сигнала относительно частоты настройки канала.* Когда АЧХ перекрываются на уровне 0,5, а $\Delta f = \frac{0,4}{nT_{\Pi}}$, то $L_{\text{нс}} = 2$ дБ.
9. *Неоптимальность каналов и нестабильность их параметров* добавляют $L_{\text{нст}} = 1,26$ дБ.
10. *Отличие частоты опорного сигнала от частоты принимаемого сигнала приводит к потерям до $L_f \approx 1$ дБ.*
11. *Подача опорного сигнала не в точной квадратуре ($\Delta\varphi \geq \pi/2$) также вызывает потери $L_{\text{кв}} \leq 1,5$ дБ.*
12. *Прочие $L_{\text{пр}}$.*
Таким образом, общие потери можно посчитать, используя соотношение

$$L_{\Pi} = \prod_{i=1}^N L_i = L_{\Phi} L_{\text{нпр}} L_{\text{р}} L_{\text{нк}} L_{\text{стр}} L_{\text{нс}} L_{\text{нст}} L_{\text{нсф}} L_{\text{нс}} L_f L_{\text{кв}} L_{\text{пр}},$$

или в децибелах

$$L_{\Pi} = \sum_{i=1}^N L_i = L_{\Phi} + L_{\text{нпр}} + L_{\text{р}} + L_{\text{нк}} + L_{\text{стр}} + L_{\text{нс}} + L_{\text{нст}} + L_{\text{нсф}} + L_{\text{нс}} + L_f + L_{\text{кв}} + L_{\text{пр}}.$$

3.6. Обнаружение радиосигналов при априорной неопределенности

При работе радиолокатора в реальной обстановке не только неизвестен факт наличия и отсутствия сигнала на входе приемника, но могут быть неизвестны характеристики помех и сигнала. Возникает проблема априорной неопределенности или неизвестности. Возможны:

- *параметрическая априорная неопределенность*, когда при известном законе распределения вероятностей сигнала и помехи неизвестны значения параметров этого закона;
- *непараметрическая неопределенность*, когда неизвестен закон распределения сигнала и помехи.

В первом случае возникает нехватка априорных данных, что не дает возможность установить связь наблюдаемых величин (входной реализации) с условным риском. При обработке (дополнительной) входной информации нужно восстановить соответствие между ожидаемыми потерями и этой информацией. Такой процесс называют *адаптацией*, а правила решения задачи обнаружения в этих условиях *адаптивными байесовыми правилами*. Чаще всего эти правила формируют в рамках адаптивного байесова подхода, основной особенностью которого является замена неизвестных параметров, характеристик или законов распреде-

ления помех их состоятельными оценками. При некоторых ограничениях эти оценки становятся оценками максимального правдоподобия.

С точки зрения нахождения структуры обнаружителей *основными методами преодоления априорной неопределенности* являются:

- использование адаптации к неизвестным или меняющимся параметрам помехи, что приводит к адаптивным параметрическим системам;
- создание устройств обнаружения, нечувствительных к виду закона распределения вероятностей помех адаптивно-непараметрических или инвариантных систем;

- использование систем обнаружения сигнала, стабильно работающих и незначительно теряющих свои свойства при изменении законов распределения вероятностей помех, что приводит к робастным системам.

При параметрической априорной неопределенности часто неизвестными или изменяющимися параметрами могут быть интенсивность (мощность) помехи σ_n^2 , доплеровская поправка частоты ω_d или набег фазы за период повторения $\omega_d T_n$ для пассивной помехи, широкополосность помехи $\sigma_{\omega n}(\sigma_{\omega n} T_n)$ или ее коррелированность $\tau_{\text{кп}}$.

Неопределенность и изменение σ_n^2 в элементе разрешения, а также от элемента к элементу разрешения в пределах зоны обзора может сильно снизить эффективность устройств обнаружения, что обусловлено большим динамическим диапазоном (до 90 дБ) изменения мощности помех. При недостаточном подавлении помехи ее остатки могут менять уровень и частоту ложных тревог. Мерой борьбы с этим недостатком является использование устройств обнаружения с изменением порога обнаружения в соответствии с интенсивностью помех в элементах разрешения. На рис. 3.31 показана структура обнаружителя с *постоянным уровнем ложных тревог* (ПУЛТ).

В схеме рис. 3.31 текущие реализации X_i , пропорциональные мощности помех ($X_i \approx U_{mi}^2$), формируются с помощью квадратичного детектора. Эти реализации подаются на линию задержки с $N - 1$ отводами через τ_n . Со среднего отвода линии выборочное значение X_s подают на

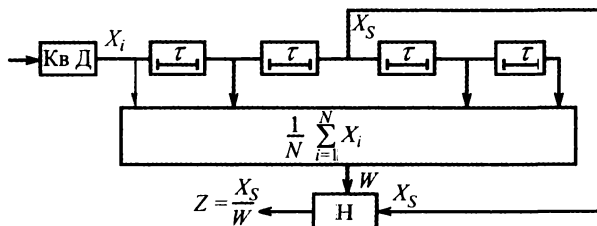


Рис. 3.31. Обнаружитель ПУЛТ

нормирующее устройство (Н), где производится деление X_s на средний по числу ячеек N или числу элементов дальности уровень мощности помехи $P_{\text{ср}} = W$. Средняя мощность помехи формируется путем усреднения N выборочных значений X_i со всех отводов линии, кроме среднего:

$W = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i$. На выходе устройства нормировки образуется $Z = X/W$, что

и обеспечивает при обнаружении постоянство уровня ложных тревог.

Удобно использовать устройство нормировки с логарифмической схемой ПУЛТ (рис. 3.32).

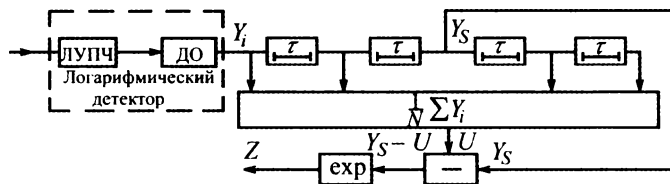


Рис. 3.32. Логарифмическое устройство ПУЛТ

Здесь вместо квадратичного детектора используют комбинацию УПЧ с логарифмической амплитудной характеристикой и детектора огибающей (линейного детектора). Эта комбинация называется *логарифмическим детектором*, на выходе которого реализуется Y_i . Поскольку $\ln X_i = 2 \ln U_{mi}$, то $Y_i \approx X_i$, и операцию нормировки можно осуществлять не делением X/W , а вычитанием $Y_s - U$, где $U = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Y_i$. Величину Z , нормированную к уровню помех, получают после обратного экспоненциального преобразования.

Основой решения проблемы незнания законов распределения вероятностей сигнала и помехи является использование инвариантных или адаптивных алгоритмов обнаружения радиосигналов. Кроме того, методы и алгоритмы обнаружения подразделяют на *устойчивые* и *робастные*. Характеристики устойчивых алгоритмов независимы от законов распределения вероятностей сигнала и помехи. Робастные алгоритмы более просты, но их характеристики, хоть и слабо, но зависят от законов распределения.

Инвариантные обнаружители при воздействии стационарной помехи и выборке конечной мерности дают возможность перехода к новой статистике, не зависящей от выборочных значений. Наиболее часто используются: *знаковая статистика*; *статистика ступенек*; *ранговая статистика*.

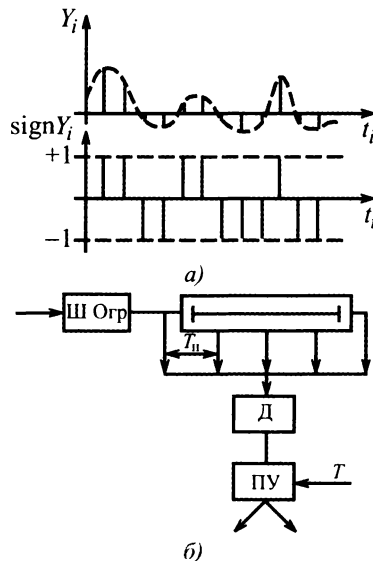


Рис. 3.33. Переход к статистике знаков (а) и знаковый обнаружитель (б)

При *знаковой статистике* переходят от выборочных значений Y_i к их знаку:

$$\text{sign} Y_i = \begin{cases} Y_i \\ |Y_i| \end{cases} = \begin{cases} +1 \rightarrow \text{при } Y_i > 0, \\ -1 \rightarrow \text{при } Y_i < 0. \end{cases}$$

Процесс перехода к знаковой статистике показан на рис. 3.33, а, где видна замена выборочных значений стандартными положительными (+1) и отрицательными (-1) импульсами. Видно, что статистика знаков не зависит от выборочных значений. На рис. 3.33, б показана одна из возможных схем построения знакового обнаружителя. Реализации Y_i с широкополосного ограничителя поступают на вход линии задержки, с N отводов которой выборочные значения складываются, детектируются и сравниваются с $U_{\text{пор}}$. Данное устройство реализует *простой знаковый алгоритм*:

$$Z = \sum_{i=1}^N \frac{Y_i}{|Y_i|} = \sum_{i=1}^N \exp\{ij\varphi\} \geq T.$$

Процедура обнаружения сводится к накоплению знаков или стандартных импульсов, или, наконец, ограниченных импульсов в пределах длительности входной выборки и сравнению результатов накопления с порогом. Корреляционному знаковому обнаружителю соответствует *линейный знаковый алгоритм*:

$$Z = \sum_{i=1}^N U_i \text{sign} Y_i \geq T.$$

Структура этого обнаружителя представлена на рис. 3.34, а. Входная выборка Y_i с помощью ШОгр переходит в $\text{sign} Y_i$ и затем умножается на опорный сигнал U_i . Результат перемножения накапливается в накопителе, после чего проверяется на порог. Возможно применение алгоритма двойной знаковой статистики, когда опорный сигнал U_i переводят в форму знаков ($\text{sign} U_i$):

$$Z = \sum_{i=1}^N \text{sign} U_i \text{sign} Y_i \geq T.$$

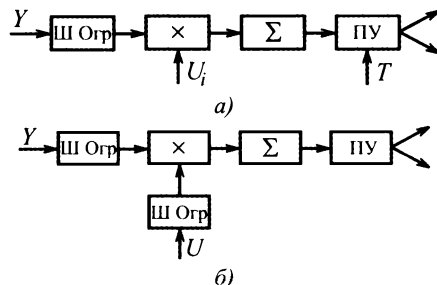


Рис. 3.34. Знаковые обнаружители:
а – простой; б – с двойной знаковой статистикой

Схема такого обнаружителя показана на рис. 3.34, б.

При использовании *статистики ступенек* переходят от Y_i к ступенькам, которые формируются следующим образом:

$$S(Y) = \begin{cases} +1 \rightarrow \text{при } Y_i \geq 0, \\ 0 \rightarrow \text{при } Y_i \leq 0. \end{cases}$$

Процесс перехода к ступенькам показан на рис. 3.35, а. Как видно, ступеньки $S(Y)$ связаны со знаком выборочных значений $\text{sign} Y$: $S(Y) = 1/2(\text{sign} Y + 1)$, а статистика не зависит от выборочных значений Y . Алгоритм обнаружения задается соотношением

$$Z = \sum_{i=1}^N \text{sign} Y_i + \frac{N}{2} \geq T.$$

На рис. 3.35, б после ШОгр осуществляется суммирование сигналов с отводов линии задержки, отстоящих один от другого на величину τ_n . Результат детектируется и сравнивается с порогом $T - N/2$.

При использовании *статистики рангов* от выборочных значений переходят к рангу выборки:

$$R_i = \text{rang } Y_i = \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} [1 + \text{sign}(Y_i - Y_k)],$$

где ранг R_i – общее число элементов вектора (выборки), не превышающих по величине Y_i .

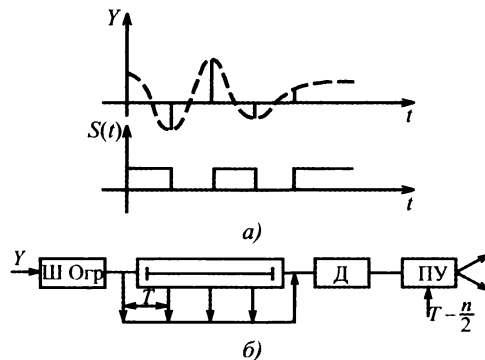


Рис. 3.35. Переход к статистике ступенек (а) и обнаружитель, использующий статистику ступенек (б)

Для определения ранга выборочное значение Y_i сравнивается со всеми остальными значениями Y_k (в том числе и с самим собой). Если $Y_k < Y_i$, то $(1/2)[1 + \text{sign}(Y_i - Y_k)] = 1$, а если $Y_k > Y_i$, то оно равно 0. Например, пусть $Y = \{9, 5, 3, 4, 7\}$. Тогда вектор рангов $\text{rang} = \{5, 3, 1, 2, 4\}$, т.е. мы ранжировали выборочные значения Y_i или указали их порядковый номер в последовательности, выстроенной по возрастающей величине выборки. Ранговый алгоритм обнаружения связан со статистикой ступенек:

$$\sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^m S(Y_{i,j} - Y_{i+k,j}) \geq T. \quad (3.29)$$

Здесь i и j – номера выборочных значений по элементам разрешения дальности и азимута.

Этому алгоритму соответствует схема, представленная на рис. 3.36. В компараторах (К) сравниваются значения Y_i и Y_{i+k} . Этим обусловлено, то, что компаратор состоит из двух элементов: порогового устройства с порогом Y_i и генератора стандартных импульсов (ГСтИ), который выдает стандартный импульс +1 при $Y_k < Y_i$, и не вырабатывает импульс 0, если $Y_k > Y_i$. Затем вычисляется сумма $\sum_{k=1}^m \text{rang}_{k,j}$, осуществ-

ляется накопление пачки рангов $\sum_{j=1}^n \text{rang}_j$ и производится сравнение с порогом T . Естественно, порядковый номер (ранг) по величине выборочного значения не зависит от этого значения.

Исследования ранговых обнаружителей показали, что при обнаружении сигналов на фоне белого шума они вносят потери примерно 0,6 дБ. В то же время при обнаружении сигналов на фоне коррелированной помехи они выигрывают до 10 дБ.

Известно, что при отклонении распределения вероятности помехи от предполагаемого значения наступает ухудшение качества работы синтезированных оптимальных обнаружителей. Например, при использовании критерия Неймана – Пирсона и гауссовой статистики помехи в виде ε – загрязненной модели с распределением

$$w(x) = \frac{1-\varepsilon}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(x-y)^2}{2\sigma^2}\right\} + \frac{\varepsilon}{\sqrt{2\pi}k\sigma} \exp\left\{-\frac{(x-u)^2}{2k^2\sigma^2}\right\},$$

где $0 \leq \varepsilon \leq 1$; $\sigma_2 = k\sigma_1$.

Если первоначальное качество обнаружения характеризовалось параметрами $U/\sigma = 0,06$ и $F = 5 \cdot 10^{-3}$, то при добавлении (загрязнении) второй помехи с параметрами $\sigma = 1$, $k = 10$ и $\varepsilon = 0,01$ уровень ложной тревоги увеличивается в 7 раз. В таких условиях целесообразно использовать алгоритмы обнаружения, обладающие свойством сохранять в некоторых пределах свои характеристики при небольших изменениях плотности распределения вероятностей помехи. Эти обнаружители называют *робастными*.

Например, имеются робастные обнаружители, основанные на минимаксном правиле Неймана–Пирсона. Критерий различения гипотез наличия и отсутствия сигнала базируется на отношении правдоподобия и минимизирует максимальный риск пропуска сигнала при фиксированном риске ложной тревоги. На рис. 3.37, а, б приведена схема такого

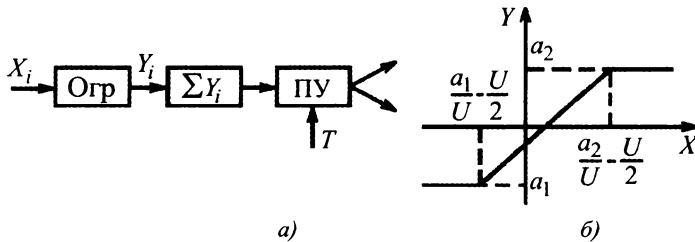


Рис. 3.37. Робастный обнаружитель (а) и характеристика ограничителя, примененного в его схеме (б)

робастного обнаружителя и дана характеристика амплитудного ограничителя (Огр), после которого стоит накопитель $\left(\sum_{i=1}^n Y_i\right)$:

$$\sum_{i=1}^n Y(X_i) \geq T,$$

где X_i – входные выборочные значения реализации; $Y = f(X)$ – характеристика амплитудного ограничителя.

Таким образом, происходит ограничение по амплитуде больших выбросов реализаций (помехи), после чего ограниченные реализации накапливаются. Это обеспечивает устойчивость системы к большим выбросам. Существуют и другие построения робастных обнаружителей, однако их теоретическое обоснование затруднено.

Контрольные вопросы

- 3.1. Какова физика возникновения ошибок ложной тревоги и пропуска цели?
- 3.2. Почему форма сигнала на выходе линейной части приемника схожа с шумовым выбросом?
- 3.3. Перечислите критерии оптимального обнаружения.
- 3.4. Поясните понятия условного, среднего и апостериорного риска.
- 3.5. В чем сущность критерия минимума среднего риска? Что такое априорная неопределенность?
- 3.6. Рассчитайте средний риск, если $p = 0,8$, $F = 10^{-4}$, $D = 0,9$, $C(\theta, d) = \begin{bmatrix} 0 & 10^5 \\ 10^2 & 0 \end{bmatrix}$.
- 3.7. Что такое критерий Неймана – Пирсона?
- 3.8. В чем отличие критерия Вальда от критерия Неймана – Пирсона?
- 3.9. Какими соотношениями связаны вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги в: одном элементе разрешения и во всей области обзора?
- 3.10. Что такое отношение правдоподобия?
- 3.11. Каковы основные модели радиосигналов?
- 3.12. Поясните методы синтеза оптимальных обнаружителей одиночных сигналов для модели: а) полностью известного сигнала; б) сигнала с неизвестной начальной фазой; в) сигнала с неизвестной начальной фазой и флуктуирующей амплитудой.
- 3.13. Нарисуйте схемы обнаружителей одиночных сигналов, синтезированных для моделей сигналов предыдущей задачи, и изобразите вид сигнала в характерных точках: схемы.
- 3.14. В чем особенность синтеза обнаружителей пачек радиоимпульсов на фоне белого шума?
- 3.15. Как связаны отношения правдоподобия пачки импульсов и одиночного импульса?

- 3.16. Нарисуйте структуру обнаружителя пачки когерентных радиоимпульсов и изобразите вид сигналов в характерных точках схемы.
- 3.17. В чем отличие структуры обнаружителя пачки некогерентных радиоимпульсов от структуры обнаружителя пачки когерентных радиоимпульсов?
- 3.18. Нарисуйте схемы накопителей в обнаружителях пачек радиоимпульсов?
- 3.19. В чем особенность обнаружения радиосигналов на фоне коррелированной помехи?
- 3.20. Что такое обеляющий фильтр?
- 3.21. Какова роль блока безынерционной нелинейной обработки (нелинейного преобразования БНП) при обнаружении произвольного сигнала?
- 3.22. В чем особенность цифровых обнаружителей радиосигналов?
- 3.23. Нарисуйте схему бинарного обнаружителя, работающего в скользящем окне?
- 3.24. Что такое квантователь?
- 3.25. Как строятся характеристики или кривые обнаружения?
- 3.26. Что такое пороговая мощность?
- 3.27. За счет чего возникают потери при обнаружении сигналов?
- 3.28. Какие задачи и как решает обнаружитель с ПУЛТ при параметрической априорной неопределенности?
- 3.29. Как работает обнаружитель, использующий статистику знаков (знаковый обнаружитель)?
- 3.30. Как работает ранговый обнаружитель?
- 3.31. Каков принцип работы робастного обнаружителя?

Контрольные задачи

Типовая задача

Найдите порог $U_{\text{пор}}$ для обнаружения с вероятностью ложной тревоги $F = 10^{-10}$ радиоимпульса длительностью $\tau_n = 1$ мкс со случайной начальной фазой, если коэффициент шума приемника $k_{\text{ш.пр}} = 4$, коэффициент усиления приемника по мощности $k_m = 10^{12}$, полоса пропускания УПЧ $\Delta f \approx 1,37/\tau_n$. Используется критерий Неймана – Пирсона.

Решение. В соответствии с критерием Неймана – Пирсона пороговое напряжение, нормированное к среднеквадратическому значению шума на выходе фильтра σ_2 ,

$$\frac{U_{\text{пор}}}{\sigma_2} = \sqrt{2 \ln(1/F)} = 6,8.$$

Воспользуемся соотношением $\sigma_2 = \sqrt{k_m k_{\text{ш.пр}} k T_0 \Delta f}$. Поскольку $k T_0 = 4,1 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц, то $\sigma_2 = 0,147$ В. Теперь определим порог $U_{\text{пор}} = \sigma_2 \sqrt{2 \ln(1/F)} = 1,011$ В.

Ответ: $U_{\text{пор}} = 1,011$ В.

Задачи для самостоятельного решения

- 3.1. Рассчитайте пороги квантования $U_{кв}$ и обнаружения h_0 для цифрового обнаружения пачки видеоимпульсов, если ширина ДНА антенны в горизонтальной плоскости $\varphi_{ат} = 3^\circ$, а скорость обзора $\Omega_{обз} = 120$ град/с, частота повторения импульсов $F_{п} = 1200$ Гц, длительность импульсов $\tau_{п} = 10^{-6}$ с, уровень шума на выходе приемника $\sigma_{ш} = 0,2$ В, а вероятность $P_{шл} = 10^{-10}$.

Ответ: $U_{пор} = 1,375$ В, $h_0 = 5,477$.

- 3.2. Найдите вероятности правильного обнаружения D_1 и ложной тревоги F_1 в одном элементе разрешения, а также число этих элементов $n_{эл}$, если РЛС обнаруживает цели в зоне обзора, размеры которой заданы как $\Delta R = 0 \dots 150$ км; $\Delta \alpha = 0 \dots 360^\circ$; $\Delta \beta = 0 \dots 90^\circ$. Разрешающие способности РЛС $\delta R = 75$ м; $\delta \alpha = 4,5^\circ$; $\delta \beta = 30^\circ$. Для однократного просмотра зоны обзора заданы $D_\Sigma = 0,99$; $F_\Sigma = 10^{-3}$.

Ответ: $D_1 = 0,99$; $F_1 = 2 \cdot 10^{-9}$; $n_{эл} = 48 \cdot 10^4$.

- 3.3. Найдите пороговое отношение сигнал/шум $q_{пор}$, необходимое для оптимального обнаружения пачки из 10-ти когерентных дружно флуктуирующих импульсов с вероятностью правильного обнаружения в зоне обзора $D_{обз} = 0,9$ и вероятностью ложной тревоги $F_{обз} = 10^{-2}$. Зона обзора по азимуту $\Delta \alpha = 360^\circ$, по углу места $\Delta \beta = 90^\circ$, по дальности $\Delta R = 150$ км; разрешающие способности по азимуту $\delta \alpha = 3,6^\circ$, по углу места $\delta \beta = 9^\circ$, по дальности $\delta R = 150$ м.

Ответ: $q_{пор} \approx 18$.

В [18] приведены типовые задачи и задачи для самостоятельного решения по данному разделу.

Материал главы закрепляется выполнением лабораторной работы «Исследование эффективности обнаружителей радиолокационных сигналов» [19].

Глава 4

Разрешение радиолокационных сигналов

4.1. Функции неопределенности

Двумерная корреляционная функция сигнала

При оптимальном обнаружении сигнала на выходе приемника формируется сигнал, совпадающий по форме с корреляционной функцией зондирующего сигнала. Поэтому разрешение сигнала, оценивание его параметров, распознавание целей и другие операции связаны с формой двумерной корреляционной функции (ДКФ) зондирующего сигнала и ее деформацией при расстройке оптимального фильтра относительно принимаемого сигнала по частоте Ω или рассогласованию по времени τ опорного сигнала относительно принятого в случае корреляционной обработки. При описании зондирующего сигнала обычно используется форма аналитического сигнала, имеющего действительную и мнимую части (см. прил. 4).

На выходе согласованного фильтра или коррелятора оптимального обнаружителя, как показано в гл. 3, формируются сигналы, описываемые модулем корреляционного интеграла. Эти сигналы учитывают рассогласования принимаемого и опорного сигналов по времени на интервал τ и по частоте на величину расстройки Ω . При этом τ может интерпретироваться как несовпадение времени задержки принимаемого t_R и опорного t_0 сигналов в корреляторе, а $\Omega = 2\pi F$ как расстройка согласованного фильтра относительно несущей частоты принимаемого сигнала, что происходит из-за эффекта Доплера при работе с движущимися объектами. Для сигнала $u(t)$ двумерная корреляционная функция (ДКФ) задается корреляционным интегралом

$$\begin{aligned} R_m(\tau, \Omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} U_m(t) U_m^*(t + \tau) \exp\{-j\Omega t\} dt = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_m^*(j\omega) \dot{S}_m(j\omega + j\Omega) \exp\{-j\omega\tau\} d\omega. \end{aligned} \quad (4.1)$$

Двумерная корреляционная функция имеет следующие свойства:

1) максимальное значение ее $R_m(0,0)$ достигается в начале координат $\tau = 0, \Omega = 0$:

$$R_m(0,0) = \int_{-\infty}^{\infty} (|U_m(t)|)^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (|S_m(j\omega)|)^2 d\omega = 2E,$$

где E – энергия сигнала (для реальных сигналов со спектрами в диапазоне частот $\omega \geq 0$ $R_m(0,0) = E$);

2) она симметрична относительно максимума или начала координат $\tau = 0, \Omega = 0$:

$$R_m(-\tau, -\Omega) = R_m(\tau, \Omega).$$

Обычно переходят к нормированной ДКФ:

$$\rho(\tau, \Omega) = \frac{R_m(\tau, \Omega)}{R_m(0,0)} = \frac{R_m(\tau, \Omega)}{2E}. \quad (4.2)$$

Сечения тела ДКФ вертикальными плоскостями, параллельными оси Ω и проходящими через различные точки оси τ , дают зависимость изменений спектра выходного сигнала от задержки принимаемого сигнала относительно опорного, а сечения ДКФ плоскостями, параллельными оси τ и проходящими через различные точки оси Ω , дают зависимость изменений огибающей выходного сигнала от расстройки по частоте пары согласованный фильтр – входной сигнал.

Модуль нормированной ДКФ называется *функцией неопределенности зондирующего сигнала*. Он обозначается $\chi(\tau, \Omega) = |\rho(\tau, \Omega)|$ (иногда принимают за ФНЗС χ^2) и широко используется для анализа свойств зондирующего сигнала. Функцию неопределенности любого зондирующего сигнала можно представить в виде некоторого тела неопределенности над плоскостью τ, Ω (τ, F), причем форма поверхности ФНЗС может быть весьма сложной.

Основные свойства ФНЗС

– Максимальное значение в начале координат всегда равно единице, т.е. $\chi(0, 0) = 1$.

– ФНЗС – фигура центрально-симметричная $\chi(\tau, \Omega) = \chi(-\tau, -\Omega)$.

– Объем тела $\chi^2(\tau, \Omega)$ (ФНЗС) постоянен:

$$v = [1/(2\pi)] \iint \chi^2(\tau, \Omega) d\tau d\Omega = 1.$$

Рельеф ФНЗС позволяет судить о свойствах сигнала при оптимальной его обработке. Например, острота основного максимума свидетельствует о возможности точного измерения дальности t_R и скорости V , или о разрешающей способности при наблюдении близко расположен-

ных целей. Наличие дополнительных максимумов рельефа ФНЗС указывает на возможную неоднозначность измерения или маскировку слабого отраженного сигнала боковыми лепестками функции неопределенности сильного сигнала. Наконец, постоянство объема ФНЗС при фиксированном максимуме в начале координат говорит о том, что любое изменение вида зондирующего сигнала может только деформировать тело ФНЗС, не изменяя его объем.

Найдем ФНЗС с гауссовской огибающей

$$U_m(t) = U_0 \exp(-t^2/\tau_n^2),$$

воспользовавшись формулами (4.1), (4.2) для расчета:

$$\chi(\tau, \Omega) = \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\left(\frac{\Omega \tau_n}{2} \right)^2 + \left(\frac{\tau}{\tau_n} \right)^2 \right] \right\}. \quad (4.3)$$

Для прямоугольного радиоимпульса ($U_m(t) = U_{m0} e^{j\omega_0 t}$ при $-\tau_n/2 \leq t \leq \tau_n/2$) ФНЗС описывается выражением

$$\chi(\tau, F) = \left| \frac{\sin \left[\pi F (\tau_n - |\tau|) \right]}{\pi F \tau_n} \right|. \quad (4.4)$$

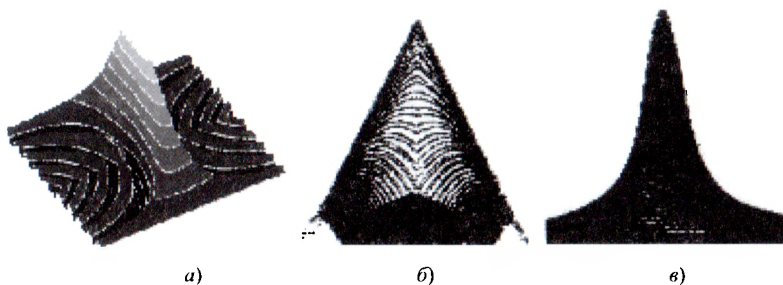


Рис. 4.1. Тело функции неопределенности одиночного прямоугольного радиоимпульса (а) и его сечения $\chi(\tau)$ (б) и $\chi(\Omega)$ (в)

При внутриимпульсной линейной частотной модуляции (ЛЧМ) выражение для ФНЗС имеет вид

$$\chi(\tau, \Omega) = \sin \left[\left(\frac{\Delta f \tau}{2\tau_n} + \frac{\Omega}{2} \right) (\tau_n - |\tau|) \right] \left[\left(\frac{\Delta f \tau}{2\tau_n} + \frac{\Omega}{2} \right) \tau_n \right]^{-1}, \quad (4.5)$$

где Δf – девиация частоты, τ_n – длительность импульса. ФНЗС с линейной ЧМ показана на рис. 4.2.

Как видно, ФНЗС является объемной фигурой (рис. 4.1,а) (телом неопределенности) над плоскостью $\tau, \Omega, (\tau, f)$. Форма ФНЗС может быть очень сложной.

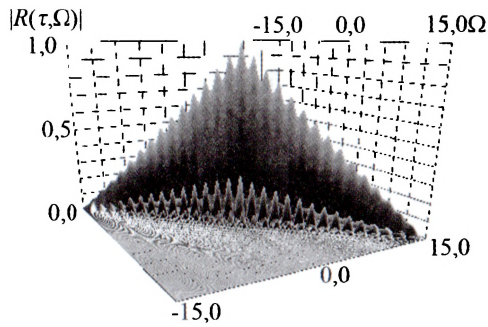


Рис. 4.2. Тело неопределенности радиоимпульса с линейной ЧМ

Сечение ФНЗС при $\Omega = 0$, т.е. $\chi(\tau)$, совпадает по форме с временной корреляционной функцией зондирующего сигнала и определяется амплитудно-частотным спектром сигнала:

$$\chi(\tau) = \frac{1}{2E} \int U_m(t) U_m^*(t + \tau) dt = \int |S_m(j\omega)|^2 \exp\{-j\omega\tau\} d\omega. \quad (4.6)$$

Сечение ФНЗС при $\tau = 0$, т.е. $\chi(\Omega)$, является частотной корреляционной функцией зондирующего сигнала

$$\chi(\Omega) = \frac{1}{2E} \int |U_m(t)|^2 \exp\{-j\Omega t\} dt = \frac{1}{4\pi E} \int S_m^*(j\omega) S_m(j\omega + j\Omega) d\omega \quad (4.7)$$

или ее нормированной спектральной плотностью и определяется законом амплитудной модуляции. Для радиоимпульса с прямоугольной огибающей сечения $\chi(\tau)$ и $\chi(\Omega)$ приведены на рис. 4.1, а и 4.1, б.

4.2. Диаграммы неопределенности

Несмотря на большую наглядность тел ФНЗС, использовать их изображения при синтезе и анализе зондирующих сигналов неудобно, поэтому переходят к сечениям ФНЗС плоскостью, параллельной плоскости $0\tau\Omega$ на некотором заданном уровне, например $\chi(\tau, \Omega) = 0,5$ или $|\rho(\tau, \Omega)| = 0,5$.

Можно перейти к сечению плоскостью, параллельной плоскости $0\tau\Omega$ цилиндра, равновеликого по высоте и объему с ФНЗС. Полученные сечения, спроектированные на плоскость $0\tau\Omega$, названы *диаграммой неопределенности* и имеют следующие свойства:

- центр ДН всегда находится в начале координат $\tau = 0, \Omega = 0$;
- ДН является центрально-симметричной фигурой;

– площадь ДН при изменении параметров сигнала не меняется (это свойство не строгое, но удобное для понимания трансформации ДН).

Рассмотрим особенности диаграммы направленности радиолокационных сигналов, разбив последние на три основные группы: одиночные; бесконечно повторяющиеся; пачки (ограниченные группы).

Функции неопределенности одиночных сигналов

Для радиоимпульса с гауссовской огибающей сечение тела неопределенности плоскостью, параллельной $0F$, имеет форму эллипса:

$$\frac{\tau^2}{(\tau_n \sqrt{-2\ln(c)})^2} + \frac{F^2}{\left(\frac{1}{\pi\tau_n} \sqrt{-2\ln(c)}\right)^2} = 1, \quad (4.8)$$

где c – уровень, на котором проведена секущая плоскость. Эллипс, симметричный относительно начала координат, имеет оси $2a = 2\tau_n \sqrt{-2\ln(c)}$

и $2b = \frac{2}{\pi\tau_n} \sqrt{-2\ln(c)}$. Площадь эллипса не зависит от длительности им-

пульса: $S = \pi ab = -2\ln(c)$. Диаграмма неопределенности короткого импульса вытянута вдоль оси $0F$, а длинного – вдоль оси 0τ .

Для прямоугольного радиоимпульса диаграмма направленности при $c > 0,5$ по форме близка к эллипсу. На рис. 4.3 показаны диаграммы направленности радиоимпульсов с гауссовой огибающей с $\tau_n = 1$ мкс – случай a и с $\tau_n = 5$ мкс – случай b .

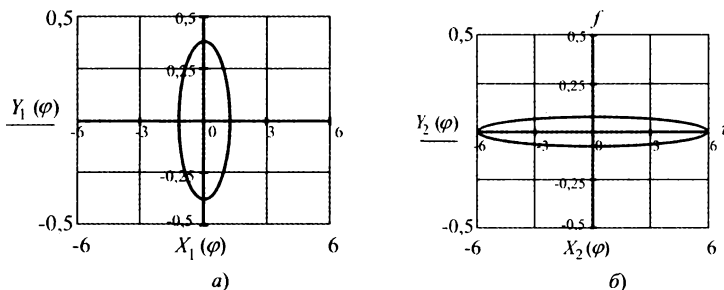


Рис. 4.3. Диаграммы неопределенности короткого (1 мкс) и длинного (5 мкс) импульсов

Рельеф ФНЗС и форма ДН радиоимпульса с прямоугольной огибающей при $\tau_n = 1$ мкс показаны на рис. 4.4.

При внутриимпульсной ЛЧМ выражение для сигнала и ФНЗС имеет вид

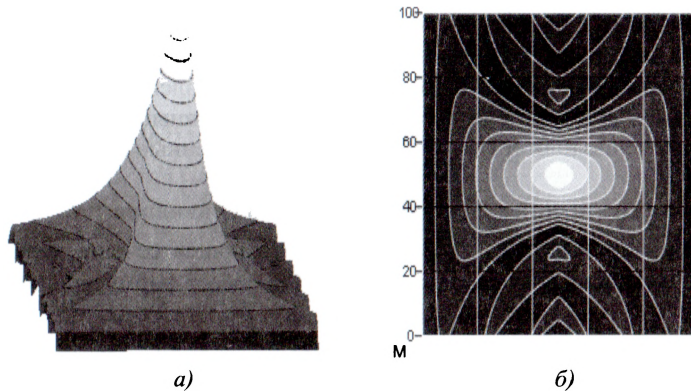


Рис. 4.4. ФНЗС (а) и ее сечения ДНЗС (б)

$$U(t) = \begin{cases} U_{m0} \exp \left\{ j \left(2\pi f_0 t + \pi \frac{\Delta f t^2}{\tau_n} \right) \right\} & \text{при } -\frac{\tau_n}{2} \leq t \leq \frac{\tau_n}{2}, \\ 0 & \text{при других } t. \end{cases} \quad (4.9)$$

Тогда ФНЗС

$$\chi(\tau, F) = \frac{\sin \left[\pi (\Delta f \tau + F \tau_n) \left\{ 1 - (|\tau|/\tau_n) \right\} \right]}{\left[\pi (\Delta f \tau + F \tau_n) \right]},$$

где Δf – девиация частоты.

Диаграмма неопределенности радиопульса с ЛЧМ (рис. 4.5) представляет собой также эллипс, но повернутый на угол $\alpha = \arctg \Delta f / \tau_n$, причем при изменении угла α крайние правая и левая горизонтальные точки ПГТ и ЛГТ перемещаются по вертикальным прямым а $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ при уменьшении частоты в пределах импульса и $\pi \leq \alpha \leq 3/2 \pi$ при нарастании частоты в пределах импульса.

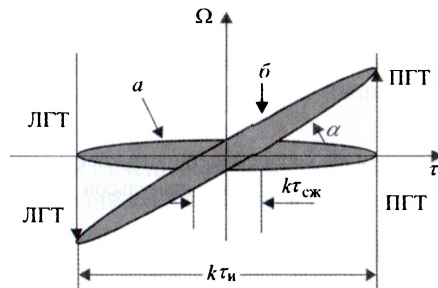


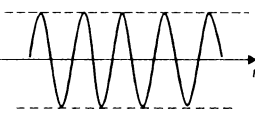
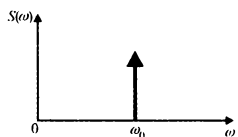
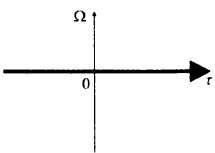
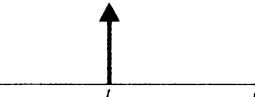
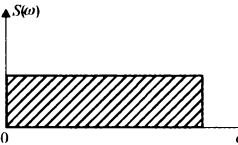
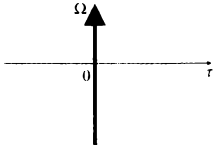
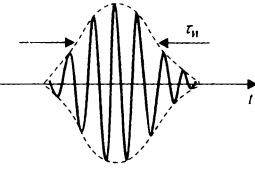
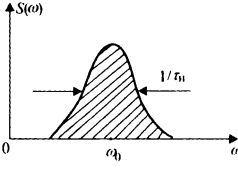
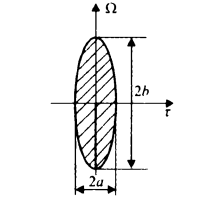
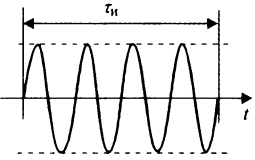
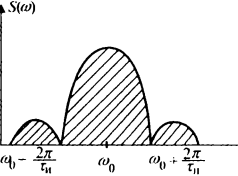
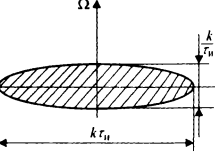
Рис. 4.5. Диаграммы неопределенности прямоугольного импульса без модуляции (а) и с внутриимпульсной ЛЧМ (б)

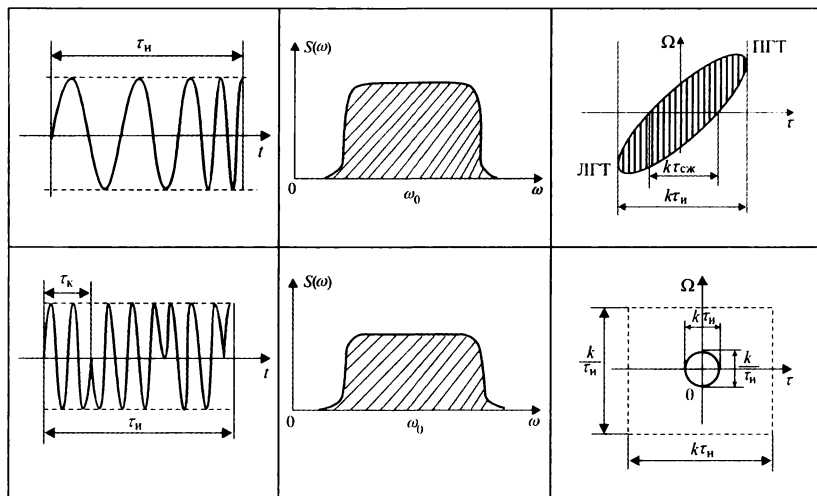
Площадь эллипса по-прежнему не изменяется, но за счет растяжения по большей оси эллипс сжимается в поперечном направлении.

Протяженность ДН по горизонтали уменьшается, что соответствует сжатию импульса с ЛЧМ при оптимальной его обработке.

Если использовать внутриимпульсную фазокодую модуляцию псевдослучайным кодом, то тело неопределенности будет состоять из главного пика (острия) и достаточно тонкого пьедестала (шляпки), образуя кнопкообразную ФНЗС (см. рис. 4.18). В табл. 4.1 приведены примеры одиночных сигналов, их спектров и ДНЗС.

Таблица 4.1

Сигнал	Спектр	ДН
		
		
		
		



Функции неопределенности повторяющихся сигналов

Функция повторяемости сигнала (рис.4.6) задается в виде последовательности δ -функций:

$$U_2(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t - iT_n),$$

где T_n период повторения.

Функция повторяемости ДКФ:

$$\begin{aligned} R_{m2}(\tau, F) &= \sum_i \sum_k \delta[\tau - (i - k)T_n] \delta(F - kF_n) = \\ &= \sum_i \sum_k \delta(\tau - iT_n) \delta(F - (i - k)F_n). \end{aligned} \quad (4.10)$$

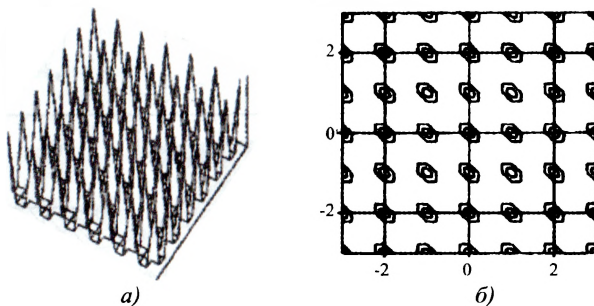


Рис. 4.6. ФНЗС (а) и ДН (б) функции повторяемости сигналов

Рассмотрим ФН и ДН сигнала в виде бесконечной последовательности δ -функций, следующих с периодом повторения T_n . Пусть одиночному $U_1(t)$ соответствует ДКФ $R_{m1}(\tau, F)$, тогда ДКФ $R_{m\Sigma}(\tau, f)$ повторяющегося в бесконечных пределах сигнала $U_1(t)$ можно найти с помощью интеграла свертки:

$$R_{m\Sigma}(\tau, F) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} R_{m1}(\tau - iT_n, F) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta[F - (i-k)F_n]. \quad (4.11)$$

Следовательно, ДН представляет собой фигуру, образующуюся при пересечении двух семейств частных ДН: R_{m1} и δ -функций. Семейство ДН R_{m1} является набором повторяющихся через T_n вдоль оси τ эллипсов $R_{m1}(\tau - iT_n, F)$, а семейство δ -функций дает систему горизонтальных линий по оси F через F_{n1} . Таким образом, ДН содержит отрезки прямых линий, вписанные в повторяющиеся эллипсы.

Функция неопределенности пачки сигналов

Если представить огибающую пачки сигналов временной функцией $u_{ог}(t)$, которой соответствует ДКФ $R_{мог}(\tau, F)$, то ДКФ пачки $R_{мп}(\tau, F)$ можно определить путем свертки $R_{m\Sigma}(\tau, f)$ и $R_{мог}(\tau, f)$:

$$\begin{aligned} R_{мп}(\tau, F) &= \int R_{m\Sigma}(\tau, \nu) R_{мог}(\tau, F - \nu) d\nu = \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_{m1}[\tau - iT_n, (k-i)F_n] R_{мог}[\tau, F - (k-i)F_n]. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Следовательно, ДН пачки сигналов формируется взаимным пересечением семейства повторяющихся через T_n по оси τ эллипсов одиночных сигналов: $R_{m1}[\tau - iT_n, F]$ и семейства повторяющихся по оси F через F_n эллипсов огибающей пачки: $R_{мог}[\tau, F - F_n k]$. Происходит дробление тела неопределенности на систему пиков, которая в сечении дает группу эллипсов малого размера с суммарной площадью, равной площади исходного эллипса одиночного сигнала.

Для гауссовой пачки когерентных гауссовских импульсов с гауссовской огибающей. ДКФ определяется соотношением

$$R_{мп}(\tau, F) = \sum_l \sum_k R_{m1}[\tau - lT_n, F_n(k-l)] R_{мог}[\tau, F - F_n(k-l)],$$

$$R_{m1}(\tau, F) = \exp \left[-0,5 \left[(\tau / \tau_n)^2 + (\pi F \tau_n)^2 \right] \right],$$

$$R_{мог}(\tau, F) = \exp \left[-0,5 \left[(\tau / \tau_{ог})^2 + (\pi F \tau_{ог})^2 \right] \right].$$

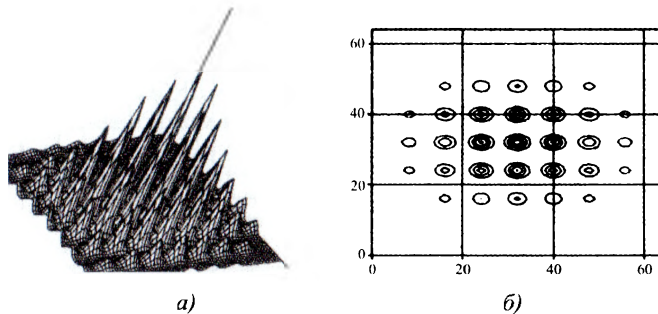


Рис. 4.7. ФНЗС (а) и ДН (б) пачки импульсов

При длительности импульса $\tau_{\text{и}} = 5 \text{ мкс}$, периоде повторения $T_{\text{п}} = 5 \text{ мкс}$ и длительности пачки $\tau_{\text{п}} = T_{\text{ор}} = 10 \text{ мкс}$ вид ДНЗС и ДН такого сигнала показан на рис. 4.7.

В табл. 4.2 сведены примеры повторяющихся и пачечных сигналов, их спектров и ДНЗС.

Таблица 4.2

Сигнал	Спектр	ДН

На рис. 4.8 приведена диаграмма неопределенности зондирующего сигнала в виде прямоугольной пачки прямоугольных радиопульсов и сечения ФНЗС по оси τ и оси $F(\Omega)$. Сечение вертикальной плоскостью,

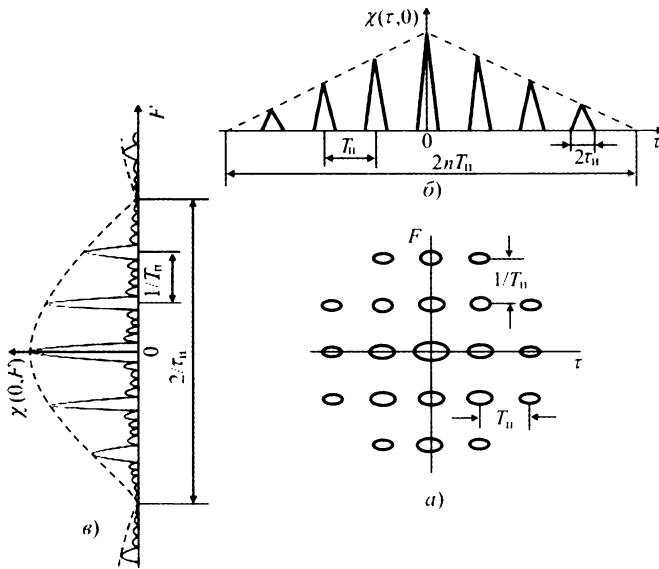


Рис. 4.8. ДНЗС пачки радиоимпульсов (а) и сечения вертикальными плоскостями вдоль осей τ (б) и $F(\Omega)$ (в)

проходящей по оси τ , совпадают по форме с одномерной автокорреляционной функцией зондирующего сигнала $R(\tau)$. Сечение вертикальной плоскостью, проходящей по оси Ω , совпадает по форме с нормированной спектральной плотностью зондирующего сигнала $G(\omega)$.

4.3. Использование диаграмм неопределенности для выбора зондирующих сигналов

Аппарат ФНЗС можно распространить на анализ обработки сигналов с различной задержкой. При этом с центром плоскости $0\pi\Omega$ следует совместить ДН сигнала с $t_R = \tau = 0$ или просачивающегося зондирующего сигнала. Тогда эллипсы ДН отраженного сигнала будут смещены по оси τ в положительную сторону на t_R и по оси Ω на Ω_d . При повторяющихся сигналах получим ДН, изображенную на рис. 4.9, анализ которого показывает, что однозначное измерение времени запаздывания возможно при выполнении условия $t_R < T_n$, а доплеровского сдвига частоты – при $|\Omega_d| < \pi/T_n$. Объединяя эти условия, находим ограничения для выбора частоты повторения зондирующего сигнала:

$$2F_{д\max} \leq F_n \leq 1/t_{R\max}.$$

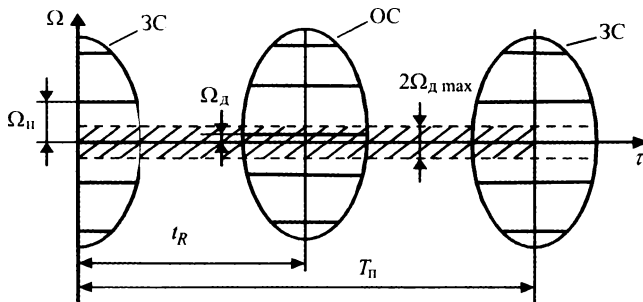


Рис. 4.9. Иллюстрация условий однозначности измерений t_R и F_d с помощью диаграмм неопределенности зондирующего и отраженного сигналов

Использование ДН для характеристики разрешения по τ и Ω

Диаграммы неопределенности дают контуры тел неопределенности при пересечении ДКФ на уровне 0,5, поэтому для разрешения целей (сигналов) нужно, чтобы ДН не пересекались (рис. 4.10).

Так как $\delta R = k\tau_n$, а $\delta\Omega_d = k/\tau_n$, для высокого разрешения по $t_R(R)$ нужно уменьшать τ_n , а для высокого разрешения по $\Omega_d(V_r)$ увеличивать τ_n . Одновременно повышать δR и $\delta\Omega_d$ при использовании простых сигналов нельзя, так как $\delta R \delta\Omega_d = \text{const}$. Величину разрешающей способности по задержке $\delta\tau$ можно определить протяженностью области высокой корреляции (рис. 4.11)

$$\delta\tau = 1 / \Delta f_s,$$

где $\Delta f_s = \frac{\left[\int (|S(f)|)^2 df \right]^2}{\int (|S(f)|)^4 df}$ – эквивалентная ширина спектра сигнала: $S(f)$ –

спектральная плотность сигнала.

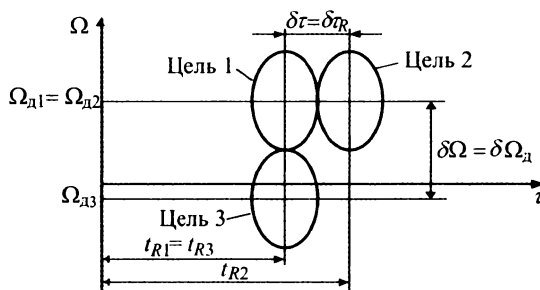


Рис. 4.10. ДН сигналов, отраженных от нескольких близко расположенных целей

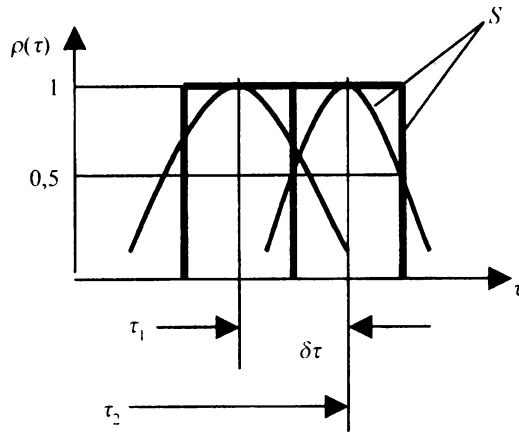


Рис. 4.11. Определение разрешения сигналов по времени

Аналогично, разрешающая способность по частоте (рис. 4.12)

$$\delta f = 1 / \Delta t, ,$$

где $\Delta t, = \frac{\left[\int (|U(t)|)^2 dt \right]^2}{\int (|U(t)|)^4 dt}$ – эквивалентная длительность сигнала; $U(t)$ –

комплексная огибающая сигнала.

Разрешающие способности по дальности и радиальной скорости соответственно равны $\delta R = 0,5c \delta \tau$ и $\delta V_r = 0,5 \lambda \delta f$.

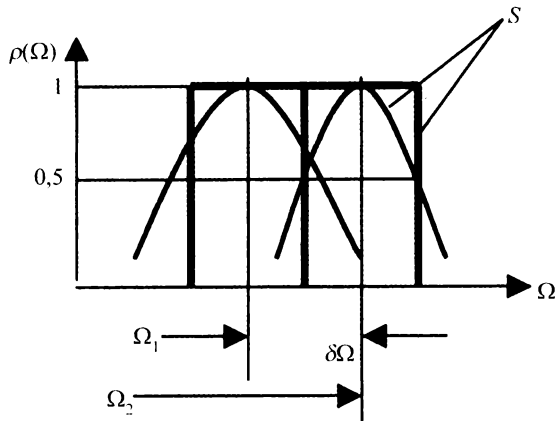


Рис. 4.12. Пояснение разрешения сигналов по частоте

Отметим, что для одиночных импульсов

$$\delta R = 0,5c\delta\tau = \frac{c\tau_n}{2} = \frac{c}{2\Delta f_c}, \quad \delta V_r = 0,5\lambda\delta f = \frac{\lambda}{2\tau_n}. \quad (4.13)$$

Для пачки когерентных импульсов $\delta R = \frac{c\tau_n}{2}$ и $\delta V_r = \frac{\lambda}{2nT_n} = \frac{\lambda}{2\tau_c}$.

В приложении 4 дана таблица, содержащая данные для расчета разрешающей способности зондирующих сигналов различного вида.

Использование ДН для характеристики точности измерения τ и Ω

Значения дальности R и радиальной скорости V_r находят по положению максимума ФНЗС и ДКФ по оси τ или Ω соответственно. Точность фиксации положения максимума ФНЗС зависит от протяженности (остроты) пика $\Delta\tau$ по оси τ .

При простых сигналах $\Delta\tau = k\tau_n$ и для повышения точности следует уменьшать длительность импульса τ_n . В то же время точность фиксации положения максимума ФНЗС Ω_m по оси Ω зависит от протяженности $\Delta\Omega$ пика по этой оси. Так как $\Delta\Omega = k/\tau_n$, точность измерения радиальной скорости возрастает при увеличении τ_n . Деформацией тела неопределенности простого сигнала можно сделать пик функции $\chi(\tau)$ или $\chi(\Omega)$ более острым и тем самым повысить точность измерения R или V_r соответственно (рис. 4.13).

Потенциальная точность измерения t_R (см. 9.4)

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{(E/N_0)(2\pi f_{\text{сч}})^2}, \quad (4.14)$$

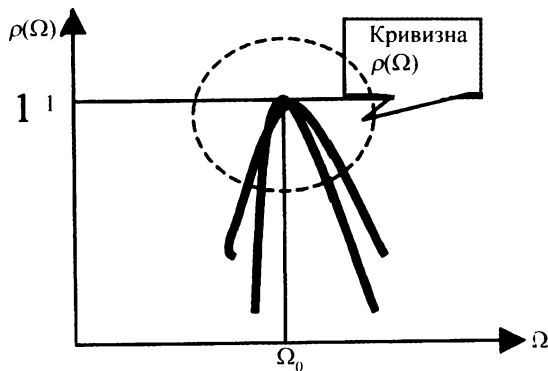


Рис. 4.13. Влияние кривизны корреляционной функции сигнала на точность измерения координат

где $f_{\text{сн}} = \left(\frac{\int f^2 (|S(f)|)^2 df}{\int (|S(f)|)^2 df} \right)^{1/2}$ – среднеквадратическая ширина спектра сигнала;

E/N_0 – отношение сигнал/шум на входе оптимального измерителя.

Аналогично, потенциальная точность измерения f_d

$$\sigma_f^2 = \frac{1}{(E/N_0)(2\pi t_{\text{сн}})^2}, \quad (4.15)$$

где $t_{\text{сн}} = \left(\frac{\int t^2 (|U(t)|)^2 dt}{\int (|U(t)|)^2 dt} \right)^{1/2}$ – среднеквадратическая длительность сигнала.

Среднеквадратическая погрешность измерения дальности $\sigma_R = 0,5c\sigma_r$ и радиальной скорости $\sigma_v = 0,5\lambda\sigma_f$.

При движении цели в РЛС с ЛЧМ-сигналом возникает погрешность измерения дальности ΔR_v :

$$\Delta R_v = \frac{2\Delta t_R}{c} = \frac{2\tau_n F_d}{\Delta f} = \frac{4\tau_n V_r}{\lambda \Delta f}.$$

Для исключения скоростной погрешности используется симметричная ЛЧМ, при которой на выходе оптимального фильтра обработки возникают два сжатых импульса, соответствующие ложным дальностям R_1 и R_2 . Алгоритм обработки

$$t_R = \frac{t_{R_1} + t_{R_2}}{2}; \quad F_d = \frac{t_{R_1} - t_{R_2}}{2} \frac{\Delta f}{\tau_n}$$

позволяет исключить скоростную погрешность и получить истинные значения задержки сигнала по дальности t_R и доплеровский сдвиг частоты F_d .

Таким образом, анализ показывает, что при простых зондирующих сигналах, у которых база или произведение длительности сигнала T_c на ширину его спектра Δf_c имеет порядок, близкий к единице ($T_c \Delta f_c \approx 1$), вследствие постоянного объема ФНЗС или площади ДН невозможно повышать разрешающую способность и точность одновременно по t_R и Ω_d . Для устранения этого недостатка необходимо переходить к сложным сигналам, у которых база $B = T_c \Delta f_c > 1$. Поскольку большая длительность сигнала позволяет увеличивать его энергию, такие зондирующие сигналы иногда называют *энергоемкими*.

4.4. Сложные сигналы

Сложные или энергоемкие сигналы позволяют разрешать противоречивые требования повышения дальности обнаружения и разрешающей способности. Дальность обнаружения повышается при использовании зондирующих сигналов с большой энергией E . Увеличение E возможно за счет увеличения мощности или длительности сигнала. Пиковая мощность в РЛС ограничена сверху возможностями генератора радиочастоты и особенно электрической прочностью фидерных линий, соединяющих этот генератор с антенной. При использовании ФАР пиковая мощность ограничена максимальной мощностью модулей ФАР. Следовательно, проще повышать E путем увеличения длительности сигнала. Однако сигналы большой длительности не обладают хорошим разрешением по дальности. Сложные сигналы с большой базой могут разрешить эти противоречия. В настоящее время широко используются два вида сложных сигналов: линейно-частотно-модулированные и дискретно-кодированные сигналы.

Линейно-частотно-модулированный сигнал

Если в пределах длительности импульса $\tau_{\text{и}}$ модулировать несущую частоту по линейному закону с большой девиацией частоты, то база сигнала $\tau_{\text{и}}\Delta f_c$ будет большая и огибающая спектральной плотности входного сигнала $S_{\text{вх}}(f)$ будет приближаться к прямоугольной, т.е. $S_{\text{вх}}(f) = \sqrt{S} = \text{const}$. Тогда на выходе оптимального фильтра сформируется огибающая сигнала вида

$$U_m(t) = \frac{1}{2\pi} \left(\int S_{\text{вых}}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \right),$$

где $S_{\text{вых}}(j\omega)$ – спектральная плотность сигнала на выходе оптимального фильтра с коэффициентом передачи $k(j\omega)$:

$$S_{\text{вых}}(j\omega) = k(j\omega) S_{\text{вх}}(j\omega) = S_{\text{вх}}(j\omega) S_{\text{вх}}^*(j\omega) = |S_{\text{вх}}(j\omega)|^2$$

Преобразуя по Фурье $S_{\text{вых}}(j\omega)$ в пределах ширины спектра $\Delta\omega_c$, находим выходной сигнал

$$U_m(t) = \frac{S}{2\pi} \int_{\omega_0 - 0,5\Delta\omega_c}^{\omega_0 + 0,5\Delta\omega_c} \exp\{j\omega t\} d\omega.$$

Сделав замену $\omega_1 = \omega - \omega_0$, получим

$$U_m(t) = \frac{S}{2\pi} \int_{-0,5\Delta\omega_c}^{0,5\Delta\omega_c} \exp(j(\omega_1 + \omega_0)t) d\omega_1 = \frac{S}{2(\pi/\Delta\omega_c)} \frac{\sin(0,5\Delta\omega_c t)}{(0,5\Delta\omega_c t)} \exp(j\omega_0 t).$$

Видно, что импульс на выходе оптимального фильтра имеет огибающую вида

$$|U_m(t)| = \left| \frac{\sin[\pi \Delta f_c(t - \tau_n)]}{\pi \Delta f_c(t - \tau_n)} \right|, \quad (4.16)$$

где τ_n – задержка сигнала в фильтре.

Длительность выходного импульса $\tau_{сж}$ на уровне 0,637 равна $1/\Delta f_c$. Таким образом, происходит укорочение или сжатие импульса в $k_{сж} = \tau_n/\tau_{сж} = \tau_n \Delta f_c$ раз. Коэффициент сжатия $k_{сж}$ равен базе сигнала.

На рис. 4.14 приведена временная диаграмма прямоугольного радиопульса с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией.

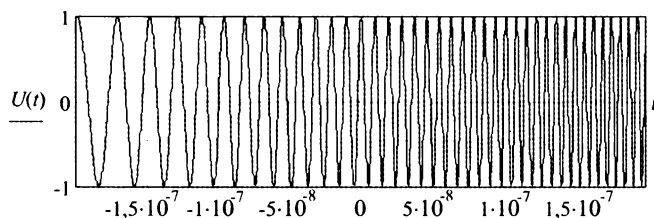


Рис. 4.14. Вид ЛЧМ-сигнала

Параметры сигнала: амплитуда $U_0 = 1$ В, среднее значение частоты $f_0 = 100$ МГц, длительность сигнала $\tau_n = 4$ мкс, ширина спектра $\Delta f_c = 140$ МГц. Аналитическое выражение для сигнала (рис. 4.14) имеет вид

$$U_m(t) = \begin{cases} U_{m0} \cos \left(\omega_0 t + \frac{\pi k_{сж} t^2}{\tau_n^2} \right) & \text{при } -\frac{\tau_n}{2} < t < \frac{\tau_n}{2}, \\ 0 & \text{при других } t, \end{cases}$$

где $K_{сж} = \Delta f T_c$ – коэффициент сжатия (база сигнала).

На рис. 4.15 приведены графики, иллюстрирующие процесс сжатия радиоимпульса с ЛЧМ.

Сигнал имеет следующие параметры: $f_0 = 100$ МГц, $\tau_n = 2$ мкс, $\Delta f = 20$ МГц, $\delta = \tau_n/1000$, $f(t) = \frac{\Delta f}{\tau_n} t + t_0$.

Фильтры сжатия

В качестве фильтров сжатия могут использоваться устройства с прямоугольной амплитудно-частотной и квадратичной фазочастотной характеристиками, например линии задержки сигнала с отводами (рис. 4.16, а, б).

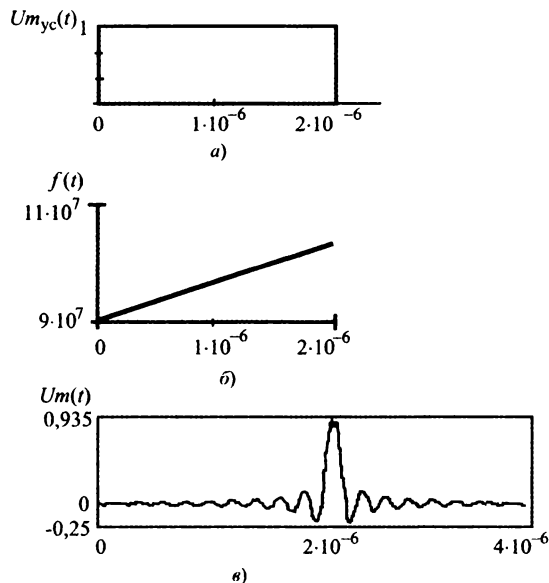


Рис. 4.15. Процесс «сжатия» ЛЧМ-радиоимпульса:
а – огибающая входного сигнала; *б* – закон М;
в – огибающая выходного сигнала

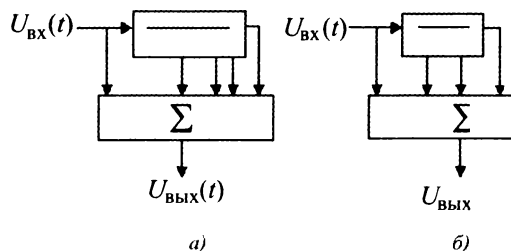


Рис. 4.16. Недисперсионная линия задержки)
и дисперсионная линия задержки (*б*)

Если линия задержки не обладает дисперсионными свойствами, то отводы располагают неравномерно на различных интервалах задержки и обеспечивают синфазное суммирование сигналов при распространении ЛЧМ-импульса вдоль линии задержки. Если используется дисперсионная линия задержки, у которой скорость изменения времени группового запаздывания от частоты обратна по знаку скорости изменения частоты ЛЧМ-сигнала во времени, то отводы расположатся равномерно по линии задержки.

Для сжатия ЛЧМ-радиоимпульсов наиболее употребительны *дисперсионные ультразвуковые линии задержки на поверхностных акустических волнах*, представляющие собой тонкие пластины пьезоэлектрических материалов (синтетический пьезокварц, ниобат лития, германат висмута и др.), на которые нанесены передающие и приемные металлические решетчатые электроды (рис. 4.17).

К числу основных параметров линии задержки относятся рабочая частота f_0 , полоса пропускания Δf и время задержки T_z , значения которых зависят от материала линии задержки.

В качестве примера рассмотрим ДУЛЗ (ОАО «Авангард»), предназначенную для сжатия радиоимпульса с ЛЧМ длительностью $\tau_n = 70$ мкс до $\tau_{сж} = 50$ нс, ЛЧМ с полосой пропускания $\Delta f = 20$ МГц, работающую на частоте $f_0 = 70$ МГц.

Фильтр на такой ЛЗ дает $k_{сж} \approx 1400$, вносит потери -50 дБ и имеет уровень боковых лепестков -28 дБ. Число электродов в решетке преобразователя составляет $3 \cdot 10^3$.

Сжатый импульс имеет форму $\sin(x)/x$, что повышает опасность маскировки основных лепестков сжатого радиоимпульса, отраженного от цели с малой ЭПР (рис. 4.18), боковыми лепестками сильного сигнала. Для борьбы с этим явлением применяют весовую обработку сигналов во временной или в частотной области с помощью специальных корректирующих фильтров (рис. 4.19), построенных обычно по трансверсальной схеме.

В отводы трансверсальных фильтров сжатия ставят усилители, коэффициенты передачи которых соответствуют весовым коэффициентам корректирующей функции. В ДУЛЗ на ПАВ требуемые весовые коэффициенты получают изменением длины электродов решетки.

Весовую обработку можно реализовать, используя следующие весовые функции корректирующего фильтра.



Рис. 4.17. Дисперсионная ультразвуковая линия задержки на ПАВ

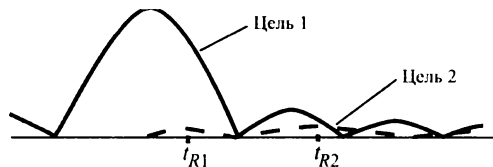


Рис. 4.18. Маскировка слабого сигнала (цель 2) боковым лепестком сильного сигнала (цель 1)

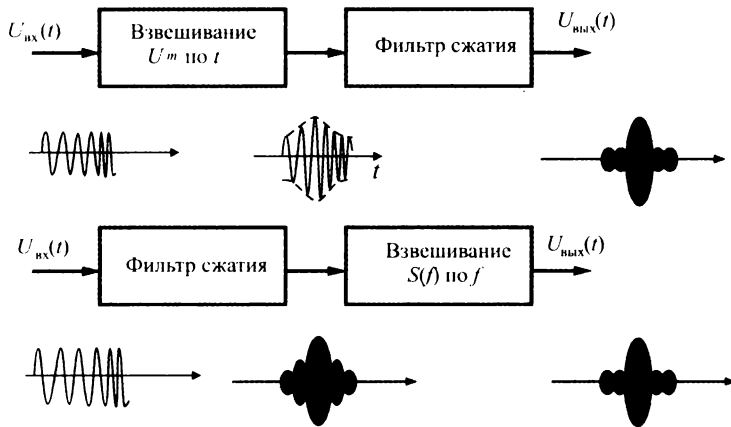


Рис. 4.19. Схемы весовой обработки ЛЧМ-сигналов во временной и частотной областях

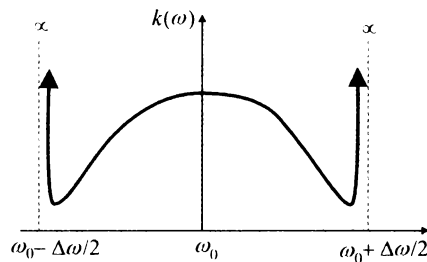


Рис. 4.20. Частотная характеристика корректирующего фильтра Дольфа-Чебышева

1. *Весовая функция Дольфа-Чебышева* (рис. 4. 20)

$$k(\omega) = \left\{ \frac{2\pi^2 A I_1 \left[\pi A (1 - 4\omega^2 / (\Delta\omega)^2) \right]}{\Delta\omega \operatorname{ch} \pi A (1 - 4\omega^2 / (\Delta\omega)^2)} [U(\omega + \Delta\omega/2) - U(\omega - \Delta\omega/2)] + \right. \\ \left. + [\delta(2\omega / \Delta\omega - 1) + \delta(2\omega / \Delta\omega + 1)] \frac{2\pi}{\Delta\omega \operatorname{ch} \pi A} \right\},$$

имеющая уровень боковых лепестков $20 \lg \left(\frac{1}{\operatorname{ch} \pi A} \right)$. Здесь $U(x)$ – единичный скачок; $\omega = 0$ – центральная частота спектра; $I_1(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого порядка; $\delta(x)$ – дельта-функция.

2. Весовая функция Тейлора является аппроксимацией алгоритма Дольфа–Чебышева:

$$k(\omega) = 1 + 2 \sum_{m=1}^n F_m \cos \frac{2\pi m \omega}{\Delta \omega},$$

где F_m – функция величин A , m , n и p .

Модернизация алгоритма Тейлора – функция Хемминга сводится к весовой обработке вида

$$k(N) = a + 2b \cos \left[\frac{\pi(\omega - \omega_0)}{\Delta \omega} \right] = k + (1 - k) \cos^2 \left[\frac{\pi(\omega - \omega_0)}{2\Delta \omega} \right].$$

3. Весовая функция общего вида

$$k(\omega) = k_{\text{б.л}} + (1 - k_{\text{б.л}}) \cos^n \left(\frac{\pi \omega}{\Delta \omega} \right).$$

Схема фильтра Хемминга с $a = 0,54$; $b = 0,23$; $k = 0,08$ показана на рис. 4.21. Фильтр подавления реализуется в виде двух последовательно включенных линий задержки на $\Delta t = 1/\Delta \omega$, трех весовых усилителей и сумматора. При такой обработке уровень боковых лепестков уменьшается до $-42,8$ дБ. Однако при этом основной лепесток расширяется примерно в 1,47 раза, а отношение сигнал/шум по мощности уменьшается в 1,34 раза по сравнению с отношением сигнал/шум на входе фильтра Хемминга.

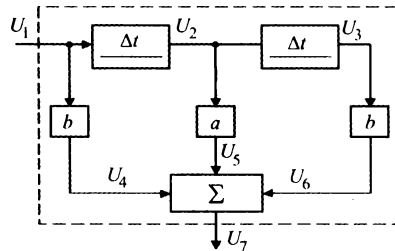


Рис. 4.21. Схема фильтра Хемминга

Уровень боковых лепестков уменьшается обратно пропорционально времени при всех видах весовой обработки, кроме весовой функции Дольфа–Чебышева, где он неизменен. При этом несколько расширяется основной лепесток и возрастают энергетические потери по сравнению с оптимальной обработкой (без корректирующего фильтра) (табл. 4.3). Кроме корректирующих фильтров, для борьбы с боковыми лепестками используют изменение формы (предыскажение) зондирующих сигналов и внутриимпульсную нелинейную частотную модуляцию.

Таблица 4.3

Весовая функция	Уровень боковых лепестков $k_{бл}$, дБ	Расширение импульса	Потери, дБ	Спадание уровня лепестков
Без взвешивания	13,3	1	-	1
Дольфа–Чебышева	-40	1,35	-	1/t
Тейлора, $n=3$	-36	1,41	-1,2	1/t
Хэмминга, $k_{бл}=-0,08$, $n=2$	-42,8	1,47	-134	1/t
$\cos(x)$	-18,3	1,62	-113	1/t
$\cos^2(x)$ на пьедестале	-40	1,33	-133	1/t ²

Дискретно-кодированные сигналы

Представим модель тела неопределенности, удовлетворяющую требованиям к энергоемкому зондирующему сигналу с высокой разрешающей способностью одновременно по времени t и по частоте Ω (дальности R и скорости V_r) в виде пьедестала толщиной ρ^2 и острого конуса с осью, совпадающей с осью OX , высотой 1 и эллиптическим основанием, стоящим на пьедестале (рис. 4.22).

Разобьем тело ФНЗС на две части: информативную v_1 и неинформативную v_2 , причем

$$\frac{1}{2\pi}v = \frac{1}{2\pi}(v_1 + v_2) = 1.$$

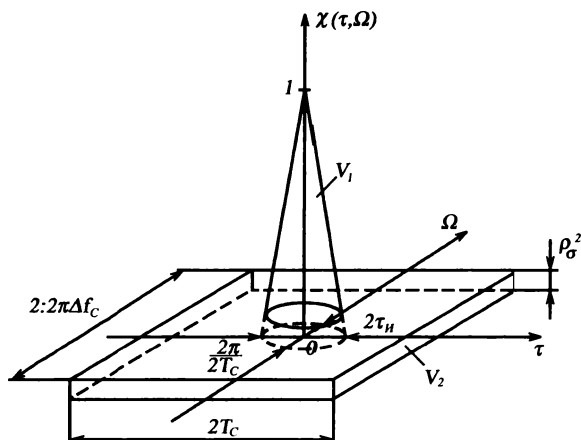


Рис. 4.22. Модель функции неопределенности сложного сигнала

Пусть T_c – длительность, Δf_c – ширина спектра сигнала, тогда, согласно рис. 4.19, информативный объем v_1 представляет собой объем главного пика (острия), а неинформативный – пьедестал-параллелепипед объемом $v_2 = 2(2\pi\Delta f)(2T_c)\rho_6^2$. Потребуем, чтобы $\frac{1}{2\pi}v_2 \ll 1$. Для этого необходимо, чтобы $\rho_6 < (4\Delta f T_c)^{1/2}$, т.е. величина ρ_6 должна быть тем меньше, чем больше площадь $4T_c\Delta f_c$, на которой «распределен» объем v_2 .

Как видно, для выполнения этого условия сигнал должен быть одновременно длительным и широкополосным, т.е. относиться к сложным сигналам с большой базой. В качестве последних могут использоваться шумоподобные, а чаще всего дискретно-кодированные сигналы.

Дискретное кодирование сигналов можно выполнять по фазе, частоте и амплитуде как раздельно, так и одновременно. Обычно ДКС разделяют на кодированные по амплитуде, частоте и фазе. Дискретно-кодированный сигнал представляет собой радиоимпульс длительностью T_c , состоящий из N более коротких импульсов-элементов (дискретов) длительностью τ_k , плотно примыкающих друг к другу (рис. 4.23, а).

Аналитически ДКС можно записать так:

$$U(t) = \begin{cases} \sum_{i=1}^N \alpha_i U_{mi}(t) \exp[j[(\omega_0 + \omega_i)t + \varphi_i]] & \text{при } 0 \leq t \leq T_c \\ 0 & \text{при других значениях } t \end{cases}, \quad (4.17)$$

где α_i , ω_i , φ_i – параметры кодовой модуляции последовательности дискретов $\{\tau_i\}$, которая может содержать коды $\{\alpha_i, \omega_i, \varphi_i\}$; $i = 1, 2, \dots, N$ – номер дискрета кодовой последовательности; N – число дискретов в сигнале; $U_{mi}(t)$ – импульс стандартной амплитуды длительностью τ_k (длительность элемента кода):

$$U_{mi} = \begin{cases} U_m[t - (i-1)\tau_k] & \text{при } (i-1)\tau_k \leq t \leq i\tau_k, \\ 0 & \text{при других } t. \end{cases}$$

При этом длительность сигнала составляет $T_c = N\tau_k$. Поскольку α_i – энергетический параметр, для сохранения энергии сигнала неизменной при расчетах необходимо нормировать (4.17) с помощью дополнительного делителя

$$\left[\tau_k \sum_{i=1}^N (\alpha_i)^2 \right]^{1/2}$$

Из общего выражения (4.17) следуют формулы, описывающие ДКС с различными видами кодирования. При $\{\theta_i\} = \{\alpha_i\}$, $\{\omega_i\} = \{\varphi_i\} = 0$ имеем амплитудно-кодированный сигнал:

$$U(t) = \begin{cases} \sum_{i=1}^N \pm_i U_{mi} \exp\{j\omega_0 t\} & \text{при } 0 \leq t \leq N\tau_k, \\ 0 & \text{при других } t. \end{cases} \quad (4.18)$$

При $\{\theta_i\} = \{\omega_i\}$, $\{\alpha_i\} = 1$, $\{\varphi_i\} = 0$ получаем *частотно-кодированный сигнал*. Обозначим $U_i(t) = U_{mi}(t)\exp(j\omega t)$, тогда

$$U(t) = \begin{cases} \sum_{i=1}^N U_i(t) \exp\{j\omega_0 t\} & \text{при } 0 \leq t \leq N\tau_k, \\ 0 & \text{при других } t. \end{cases} \quad (4.19)$$

Чаше других используются ФДКС или *фазо-кодо-модулированные* и *фазо-манипулированные (ФМ) сигналы*. В этом случае $\{\theta_i\} = \{\varphi_i\}$, $\{\alpha_i\} = 1$, $\{\omega_i\} = 0$ и

$$U(t) = \begin{cases} \sum_{i=1}^N U_{mi}(t) \exp\{j(\omega_0 t + \varphi_i)\} & \text{при } 0 \leq t \leq N\tau_k, \\ 0 & \text{при других } t. \end{cases} \quad (4.20)$$

Число значений n , которые принимают начальные фазы элементов кода, называется *основанием кодовой последовательности*. При $n = 2$ имеем бинарную последовательность.

Бинарная ФКМ-последовательность получается, когда начальная фаза φ элемента принимает одно из двух значений 0 или π . Тогда код можно задавать в виде последовательности значений фазы $\{\varphi_i\} = \{0, \pi\}$ или в виде последовательности оператора $\{C_i\} = \{\exp(j\varphi_i)\} = \{+1, -1\}$, или в виде последовательности символов кода $\{d_i\} = \{1, 0\}$.

Иногда в иллюстративном материале используют вместо символов $C_i \{+1, -1\}$ соответствующие им символы $\{+, -\}$.

Таким образом, формирование бинарной кодовой последовательности сводится к заданию дискретных значений φ_i , C_i и d_i :

φ_i	C_i	Знак	d_i
0	+1	+	0
π	-1	-	+1

Логика символов d_i определяется по правилу

$$X \oplus Y = \begin{cases} X + Y, & \text{если } \rightarrow X + Y < \text{mod}2; \\ X + Y - \text{mod}2, & \text{если } \rightarrow X + Y \geq \text{mod}2. \end{cases}$$

На рис. 4.23 показан вид бинарного фазоманипулированного сигнала-радиоимпульса (а) и соответствующей кодовой последовательности (б). В качестве бинарных кодовых последовательностей фазоманипу-

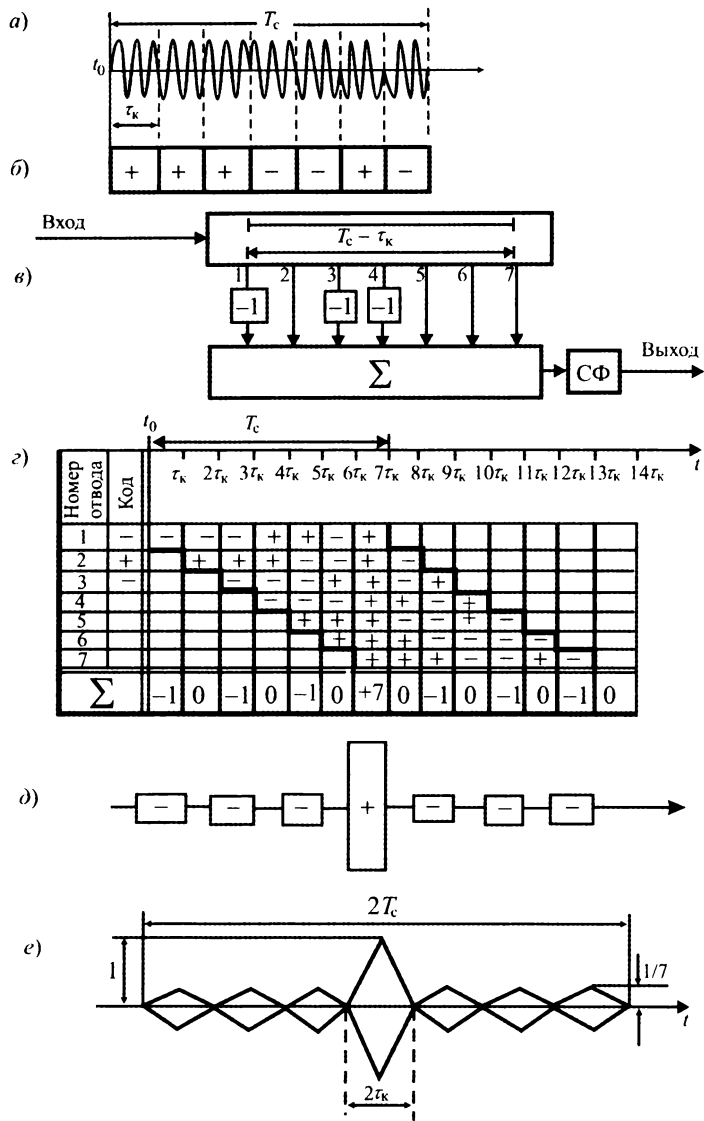


Рис. 4.23. Обработка в оптимальном фильтре ФКМ-радиоимпульса с 7-элементным кодом Баркера: а – вид ФКМ-радиоимпульса; б – бинарный код начальных фаз дискретов; в – схема устройства обработки (оптимального фильтра); г – последовательность суммирования дискретов; д – результат суммирования дискретов; е – выходной сигнал

лированных сигналов чаще других используют бинарные коды Баркера и М-последовательности. Коды Баркера обеспечивают уровень боковых лепестков ДКФ $\chi(i, 0)$, равный $1/N$, т. е.

$$\chi(i, 0) = \begin{cases} 1 & \text{при } i = 0, \\ 1/N & \text{при } i \neq 0. \end{cases}$$

Процесс оптимальной обработки и «сжатия» во времени импульса с внутриимпульсной ФКМ с использованием семизначного кода Баркера показан на рис. 4.23.

Вид ФКМ радиоимпульса приведен на рис. 4.23, а, бинарный код начальных фаз дискретов на рис. 4.23, б (фазы имеют два дискретных значения $\varphi_1 = 0$ и $\varphi_2 = \pi$). Схема устройства обработки (оптимального фильтра) представлена на рис. 4.23, в.

Сжатие ФКМ импульса осуществляется с помощью линии задержки с отводами и сумматора, сигналы к которому от линии задержки подаются через отводы или непосредственно, или с поворотом фазы на π , т. е. инверсно, для того, чтобы обеспечить последовательность суммирования дискретов, показанную на рис. 4.23, г.

Причем процесс суммирования иллюстрирован с использованием кодовой последовательности $C_i = \exp\{j\varphi_i\}$, поэтому начальной фазе 0 соответствует $C = +1(+)$, а фазе π соответствует $C = -1(-)$. Закон смены знаков от первого отвода к последнему (от начала линии задержки к концу) обратен коду C_i начальных фаз радиоимпульса («код» на рис. 4.19, г). Этот код является зеркальным отображением модулирующего кода и представляет собой импульсную характеристику оптимального фильтра.

Изменение фазы парциальных сигналов на каждом отводе ЛЗ при прохождении по ней радиосигнала показан на рис. 4.23, з, а накопление – результат суммирования дискретов – на рис. 4.23, д.

Видно, что когда начало радиоимпульса достигнет последнего отвода, а конец первого, парциальные сигналы на всех семи отводах будут иметь одинаковый знак (фазу) и синфазно суммироваться.

На выходе получится максимально возможный сигнал – главный пик длительностью T_c/N . Справа и слева от этого пика располагается по три боковых лепестка с амплитудой $1/N = 1/7$. Фильтр согласован с ФКМ-импульсом длительностью T_c и служит для увеличения q на выходе оптимального фильтра. Однако коды Баркера известны только для $N = 13$.

При тринадцатизначном коде Баркера импульс может быть сжат максимум в 13 раз, а минимальный уровень боковых лепестков ДКФ составит $1/13$ от амплитуды главного пика выходного сигнала оптимального фильтра.

На рис. 4.24 показана двумерная корреляционная функция сигнала с фазокодовой манипуляцией кодом Баркера при $N = 11$.

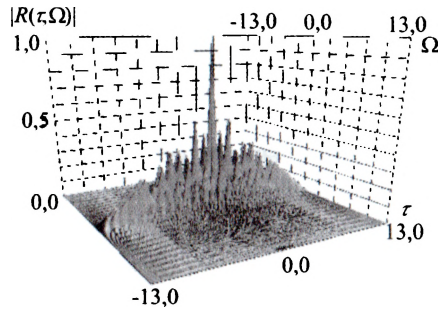


Рис. 4.24. Вид двумерной корреляционной функции сигнала с модуляцией фазы 13-значным кодом Баркера

Для увеличения коэффициента сжатия $k_{сж} = T_c/\tau_k$ и, следовательно, для улучшения разрешения целей по дальности и скорости, а также для снижения уровня боковых лепестков применяют линейные рекуррентные кодовые последовательности, практически не имеющие ограничения по длительности кода.

В качестве рекуррентных кодовых последовательностей часто используют М-последовательности или коды максимальной длины, которые образуются с помощью рекуррентных соотношений, что позволяет формировать их на регистрах сдвига, охваченных обратными связями.

Подразделяют М-последовательности на *периодические*, когда период повторения кода T_n равен его длительности T_c ($T_n = T_c$), и *непериодические (усеченные)*, когда T_n больше T_c ($T_n > T_c$). Наиболее часто М-последовательность задают в виде последовательности символов d_i .

Для основания 2 значение текущего символа d_j кодовой последовательности зависит от m предыдущих символов и рассчитывается по формуле

$$d_j = \sum_{j=1}^m a_j d_{m-j} = a_1 d_{j-1} \oplus \dots \oplus a_m d_{j-m}, \quad (4.21)$$

где d_j и a_j могут быть равны 0 или 1.

Величина m называется *памятью кодовой последовательности*. Она определяет число ячеек в регистре сдвига, формирующем код. При формировании кодовой последовательности задают произвольный начальный блок или начальную комбинацию символов кода, состоящую из m символов. Вся последовательность получается по рекуррентному соотношению (4.21).

Основные свойства М-последовательностей

1. М-последовательность содержит $2m - 1$ элементов и имеет длительность $T_c = \tau_k(2^m - 1)$.

2. Сумма двух М-последовательностей по модулю 2 в символах d_i дает снова М-последовательность.

3. Уровень боковых лепестков ДКФ для периодической последовательности с периодом $T_n = N\tau_k$ равен $1/N$, а для одиночной (усеченной) непериодической последовательности длительностью $N\tau_k$ равен $1/\sqrt{N}$.

4. Число различных максимальных линейных рекуррентных последовательностей при одинаковом m определяется алгоритмом $N_n = (1/m)\varphi(2^m - 1)$, где $\varphi(x)$ – функция Эйлера.

Для формирования кодирующей (модулирующей) М-последовательности обычно используют регистры сдвига, охваченные по определенным правилам обратными связями с отводов регистров. Правила осуществления обратных связей в регистрах, формирующих код на основе рекуррентных линейных последовательностей максимальной длины, можно определить, используя характеристические полиномы кодовых последовательностей:

$$P(x) = x^0 + a_1x^1 + \dots + a_mx^m = 1 + a_1x^1 + \dots + a_mx^m, \quad (4.22)$$

где учтено, что коэффициент a_0 всегда равен 1.

Из теории линейных рекуррентных последовательностей известно, что для формирования М-последовательности размера $N = 2^m - 1$ необходимо использовать неразложимые примитивные полиномы степени m с коэффициентами a_i , равными 0 или 1. Неприводимый полином не может быть разложен на множители. Примитивный полином является делителем двучлена $x^\mu + 1$ при условии, что $\mu > N = 2^m - 1$.

Рекуррентный алгоритм (4.21) определения символов d_i кодовой последовательности получают из характеристического полинома (4.22) при замене x^i на d_i :

$$P(X) = d_i \oplus a_1d_{i-1} \oplus \dots \oplus a_md_{i-m}.$$

Полином формирования кода на регистре сдвига условно можно представить в виде многочлена, схожего с характеристическим полиномом, в котором x заменяют на символ задержки во времени τ_k . Здесь имеется в виду, что τ_k – элемент кода и в то же время элемент (ячейка) задержки регистра сдвига:

$$P(\tau_k) = \tau_k^0 \oplus a_1\tau_k^1 \oplus a_2\tau_k^2 \oplus \dots \oplus a_m\tau_k^m.$$

Этому полиному соответствует каноническая схема устройства формирования кода, показанная на рис. 4.25, в которой коэффициенты a_i определяют наличие обратных связей регистра, а степень символа τ_k показывает номер ячейки (триггера) регистра.

Устройство состоит из регистра сдвига, представленного на рисунке в виде цепочки m элементов задержки τ_k (ячеек или триггеров), m от-

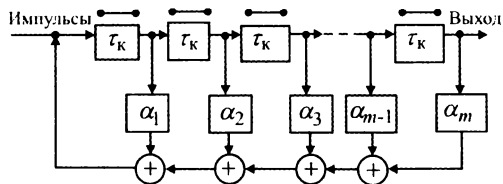


Рис. 4.25. Каноническая схема формирования кода М-последовательности

водов с элементов задержки, ключей (усилителей с коэффициентами усиления 0 или 1 в отводах и устройств сложения по модулю 2. Число суммирующихся по модулю 2 слагаемых зависит от вида формирующего полинома, а точнее от того, какие коэффициенты a_i равны 0.

Правила синтеза схемы формирования

М-последовательности на регистре сдвига

1. Число ячеек регистра равно $m = \lg(N + 1)/\lg 2$, где N определяется требуемым уровнем боковых лепестков ДКФ.

2. Число обратных связей определяется не равным 0 коэффициентами a_i .

3. Суммирование слагаемых полинома производится по модулю 2.

4. Последовательность смены кодовых символов определяется начальным блоком кода, т.е. начальной установкой символов бинарного кода в ячейки регистра.

Рассмотрим частный случай. Пусть $m = 3$. Полином $P(\tau_k)$ для регистра из трех элементов τ_k , поскольку $\tau_k^0 = 1$, представляется следующим образом:

$$P(\tau_k) = 1 \oplus a_1 \tau_k^1 \oplus a_2 \tau_k^2 \oplus a_3 \tau_k^3.$$

Пусть a_i имеют следующие значения: $a_1 = a_3 = 1$, $a_2 = 0$ и $P(\tau_k) = 1 \oplus \tau_k^1 \oplus \tau_k^3$, тогда схема формирования кода {0100111} конкретизируется в структуру, показанную на рис. 4.26, в которой в качестве элементов задержки τ_k используются триггеры (Тр). Число разрядов регистра при бинарном коде $m = 3$. Пусть начальная установка триггеров в рассматриваемом примере следующая: Тр1 и Тр3 находятся в состоянии 0, а Тр2 – в состоянии 1. Тактовые импульсы продвигают комбинацию {010} по регистру. Начальный блок последовательности получился {0101}. Кроме бинарных кодовых последовательностей известны многофазные коды, в которых основание будет $n > 2$, тогда число фаз тоже больше двух и скачок фазы $\Delta\varphi = 2\pi/n < \pi$. Наиболее употребительны многофазные коды Баркера, Френка, Хаффмена и др.

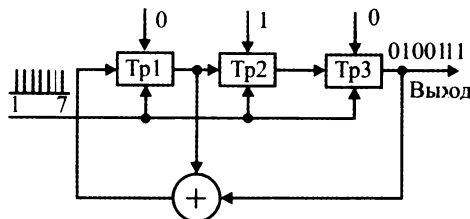


Рис. 4.26. Схема формирования семизначной М-последовательности {0100111}

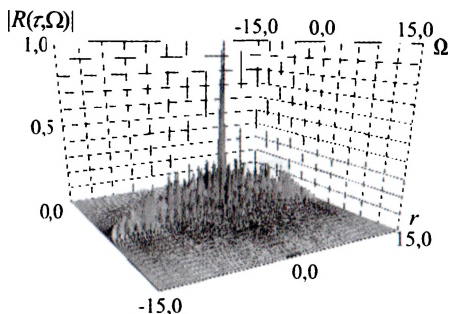


Рис. 4.24. Вид двумерной корреляционной функции сигнала, модулированного по фазе М-последовательностью при $N = 15$

В качестве примера на рис. 4.27 приведена двумерная корреляционная функция (функция неопределенности) усеченной М-последовательности с параметрами $m = 4$, $N = 15$.

Суммируя все сказанное, следует отметить, что ФКМ-сигналы обеспечивают излучение большой энергии зондирующего сигнала даже при ограничении пиковой мощности передатчика за счет увеличения длительности радиоимпульса $T_c = N\tau_k$ и энергия в импульсе $E = PT_c$.

При этом гарантируется выполнение требований к разрешающей способности по дальности δR (времени запаздывания) и скорости δf (смещения частоты), поскольку ширина сечений ости ФНЗС вдоль осей $O\tau$ и $O\Omega$ пропорциональна соответственно $\Delta\tau \approx \tau_k$ и $\Delta\Omega \approx 1/T_c$. Уровень боковых лепестков, маскирующих полезные, но слабые сигналы, отраженные от целей с отличающимися координатами, зависит от N и может быть легко уменьшен путем увеличения параметра m .

Контрольные вопросы

- 4.1.** Задан сигнал в виде суммы двух гармонических колебаний с близкими частотами u_1 и u_2 : $u_1(t) = U_{m1}\cos(\omega_1 t) + U_{m2}\cos(\omega_2 t)$. Расстройка $|\Delta\omega| = |\omega_1 - \omega_2|$

полагается настолько малой, что $u(t)$ можно считать узкополосным. Найдите огибающую, полную фазу и мгновенную частоту сигнала.

- 4.2. Определите огибающую функции $u_1 = U_m \frac{\sin(\omega_0 t)}{\omega_0 t}$ и постройте ее.
- 4.3. Для обработки отраженного от цели сигнала с прямоугольной огибающей длительностью $\tau_n = 5$ мкс используется коррелятор. На сколько уменьшится амплитуда выходного сигнала коррелятора, если временное рассогласование между принимаемым и отраженным сигналами $\Delta t = t_R - t_0 = 2,5$ мкс?
- 4.4. Отраженный от движущейся цели сигнал имеет прямоугольную огибающую. На сколько уменьшится амплитуда сигнала на выходе оптимального фильтра, если длительность импульса $\tau_n = 5$ мкс, скорость движения цели $V = 300$ м/с, длина волны $\lambda = 3$ см?
- 4.5. Как зависит площадь диаграммы направленности от параметров сигнала?
- 4.6. Что происходит с диаграммой направленности при введении внутриимпульсной частотной модуляции?
- 4.7. Дайте определение диаграммы неопределенности, ее свойств.
- 4.8. Чем определяется площадь диаграммы направленности, как она зависит от параметров сигнала?
- 4.9. Что происходит с диаграммой направленности при введении внутриимпульсной частотной модуляции?
- 4.10. Какова диаграмма направленности сигнала, заданного в виде последовательности δ -функций?
- 4.11. Какова диаграмма направленности сигнала, заданного в виде повторяющихся в бесконечных пределах импульсов с гауссовской огибающей?
- 4.12. Какова диаграмма направленности сигнала, заданного в виде пачки гауссовских импульсов с гауссовской огибающей?
- 4.13. Определите частоту повторения импульсов, при которой будет обеспечено однозначное измерение дальности до цели, если $R_{\max} = 150$ км. Найдите пределы однозначного измерения радиальной скорости.
- 4.14. Определите частоту повторения импульсов, при которой будет обеспечиваться однозначное измерение скорости, если $V = 300$ м/с, $l = 0,03$ м. Найдите пределы однозначного измерения дальности до цели.
- 4.15. Для импульса с гауссовской огибающей определите разрешающую способность по дальности и скорости при $\tau_n = 5$ мкс и $l = 0,03$ м.
- 4.16. Сигнал с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией имеет длительность $\tau_n = 5$ мкс и $\Delta f = 10$ МГц. Найдите коэффициент сжатия сигнала, разрешающую способность по дальности.
- 4.17. Постройте частотную характеристику фильтра подавления боковых лепестков Хэмминга. Постройте выходной импульс, сравните с входным.
- 4.18. Основание кода $m = 7$, длительность одного дискрета $\tau_k = 0,1$ мкс. Определите число знаков кода, длительность сформированной последовательности, ширину спектра, уровень боковых лепестков одиночной и периодической последовательностей.
- 4.19. В схеме (рис. 4.18) определите период сформированной последовательности, а также кодовую последовательность, если начальная установка триггеров (011).

Типовая задача

Рассчитайте параметры диаграммы направленности радиоимпульса с гауссовской огибающей для $\tau_n = 1$ мкс и $\tau_n = 5$ мкс, приняв уровень $\rho = 0,5$.

Решение. Учитывая, что $\sqrt{-2\ln(c)} = \sqrt{-2\ln(0,5)} = 1,177$, запишем уравнение диаграммы направленности в виде

$$\frac{\tau^2}{(1,177\tau_n)^2} + \frac{F^2}{(0,374/\tau_n)^2} = 1.$$

Поэтому оси эллипса $2a$ и $2b$ равны:

1) для $\tau_n = 1$ мкс — $2a = 2,354 \cdot 10^{-6}$ с ;

2) для $\tau_n = 5$ мкс — $2b = 0,1496$ МГц.

Задачи для самостоятельного решения

- 4.1. Изменится ли амплитуда прямоугольного радиоимпульса на выходе оптимального фильтра, если ее измерять в момент времени $\tau = 0,5\tau_n$?

Ответ: Уменьшится в 2 раза.

- 4.2. От движущейся цели приходит прямоугольный импульс. Длительность импульса $\tau_n = 5$ мкс , скорость движения цели $V = 300$ м/с , длина волны $\lambda = 3$ см . Определите величину уменьшения амплитуды сигнала на выходе фильтра.

Ответ: $\frac{U_m(f_d)}{U_{m \max}} = 0,984$.

- 4.3. Импульс с гауссовской огибающей имеет $\tau_n = 5$ мкс и $\lambda = 0,03$ м . Определите разрешающие способности по дальности δR и скорости δV_r при использовании такого сигнала.

Ответ: $\delta R = 150$ м; $\delta V_r = 6 \cdot 10^3$ м/с .

В [19] приведены типовые задачи и задачи для самостоятельного решения по данному разделу.

Материал главы закрепляется выполнением лабораторных работ «Исследование параметров радиолокатора с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией зондирующего сигнала» и «Исследование параметров радиолокатора с фазовой внутриимпульсной манипуляцией зондирующего сигнала» [18].

Глава 5

Дальность действия РЛС

5.1. Дальность действия РЛС в свободном пространстве

Одна из основных задач при проектировании РЛС – расчет максимальной дальности обнаружения и измерения (дальности действия), когда от цели с ЭПР $\bar{\sigma}$ принимается сигнал мощностью P_{20} , который обнаруживается с заданными вероятностями правильного обнаружения D и ложной тревоги F а его параметры, характеризующие положение и движение объекта, измеряются с заданной точностью.

Дальность действия активных РЛС

На входе приемника активного радиолокатора действует отраженный сигнал, мощность которого (см. рис. 2.7)

$$P_{20} = \frac{P_1 G_{a1} \eta_1 S_{a2} \eta_2 \bar{\sigma}}{(4\pi)^2 R^4}, \quad (5.1)$$

где P_1 – мощность передатчика; G_{a1} – коэффициент направленного действия (КНД) передающей антенны; η_1 и η_2 – КПД антенно-фидерного тракта передатчика и приемника; S_{a2} – активная площадь приемной антенны; $\bar{\sigma}$ – ЭПР цели; R – расстояние от радиолокатора до цели.

С помощью выражения (5.1) можно найти дальность действия радиолокатора в свободном пространстве как при обнаружении цели, так и при измерении ее координат и скорости.

При обнаружении цели с ЭПР $\bar{\sigma}$ в (5.1) следует P_{20} заменить на $(P_{2min})_{обн} = P_{пор}$ где $P_{пор}$ – пороговая мощность, т.е. минимальная мощность сигнала на входе приемника, при которой принятый сигнал обнаруживается с заданными D и F .

В режиме измерения следует вместо P_{20} использовать значение $(P_{2min})_{изм}$, при котором погрешность измерения не превышает заданное значение с определенной доверительной вероятностью. Как правило, $(P_{2min})_{изм} > P_{пор}$ и в режиме измерения дальность действия радиолокатора оказывается меньше, чем в режиме обнаружения цели, так как точные измерения возможны при большем отношении сигнала к шуму.

С учетом сказанного дальность действия радиолокатора при обнаружении цели (максимальная дальность обнаружения или измерения) определяется как

$$R_{\max 0} = \sqrt[4]{\frac{P_1 G_{a1} G_{a2} \eta_1 \eta_2 \lambda^2 \bar{\sigma}}{(4\pi)^3 P_{\text{пор}}}} \quad (5.2)$$

или

$$R_{\max 0} = \sqrt[4]{\frac{P_1 S_{a1} S_{a2} \eta_1 \eta_2 \bar{\sigma}}{4\pi \lambda^2 P_{\text{пор}}}}, \quad (5.3)$$

где $G_a = 4\pi(S_a/\lambda^2)$, а индекс 0 означает, что обнаружение происходит в свободном пространстве.

В частном случае, когда радиолокатор работает в импульсном режиме и одна и та же антенна используется как при излучении, так и при приеме сигналов, выражения (5.2) и (5.3) принимают вид

$$R_{\max 0} = \sqrt[4]{\frac{P_1 G_a^2 \eta^2 \lambda^2 \bar{\sigma}}{(4\pi)^3 P_{\text{пор}}}}.$$

Дальность действия активных РЛС с активным ответом

В активном радиолокаторе с активным ответом дальности действия ответчика ($R_{\max \text{от}}$) и запросчика ($R_{\max \text{з}}$) рассчитываются по формулам

$$R_{\max \text{от}} = \sqrt[4]{\frac{P_{13} G_{a13} G_{a2\text{от}} \eta_{13} \eta_{2\text{от}} \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\text{пор.от}}}}, \quad (5.4)$$

$$R_{\max \text{з}} = \sqrt[4]{\frac{P_{1\text{от}} G_{a1\text{от}} G_{a23} \eta_{1\text{от}} \eta_{23} \lambda^2}{(4\pi)^2 P_{\text{пор.з}}}}. \quad (5.5)$$

При $R > R_{\max \text{ст}}$ сигнал не может быть принят ответчиком, а при $R > R_{\max \text{з}}$ – запросчиком. Поэтому целесообразен вариант активной системы с активным ответом, у которой $R_{\max \text{з}} = R_{\max \text{от}}$, для чего необходимо обеспечить равенство

$$P_{13} P_{\text{пор.з}} [G_{a13} \eta_{13} / G_{a23} \eta_{23}] = P_{1\text{от}} P_{\text{пор.от}} [G_{a1\text{от}} \eta_{1\text{от}} / G_{a2\text{от}} \eta_{2\text{от}}],$$

а при работе в импульсном режиме (одна приемно-передающая антенна на ответчике и одна на запросчике)

$$P_{13} P_{\text{пор.з}} = P_{1\text{от}} P_{\text{пор.от}}.$$

Дальность действия пассивной РЛС по активному объекту

Если обнаруживаемый объект оснащен радиопередатчиком (активный объект), то дальность пассивного радиолокатора равна

$$R_{\max 0} = \sqrt{\frac{P_1 G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \lambda^2}{(4\pi)^2 P_{\text{пор}}}}.$$

Чувствительность приемника активного радиолокатора оценивают с помощью пороговой мощности (см. гл. 3). При пачке когерентных радиопульсов

$$P_{\text{пор}} = q_{\text{пор}} \frac{k_{\text{ш}} k T L}{n \tau_{\text{и}}} = q_{\text{пор}1} k_{\text{ш}} k T \Delta f L,$$

где $q_{\text{пор}1}$ – пороговое отношение сигнала к шуму по мощности в одном импульсе, зависящее от вероятности ложной тревоги F_1 и правильного обнаружения D_1 в одном элементе разрешения, числа импульсов в пачке n и модели принимаемого сигнала с помехой; n – число импульсов в пачке, равное при плавном обзоре пространства $n = \frac{\tau_{\text{и}}}{T_{\text{п}}} = \frac{\varphi_{0,5}}{\Omega T_{\text{п}}}$; $\tau_{\text{и}}$ – длительность импульса; $\tau_{\text{п}}$ – длительность пачки импульсов; L – коэффициент потерь; $k_{\text{ш}}$ – коэффициент шума приемника(или системы); $\Delta f \approx \frac{1}{\tau_{\text{и}}}$ – полоса пропускания приемника (обычно полоса УПЧ).

Тогда дальность обнаружения активного радиолокатора будет зависеть от энергии сигнала

$$R_{\max 0} = \sqrt[4]{\frac{E G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \lambda^2 \bar{\sigma}}{(4\pi)^3 q_{\text{пор}} k_{\text{ш}} k T L}},$$

где $E = E_{\text{п}} = P_1 \tau_{\text{и}} n$ – энергия зондирующего сигнала. А поскольку $n = \tau_{\text{и}} / T_{\text{п}}$, то

$$R_{\max 0} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{ср}} \tau_{\text{и}} G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \lambda^2 \bar{\sigma}}{(4\pi) q_{\text{пор}} k_{\text{ш}} k T L}}.$$

А если выразить коэффициенты усиления антенн через ширину луча ДНА

$$G = \frac{4\pi S_a}{\lambda^2} = \frac{4\pi ab}{\lambda^2} = \frac{4\pi}{\frac{\lambda}{a} \frac{\lambda}{b}} = \frac{4\pi}{\varphi_{0,5\Gamma} \varphi_{0,5\text{в}}},$$

то

$$R_{\max 0} = \sqrt[4]{\frac{E \eta_1 \eta_2 \lambda^2 \bar{\sigma} \Phi}{4\pi \varphi_{0,5\Gamma}^2 \varphi_{0,5\text{в}}^2 q_{\text{пор}} k_{\text{ш}} k T L}},$$

где Φ – пространственная зона обзора, стер.

Часто в навигационных радиолокаторах, установленных на ЛА, используют индикатор кругового или секторного обзора, в котором яркость изображений на экране пропорциональна мощности P_2 . В этом случае для правильного воспроизведения характера местности на экране индикатора ставится условие, чтобы изображение местности одного и того же вида ($s_n = \text{const}$) вне зависимости от R и β при полете на постоянной высоте H должно иметь одинаковую яркость на экране индикатора, т.е. при $H = \text{const}$ необходимо обеспечить $P_2 = \text{const}$. Поскольку $G_{a1} = G_{a2} = G(\alpha, \beta) = G_0 f^2(\beta)$ и $R = H(\sin\beta)^{-1}$ (рис. 5.1), то на основании (5.2)

$$P_2 = \frac{P_1 G_0^2 \eta_1 \eta_2 \lambda^2 \bar{\sigma}_s (c\tau/2) \sin^4 \beta}{(4\pi)^3 H^3 \cos \beta} f^4(\beta) = \text{const.}$$

Нормируя ДНА (в максимуме $G_0 = 1$), получаем

$$f(\beta) = \text{cosec} \beta \sqrt[4]{\cos \beta} \approx \text{cosec} \beta.$$

Таким образом, для наилучшей наблюдаемости земной поверхности навигационный радиолокатор должен иметь ДНА косекансной формы (рис 5.1, а).

В системе УВД при обнаружении ЛА с одинаковыми $\bar{\sigma}_0$ и H в верхней полусфере для улучшения наблюдаемости целей целесообразно обеспечить одинаковую яркость отметок на экране индикатора, не зависящую от R и β при $H = \text{const}$. В этом случае ДНА должна иметь форму $f(\beta) = \text{cosec} \beta$ (рис. 5.1, б).

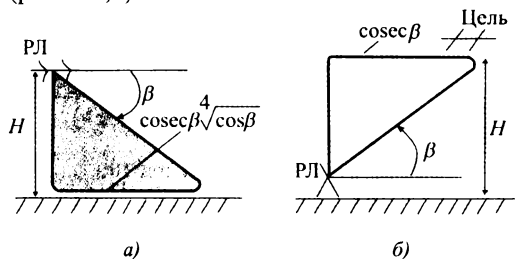


Рис. 5.1. Диаграмма направленности косекансной формы:
а – РЛС на ЛА; б – РЛС на поверхности Земли

Дальность действия пассивных РЛС по объекту с радиотепловым излучением

Когда принимается сигнал, излучаемый целью, дальность обнаружения зависит от чувствительности приемников пассивной РЛС (ПРЛС) и мощности сигнала, излучаемого целью.

В том случае, когда на объекте (цели) имеется передатчик, соотношения для определения $R_{\max 0}$ совпадают с выражением (5.4), полу-

ченным для ответчика. При отсутствии на объекте аппаратуры, излучающей сигнал, можно решить задачу обнаружения этого объекта по его радиотепловому излучению.

Известно, что при отличии термодинамической температуры T_T° объекта от 0К он является источником излучения (см. прил. 5). Диапазон частот такого излучения простирается от нуля до бесконечности, а его интенсивность неравномерна в этом диапазоне и связана с температурой, формой, материалом и степенью шероховатости поверхности.

Цель с температурным контрастом относительно окружающей ее среды ΔT_a (см. прил. 5.1) обнаруживается, если он больше порогового контраста $\Delta T_{a_{\text{пор}}}$, т.е. если $\Delta T_a > \Delta T_{a_{\text{пор}}}$.

Следовательно, яркостной контраст обнаруживается, если

$$\Delta T_a \geq 2T_n \eta^{-1} k_a^{-1} \left[\arg \Phi(D) \sqrt{\frac{\Delta F_n}{\Delta f_{\text{упч}}}} \right],$$

где T_n – полная температура; η – КПД фидера; $\Phi(x)$ – интеграл вероятности; $D(x)$ – вероятность правильного обнаружения; ΔF_n – полоса пропускания измерителя; $\Delta f_{\text{упч}}$ – полоса пропускания УПЧ.

Это соотношение характеризует обнаружение по контрасту границы раздела двух протяженных целей, угловые размеры которых больше ширины луча антенны ПРЛС. Поэтому границы раздела наблюдаются при любом расстоянии R до цели (R в формулу не входит). При обнаружении цели, угловые размеры которой меньше ширины луча антенны, условие обнаружения записывается с учетом коэффициента заполнения луча, поэтому

$$\Delta T_a = \Delta T k_d \eta k_l \geq 2\Delta T_n \left[\arg \Phi(D) \sqrt{\frac{\Delta F_n}{\Delta f_{\text{упч}}}} \right],$$

где k_l – коэффициент заполнения луча.

Так как $k_l = \Phi_d / \Phi_a$, а пространственный угол видимости цели $\Phi_d = S_d / R^2$, где S_d – площадь цели, и пространственная ширина луча ПРЛС $\Phi_a = \lambda^2 / S_a$, где S_a – площадь апертуры антенны ПРЛС, дальность обнаружения цели

$$R_{\text{max}} = \sqrt{\frac{\Delta T}{T_n} \frac{S_d S_a}{2\lambda^2} \frac{\eta k_a}{\arg \Phi(D)}} \sqrt{\frac{\Delta F_n}{\Delta f_{\text{упч}}}}.$$

5.2. Влияние атмосферы и подстилающей поверхности на дальность обнаружения

Влияние атмосферы на дальность обнаружения

При распространении радиоволн в атмосфере происходят искривление траектории радиоволн (рефракция) и рассеяние электромагнитной энергии атомами и молекулами воды и газов, а также частицами пыли (аэрозолями). Последний фактор приводит к затуханию радиоволн.

Рефракция обусловлена изменением относительной диэлектрической проницаемости атмосферы ε' с высотой, которое приводит к изменению коэффициента преломления $n = \sqrt{\varepsilon'}$, а в конечном результате – к искривлению траекторий распространения радиоволн в вертикальной плоскости. В нижнем слое атмосферы – тропосфере – ε' меняется с высотой в зависимости от изменения давления, температуры и влажности, что и приводит к рефракции радиоволн. По градиенту коэффициента преломления dn/dH различают следующие виды рефракции и искривления траекторий радиоволн (рис. 5.4):

- 1) $dn/dH = 0$ – рефракция отсутствует, траектория прямолинейна;
- 2) $dn/dH > 0$ – отрицательная рефракция, траектория отклоняется вверх;
- 3) $dn/dH < 0$ – положительная рефракция, траектория отклоняется вниз;
- 4) $(dn/dH)_{кр} = -0,157 \cdot 10^{-6} \text{ м}^{-1}$ – критическая рефракция, траектория радиоволн круговая относительно центра Земли;
- 5) $dn/dH < (dn/dH)_{кр}$ – сверхрефракция, когда вследствие атмосферных аномалий из-за инверсного изменения влажности a_0 и температуры T° в прилегающем к поверхности Земли слое атмосферы возникают *атмосферные волноводы* (рис. 5.2) и радиоволны, отражаясь от верхней границы волновода и поверхности Земли, могут распространяться на большие расстояния.

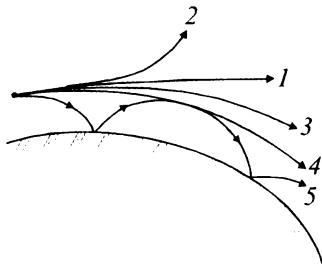


Рис. 5.2. Траектории радиоволн в атмосфере

Для точного расчета траекторий радиоволн необходимо знать закон изменения коэффициента преломления по высоте, а это, как правило, невозможно из-за нестационарного состояния атмосферы.

Поэтому на этапе проектирования РЛС удобно пользоваться *стандартной атмосферой*, для которой $dn/dH = -4 \cdot 10^{-8} \text{ м}^{-1}$, и эквивалентным (эффективным) радиусом Земли $R_{з.эф}$, при котором высоты точек траектории над Землей остаются прежними, а радиоволны распространяются как бы по прямолинейной траектории (рис. 5.4):

$$\frac{1}{R_{з.эф}} = \frac{1}{R_3} + \frac{dn}{dH}.$$

Учитываем, что радиус кривизны траектории волны в атмосфере равен $R_T = -\frac{dn}{dH}$, и получаем $R_{з.эф} = \frac{R_3}{1 + R_3 \frac{dn}{dH}} = kR_3$.

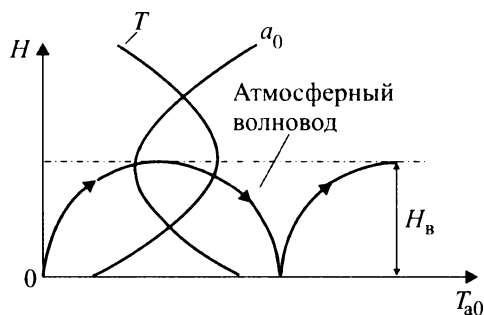


Рис. 5.3. Образование атмосферного волновода

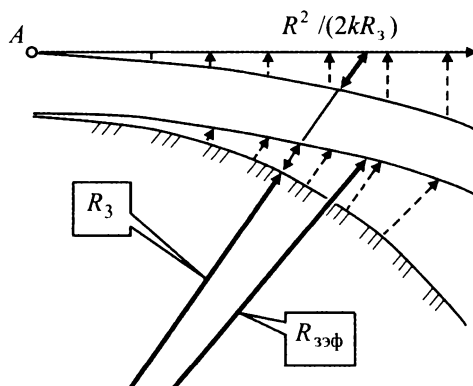


Рис. 5.4. Траектории радиоволн в стандартной атмосфере

Для стандартной атмосферы при физическом радиусе Земли $R_3 = 6370$ км, $k = \frac{4}{3}$ и получаем $R_{з.эф} = \frac{4}{3} R_3 = 8500$ км.

Затухание радиоволн в атмосфере начинает сказываться при $\lambda < 30$ см и зависит от длины волны (частоты) радиосигнала и состояния (влажности) атмосферы на трассе распространения радиоволн (высоты трассы). Так как в радиолокации отраженные сигналы проходят путь от передающей антенны к цели и далее до приемной антенны, равный $2R$, то при удельном затухании радиоволн в атмосфере α (дБ/км) общее затухание – потери на всей трассе равно $L = \alpha \cdot 2R$. С другой стороны, ослабление радиоволн есть отношение мощностей сигналов на входе приемника при распространении их в пустом пространстве P_{20} и в данной атмосфере P_2 . Выражая это отношение в децибелах, получаем

$$L = 10 \log \frac{P_{20}}{P_2}.$$

Откуда имеем $P_2 = P_{20} 10^{-0,2\alpha R}$. Используем формулу (5.1) для замены в последнем соотношении величины P_{20} , тогда

$$P_2 = \frac{P_1 G_1 \eta_1 G_2 \eta_2 \lambda^2 \bar{\sigma}_0}{(4\pi)^3 R^4} 10^{-0,2\alpha R}.$$

Переходим к большим дальностям, когда $R \rightarrow R_{\max}$, а $P_2 \rightarrow P_{2\min} = P_{\text{пор}}$. Получаем $R_{\max}^4 = \frac{P_1 G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \lambda^2 \bar{\sigma}_0}{(4\pi)^3 P_{\text{пор}}} 10^{-0,2\alpha R_{\max}}$.

Извлечем корень четвертой степени справа и слева от знака равенства и получим окончательный алгоритм

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_1 G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \lambda^2 \bar{\sigma}_0}{(4\pi)^3 P_{\text{пор}}}} 10^{-0,05\alpha R_{\max}}.$$

С учетом затухания дальность действия радиосистемы определяется выражением

$$R_{\max} = R_{\max 0} 10^{-0,05\alpha R_{\max}}, \quad (5.6)$$

где $R_{\max 0}$ – дальность действия в свободном пространстве (5.2); α – удельный коэффициент затухания, дБ/км.

Трансцендентное уравнение (5.6) решают методом последовательных приближений (итераций) или графически (рис. 5.5). Поглощение радиоволн в атмосфере зависит от длины волны и от интенсивности осадков Q (рис. 5.6). Пики его вызываются резонансным поглощением энергии радиоволн молекулами воды и кислорода.

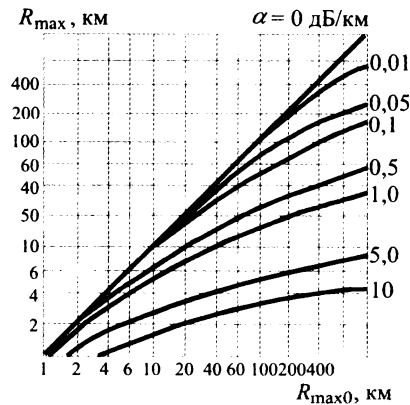


Рис. 5.5. Номограмма расчета дальности обнаружения в атмосфере

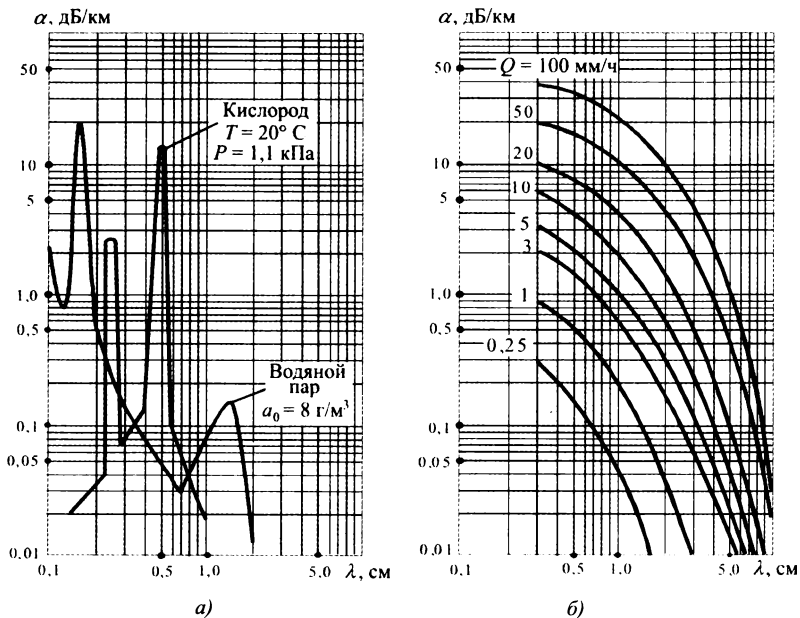


Рис. 5.6. Графики зависимости поглощения энергии радиоволн от длины волны (а) и интенсивности осадков (б)

Атомы, молекулы газов атмосферы и пылевые частицы поглощают энергию радиоволн на всей трассе распространения, в то время как капельки воды (влаги) могут вызывать резкое увеличение рассеяния ($\alpha_i > \alpha$) радиоволн на отдельных участках трассы. Тогда

$$R_{\max} = R_{\max 0} \cdot 10^{-0,05 \left[\alpha R_{\max} + \sum_{i=1}^n \alpha_i \Delta R_i \right]}$$

Иногда оценивают потери при распространении радиосигналов на дистанции $R_{\max 0}$, равные $L = \frac{R_{\max}}{R_{\max 0}} = 10^{-0,05 \left[\alpha R_{\max} + \sum_{i=1}^n \alpha_i \Delta R_i \right]}$.

При дождевых осадках справедлива эмпирическая формула $\alpha = 0,0148Q^{1,31}$ (при $\lambda = 3,2$ см), $\alpha = 0,0044Q^{1,17}$ (при $\lambda = 5,5$ см), где α , дБ/км; Q – интенсивность осадков, мм/ч.

Можно для оценочных расчетов пользоваться соотношением

$$\alpha \approx 0,3Q/\lambda^2,$$

где Q – интенсивность осадков (мм/ч); λ – длина волны (рис. 5.6).

Влияние подстилающей поверхности

При проектировании РЛС и РНС необходимо учитывать искажения ДНА радиолокатора из-за близости антенны к подстилающей (земной) поверхности и влияние ее сферичности на дальность действия системы.

Искажение ДНА в вертикальной плоскости обусловлено интерференцией радиоволн, распространяющихся прямолинейно от антенны радиолокатора до цели и обратно, и отражением от поверхности. Отраженный от поверхности сигнал (рис. 5.7) появляется при выполнении условия $0,5\varphi_{0в} > \beta_0$, где $\varphi_{0в}$ – ширина главного лепестка ДНА в вертикальной плоскости по уровню нулевой мощности; β_0 – угол наклона максимума ДНА к горизонту. При интерференции указанных сигналов вместо исходной ДНА $f(\beta)$ формируется искаженная многолепестковая ДНА $f_z(\beta)$.

Методы нахождения $f_z(\beta)$ в зависимости от $f(\beta)$ и свойств подстилающей поверхности изложены в курсе «Антенны и техника СВЧ». Отметим только, что число лепестков и провалов в результирующей ДНА,

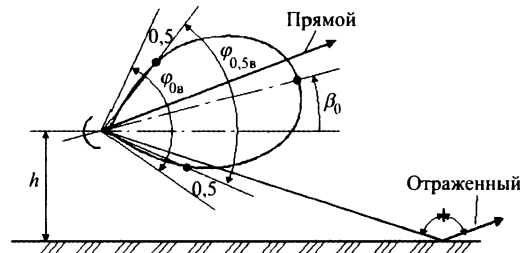


Рис. 5.7. Отражение радиоволн от подстилающей поверхности при широкой ДНА

их положение и ширина зависят от отношения высоты подъема антенны h_a и длины волны λ .

Провалы в ДНА играют отрицательную роль при обзоре пространства и обнаружении целей, так как цель в провале не обнаруживается. Поэтому стремятся уменьшить их глубину или изменить положение, например применив несколько разнесенных по высоте антенн, высота которых выбирается так, чтобы лепестки одних ДНА перекрывали провалы других. Можно менять длину волны, изменяя тем самым положение провалов. К некоторому уменьшению глубины провалов приводит опускание или подъем главного лепестка ДНА. Кроме того, переход от вертикальной поляризации радиоволн к горизонтальной приводит к тому, что лепестки и провалы ДНА меняются местами из-за изменения на 180° фазы отраженного от земной поверхности сигнала. Наконец, возможна суммарно-разностная обработка сигналов, в результате которой также меняются местами лепестки и провалы ДНА.

Влияние ДНА на дальность обнаружения в вертикальной плоскости проследим по связи КНД антенны по мощности $G_a(\beta)$ с результирующей ДНА по напряженности поля $f_\Sigma(\beta)$:

$$G_a(\beta) = G_{a0} f_\Sigma^2(\beta),$$

где G_{a0} – максимальное значение КНД антенны, тогда

$$R_{\max} = R_{\max 0} \sqrt{f_{\Sigma 1}(\beta) f_{\Sigma 2}(\beta)},$$

где $f_{\Sigma 1}(\beta)$ и $f_{\Sigma 2}(\beta)$ – ДНА на передачу и прием.

При использовании одной антенны как для передачи, так и для приема сигналов $f_{\Sigma 1}(\beta) = f_{\Sigma 2}(\beta) = f_\Sigma(\beta)$ и

$$R_{\max} = R_{\max 0} f_\Sigma(\beta), \quad (5.7)$$

Кроме того, для учета характеристик подстилающей поверхности вводят интерференционный множитель $f_n(\beta)$.

В соответствии с рис. 5.7, при горизонтальном расположении ДНА $f(\beta)$ и коэффициенте отражения от земной поверхности $k_{\text{отр}} = k \exp\{j\varphi\}$ разность хода прямого и отраженного лучей будет определяться соотношением $x = R_{\text{отр}} - R_{\text{пр}} = 2h \sin \beta$, что приводит к разности фаз

$\varphi_{\text{рх}} = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \sin \beta$. Тогда напряженности электромагнитного поля прямо-

го и отраженного сигналов равны $E_{\text{пр}} = E_0 f(\beta)$ и $E_{\text{отр}} = k_{\text{отр}} E_0 f(\beta)$. Результирующий сигнал по напряженности равен

$$\begin{aligned} E_\Sigma &= \sqrt{E_{\text{пр}}^2 + E_{\text{отр}}^2 + 2E_{\text{пр}}E_{\text{отр}}\cos(\varphi_{\text{отр}} + \varphi_{\text{рх}})} = \\ &= E_0 f(\beta) \sqrt{1 + k^2 + 2k\cos(\varphi_{\text{отр}} + \varphi_{\text{рх}})}. \end{aligned}$$

Если используются сигналы с горизонтальной линейной поляризацией, то $k \cong 1$, а $\varphi_{\text{отр}} = \pi$, поэтому

$$\begin{aligned} f_{\Sigma}(\beta) &= \frac{E_{\Sigma}}{E_0} = f(\beta) \sqrt{2(1 - \cos \varphi_{\text{px}})} = 2f(\beta) \sin\left(\frac{\varphi_{\text{px}}}{2}\right) = \\ &= 2f(\beta) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} h \sin \beta\right). \end{aligned}$$

Тогда интерференционный множитель равен

$$f_u(\beta) = 2 \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} h \sin \beta\right).$$

При обнаружении целей на малой высоте h

$$\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} h \sin \beta\right) \approx \frac{2\pi}{\lambda} h \sin \beta,$$

поэтому дальность обнаружения определяется соотношением

$$R_{\text{max}} = R_{\text{max}0} f_{\Sigma}(\beta) = R_{\text{max}0} \frac{4\pi h}{\lambda R_{\text{max}}}$$

Следовательно,

$$R_{\text{max}} = \sqrt[8]{\frac{P_1 G^2 \eta_1 \eta_2 \bar{\sigma} 4\pi h^4 H^4}{\lambda^2 P_{\text{пор}}}},$$

а провалы и максимумы результирующей ДНА определяются условиями

$$\sin\left\{\frac{2\pi}{\lambda} h \sin \beta_i\right\} = \begin{cases} 0, \\ 1. \end{cases}$$

Сферичность Земли ограничивает дальность действия РЛС дальностью прямой видимости $R_{\text{пв}}$ (рис. 5.8) (на длинах радиоволн $\lambda < 10$ м). Если высота цели H , а высота подъема антенны h_a , то при учете рефракции в стандартной атмосфере

$$R_{\text{пв}} = 4,12(\sqrt{H} + \sqrt{h_a}), \quad (5.8)$$

где при H и h_a , выраженных в метрах, $R_{\text{пв}}$ получается в километрах.

Кроме того, сферичность Земли требует коррекции соотношения для вычисления высоты цели:

$$H = H_r + \Delta H,$$

где $H_r = h + R \sin \beta$ – высота цели над горизонтальной (приведенная высота); ΔH – поправка на сферичность Земли. При стандартной атмосфере поправка $\Delta H = R^2 / (2R_s)$.

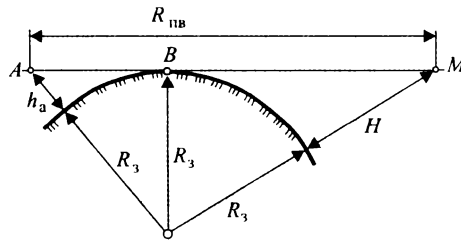


Рис. 5.8. Дальность прямой видимости

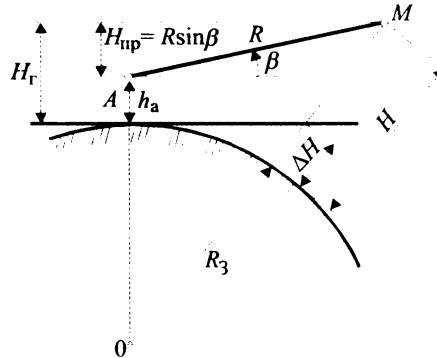


Рис. 5.9. Связь истинной и приведенной высот цели

Из-за сферической поверхности Земли отраженные от нее радиоволны расходятся. Это приводит к уменьшению коэффициента отражения, что следует принимать во внимание при расчете $f_{\Sigma}(\beta)$. Уменьшение коэффициента отражения учитывается коэффициентом сферической расходимости $k_{\text{сф}} \leq 1$:

$$k_{\text{отр}\Sigma} = k_{\text{сф}} k_{\text{отр}},$$

где $k_{\text{отр}\Sigma}$ и $k_{\text{отр}}$ – результирующий и исходный коэффициенты отражения от земной поверхности.

Зоны обнаружения (зоны видимости)

Используя зависимость $R_{\text{max}} = R_{\text{max}0} f_{\Sigma}(\beta)$, можно построить в полярной системе координат график $R_{\text{max}}(\beta)$ для контура зоны в вертикальной плоскости, в пределах которой цель с известной σ обнаруживается с заданными вероятностями правильного обнаружения D и ложной тревоги F радиолокатором с параметрами P_1 , G_{a1} , G_{a2} , η_1 , η_2 , λ .

Однако такой график не дает полного представления об особенностях зон обнаружения, поэтому его принято строить в декартовых коор-

динатах ($R_{\max}$, H), либо нанося на график значения углов β (рис. 5.10), либо используя формулу для H_r , но при этом учитывают рефракцию и кривизну Земли и корректируют H . Для учета рефракции расчет ведется для стандартной атмосферы и R_z заменяется на $R_{z, \text{эф}} = (4/3)R_z$. Кроме того, оставляя траектории радиоволн прямолинейными, преобразуют прямоугольную систему координат в криволинейную, переходя к координатам «наклонная дальность – приведенная высота».

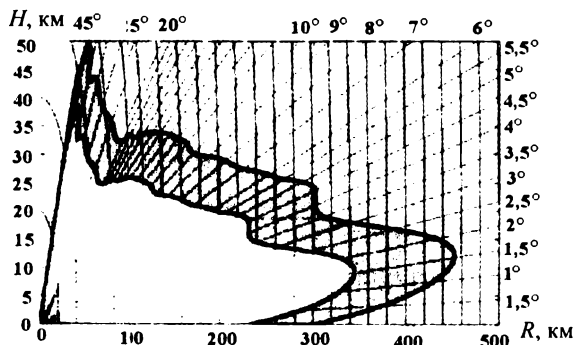


Рис. 5.10. Зоны обнаружения в вертикальной плоскости для радиолокатора «Утес-Т» (светлая зона – работа на одной частоте, темная зона – на двух частотах)

Под *приведенной высотой* понимают высоту цели над горизонтальной плоскостью, проходящей через антенну. Приведенная высота $H_{\text{пр}}$ связана с истинной высотой цели H следующим соотношением (рис. 5.11):

$$H_{\text{пр}} = H - h_a - \Delta H \approx H - h_a - R^2 / 2R_{z, \text{эф}}.$$

На полученной таким образом зоне обнаружения в вертикальной плоскости (рис. 5.10) обычно указывают линии равных истинных высот и линии равных углов места.

5.3. Обзор пространства в РЛС

Обзор пространства в однопозиционных РЛС

Поиск или обнаружение целей в заданной области пространства называется *обзором пространства*, время обзора, т.е. однократный просмотр области обзора, зависит от размера этой области, заданного качества обнаружения и способа обзора.

Рассмотрим параметры обзора при параллельном и последовательном обзоре пространства.

При параллельном обзоре весь телесный угол области обзора плотно заполняется парциальными пересекающимися по уровню половинной мощности лучами с телесным углом каждого, равным угловому

элементу разрешения. При этом в пределах каждого парциального луча обнаружение производится по всей дальности последовательно за время приема пачки отраженных импульсов $\tau_n = n_n T_n$, где число импульсов в пачке n_n определяется заданным значением пороговой мощности. Таким образом, время обзора пространства $T_{обз} = \tau_n = n_n T_n$ сокращается при усложнении РЛС за счет формирования многолучевой ДНА. При последовательном обзоре луч ДНА плавно или ступенчато перемещается в заданной области обзора, находясь в каждом направлении в течение времени $\tau_n = n_n T_n$. При механическом вращении ДНА используется плавное перемещение, а при электронном – ступенчатое. При плавном перемещении луча время обзора определяется законом и скоростью движение луча ($\Omega_{обз}$). Значение $\Omega_{обз}$ ограничено сверху условием $\varphi_{0,5}(\Omega_{обз})^{-1} > \tau_n = n_n T_n$, т.е. $\Omega_{обз} < \varphi_{0,5}(n_n T_n)^{-1}$. Из широко используемых способов последовательного обзора рассмотрим круговой, винтовой и секторный.

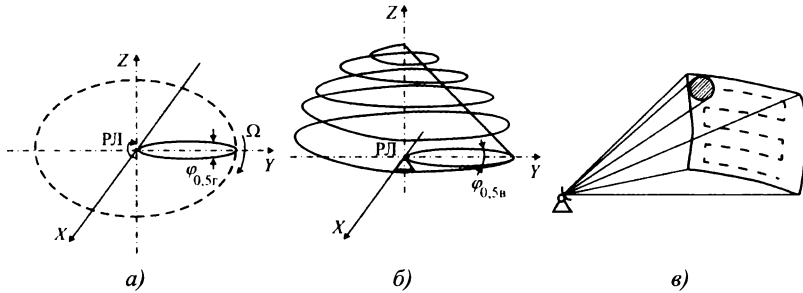


Рис. 5.11. Возможные методы обзора пространства ОПРЛС

При круговом обзоре (рис. 5.11, а) пространство обзора ограничено координатами $0 \leq R \leq R_{\max}$, $0 \leq \alpha \leq 360^\circ$ и $0 \leq \beta \leq \varphi_{0,5b}$. Время обзора можно определить, используя соотношение $T_{обз} = 360^\circ(\Omega_{обз})^{-1} \geq 360^\circ n_n T_n (\varphi_{0,5b})^{-1}$.

При винтовом (спиральном) обзоре (рис. 5.11, б) пространство обзора ограничено координатами $0 \leq R \leq R_{\max}$, $0 \leq \alpha \leq 360^\circ$, $0 \leq \beta \leq 90^\circ$. Время одного витка $T_v = 360^\circ(\Omega_{обз})^{-1} \geq 360^\circ n_n T_n (\varphi_{0,5r})^{-1}$, а поскольку число витков $n_b \leq 90^\circ(\varphi_{0,5b})^{-1}$, то время обзора

$$T_{обз} = T_v n_b = 360^\circ 90^\circ n_n T_n (\varphi_{0,5r} \varphi_{0,5b})^{-1} = \Phi n_n T_n \Phi_a.$$

При секторном (строчном) обзоре (рис. 5.11, в) пространство обзора ограничено пределами: $0 \leq R \leq R_{\max}$, $\alpha_{\min} \leq \alpha \leq \alpha_{\max}$ и $\beta_{\min} \leq \beta \leq \beta_{\max}$, время одной строки задается соотношением $T_{стр} = (\alpha_{\max} - \alpha_{\min})(\Omega_{обз})^{-1} \geq (\alpha_{\max} - \alpha_{\min}) n_n T_n (\varphi_{0,5r})^{-1}$, а число строк $(\beta_{\max} - \beta_{\min})(\varphi_{0,5b})^{-1}$. Время перехода луча от строки к строке обозначим через $t_{пер}$. Число переходов равно $n_{пер} = 2(n_{стр} - 1)$. Поэтому время обзора определяется соотношением

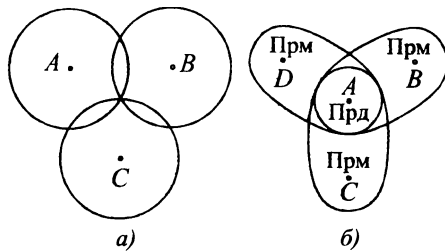


Рис. 5.12. Зоны обзора МПРЛС, состоящих из РЛС (а) и БиРЛС (б)

$$T_{\text{обз}} = n_{\text{стр}} T_{\text{стр}} + 2(n_{\text{стр}} - 1)t_{\text{пер}} = \frac{n_{\text{п}} T_{\text{п}} (\alpha_{\text{max}} - \alpha_{\text{min}}) (\beta_{\text{max}} - \beta_{\text{min}})}{\varphi_{0,5\Gamma} \varphi_{0,5\text{в}}} +$$

$$+ t_{\text{пер}} \frac{\beta_{\text{max}} - \beta_{\text{min}} - \varphi_{0,5\text{в}}}{\varphi_{0,5\text{в}}} = n_{\text{п}} T_{\text{п}} \Phi(\Phi_{\text{а}})^{-1} + T_{\text{пер}}, \quad T_{\text{пер}} = 2(n_{\text{стр}} - 1)t_{\text{пер}}.$$

При ступенчатом обзоре пространства, считая время перехода пренебрежимо малым, число просматриваемых пространственных элементов можно определить как $n_{\text{эл}} = \Phi(\Phi_{\text{а}})^{-1}$, а время просмотра каждого элемента $\tau_{\text{п}} = n_{\text{п}} T_{\text{п}}$, поэтому $T_{\text{обз}} = n_{\text{эл}} \tau_{\text{п}} = n_{\text{п}} T_{\text{п}} \Phi(\Phi_{\text{а}})^{-1}$.

Обзор пространства в многопозиционных РЛС

Зона обзора МПРЛС при однопозиционных РЛС на разнесенных позициях A, B и C (рис. 5.12, а) представляет собой совокупность зон обзора этих РЛС. В бистатических РЛС границы зоны обзора (рис. 5.12, б и 5.13) зависит от дальности обнаружения, которая определяется соотношением

$$R_1^2 R_2^2 = \frac{P_1 G_{a1} G_{a2} \eta_1 \eta_2 \lambda^2 \sigma_0}{(4\pi)^3 P_{\text{пор}}} = K^2,$$

где индексы 1 и 2 относятся соответственно к передающей и приемной позициям. Границы зоны обзора можно найти, используя рис. 5.14 и положив $K^2 = \text{const}$. Переходя к координатам x, y , нормированным к значению 0,5 Б, получаем уравнение *овалов Кассини* в декартовой и полярной системах координат:

$$(x_{\text{н}}^2 + y_{\text{н}}^2 + 1)^2 - 4x_{\text{н}}^2 = C^4, \quad (R_{0\text{н}}^2 + 1)^2 - 4R_{0\text{н}}^2 \cos^2 \theta = C^4,$$

где $x_{\text{н}} = 2x\text{Б}^{-1}$; $y_{\text{н}} = 2y\text{Б}^{-1}$; $C = 2\sqrt{K}\text{Б}^{-1}$; $R_{0\text{н}}^2 = x_{\text{н}}^2 + y_{\text{н}}^2$.

Для получения сплошной зоны обзора, что возможно при $C > 1$, базу БиРЛС следует выбирать из условия $\text{Б} > (R_1 R_2)^{1/2}$. При этом гарантируются $C > 2$ и сплошная зона обзора.

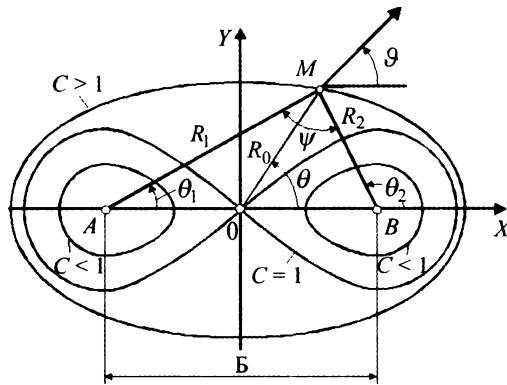


Рис. 5.13. Зоны обзора БирЛС

В МПРЛС с разнесенными приемными и передающими позициями обзор зоны организуется с двух разнесенных позиций. При этом можно применять параллельный обзор зоны многолучевыми приемной и передающей антеннами (рис. 5.14, а) или последовательный двумя перемещающимися в пространстве узкими лучами передающей и приемной антенн (рис. 5.14, б). Кроме того, можно производить обзор пространства узким перемещающимся лучом приемной антенны при неподвижном широком луче передающей антенны (рис. 5.14, в) или узким лучом передающей антенны при широкой ДНА на передающей позиции (рис. 5.14, г).

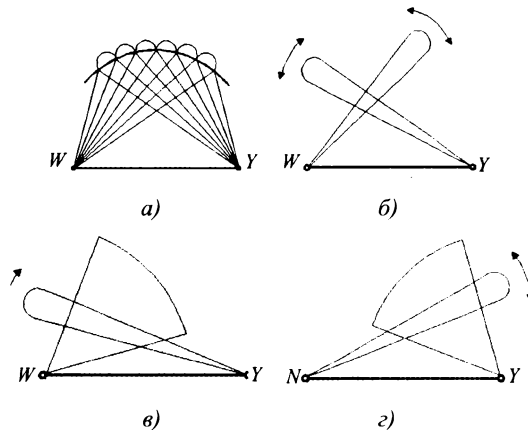


Рис. 5.14. Варианты обзора в МПРЛС

В общем случае, когда аппаратура на разнесенных позициях МПРЛС может работать в разных режимах (пассивный, активный) и состав этой аппаратуры может меняться, построение зон обзора – задача

сложная и порой невыполнимая без конкретизации состава аппаратуры и геометрии системы.

5.4. Анализ факторов, определяющих дальность действия РЛС

Развязка передающего и приемного трактов

На дальность действия РЛС и РНС в основном влияют следующие факторы: развязка передающего и приемного трактов, длина волны радиосигнала и параметры обзора пространства.

Под *развязкой* понимают степень уменьшения мощности сигнала передатчика, поступающего на вход приемника из-за связи выходных цепей и антенны передающего тракта с входными цепями и антенной приемного тракта ОПРЛС. Просачивающийся на вход приемника сигнал передатчика имеет, как правило, паразитную модуляцию шумами генератора передатчика, вибрационными шумами (при установке аппаратуры на ЛА) и т. п., что приводит к увеличению шума в приемном тракте и снижению чувствительности приемника. Поэтому развязка должна быть такой, чтобы не наблюдалось существенное ухудшение пороговой мощности.

Рассмотрим отношение мощностей принимаемого и излучаемого сигналов в однопозиционной РЛС:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{G_{a1}G_{a2}\eta_1\eta_2\lambda^2\sigma}{(4\pi)^3 R^4}.$$

При обнаружении самолета с $\sigma = 1 \text{ м}^2$ на расстоянии $R = 100 \text{ км}$ радиолокатором с параметрами $S_a = 10 \text{ м}^2$; $\lambda = 10 \text{ см}$; $G_{a1} = G_{a2} = 4\pi \cdot 10^3$; $\eta_1 = \eta_2 = 1$ отношение $P_2/P_1 < 10^{-17}$. Очевидно, что для обнаружения такого слабого сигнала необходимо, чтобы $P_{п.с}/P_1 < 10^{-17}$, где $P_{п.с}$ – мощность просачивающегося в приемный тракт сигнала передатчика, т.е. требуется развязка не хуже 10^{-17} или -170 дБ . Получение такой развязки является сложной технической задачей.

На практике находят применение следующие виды развязки:

- *пространственная* – разнесение передатчика и приемника вместе с антеннами в пространстве, т. е. переход к БиРЛС;
- *частотная* – работа приемника и передатчика на разных частотах;
- *поляризационная* – работа на излучение и прием с сигналами ортогональной поляризации;
- *компенсационная* – (вычитание) просачивающегося зондирующего сигнала в приемном тракте с помощью специального компенсирующего сигнала от передатчика;

– *временная* – работа на излучение и прием в различные интервалы времени (что возможно при импульсном сигнале).

Длина волны

Предположим, что при наблюдении цели используется зона отражения, для которой $l_{\text{ц}} \gg \lambda$ и $\sigma_0 = \text{const}$, а G_{a1} и G_{a2} не меняются при изменении λ . Тогда, объединяя все члены формулы (52), не зависящие от λ , в один коэффициент, получаем $R_{\text{max}0} = k_1 \sqrt{\lambda}$. Видно, что при неизменном $G_a = 4\pi S_a \lambda^{-2} = 4\pi (a\lambda^{-1})(b\lambda^{-1}) = 4\pi (\varphi_{0,5b} \varphi_{0,5r})^{-1}$, где $\varphi_{0,5b,r}$ – ширина ДНА на уровне 0,5 по мощности, выгодно увеличивать длину волны. Это объясняется тем, что при увеличении λ для поддержания G_a неизменным выгодно увеличивать размеры антенны a и b и активную площадь антенны $S_a = ab$. Значит, приемная антенна с большей S_a будет принимать больший сигнал $P_2 = P_2 S_{a2}$ и дальность обнаружения возрастет. Однако не всегда легко увеличивать a и b . В бортовых устройствах a и b обычно ограничены размерами носителя, поэтому S_{a1} и S_{a2} фиксируются. Тогда $R_{\text{max}0} = k_2 / \sqrt{\lambda}$ и для увеличения $R_{\text{max}0}$ выгодно уменьшать λ , так как при $S_a = \text{const}$ с уменьшением λ в соответствии с соотношением $G_a = 4\pi S_a \lambda^{-2}$ увеличивается КНД антенн из-за сужения главного лепестка ДНА. В приложении 2 приведена таблица стандартизованных для северо-американского континента диапазонов радиоволн, используемых для целей радиолокации.

Поскольку затухание радиоволн в атмосфере зависит от длины волны, то связь дальности обнаружения с длиной волны усложняется. Действительно, если G_{a1} и G_{a2} не зависят от длины волны, а затухание определяется дождевыми осадками в соответствии с (5.8), выражение для дальности обнаружения принимает вид

$$R_{\text{max}} = k_1 \sqrt{\lambda} 10^{-0,005(Q/\lambda^2)R_{\text{max}}},$$

т.е. для повышения дальности обнаружения выгодно увеличивать длину волны.

При фиксированных размерах антенн a и b , а следовательно, фиксированных S_{a1} и S_{a2} соотношение для определения R_{max} изменяется:

$$R_{\text{max}} = (k_2 / \sqrt{\lambda}) 10^{-0,005(Q/\lambda^2)R_{\text{max}}}.$$

В зависимости от интенсивности осадков, влияющих на значение Q , решение трансцендентного уравнения относительно R_{max} будет давать разные результаты. Однако при фиксированном Q можно, варьируя λ , найти наилучшее в смысле наибольшего R_{max} решение.

Параметры обзора

Введем основные параметры обзора в формулу дальности обнаружения цели в свободном пространстве (2.6). Для этого воспользуемся выражением для пороговой мощности, которое при импульсном сигнале имеет вид

$$P_{\text{пор}} = q_{\text{пор}} k_{\text{ш}} k T \Delta f L,$$

где $q_{\text{пор}}$ – пороговое отношение мощности импульсного сигнала к мощности помехи для одного импульса пачки, зависящее от числа импульсов вида сигнала и помехи, а также от заданных вероятностей правильного обнаружения D и ложной тревоги F в одном элементе разрешения; $kT \cdot N_0$ – односторонняя спектральная плотность помехи; $k_{\text{ш}}$ – коэффициент шума; n – число импульсов в облучающей цель пачке, равное отношению времени облучения цели $T_{\text{обл}}$ к периоду повторения импульсов $T_{\text{п}}$; $\tau_{\text{и}}$ – длительность импульса; L – коэффициент потерь при обработке, равный отношению мощностей на выходе устройства без потерь и реального устройства. Тогда дальность обнаружения цели

$$R_{\text{max0}} = k_1 \sqrt[4]{LP_1 \tau_{\text{и}} n_{\text{п}}} \equiv \sqrt[4]{LE_{\text{п}}},$$

где k_1 – коэффициент, зависящий от параметров радиолокатора и цели; $E_{\text{п}}$ – энергия пачки зондирующих импульсов, облучающих цель. Иначе говоря, дальность обнаружения определяется энергией сигнала, облучающего цель, и потерями при обработке принятого сигнала. Учтем, что $n_{\text{п}} \tau_{\text{и}} T_{\text{п}}^{-1} = T_{\text{обл}} T_{\text{п}}^{-1}$, тогда

$$R_{\text{max0}} = k_1 \sqrt[4]{P_1 \frac{\tau_{\text{и}}}{T_{\text{п}}} T_{\text{обл}}} \equiv \sqrt[4]{P_{\text{1ср}} T_{\text{обл}}},$$

поэтому можно говорить о том, что дальность обнаружения зависит от средней излучаемой мощности $P_{\text{1ср}}$ и длительности облучения цели $T_{\text{обл}}$.

Такая зависимость сохраняется и для непрерывного сигнала, только вместо $P_{\text{1ср}}$ нужно подставить мощность передатчика этого сигнала $P_{\text{1непр}}$. Найдем связь дальности обнаружения R_{max0} с временем обзора $T_{\text{обз}}$ и углом размером пространства обзора $\Phi_{\text{обз}}$. Учтем, что $G_{\text{а}} = 4\pi\Phi_{\text{а}}^{-1}$, где $\Phi_{\text{а}}$ – телесный угол главного лепестка ДНА, а $\Phi_{\text{обз}}\Phi_{\text{а}} = T_{\text{обз}}T_{\text{обл}}^{-1}$.

Нередко характеризуют исходные возможности радиолокаторов, вводя понятие энергетического потенциала Q , под которым понимают величину $Q = PS$, где P – мощность передатчика, а S – активная поверхность антенны или апертура антенны.

Соответствующие соотношения для однопозиционной и бистатической РЛС приведены в таблице, из которой следует, что при заданных параметрах РЛС дальность обнаружения тем больше, чем медленнее проводится обзор пространства и чем меньше зона обзора.

Таблица

РЛС (помеха – собственный шум)	Дальность обнаружения
Однопозиционная	$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{ср}} \eta_1 \eta_2 \lambda^2 \bar{\sigma} L T_{\text{об1}}}{4 \pi q_{\text{пор}} N_0 \Phi_a \Phi_{\text{об1}}}}$
Бистатистическая (обзор с передающей позиции узким лучем, приемная позиция с неподвижным широким лучем)	$(R_A R_B)_{\max} = \sqrt{\frac{P_{\text{ср}} G_{a1} \eta_1 \eta_2 \lambda^2 \bar{\sigma} L T_{\text{об1}}}{(4\pi)^2 q_{\text{пор}} N_0 \Phi_{\text{прд}}}}$
Бистатистическая (обзор с приемной позиции узким лучем, передающая позиция с неподвижным широким лучем)	$(R_A R_B)_{\max} = \sqrt{\frac{P_{\text{ср}} G_{a1} \eta_1 \eta_2 \lambda^2 \bar{\sigma} L T_{\text{об1}}}{(4\pi)^2 q_{\text{пор}} N_0 \Phi_{\text{прм}}}}$

П р и м е ч а н и е : R_A и R_B – дальность до цели от точек A и B .

Контрольные вопросы

- 5.1. При заданных параметрах импульсного радиолокатора $P_1 = 100$ кВт, $d_A = 1$ м, $\lambda = 3$ см, $P_{\text{пор}} = 10^{-12}$ Вт рассчитать дальность действия $R_{\max 0}$ для обнаружения истребителя и крылатой ракеты.
- 5.2. Пороговая мощность при обнаружении цели $P_{\text{пор}} = 10^{-12}$ Вт, и в режиме измерения $(P_{2\min})_{\text{изм}} = 10^{-18}$ Вт. Сравните дальность действия радиолокатора в режиме обнаружения и измерения. На сколько надо увеличить излучаемую мощность в режиме измерения, чтобы дальность действия радиолокатора была такой же как и в режиме обнаружения.
- 5.3. Найдите дальность действия системы с активным ответом при следующих параметрах запросчика и ответчика: $P_{1з} = 100$ кВт, $d_{aз} = 1$ м, $\lambda = 10$ см, антенна ответчика ненаправленная, полоса пропускания приемника-ответчика в 6 раз больше полосы приемника запросчика, приемники имеют одинаковые коэффициенты шума.
- 5.4. Дальность действия навигационного радиолокатора при высоте полета ЛА $H = 10$ км должна быть не менее 150 км. Найдите значения для β , в пределах которого диаграмма направленности должна аппроксимироваться функцией $f(\beta) = \text{cosec} \beta^4 \sqrt{\cos \beta}$
- 5.5. Дальность действия активной системы в свободном пространстве $R_{\max 0} = 150$ км. Постройте зависимость дальности действия от интенсивности дождевых осадков, приняв, что $Q = (10 \dots 100)$ мм/ч, $\lambda = 0,8$ см.
- 5.6. Рассчитайте и сравните дальность действия активной системы в атмосфере, работающей при $\lambda = 0,5$ и $0,8$ см.
- 5.7. Рассчитайте мощность передатчика импульсной РЛС P'_1 при затухании радиоволн $\alpha = 0,1$ дБ/км, если при той же дальности $R_{\max 0} = 100$ км в свободном пространстве мощность передатчика $P_1 = 100$ кВт.
- 5.8. Рассчитайте дальность действия прямой видимости, если высота подъема передающей антенны $h_a = 40$ м, высота цели $H = 10$ км.

- 5.9. Высота подъема передающей антенны $h_a = 900$ м, измеренное расстояние до цели $R = 800$ км, цель видно под углом $\beta = 6^\circ$. Найдите высоту H цели над поверхностью.
- 5.10. Для условия задачи 5.10. найти приведенную высоту цели $H_{пр}$.
- 5.11. Производится параллельный обзор заданной области пространства, при этом в пределах каждого параллельного луча выполняется когерентная обработка 15 импульсов. На сколько увеличится время обзора при переходе к когерентной обработке?
- 5.12. Найдите угловую скорость вращения антенны при последовательном обзоре, если $\lambda = 3$ см, $D_a = 1$ м, $F_n = 400$ Гц, $n_n = 15$.
- 5.13. Рассчитайте коэффициенты K_1 и K_2 для РЛС со следующими параметрами: $P_1 = 90$ кВт, $a = 2$ м, $b = 1$ м, $\sigma = 5$ м², $P_{пор} = 10^{-12}$ Вт.
- 5.14. Постройте зависимость дальности действия РЛС R_{max} от интенсивности осадков $Q = (10 \dots 100)$ мм/ч при $\lambda = 3$ см, $\lambda = 10$ см.

Контрольные задачи

Типовая задача

Пороговая мощность РЛС в режиме обнаружения равна $P_{пор} = 10^{-12}$ Вт и в режиме измерения $P_{2\min} = 10^{-10}$ Вт. Сравните дальности действия РЛС в режимах обнаружения и измерения.

Решение. Запишем дальности обнаружения и измерения в следующей форме:

$$R_{\max \text{ обн}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{обн}} k}{P_{\text{пор}}}} \quad \text{и} \quad R_{\max \text{ изм}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{изм}} k}{P_{2\min}}}, \quad \text{где} \quad k = \frac{G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3}. \quad \text{Находим, что отно-}$$

шение $\frac{R_{\max \text{ изм}}}{R_{\max \text{ обн}}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{пор}}}{P_{2\min}}} = \frac{1}{\sqrt[4]{10}}$. Чтобы дальности обнаружения и измерения были одинаковыми $R_{\max \text{ изм}} = R_{\max \text{ обн}}$, необходимо увеличить мощность передатчика в режиме измерения $P_{\text{изм}} = 100 P_{\text{обн}}$.

Задачи для самостоятельного решения

- 5.1. Сравните дальности обнаружения РЛС, работающих в атмосфере на длинах волн $\lambda = 0,5$ мм и $\lambda = 0,8$ мм.

Ответ: При $\lambda = 5$ мм дальность $R_{\max} = 7,295$ км, а при $\lambda = 8$ мм дальность $R_{\max} = 14,452$ км.

- 5.2. Рассчитайте мощность передатчика импульсной РЛС P_{13} при удельном затухании радиоволн в атмосфере $\alpha = 0,1$ дБ/км, если при такой же дальности действия в свободном пространстве $R_{\max 0} = 100$ км мощность передатчика равна $P_{10} = 100$ кВт.

Ответ: $P_{13} = 141,26$ км.

В [19] приведены типовые задачи и задачи для самостоятельного решения по данному разделу.

Глава 6

Помехи радиолокационным системам

6.1. Общие сведения

Помехами могут являться любые воздействия, снижающие эффективность РЛС, т.е. уменьшающие дальность действия, точность измерений и время функционирования. К числу таких помех относятся электромагнитные воздействия, которые ухудшают тактические характеристики РЛС, мероприятия, снижающие наблюдаемость целей, а также специальные приемы, в том числе организационные, нарушающие или прекращающие нормальную работу РЛС.

По характеру возникновения электромагнитные помехи разделяются на пассивные и активные, а в зависимости от причины возникновения на естественные (неорганизованные) и умышленные (организованные). Кроме того существуют и комбинированные помехи.

Пассивные помехи

Пассивные помехи создаются отражениями радиолокационных сигналов от объектов, находящихся в зоне обзора РЛС. Естественные пассивные помехи это отражения от земной и морской поверхностей; местных предметов; метеопреобразований (гидрометеоры – дождь, снег, туман); атмосферных неоднородностей (следы метеоритов в атмосфере, молнии, локальные атмосферные неоднородности – «ангелы» и т. п.). Умышленные пассивные помехи это отражения от облаков дипольных отражателей, аэрозолей или ионизированных частиц, а также отражения от ложных целей (рис. 6.1).

К числу особенностей пассивных помех относятся:

- появление их только при работе передатчика радиолокаторов;
- расположение источника помехи либо в одном элементе разреза с полезной целью, либо в непосредственной близости от него;
- значительное превышение мощности помехи над мощностью собственных шумов приемника (динамический диапазон пассивных по-

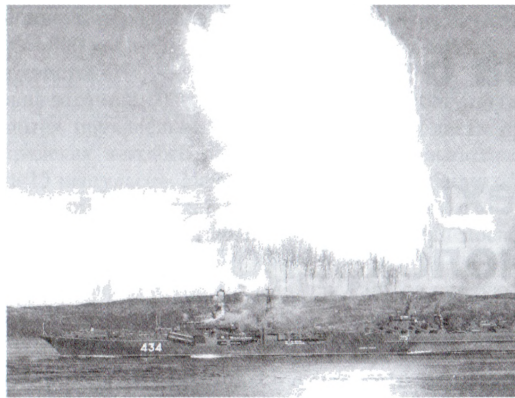


Рис. 6.1. Постановка пассивной помехи

мех, т. е. отношение мощности пассивной помехи к мощности шума $P_{\text{ш}}/P_{\text{ш}}$, может достигать 90 дБ);

– отличие пассивных помех от сигналов, отраженных от движущихся целей, из-за разных динамических характеристик отражающих объектов (радиальная скорость, ускорение и т. п.) или статистических характеристик (корреляционная функция или спектральная плотность мощности) самих помех.

6.2. Активные помехи

Активные помехи представляют собой электромагнитные колебания, которые создаются каким-либо источником в диапазоне частот РЛС.

Естественные активные помехи это воздействия на антенны и приемники РЛС электромагнитных сигналов других радиосистем, работающих в том же диапазоне радиоволн, так называемые *взаимные помехи*, например сигналы близко расположенных РЛС.

К естественным активным помехам относятся атмосферные и космические шумы, собственный шум приемника, а также промышленные помехи.

Организованные активные помехи это воздействия на антенны и приемники РЛС сигналов специальных генераторов помех (ГП) (рис. 6.2).

Различают активные *прицельные помехи*, спектр которых концентрируется около несущей частоты подавляемой системы; *заградительные* с широким спектром, занимающим определенный диапазон частот, в котором работают подавляемые РЛС, и *ответные*, представляющие собой переизлученные генератором помех сигналы РЛС.

В зависимости от характера воздействия активные помехи подразделяются на маскирующие, имитирующие и подавляющие.

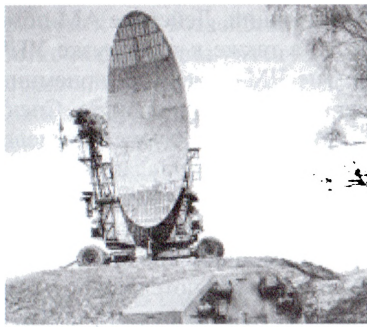


Рис. 6.2. Станция активных помех

Маскирующие активные помехи представляют собой шумовой или гармонический сигнал, модулированный по какому-либо параметру, который, попадая на вход приемника подавляемой системы, искажают полезный сигнал, принимаемый одновременно с помехой. Поэтому после приемного тракта радиосистемы выделить полезный сигнал трудно или просто невозможно. Маскирующие помехи могут быть узкополосными и широкополосными.

Имитирующие помехи обычно похожи на отраженный от цели сигнал, имеют спектр, по форме близкий к спектру сигнала подавляемой радиоэлектронной системы, и создают ложные сигналы и отметки.

Подавляющие помехи оказывают мешающее действие из-за энергетического превышения помехи над сигналом. Для такого подавления необходимы помехи большой мощности, что проще реализовать в узком диапазоне частот.

При спектральной плотности сигнала $G_c(f)$ и помехи $G_n(f)$ для подавления требуется, чтобы $G_c(f)/G_n(f) \geq k_n$, где k_n – коэффициент подавления помехи в аппаратуре РЛС. Если помеха занимает полосу частот Δf_n , а радиосистема имеет полосу пропускания Δf_{pc} , то $G_n(f) = P_n/\Delta f$ и мощность помехи в месте нахождения радиосистемы, необходимая для ее подавления, $P_n = G_n(f)k_n\Delta f_{pc} \geq P_c$. Таким образом, чем больше Δf_n и k_n и меньше Δf_{pc} , тем большая мощность P_n нужна для подавления радиосистемы. Это значит, что заградительные помехи являются более энергоемкими, чем прицельные. Однако при использовании прицельных помех необходимо обеспечить «точную» настройку помехи на несущую частоту сигнала РЛС. Заградительные помехи подавляют все радиосистемы в заграждаемом диапазоне, а прицельные подавляют только ту радиосистему, которая сопровождается по частоте. Сигналы помех могут быть *непрерывными* (модулированные гармонические колебания и излучение шума) и *импульсными*. Для создания непрерывных помех применяют амплитудную (АМ), частотную (ЧМ), амплитудно-

частотную и шумовую модуляции. Действие АМ-помех приводит к искажению полезного сигнала, а также к перегрузке УПЧ, вызывающей подавление сигнала. Действие ЧМ-помехи на приемник радиосистемы подобно действию сигнала на анализатор спектра. Спектр помехи при этом в зависимости от индекса ЧМ сосредоточен в пределах удвоенных значений девиации частоты или частоты модуляции. При нескольких модулирующих частотах или модуляции спектром частот на выходе приемника радиосистемы появляются комбинационные составляющие различных частот, в том числе в звуковом диапазоне (тональные помехи). Все перечисленные непрерывные помехи являются прицельными.

Помехи, основанные на использовании шума, называют *шумовыми*. Возможны два вида таких помех. При модуляции шумом несущего колебания по какому-либо параметру формируются АМ- или ЧМ-шумовые помехи или их комбинация. Шумовые помехи маскируют и подавляют полезные сигналы, а также изменяют уровень ложных тревог в радиолокационных приемниках. Они обычно являются заградительными. При непосредственном излучении шума генерируется прямошумовая помеха, которая в зависимости от ширины спектра может быть как прицельной, так и заградительной.

Импульсные помехи представляют собой импульсы примерно той же формы, что и у подавляемой радиосистемы, но с дополнительной модуляцией по длительности, периоду повторения или амплитуде. Различают *синхронные* импульсные помехи, когда частота повторения импульсов помехи равна или кратна частоте повторения импульсов подавляемой системы, и *несинхронные*, когда частоты повторения импульсов помехи и сигнала различаются.

Синхронные помехи создают ложные сигналы, которые при плавном изменении фазы, частоты или задержки создают эффект перемещения ложных целей, т. е. эти помехи являются имитирующими.

Несинхронные импульсные помехи имеют вид последовательности импульсов, параметры которых случайны и создают *хаотическую импульсную помеху* (ХИП) радиоэлектронным системам.

Кроме перечисленных применяют и *ответные* импульсные помехи, когда передатчик помех работает в режиме ответчика-ретранслятора. Такие помехи могут быть однократными при излучении одного импульса в ответ на каждый принятый сигнал и многократными при генерации серии мешающих импульсов в ответ на каждый принятый сигнал. Переизлучая принятый сигнал, можно создавать эффективные помехи системам автоматического сопровождения по дальности, скорости и угловым координатам путем изменения при ответе таких параметров излучаемых помех, как их несущая частота, задержка во времени или частота амплитудной модуляции. Совместив ответный сигнал с полезным, затем плавно изменяют (уводят) параметры ответного сигнала, поэтому такие ответные помехи называют *уводящими*.

Различные виды помех при воздействии на РЛС особо вредно сказываются при обработке информации различными каналами и устройствами (обнаружитель, дальномер, пеленгатор, измеритель скорости и т. п.).

Активные помехи генерируются передатчиками помех, в состав которых входят генератор радиочастоты (ГРЧ), модулятор и блок управляющего или модулирующего напряжения. В качестве последнего может использоваться разведывательный приемник или анализатор параметров сигнала подавляемой радиосистемы.

6.3. Наблюдаемость целей при воздействии помех

Одним из важнейших результатов воздействия помех на РЛС являются ухудшение наблюдаемости объекта на фоне помехи, т. е. снижение контраста цели и, как следствие, снижение качества обнаружения сигнала, отраженного от цели.

Наблюдаемость цели на фоне пассивной помехи

Если обнаруживаемая цель находится в одном элементе разрешения с мешающим объектом, то наблюдаемость цели q_H определяется отношением мощностей полезного $P_{\text{ПС}}$ и мешающего $P_{\text{МС}}$ сигналов от обнаруживаемой и мешающей целей на входе приемника РЛС и, как следствие, отношением средних ЭПР $\overline{\sigma}_1$ и $\overline{\sigma}_2$ этих целей:

$$q_H = P_{\text{ПС}}/P_{\text{МС}} = \overline{\sigma}_1/\overline{\sigma}_2.$$

Для снижения q_H до значений, меньших единицы, необходимо либо уменьшить ЭПР цели $\overline{\sigma}_1$, например, придавая цели мало отражающую форму, либо увеличить ЭПР мешающего объекта $\overline{\sigma}_2$, например, располагая рядом с целью сильно отражающие объекты: дипольные помехи, ложные цели в виде уголкового отражателя, пассивных антенных решеток, линз Люнеберга и т.п. Наблюдаемость обнаруживаемой точечной цели на фоне естественных пассивных помех таких, как поверхность Земли или облака гидрометеоров, зависит от размеров элемента разрешения и, следовательно, обратно пропорциональна первой степени расстояния до поверхностного элемента разрешения и второй степени расстояния до объемного элемента (см. гл. 2).

Причины ухудшения наблюдаемости целей на фоне пассивных помех

Существует ряд причин ухудшения наблюдаемости, которые существенно затрудняют обнаружение целей. При обнаружении на фоне

пассивных помех наибольший интерес представляют такие факторы ослабления наблюдаемости как уменьшение ЭПР или собственного электромагнитного излучения защищаемого объекта (ракета, самолет, корабль, сооружение), а также маскировка последнего.

Уменьшение ЭПР защищаемых объектов

Для уменьшения отражения электромагнитной энергии при работе активной РЛС защищаемому объекту придают мало отражающую форму и применяют поглощающие и интерференционные противорадиолокационные покрытия (технология «Стелс»).

Малоотражающие формы объектов

Интенсивность отражения от объекта уменьшается, если в конструкции отсутствуют площадки и детали, нормаль к поверхности которых совпадает с направлением на радиолокатор. Кроме того, для снижения интенсивности отражений можно применять экраны специальной формы для временного прикрытия цели, а поверхность объекта делать рельефной для рассеяния падающих радиоволн в сторону от направления их прихода.

Можно управлять и ДОР объекта, если, например, покрыть его поверхность металлизированным изоляционным материалом. Металл покрытия и поверхности, разделенная изоляцией образуют конденсатор и подключая к нему индуктивность и сопротивление создают колебательный контур. Этот контур можно настраивать на частоту падающих радиоволн и изменять ДОР объекта для уменьшения переизлучения в сторону источника радиоволн.

Поглощающие противорадиолокационные покрытия

Поглощающие покрытия, уменьшая отражение радиоволн, превращают энергию падающих на объект радиоволн в тепловую. Отражение радиоволн, падающих на материал покрытия из свободного пространства, зависит от коэффициента отражения

$$k_{\text{отр}} = \frac{(z - z_0)}{(z + z_0)},$$

где $z_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$, $z = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ – волновые сопротивления свободного пространства и покрытия.

Выражая коэффициент отражения через относительные диэлектрическую $\varepsilon' = \varepsilon/\varepsilon_0$ и магнитную $\mu' = \mu/\mu_0$ проницаемости материала покрытия, где ε_0 и μ_0 – диэлектрическая и магнитная постоянные свободного пространства, получаем

$$k_{\text{отр}} = \frac{\sqrt{\varepsilon'\mu'} - 1}{\sqrt{\varepsilon'\mu'} + 1}.$$

Следовательно, чтобы $k_{отр} = 0$, необходим материал покрытия с $\varepsilon' = \mu'$, что является условием полного поглощения радиоволн. Этому условию удовлетворяют ферромагнетики и вещества с большими потерями, представляющие собой смесь частиц поглощающего вещества с изолирующим из немагнитного диэлектрика. Такие однослойные покрытия хорошо поглощают волны дециметрового и метрового диапазонов. В сантиметровом диапазоне эффективны многослойные покрытия с переменными от слоя к слою параметрами (рис. 6.3, а). Для уменьшения отражения от границы первого слоя и увеличения площади покрытия используют рельефные поверхности из набора конусов или пирамид с углами при вершине $\theta < 60^\circ$. Коэффициент отражения таких покрытий в диапазоне длин волн 3...10 см не превышает 1%.

Применение интерференционных противорадиолокационных покрытий

Эти покрытия имеют толщину, при которой ЭПР объекта снижается из-за взаимного ослабления радиоволн, отразившихся от поверхности покрытия $E_{отр1}$ и поверхности объекта $E_{отр2}$ (рис. 6.3, б). Для получения такого эффекта необходимо, чтобы волны складывались в противофазе, поэтому толщина слоя покрытия должна быть равна нечетному числу четвертей длины волны

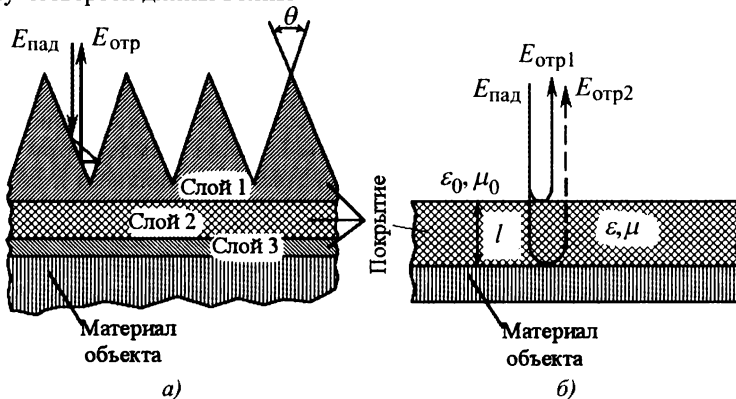


Рис. 6.3. Примеры защитных покрытий

$$l = \frac{0,25\lambda_n(2n-1)}{\sqrt{\varepsilon'\mu'}},$$

где λ_n – длина волны в покрытии; $n = 1, 2, 3, \dots$ – толщина покрытия, выраженная в четвертях длины волны.

Если обозначить через ν_{Π} поглощение при прямом и обратном кождении покрытия, то необходимо, чтобы $\nu_{\Pi} = -\ln|k_{\text{отр}}|$. Интерфейсные покрытия работоспособны в узком диапазоне радиоволн и гнебольшом отклонении направления прихода радиоволн от нормали юверхности покрытия. Так как такое покрытие должно поглощать эгию радиоволн, в него обычно добавляют ферромагнетики. Для рширения диапазона частот, на которых эффективны эти покрытия, еляют многослойными, причем толщину каждого слоя выбирают из увия поглощения радиоволн определенной длины.

Например, в диапазоне 3...3,4 см покрытие имеет поглощение оо 0,1%. Общий недостаток противорадиолокационных покрытий – ивкополосность.

Уменьшение собственного радиоизлучения объектов и влияние ионизированных областей атмосферы

Для снижения эффективности пассивных РЛС следует снижать урнь собственного радиоизлучения защищаемого объекта. Интен- сьсть радиоизлучения объекта тем больше, чем выше его температу- рээтому для снижения излучения скоростных атмосферных ЛА и ра- кеобходимо использовать теплоизолирующие материалы, которыми пывают наиболее сильно нагревающиеся части их конструкции. Мкие и наземные объекты можно маскировать с помощью азрозоль- нни дымовых завес, поглощающих энергию радиоизлучения. Для маровки ЛА и наземных объектов от обнаружения пассивными РЛС прняют также специальные ложные цели, излучающие радиосигна- льачительной мощности или имеющие большую температуру (осве- тильные ракеты, трассирующие устройства, взрывающиеся и сгораю- щбъекты).

Ионизация газов атмосферы происходит при нагревании их летя- щи с высокой скоростью ЛА и выхлопными газами его двигателей. Кр того, ионизация возможна при сгорании горючих веществ или взрв в атмосфере. Степень влияния ионизированных областей на прждение радиоволн зависит, прежде всего, от удельной концентра- циектронов N_3 , которая определяет коэффициент преломления ра- дилн в атмосфере: $n = \sqrt{1 - 81N_3 f^{-2}}$. По мере повышения concentra- ци/, коэффициент преломления n изменяется от единицы, когда ра- дилны свободно проходят через данную область, до нуля, когда про- исит полное отражение радиоволн. Частота радиосигнала, при кото- рооисходит его отражение, называется *критической* и определяется соошением $f_{\text{кр}} = 9\sqrt{N_3}$.

Проходя через область ионизации, радиоволны изменяют траекторию и поглощаются. В зависимости от N_j может происходить рефракция или отражение. Поэтому ЭПР летательных аппаратов могут увеличиваться за счет отражения радиоволн от ионизированных следов. В то же время специально созданные области ионизации могут маскировать цели с малыми ЭПР.

Противорадиолокационная маскировка объектов

Противорадиолокационная маскировка защищает объекты от обнаружения радиолокационными средствами. С помощью специальных отражателей, имеющих значительные ЭПР, искажается картина отражения радиоволн в окрестности защищаемого объекта. Например, слабо отражающие водные поверхности и поверхности бетонированных шоссе и взлетно-посадочных полос могут быть замаскированы группами уголкового отражателей или линз Люнеберга, установленных на поплавках, специальных штангах или подвешенных на тросах. При этом на радиолокационном изображении искажается конфигурация береговой черты, образуются ложные острова или полуострова, «ликвидируются» заливы, озера, реки, автострасы и т.д. Кроме того, для маскировки ОЛ можно использовать провалы в зонах видимости радиолокационных систем, образующиеся в результате затенения части пространства растительностью и неровностями рельефа. Очевидно, что положение и размер зон радиолокационного затенения в сильной степени зависят от соотношения высоты подвеса антенны РЛС и высоты неровности, образующей тень.

Маскировка естественными пассивными помехами

Степень контраста между полезной целью и фоном, образуемым пассивной помехой, зависит от отношения средних ЭПР цели и фона и уменьшается с увеличением размера элемента разрешения, т.е. длительности импульса и ширины ДНА радиолокатора. Так как поперечный размер элемента разрешения зависит от дальности, это приводит к снижению радиолокационного контраста с увеличением расстояния до цели при маскировке ее пассивной помехой.

Маскировка искусственными пассивными помехами

Замаскировать свой объект, например ЛА, можно, разбрасывая в атмосфере полуволновые вибраторы или диполи, выполненные из металлизированной бумаги, алюминиевой фольги, металлизированного стекловолокна или полимерных нитей. Длину диполя выбирают несколько меньшей $\lambda/2$. Степень укорочения длины диполя l зависит от его поперечных размеров (диаметра d для круглых диполей или ширины b для плоских). Коэффициент укорочения l/d для круглых диполей и $4l/b$ для плоских обычно лежит в пределах 0,46...0,48. Заготовленные диполи укладывают

в специальные пакеты или капсулы и при необходимости маскировки объекта выбрасывают или выстреливают их в атмосферу. При раскрытии упаковки диполи рассеиваются, образуя медленно снижающееся облако *дипольных помех*. Например, для диполей в виде круглых посеребренных нитей нейлона диаметром 90 мкм с плотностью 1300 кг/м³ средняя скорость снижения в атмосфере составляет 0,6 м/с.

Интенсивность отражения от одного полуволнового диполя определяется углом θ между вектором $\mathbf{E}$ и осью диполя (см. табл. 2.1). В облаке диполей их ориентация становится произвольной, изменяющейся случайным образом, поэтому средняя по всем значениям θ ЭПР диполя $\bar{\sigma} = 0,17\lambda^2$. Для образования облака с ЭПР, не меньшей ЭПР маскируемой цели $\bar{\sigma}_{ц}$, в упаковке должно быть не меньше $n_{уп} = \bar{\sigma}_{ц}/\bar{\sigma} = \bar{\sigma}_{ц}/0,17\lambda^2$ диполей. Если ввести концентрацию диполей в единице объема $\bar{n}$, то ЭПР одного элемента разрешения $\bar{\sigma} = 0,17\lambda^2 \bar{n} V$, где V – объем элемента разрешения (см. п. 2.3.4). Среднее число диполей, приходящихся на длину элемента разрешения, равно $n_{л} = \left(\frac{c\tau_{и}}{2}\right) \left(\frac{n_{п} n_{уп}}{\Delta R_{п}}\right)$, где $n_{п}$ – число одновременно сбрасываемых пачек (упаковок) диполей, $\Delta R_{п}$ – расстояние между соседними сброшенными пачками, равное произведению скорости постановщика помех $v_{п}$ на интервал сбрасывания $t_{п}$. Обозначим через $N_{с} = n_{п}/\Delta R_{п} = n_{п}/v_{п} t_{п}$ – число пачек диполей, сбрасываемых за единицу пройденного постановщиком помех пути. Тогда ЭПР дипольной помехи

$$\bar{\sigma}_{п} = \bar{\sigma} N_{и} = 0,17\lambda^2 \left(\frac{c\tau_{и}}{2}\right) n_{уп} N_{с}.$$

Если подавляемая пассивными помехами РЛС может ослаблять мощность пассивных помех в $k_{п}$ раз, то для получения такой же ЭПР число диполей нужно увеличить также в $k_{п}$ раз.

Упаковки диполей разбрасываются с ЛА с помощью автоматов сбрасывания электромеханического или пневматического типа. Для организации пассивных помех с наземных пунктов или судов используют автоматы разбрасывания пиротехнического типа, выстреливающие упаковки диполей. Существуют также автоматы, нарезающие и рассеивающие диполи в процессе полета ЛА (*диспенсеры*). В упаковку обычно укладывают диполи нескольких размеров для создания пассивных помех РЛС различных диапазонов волн (рис. 6.4).

Используются также длинные металлизированные ленты, подвешенные к парашютам, и тонкие металлизированные нити, свернутые первоначально в спирали и разворачивающиеся затем в воздухе. В на-



Рис. 6.4. Пиропатроны с упаковками пассивных помех

стоящее время вместо разбрасывания дипольных отражателей часто используют распыление аэрозолей.

Для маскировки очень эффективны уголковые отражатели, объединенные в группы по четыре или восемь штук. Обладая значительной ЭПР, слабо меняющейся в диапазоне углов от -40° до $+40^\circ$, они могут имитировать точечные, а при групповом расположении и распределенные цели. Высокая степень переизлучения уголковых отражателей обеспечивается при точной перпендикулярности граней. При отклонении грани от перпендикуляра на 1° ЭПР снижается в 2...5 раз. Вместо уголковых отражателей также успешно используют биконические отражатели, линзы Люнеберга и пассивные антенные ретрансляционные решетки.

Наблюдаемость цели на фоне активной помехи

В общем случае цель и постановщик активных помех находятся в различных точках пространства M и N (рис. 6.5). В точке O расположена РЛС, которая принимает полезный сигнал по главному лучу, а мешающий сигнал – по главному либо по боковым лепесткам ДНА. Мощность этих сигналов определяются соотношениями

$$P_c = \frac{P_{1p} G_{a1p}(\alpha_{1c}, \beta_{1c}) \eta_{1p} G_{a2p}(\alpha_{2c}, \beta_{2c}) \eta_{2p} \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_{1c}^4};$$

$$P_n = \frac{P_{1n} G_{a1n}(\alpha_{1n}, \beta_{1n}) \eta_{1n} G_{a2n}(\alpha_{2n}, \beta_{2n}) \eta_{2n} \lambda^2}{k_n (4\pi)^2 R_{1n}^2},$$

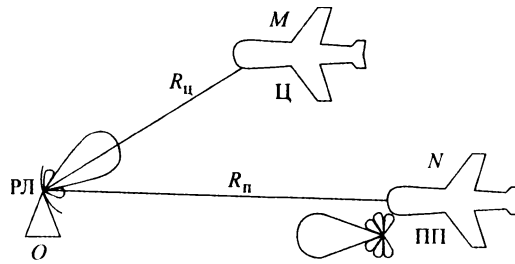


Рис. 6.5. Взаимное расположение РЛС (РЛ), цели (Ц) и постановщика помех (ПП)

где $P_{лр}$, $P_{лп}$ и $\eta_{лр}$, $\eta_{лп}$ – мощность передатчиков и КПД передающих антенно-фидерных трактов РЛС и постановщика помех; $G_{алр}$ и $G_{а2р}$ – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн РЛС; $G_{алп}$ – коэффициент усиления передающей антенны постановщика помех; $R_{ц}$ и $R_{п}$ – дальность до цели с ЭПР $\bar{S}_0$ и до постановщика помех; $\alpha_{ц}$, $\alpha_{п}$ и $\beta_{ц}$, $\beta_{п}$ – азимуты и углы места цели и постановщика помех; $k_{п}$ – коэффициент подавления помехи в РЛС.

Контраст цели на фоне помех определяется отношением мощностей или энергий полезного сигнала цели и мешающего сигнала помехи:

$$q_{к0} = \frac{P_{с}}{P_{п}} = \frac{E_{с}}{E_{п}} = \frac{k_{п}}{4\pi} \frac{P_{лр}\eta_{лр}}{P_{лп}\eta_{лп}} \frac{G_{алр}(\alpha_{ц}, \beta_{ц})G_{а2р}(\alpha_{ц}, \beta_{ц})\bar{S}_0 R_{ц}^2}{G_{алп}(\alpha_{п}, \beta_{п})G_{а2р}(\alpha_{п}, \beta_{п})R_{ц}^4}, \quad (6.1)$$

где $E_{с}$ – энергия принятого сигнала цели; $E_{п}$ – энергия принятой помехи; $q_{к0}$ – контраст сигнала на фоне помехи при работе в свободном пространстве. С учетом затухания в атмосфере алгоритм вычисления контраста видоизменяется:

$$q_{к} = q_{к0} 10^{-0,1\alpha(2R_{ц} - R_{п})}.$$

Если известен коэффициент различимости сигнала $k_{р}$ на фоне помех, то цель обнаруживается при условии

$$q_{к} > k_{р}.$$

Когда на вход приемника воздействуют колебания нескольких постановщиков активных помех ($i = 1, 2, 3, \dots, m$) с учетом поглощения в атмосфере спектральная плотность маскирующей помехи на входе приемника

$$P_{\Sigma п} = \sum_{i=1}^m \frac{P_{лп} G_{алп} G_{а2п} \lambda^2}{(4\pi)^2 R_{пi}} 10^{-0,1\alpha R_{пi}},$$

где P_{1ni} – мощность i -го передатчика помех; G_{a1ni} – коэффициент усиления антенны i -го передатчика помех в направлении РЛС. Границы зоны обнаружения при воздействии помех определяются условием

$$\frac{q_k}{k_p} = 1.$$

Если считать, что цель и радиолокатор находятся в главных лепестках ДНА РЛС и постановщика помех, то $G_{a1p}(\alpha_{ц}, \beta_{ц}) = G_{a0p}$ и $G_{a1п}(\alpha_p, \beta_p) = G_{a0p}$. Отношение $\frac{G_{a2p}(\alpha_{ц}, \beta_{ц})}{G_{a2p}(\alpha_{п}, \beta_{п})}$ зависит от взаимного расположения цели и постановщика помех. Здесь возможны две крайние ситуации. В первой из них цель и генератор помех находятся в одной точке (совмещенная помеха), на объекте установлен генератор помех и тем самым реализуется самоприкрытие (см. рис. 6.5). Тогда $G_{a2p}(\alpha_{ц}, \beta_{ц}) = G_{a2p}(\alpha_{п}, \beta_{п})$ и $R_{ц} = R_{п}$, поэтому $q_k = \frac{1}{4\pi} \frac{P_{1p}\eta_{1p}}{P_{1п}\eta_{1п}} \frac{G_{a0p}}{G_{a0п}} \frac{\bar{\sigma}}{R_{ц}^2} k_{ц}$.

При самоприкрытии, когда цель прикрывается передатчиком помех, размещенным на борту (рис. 6.5), $m = 1$, $R_n = R_{\max}$, $G_{2i} = G_2$, $S_{2i} = S_2$. Тогда

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_{1p} G_{a0p}^2 k_{ц} \lambda^2 \bar{\sigma}}{(4\pi)^3 [P_{ш} + P_{п2}]}} \text{ и поскольку } P_{п..} = \frac{P_{1п} G_{a0п} G_{a0p} \lambda^2}{k_{п} (4\pi)^2 R^2}, \text{ получаем уравнение}$$

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_{1p} G_{a0p}^2 k_{п} \lambda^2 \bar{\sigma}}{(4\pi)^3 \left[P_{ш} + k_{отл} \frac{P_{п2} G_{a0п} G_{a0p} \lambda^2}{k_{п} (4\pi)^2 R^2} \right]}}, \quad (6.2)$$

где $k_{отл}$ – коэффициент, учитывающий отличие помехи от собственных шумов.

Отсюда выражение для нахождения $R_{\max}$ сводится к биквадратному уравнению $aR_{\max}^4 + bR_{\max}^2 + c = 0$, если $P_{ш} + P_{п2} = P_{пвх} \rightarrow P_{пвх \min} = P_{пор}$.

Решение удастся найти, подставляя числовые значения a , b и c , полученные через конкретные технические параметры радиолокатора и постановщика помех.

Если помеха превышает уровень шумов приемника, то можно пренебречь собственными шумами приемника и дальность действия РЛС

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{P_{1p} G_{a0p} k_{п} \eta_{1p} \bar{\sigma}}{4\pi P_{п} G_{a0п} \eta_{1п} k_{отл} \gamma_{\zeta}^{\xi}}},$$

где γ – коэффициент, учитывающий различие поляризации помехи, приходящей от постановщика помехи, и поляризации, оптимальной для приемной антенны ($\gamma = 0 \dots 1$), ξ – коэффициент, учитывающий возможное ухудшение качества помехи ($\xi = P_{\text{попт}}/P_{\text{реал}}$ – отношение мощностей оптимальной шумовой и реальной помех на входе приемника при одинаковом эффекте подавления, для шумовой помехи $\xi = 1$).

Во втором случае в режиме внешнего прикрытия постановщик помех находится в стороне от цели (см. рис. 6.5), при этом обычно помеха действует по боковым лепесткам ДНА подавляемой РЛС и в полученных выражениях следует подставлять соответствующие значения коэффициента усиления антенны РЛС в направлении на станцию помех $G_{a2i} = G_{a2}(\alpha_{ni}, \beta_{ni})$, где α_{ni} и β_{ni} – соответственно пеленги i -го постановщика помех.

Обозначим

$$\frac{G_{a2p}(\alpha_n, \beta_n)}{G_{a2p}(\alpha_{ni}, \beta_{ni})} = \frac{G_{a0p}}{G_{a0p} k_{6л}^2} = \frac{1}{k_{6л}^2},$$

где $k_{6л} = \frac{f(\alpha \neq 0, \beta \neq 0)}{f(0, 0)}$ – уровень боковых лепестков ДНА радиолокатора ($k_{6л} < 1$). Тогда

$$q_k = \frac{1}{4\pi} \frac{P_{1p} \eta_{1p}}{P_{1n} \eta_{1n}} \frac{G_{a0p}}{G_{a0n}} \frac{k_n}{k_{6л}^2} \frac{\bar{\sigma} R_{\Pi}^2}{\gamma \xi R_{\Pi}^4} \quad (6.3)$$

и степень воздействия помех тем сильнее, чем больше уровень боковых лепестков. Таким образом, эффективность активной помехи определяется энергетическими факторами $\frac{P_{1p} \eta_{1p} G_{a0p} \bar{\sigma}}{P_{1n} \eta_{1n} G_{a0n}}$, уровнем боковых лепестков ДНА радиолокатора $k_{6л}$, взаимным расположением цели и постановщика помех R_{Π}^2 / R_{Π}^4 , степенью защищенности РЛС от данного вида активных помех k_n и снижением эффективности за счет поляризационных эффектов, неэффективности данного вида помех и т.п.

Для конкретных значений пеленгов постановщиков помех можно вычислить дальность действия в присутствии помех и построить зону видимости $R_{\max} = f(\alpha, \beta)$.

Учитывая, что мощность помехи и полезного сигнала на входе приемника РЛС соответственно находятся из соотношений:

$$P_c = \frac{P_{1p} G_{a1p}(\alpha_{1l}, \beta_{1l}) \eta_{1p} G_{a2p}(\alpha_{1l}, \beta_{1l}) \eta_{2p} \lambda^2 \bar{\sigma}}{(4\pi)^3 R_{1l}^4} 10^{-0,2\alpha R};$$

$$P_{\Pi} = \frac{P_{\Pi} G_{a1n}(\alpha_p, \beta_p) \eta_{1n} G_{a2n}(\alpha_n, \beta_n) \eta_{2p} \lambda^2}{(4\pi)^2 k_{\Pi} R_{\Pi}^2} \gamma \xi 10^{-0,1\alpha R_{\Pi}}$$

– для прицельных помех, когда $\Delta f_{\Pi} < \Delta f_{\Pi p}$;

$$P_{\Pi} = \frac{P_{\Pi} G_{a1n}(\alpha_p, \beta_p) \eta_{1n} G_{a2n}(\alpha_n, \beta_n) \eta_{2p} \lambda^2}{(4\pi)^2 k_{\Pi} R_{\Pi}^2} \frac{\Delta f_{\Pi p}}{\Delta f_{\Pi}} \gamma \xi 10^{-0,1\alpha R_{\Pi}}$$

– для заградительной помехи, когда $\Delta f_{\Pi} \gg \Delta f_{\Pi p}$. В этом случае спектральная плотность мощности помехи равна $N_{\Pi} = \frac{P_{\Pi}}{\Delta f_{\Pi}}$, а на вход прием-

ника попадает мощность помехи $P_{\Pi} = N_{\Pi} \Delta f_{\Pi p} = \frac{\Delta f_{\Pi p}}{\Delta f_{\Pi}}$, где $\Delta f_{\Pi p}$ – полоса пропускания линейной части приемника РЛС; Δf_{Π} – широкополосность помехи (ширина спектра помехи).

Можно определить контраст сигнала на фоне помехи, на входе приемника, как функцию дальностей и параметров подавляемой РЛС и станции помех.

РЛС будет подавлена активной помехой если выполняется условие

$$q_{k0} = \left(\frac{P_c}{P_{\Pi}} \right) = \frac{P_{1p} G_{a1p} \bar{\sigma}_0 R_{\Pi}^2}{4\pi P_{1n} G_{a1n} R_{\Pi}^4} \frac{\Delta f_{\Pi}}{\Delta f_{\Pi p}} k_{\Pi} \gamma \xi \leq k_{\text{под}}, \text{ где } k_{\text{под}} - \text{коэффициент подав-}$$

ления радиолокатора активной помехой.

Это соотношение называют *уравнением противорадиолокации при применении активных помех*.

При самоприкрытии $R_{\Pi} = R_{\Pi}$; и $k_{\text{бл}} = 1$ и уравнение противорадиолокации имеет вид

$$k_{\text{под}} = \frac{4\pi P_{1n} G_{a1n}}{P_{1p} G_{a1p} \bar{\sigma}_0} \frac{\Delta f_{\Pi p}}{\Delta f_{\Pi}} k_{\Pi} \gamma \xi R_{\Pi \text{min}}^2 \text{ или } R_{\Pi \text{min}} = \sqrt{\frac{P_{1p} G_{a1p} \bar{\sigma}_0 \Delta f_{\Pi}}{4\pi \gamma \xi k_{\Pi} k_{\text{под}} P_{1n} G_{a1n} \Delta f_{\Pi p}}}$$

По мере приближения цели с передатчиком помех к РЛС эффективность помех падает, так как мощность помехи на входе обратно пропорциональна R_{Π}^2 а мощность сигнала обратно пропорциональна R_{Π}^4 . Начиная с $R_{\Pi \text{min}}$, величина q_k становится больше коэффициента подавления $k_{\text{под}}$ и цель обнаруживается РЛС.

6.4. Приемы, нарушающие нормальную работу РЛС

Чаще всего используется воздействие на РЛС средствами, выводимыми из строя материальную часть аппаратуры. Этого можно достичь с помощью обычной или специальной боевой техники. В настоящее

время для борьбы с РЛС успешно используют ракеты, оснащенные пассивными радиолокационными головками самонаведения на излучение работающих радиолокаторов. Особенностью использования противорадиолокационных снарядов и ракет является возможность их скрытного сближения по сигналам главного и боковых лепестков антенны РЛС.

Обнаружение и выведение из строя приближающейся противорадиолокационной ракеты, имеющей высокую скорость и малую ЭПР очень трудная и технически сложная задача.

Радиотехническая разведка

Для повышения эффективности радиоэлектронного подавления (РЭП) при создании умышленных помех необходимо правильно оценить тактическую ситуацию, т.е. определить расположение РЛС и их технические параметры. Для этого используют устройства радиотехнической разведки (РР). Объединив средства активного и пассивного радиоэлектронного подавления с устройствами радиотехнической разведки на базе специализированных быстродействующих вычислителей, можно создать комплексы радиоэлектронной борьбы (РЭБ).

Устройства РР служат для обнаружения сигналов радиосистем, анализа их параметров и пеленгации источников. Обычно такое устройство содержит антенну А, разведывательный приемник Прм, анализатор параметров сигналов с памятью АС и устройство измерения пеленга П – радиопеленгатор (рис. 6.6). Кроме того, в устройство РР могут входить специализированный вычислитель СВ и устройство управления передатчиком помех УП, особенно при создании ответных помех. Антенна должна обеспечивать работу устройства РР в заданном диапазоне частот и иметь низкий уровень боковых лепестков. Приемник, обладающий достаточными чувствительностью и избирательностью, позволяет обнаруживать радиосигналы в заданном частотном диапазоне за фиксированное время. Важной характеристикой разведывательных приемников является способ поиска сигнала в рабочем диапазоне частот. Анализатор сигналов может определять частоту сигнала и параметры модуляции, например, при импульсном излучении – длительность импульса, частоту повторения, девиацию частоты, вид внутриимпульсного кодирования и т.п. Устройства РР фиксируют факт облучения объекта радиосигналом или работы радиосистем и определяют их местоположение и параметры радиосигнала.

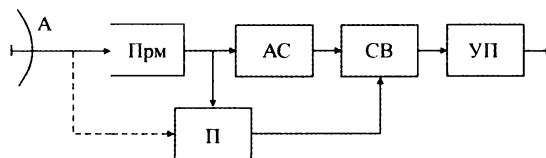


Рис. 6.6. Схема разведывательного приемника в составе комплекса РЭБ

Среди устройств РР отдельную группу составляют приемники предупреждения об облучении объекта радиосигналами (ПО). Приемники ПО выполняют функции приема и опознавания сигналов, а также определение пеленга источника излучения и устанавливаются на ЛА, кораблях и наземных объектах. Обычно приемники ПО выдают звуковую или визуальную информацию об облучении объекта, типе сигнала и пеленге источника сигналов.

Приемники РР собирают информацию о параметрах радиоэлектронных систем и их местоположении для настройки генераторов активных помех на источники излучения или для проектирования систем радиопротиводействия.

Разведывательные приемники

Различают приемники прямого усиления и супергетеродинного типа как с последовательным, так и с параллельным анализом спектра частот, а также акустооптические приемники.

Одноканальные *приемники прямого усиления* состоят из УРЧ, детектора, УЗЧ и анализатора спектра. В многоканальных приемниках используется ряд приемных каналов с узкополосными УРЧ, перекрывающими анализируемый диапазон радиочастот.

Супергетеродинные приемники с многократным преобразованием частоты позволяют получить большие чувствительность и избирательность, по сравнению с приемниками прямого усиления. В супергетеродинных приемниках обычно применяют широкополосные тракты усиления по радиочастоте и первой промежуточной частоте, а последующие ступени УПЧ делают узкополосными и с их помощью анализируют просматриваемый частотный диапазон. При последовательном анализе диапазона частот используют изменение частоты одного из гетеродинов, а при параллельном – многоканальный УПЧ, каждый канал которого выполняет функцию узкополосного фильтра и отличается от других каналов частотой настройки. Имеется также разновидность супергетеродинного приемника со сжатием сигнала при быстрой перестройке частоты гетеродина. Формируемые при этом ЛЧМ-сигналы, проходя через сжимающий фильтр, укорачиваются во времени, что улучшает разрешение анализатора. Можно использовать и матричные супергетеродинные приемники с многократным преобразованием частоты и параллельной фильтрацией на всех промежуточных частотах.

Акустооптические приемники основаны на акустооптических преобразователях, например ячейках Брэгга. Сигнал приемника в ячейке Брегга преобразуется в акустический сигнал, а сама ячейка просвечивается лучом лазера. Прошедший через ячейку световой поток линзой направляется на матрицу фотодиодов. Взаимодействие в ячейке акустических волн и светового потока лазера зависит от частоты выходного сигнала приемника, при изменении которой меняется угол отклонения луча. Таким образом осуществляется частотный анализ сигнала.

Кроме того, можно использовать *приемники с мгновенным измерением частоты* с помощью корреляционной схемы, на один вход которой подается анализируемый сигнал, а на другой – тот же сигнал, но через линию задержки. Относительный сдвиг фаз двух сигналов при этом пропорционален частоте анализируемого сигнала и влияет на вид корреляционной функции. Коррелятор подключается к АЦП и дальнейшая обработка ведется в специализированном вычислителе.

Дальность действия разведывательного приемника определяется его чувствительностью или пороговой мощностью. При обнаружении излучения радиосистемы по главному лепестку

$$R_{\max 0} = \sqrt{\frac{P_p G_{ap} \eta_p G_{an} \eta_n \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\text{пор}}}},$$

где P_p – мощность передатчика радиосистемы; G_{ap} и G_{an} – КНД антенны радиосистемы и разведывательного приемника; η_p , η_n – КПД антенно-фидерного тракта радиосистемы и приемника; $P_{\text{пор}}$ – чувствительность разведывательного приемника.

При обнаружении излучения радиосистемы по боковым лепесткам ДНА, имеющим уровень $k_{\text{бл}}$,

$$R_{\max 0} = \sqrt{\frac{P_p G_{ap} \eta_p k_{\text{бл}} \eta_n \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\text{пор}}}},$$

и дальность действия уменьшается пропорционально $\sqrt{k_{\text{бл}}}$.

Устройство измерения пеленга

Пеленгацию источника радиоволн можно выполнить фазовым методом с помощью ненаправленных антенн или амплитудным методом, используя остронаправленные антенны при круговом или секторном просмотре заданного пространства главным лепестком антенны разведывательного приемника. При этом для приема сигналов радиосистемы, ДНА которой, в свою очередь, перемещается в пространстве, необходимо иметь либо очень большую, либо очень малую скорость движения луча разведывательного приемника по сравнению с угловой скоростью ДНА пеленгуемой радиосистемы. В самом деле, в первом случае при ширине луча радиосистемы $\varphi_{0,sp}$ и скорости обзора Ω_p время облучения разведывательного приемника $T_{\text{обл}} = \varphi_{0,sp} / \Omega_p$. За это время антенна разведывательного приемника должна один раз пересечь направление на радиосистему, т.е. $360^\circ / \Omega_{\Pi} < T_{\text{обл}}$, где Ω_{Π} – скорость обзора приемника. При медленном вращении антенны разведывательного приемника

нужно, чтобы за время одного оборота ДНА радиосистемы антенна разведывательного приемника повернулась не более чем на ширину ДНА приемника $\varphi_{0,5}$, т.е. $\varphi_{0,5}/\Omega_{\Pi} < 360^\circ/\Omega_p$. Однако за время видимости радиосистемы необходимо принять n импульсов, т.е. $\varphi_{0,5} > nT_{\Pi P}$, где $T_{\Pi P}$ – период повторения импульсов радиосистемы.

Местоположение источника излучения определяется угломерным методом с помощью нескольких разнесенных в пространстве приемников или при перемещении приемника в пространстве.

Контрольные вопросы

- 6.1. Что понимают под помехой работе РЛС?
- 6.2. Как разделяют помехи по воздействию на РЛС и по причине возникновения?
- 6.3. Приведите примеры пассивных естественных помех.
- 6.4. Приведите примеры пассивных умышленных помех.
- 6.5. В чем заключаются отличия сигналов пассивной помехи и неподвижной или движущейся цели?
- 6.6. Какие тактические характеристики РЛС ухудшаются при воздействии помех?
- 6.7. Приведите примеры активных естественных помех.
- 6.8. Как создаются организованные активные помехи? Назовите виды таких помех.
- 6.9. Как разделяются активные помехи по характеру воздействия на РЛС?
- 6.10. Что называется коэффициентом подавления?
- 6.11. Как зависит мощность передатчика помех от k_{Π} и Δf_{Π} ?
- 6.12. Что такое шумовая помеха?
- 6.13. Что такое импульсная помеха?
- 6.14. Перечислите основные блоки передатчика помех и их назначение.
- 6.15. Перечислите методы создания целей мало отражающей формы.
- 6.16. Как устроены поглощающие противорадиолокационные покрытия?
- 6.17. Что собой представляют интерференционные покрытия?
- 6.18. Каковы способы уменьшения собственного радиоизлучения целей?
- 6.19. Как влияет ионизация атмосферы на обнаружение целей и точность измерения их координат?
- 6.20. Перечислите методы противорадиолокационной маскировки объектов.
- 6.21. От каких параметров РЛС зависит степень маскировки цели естественными пассивными помехами?
- 6.22. Рассчитайте ЭПР дипольной помехи, если $\lambda = 3$ см, $\tau_k = 1$ мкс, $n_{ДП} = 10^5$, $n_{\Pi} = 10$, $v_{\Pi} = 300$ м/с, $t_{\Pi} = 1$ с.
- 6.23. Дайте определение наблюдаемости цели.
- 6.24. Каковы методы снижения наблюдаемости цели?
- 6.25. Чем определяется наблюдаемость цели на фоне активной помехи?
- 6.26. Чем определяется эффективность активной помехи?
- 6.27. Перечислите основные элементы разведывательного приемника. Каково их назначение?
- 6.28. Определите угловую скорость обзора разведывательного приемника, если $F_{\Pi P} = 1500 \dots 3000$ Гц, $\varphi_{0,5\pi} = 12^\circ$, $n = 10$.
- 6.29. Как определяется местоположение источника излучения?

Контрольные задачи

Типовая задача

Рассчитайте ЭПР дипольной помехи, если $\lambda = 3$ см ; $\tau_n = 1$ мкс ; $n_{yn} = 10^5$;
 $n_n = 10$; $V_c = 300$ м/с ; $t_n = 1$ с .

Решение. Так как ЭПР одного диполя равна $\bar{\sigma} = 0,17\lambda^2$, а число диполей, приходящееся на длину элемента разрешения равно $n_u = \frac{c\tau_n}{2} \frac{n_n n_{yn}}{V_c t_n} = 5 \cdot 10^5$. Поскольку ЭПР одного диполя равна $\bar{\sigma} = 0,17\lambda^2 = 1,53 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$, то результирующая ЭПР будет равна $\bar{\sigma}_\Sigma = \bar{\sigma}_0 n_u = 76,5 \text{ м}^2$.

Задачи для самостоятельного решения

- 6.1. Найдите дальность действия разведывательного приемника при обнаружении РЛС с параметрами $P_p = 90$ кВт ; $G_p = 3000$; $\eta_p = 0,95$; $\lambda = 3$ см . Приемник имеет пороговую мощность $P_{\text{пор}} = 10^{-6}$ Вт ; $\eta_n = 0,95$ и ширину ДНА $\varphi_{\text{дн}} = \varphi_{\text{ав}} = 12^\circ$.

Ответ: $R_{\text{max}} = 9,9 \cdot 10^3$ км .

- 6.2. Найдите дальность обнаружения самолета постановщика помех имеющего ЭПР $\bar{\sigma} = 10 \text{ м}^2$ в режиме самоприкрытия. Параметры аппаратуры помех $P_n = 10$ Вт ; $\eta_{\text{лн}} \approx 1$; $G_{\text{аон}} = 500$; $k_p = 0,5$. Параметры РЛС $P_{\text{лр}} = 10^5$ Вт ; $G_{\text{лр}} = 5000$; $\lambda = 3$ см ; $\eta_E \approx 1$; $k_s = 10$. Поляризационных потерь нет ($\gamma = 1$), качество помехи хорошее ($\xi = 1$).

Ответ: 4 км.

В [19] приведены типовые задачи и задачи для самостоятельного решения по данному разделу.

Материал главы закрепляется выполнением лабораторной работы «Исследование автокомпенсатора активных помех» [18].

Глава 7

Борьба с пассивными помехами

7.1. Воздействие пассивных помех на РЛС

Пассивные помехи, действуя на радиолокатор, могут снижать эффективность его функционирования по нескольким причинам:

- из-за превышения пассивной помехой сигнала происходит маскировка сигнала;
- большая мощность пассивной помехи может привести к насыщению приемного тракта и подавлению полезных сигналов.

Кроме того, при наличии мощных помех повышается вероятность ложной тревоги и ложного захвата целей. А непостоянство мощности пассивных помех приводит к изменению вероятности ложной тревоги (см. гл. 3).

7.2. Уменьшение влияния пассивных помех в приемном канале (на высокой и промежуточной частоте)

Борьба с пассивными помехами требует, прежде всего, ослабления мощности мешающих отражений, принимаемых антенной радиолокатора, и сужения динамического диапазона помех для предупреждения перегрузки приемного тракта. Первая из указанных задач наиболее часто встречается тогда, когда наземный радиолокатор должен обнаруживать воздушные цели, например в системах УВД. Для борьбы с сигналами, отраженными от объектов, расположенных на земной поверхности или на малых высотах, в таких радиолокаторах находят применение два основных метода. Первый заключается в отклонении ДНА наземного радиолокатора вверх и позволяет улучшать отношение мощностей полезного и отраженного от наземных и маловысотных объектов сигналов на 15...20 дБ. Однако при широких ДНА нижняя кромка диаграммы все-таки облучает земную поверхность и антенна принимает отраженные от нее сигналы. Для уменьшения интенсивности этих отражений приме-

няют второй метод – *метод компенсации*, основанный, например, на использовании двулучевых антенн (рис. 7.1,а) и высокой степени корреляции принимаемых по нижнему узкому 1 и верхнему широкому 2 лучам ДНА сигналов, отраженных как от земной поверхности, так и от расположенных на ней объектов. Принятые с одинаковых дальностей и углов места сигналы антенны вычитаются в компенсаторе (К) (рис. 7.1,б). Остаточное напряжение пассивной помехи после приемника (Прм) подается на анализатор (Ан), который формирует сигнал, поступающий на управляющее устройство (УУ). Под действием этого сигнала УУ выбирает такое соотношение весовых коэффициентов каналов компенсатора, при котором пассивные помехи от одного источника, но принятые одновременно по двум ДНА, максимально компенсируются.

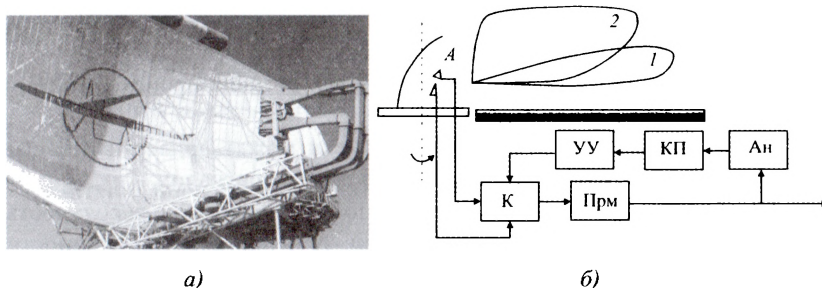


Рис. 7.1. Вид антенны, формирующей ДНА с двумя лучами (а);
схема приемного тракта радиолокатора
с компенсацией пассивных помех
в тракте УРЧ (б)

Таким методом можно примерно на 20...25 дБ уменьшить мощность пассивной помехи от земной поверхности и от расположенных на ней объектов. Для уменьшения динамического диапазона пассивных помех обычно применяют временную автоматическую регулировку усиления (ВАРУ), синхронизированную по времени с зондирующими импульсами, а также мгновенную или быстродействующую регулировку усиления (МАРУ и БАРУ). Часто используют управляемые аттенюаторы, которые уменьшают уровень (мощность) пассивной помехи в приемном тракте по сигналам специальной системы управления или по определенной программе.

Управление ослаблением (усилением) выполняется в каждом элементе разрешения рабочей зоны радиолокатора в соответствии с непрерывно обновляемым значением средней мощности пассивных помех, хранимым в блоке памяти с *картой помех* КП.

7.3. Обнаружение целей на фоне пассивных помех

Из теории обнаружения сигналов известно (см. главу 3), что синтез обнаружителей пачки отраженных от цели импульсов на фоне коррелированных гауссовских помех дает двухступенчатую структуру оптимального обнаружителя, состоящую из обеляющего (декоррелирующего) фильтра и фильтра, оптимального для обнаружения сигнала на фоне помехи с равномерным спектром.

В гл. 3 было показано, что оптимальный для обнаружения пачки импульсов фильтр (согласованный фильтр) состоит из оптимального фильтра для одиночного импульса и накопителя всех импульсов пачки. Таким образом, схема обнаружителя содержит три элемента: оптимальный фильтр одиночного импульса, обеляющий фильтр и накопитель пачки импульсов, а процесс обработки сигнала на фоне коррелированной (пассивной) помехи разделяется на внутрипериодную (фильтрация одиночного импульса) и междупериодную (обеление помехи и накопление сигнала) обработку.

При синтезе структуры оптимального обнаружителя на фоне собственного шума и пассивных помех представляем входную реализацию в виде вектора $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_k, \dots, y_n]$. Тогда при $\theta = 0$ и $\theta = 1$ плотность распределения вероятностей

$$W(\mathbf{y} / \Theta = 0) = \frac{1}{(2\pi)^n \det \mathbf{R}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \mathbf{y}^T \mathbf{Q} \mathbf{y} \right\},$$

$$W(\mathbf{y} / \Theta = 1) = \frac{1}{(2\pi)^n \det \mathbf{R}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\mathbf{y} - \mathbf{u}_c)^T \mathbf{Q} (\mathbf{y} - \mathbf{u}_c) \right\},$$

где $\mathbf{R}$ – корреляционная матрица помехи размера $n \times n$ с элементами r_{ij} ; $\det \mathbf{R}$ – определитель матрицы $\mathbf{R}$; $\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{Q}$ – матрица, обратная корреляционной, T – символ транспонирования; $\Theta = \Theta_1 = 1$, $\Theta = \Theta_0 = 0$.

Используя отношение правдоподобия, находим алгоритм обнаружения:

$$\Lambda(y) = \exp \left\{ \mathbf{y}^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_c - \frac{1}{2} \mathbf{u}_c^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_c \right\} \underset{\leq}{\overset{\geq}{T}}$$

или $\ln \Lambda(y) \underset{\leq}{\overset{\geq}{\ln T = C}}$, тогда

$$\mathbf{y}^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_c - \frac{1}{2} \mathbf{u}_c^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_c \underset{\leq}{\overset{\geq}{C}}. \quad (7.1)$$

При известных параметрах сигнала слагаемое $\frac{1}{2} \mathbf{u}_c^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_c = \text{const} = C_1$ в (7.1) не зависит от y и его относят к порогу C : $C + C_1 = U_{\text{пор}}$, тогда

$$Z = \mathbf{y}^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_c \underset{\leq}{\overset{\geq}{\approx}} U_{\text{пор}} \quad (7.2)$$

Выборочное значение входной реализации y смеси сигнала с помехой имеет неизвестную начальную фазу, поэтому ее обработка осуществляется в квадратурных каналах. Синфазная y_c и квадратурная $y_{\text{кв}}$ составляющие $y_k = y_{ck} + y_{\text{кв}k} = y_k + jy_k = y_1 + jy_2$. Квадратурные составляющие входной реализации взаимно независимы и ортогональны, поэтому плотность распределения вероятностей можно записать в виде произведения синфазной и квадратурной плотностей вероятностей:

$$W(\mathbf{y} / \Theta = 0) = W(y_1 / \Theta = 0)W(y_2 / \Theta = 0),$$

$$W(\mathbf{y} / \Theta = 1) = W(y_1 / \Theta = 1)W(y_2 / \Theta = 1).$$

Как и ранее, находим логарифм отношения правдоподобия и получаем

$$Z = \ln \Lambda(\mathbf{y}) = y_1^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_{c1} - \frac{1}{2} \mathbf{u}_{c1}^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_{c1} + y_2^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_{c2} - \frac{1}{2} \mathbf{u}_{c2}^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_{c2} \underset{\leq}{\overset{\geq}{\approx}} C.$$

Поскольку второе и четвертое слагаемое содержат известные величины (матрицу, обратную корреляционной, и сигналы), их можно вычислить и добавить к порогу C . Тогда

$$Z = \ln \Lambda(\mathbf{y}) = y_1^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_{c1} + y_2^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_{c2} \underset{\leq}{\overset{\geq}{\approx}} u_{\text{пор}}.$$

Факторизуем обратную корреляционную матрицу $\mathbf{Q}$, т.е. представим ее произведением верхней и нижней треугольных матриц $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}_{\Delta\text{H}} \mathbf{Q}_{\Delta\text{B}}$, где $\mathbf{Q}_{\Delta\text{H}}$ – нижняя треугольная матрица, $\mathbf{Q}_{\Delta\text{B}}$ – верхняя треугольная матрица, причем $\mathbf{Q}_{\Delta\text{B}} = \mathbf{Q}_{\Delta\text{H}}^T$. Тогда

$$Z = (\mathbf{y}^T \mathbf{Q}_{\Delta\text{H}})(\mathbf{Q}_{\Delta\text{B}} \mathbf{u}_c) \underset{\leq}{\overset{\geq}{\approx}} U_{\text{пор}}. \quad (7.3)$$

Для квадратурного представления входных выборок

$$Z = \mathbf{U}_1^T \mathbf{u}_{c1}^* + \mathbf{U}_2^T \mathbf{u}_{c2}^*,$$

где $\mathbf{U}_1^T = \mathbf{u}_1^T \mathbf{Q}_{\Delta\text{H}}^{1/2}$, $\mathbf{U}_2^T = \mathbf{u}_2^T \mathbf{Q}_{\Delta\text{B}}^T$, $\mathbf{u}_{c1}^* = \mathbf{Q}_{\Delta\text{B}}^{1/2} \mathbf{u}_{c1}$, $\mathbf{u}_{c2}^* = \mathbf{Q}_{\Delta\text{B}}^{1/2} \mathbf{u}_{c2}$.

Выражения (7.1) – (7.3) являются алгоритмами оптимальной обработки сигнала с полностью известными параметрами при наличии коррелированной помехи. При обработке выборки сначала пропускают через обеслаивающий фильтр (Об.Ф), импульсная характеристика которого реализует матрицу $\mathbf{Q}_{\Delta\text{H}}$, где они декоррелируются (обеслаиваются), затем осуществляется согласованная фильтрация в оптимальном фильтре, у которого импульсная характеристика реализует матрицу $\mathbf{Q}_{\Delta\text{B}}$.

В зависимости от того, как проводится накопление импульсов пачки: когерентно с учетом доплеровской поправки на частоту или некогерентно

рентно, т.е. без учета этой поправки, накопитель оптимального фильтра (ОФ) может выполняться в виде гребенчатого фильтра с полосами прозрачности, соизмеримыми с F_{Π} или в виде набора (гребенки) узкополосных фильтров с полосами прозрачности $\Delta f_{\phi} = \delta f_{\Delta} = (2/\lambda)\delta v_r$, где δv_r – разрешающая способность по скорости.

На рис. 7.2 приведена обобщенная схема оптимального обнаружителя.

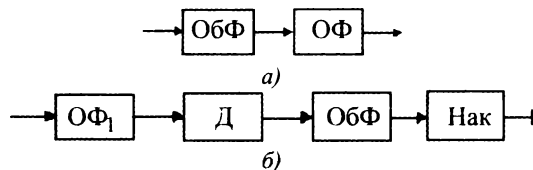


Рис. 7.2. Схема оптимального обнаружителя сигналов на фоне коррелированной (пассивной) помехи (а) и примерный порядок включения оптимального и обесцараживающего фильтров (б)

Поскольку предполагается, что фильтрация осуществляется линейными фильтрами, порядок включения их произволен и определяется соображениями простоты и удобства технической реализации. Поэтому оптимальный фильтр (ОФ₁) для одиночного импульса чаще всего включают в приемный тракт до детектора (Д). Обесцараживающий фильтр выполняют в виде гребенчатого фильтра (ГФ) и совместно с накопителем (Нак) ставят после детектора. ГФ обычно осуществляют в виде режекторного гребенчатого фильтра РФ. ГФ и Нак осуществляют междупериодную обработку (рис. 7.3).

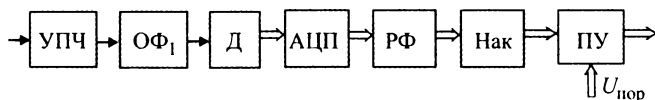


Рис. 7.3. Структура обработки при обнаружении сигнала на фоне коррелированных помех

Предварительно сигналы из аналоговой формы переводят в цифровую с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и междупериодную обработку проводят в цифровом процессоре. На выходе обнаружителя стоит пороговое устройство (ПУ). Для обнаружения целей на фоне пассивных помех используется то обстоятельство, что несущая частота полезных сигналов, отраженных от представляющих интерес движущихся целей (самолеты, вертолеты, наземные транспортные средства, корабли и т.п.), поступающих на вход приемника радиолокатора, изменяется на величину доплеровского сдвига. Специфика обнаружителей движущихся целей (ОДЦ) заключается в технической реализации устройств обесцараживания помехи. Трудности создания этих устройств привели

к замене их устройствами подавления или режекции. Структура устройства подавления определяется, в основном, режимом работы радиолокатора, его построением и видом излучения (непрерывное излучение либо импульсное). Кроме того, построение РЛС с ОДЦ зависит от того, когерентны или некогерентны сигналы при обработке.

7.4. РЛС обнаружения движущихся целей (РЛС с ОДЦ)

РЛС с ОДЦ при непрерывном излучении

В простейшем устройстве ОДЦ, работающем в режиме *непрерывного излучения* когерентного сигнала (рис. 7.4), антенна A_1 излучает вырабатываемый ГРЧ непрерывный немодулированный сигнал

$$u(t) = U_{m1} \cos \varphi_1 = U_{m1} \cos(\omega_0 t + \varphi_{01}),$$

где U_{m1} , φ_1 , ω_0 и φ_{01} – соответственно амплитуда, фаза, круговая частота и начальная фаза сигнала.

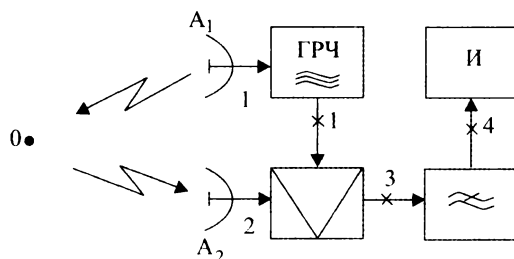


Рис. 7.4. Схема простейшего ОДЦ при непрерывном излучении когерентного сигнала

Отраженный сигнал с учетом запаздывания и ослабления можно представить в виде

$$u_2(t) = U_{m2} \cos \varphi_2 = U_{m2} \cos[\omega_0(t - t_R) + \varphi_{01}],$$

где $U_{m2} < U_{m1}$, $t_R = \frac{2R}{c}$ – время запаздывания. Попадая на входной контур элемента сравнения сигналов, смесителя или детектора, отраженный $u_2(t)$ и опорный $u_1(t)$ сигналы создают биения с амплитудой (рис. 7.5, а):

$$U_{m\Sigma} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m1}U_{m2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}$$

и фазой

$$\varphi_\Sigma = \arctang \left(\frac{U_{m1} \sin \varphi_1 + U_{m2} \sin \varphi_2}{U_{m1} \cos \varphi_1 + U_{m2} \cos \varphi_2} \right).$$

Обозначим $\varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_\Delta$ и учтем, что $U_{m1} > U_{m2}$. Тогда

$$U_{m\Sigma} = U_{m1} \left(1 + \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \cos \varphi_\Delta \right) = U_{m1} + U_{m2} \cos \varphi_\Delta, \quad (7.4)$$

где $\varphi_\Delta = \omega_0 t_R$.

Амплитуда биений $U_{m\Sigma}$ (7.4) выделяется на нагрузке элемента сравнения сигналов. При отражении сигнала от неподвижной цели $t_R = \text{const.}$, поэтому разность фаз $\varphi_\Delta = \frac{2\omega_0 R}{c} = \text{const.}$, а напряжение $U_{m\Sigma}$ постоянно (рис. 7.5, б).

Если цель движется и ее дальность меняется, например, по закону $R(t) = R_0 + R'(t) = R_0 + v_r t$, то разность фаз опорного и принятого сигналов записывается так:

$$\varphi_\Delta = \left(\frac{2R_0}{c} \right) \omega_0 - \left(\frac{2v_r}{c} \right) \omega_0 t = \varphi_0 + \Omega_\Delta t.$$

Здесь $\varphi_0 = \frac{2R_0}{c} \omega_0$ — начальная фаза; $\Omega_\Delta = \frac{2v_r}{c} \omega_0$ — доплеровский сдвиг частоты несущих колебаний, что приводит к изменению $U_{m\Sigma}$.

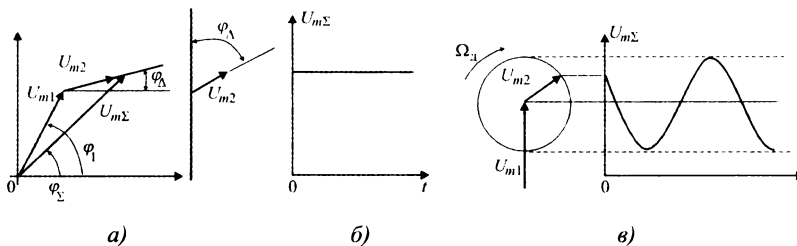


Рис. 7.5. Векторная диаграмма сигналов на входе элемента сравнения (а), векторные диаграммы и вид сигналов при неподвижной (б) и движущейся (в) целях

Из сравнения рис. 7.5, б и в видно, что при неподвижной цели на выходе смесителя или детектора образуется постоянное напряжение, а при движении цели выходное напряжение является гармоническим с круговой частотой, равной Ω_Δ . Постоянная составляющая напряжения с выхода детектора не проходит через фильтр доплеровских частот (ФДЧ), который пропускает все гармонические составляющие в диапазоне заданных доплеровских частот $F_{\Delta \min} \dots F_{\Delta \max}$ (рис. 7.6).

На индикаторе можно обнаружить пришедшие сигналы и измерить V_r . Для измерения не только радиальной скорости, но и дальности цели

необходимо модулировать зондирующий сигнал по какому-либо параметру. Наиболее распространена импульсная модуляция амплитуды сигнала.

Сущность когерентных методов обнаружения движущихся целей при импульсном излучении сводится к сравнению (на когерентном, фазовом или синхронном детекторе) когерентных опорного и отраженного сигналов. Изменение фазовых соотношений этих сигналов при движении цели является принципиальной основой ОДЦ.

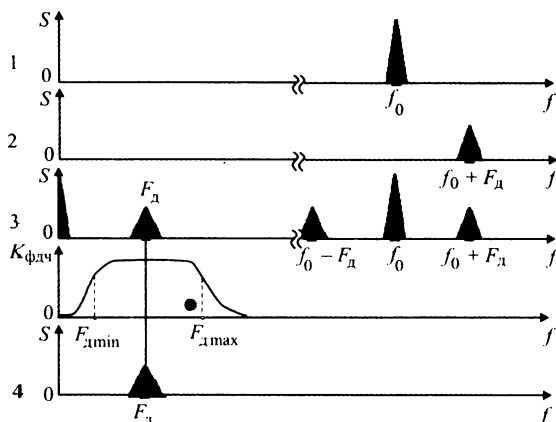


Рис. 7.6. Спектры сигналов в характерных точках схемы на рис. 7.5

Когерентно-импульсные РЛС

В *когерентно-импульсном* радиолокаторе (рис. 7.7, а), в отличие от радиолокатора с непрерывным излучением сигнала, используется одна антенна А с переключателем прием–передача (ППП) и *когерентный гетеродин* (КГ). Этот гетеродин необходим для формирования опорного непрерывного сигнала при воздействии на него импульсного сигнала ГРЧ.

Когерентность сигналов ГРЧ и КГ обеспечивает фазовая синхронизация (фазирование) колебаний КГ импульсами ГРЧ, большими по амплитуде (рис. 7.7, б).

При анализе работы когерентно-импульсных РЛС необходимо учитывать следующие особенности ОДЦ по сравнению с ОДЦ в режиме непрерывного излучения:

- импульсный характер отраженного сигнала $u_2(t) \rightarrow u_2(t - nT_n)$, где $n = 1, 2, \dots$;
- формирование опорного сигнала когерентным гетеродином $U_{m1} \cos \phi_1 \rightarrow U_{mkг} \cos \phi_{кг}$;

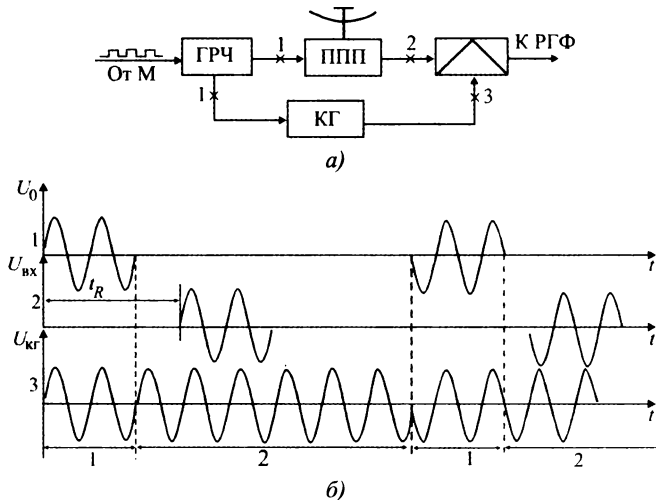


Рис. 7.7. Схема когерентно-импульсного радиолокатора (а) и напряжение в характерных точках этой схемы (б):
1 – фазирование ГРЧ; 2 – свободные колебания

– образование биения только при наличии отраженных импульсов, т.е. в интервалы времени $nT_n + t_R \leq t \leq nT_n + t_R + \tau_n$ и отсутствие биений на отрезках времени $nT_n + t_R + \tau_n < t < nT_n + t_R$.

В соответствии с этими особенностями изменяются векторные диаграммы и характер сигнала биений на нагрузке элемента сравнения сигналов (рис. 7.8).

При неподвижной цели выходные сигналы представляют собой импульсы с неизменной амплитудой, а при движении ее – импульсы, модулированные по амплитуде.

Анализ рис. 7.9 показывает, что для выделения сигналов движущейся цели из смеси с коррелированной пассивной помехой необходимо подавить на выходе фазового или когерентного детектора все сигналы, не изменяющиеся по амплитуде при переходе от одного периода повторения к другому (междупериодная обработка). С учетом различий спектрального состава таких сигналов следует с помощью режекторных (обеляющих) гребенчатых фильтров (РГФ) подавить все компоненты спектра, кратные частоте повторения F_n .

Методы создания когерентного опорного сигнала в РЛС с ОДЦ

Одной из основных проблем ОДЦ в когерентно-импульсных радиолокаторах является создание когерентного опорного сигнала для срав-

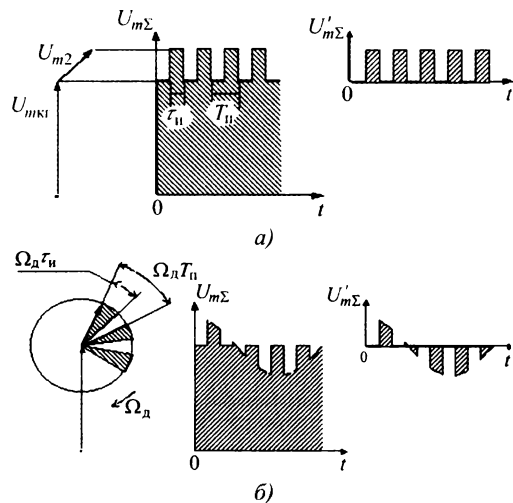


Рис. 7.8. Векторные диаграммы сигналов на выходе элемента сравнения и характер выходных сигналов этого элемента до и после устранения постоянной составляющей при неподвижной (а) и движущейся (б) целях

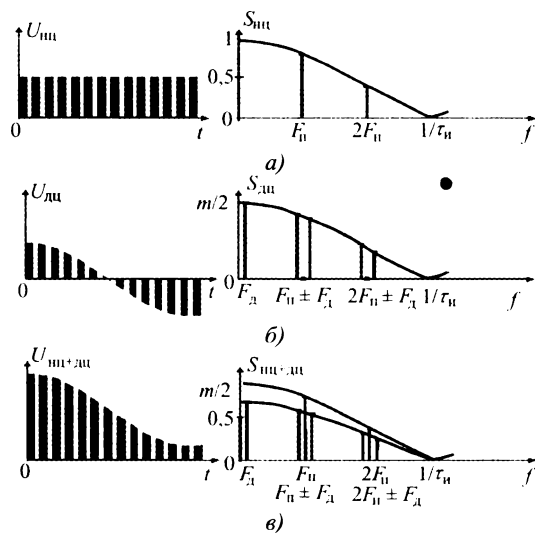


Рис. 7.9. Характер сигналов и спектров на выходе элемента сравнения сигналов при неподвижной (а) и движущейся (б) целях, а также при их смеси (в)

нения с ним отраженных сигналов. Это необходимо для выявления при сравнении сигналов эффекта движения целей. Различают когерентно-импульсные радиолокаторы ОДЦ с внешней и внутренней когерентностью.

В радиолокаторах с *внешней когерентностью* в качестве опорных используются сигналы, отраженные от неподвижных предметов, расположенных в одном элементе разрешения с движущимися целями (системы с совмещенной помехой).

В радиолокаторах с *внутренней когерентностью* источником опорного сигнала является когерентный гетеродин. В зависимости от направления фазовой синхронизации и от построения передатчика различают истинно и псевдо когерентные радиолокаторы.

В *истинно когерентных радиолокаторах* (рис. 7.10, а) когерентный гетеродин КГ представляет собой генератор непрерывных стабильных колебаний (например, кварцевый), а передатчик строится по многокаскадной схеме «умножитель частоты УЧ ($K_{\text{ум}} = n$) – усилитель мощности УМ».

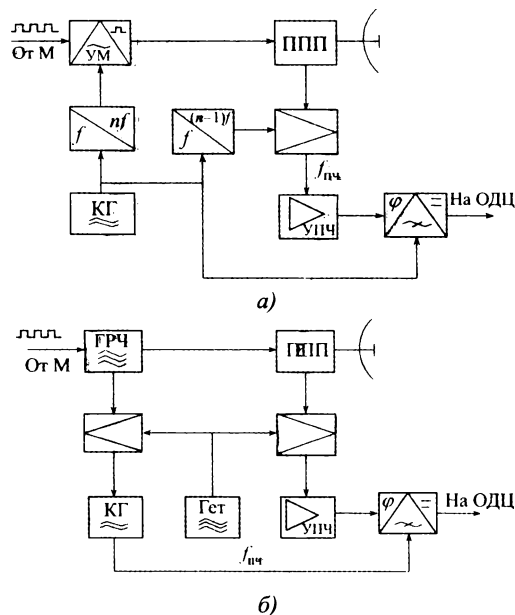


Рис. 7.10. Схемы истинно когерентного (а) и псевдокогерентного (б) радиолокаторов

Зондирующие радиоимпульсы формируются импульсами модулятора (М), подаваемыми на усилитель мощности (УМ) передатчика. В качестве гетеродина супергетеродинного приемника используется ум-

ножитель частоты ($K_{\text{ум}} = n - 1$) когерентного гетеродина. Отличие на единицу коэффициентов умножения частоты в каналах формирования зондирующего сигнала и сигнала гетеродина обеспечивает преобразование частоты принятого сигнала на промежуточную частоту, равную частоте КГ. Сигналы с выходов КГ и УПЧ сравниваются в фазовом детекторе.

В *псевдокогерентных* (рис. 7.10, б) *радиолокаторах* когерентный гетеродин фазуется сигналами однокаскадного передатчика ГРЧ, например магнетронного типа. Причем начальная фаза радиопульсов хаотично изменяется от периода к периоду повторения, поэтому в каждом периоде необходима фазовая синхронизация колебаний КГ сигналами ГРЧ (см. рис. 7.7, б).

Фазирование осуществляется радиопульсами ГРЧ, на промежуточной частоте после преобразования их в смесителе передатчика. Для сохранения фазовых соотношений используется гетеродин, общий для передатчика и приемника. Как и в истинно когерентном радиолокаторе сигналы сравниваются в фазовом детекторе.

7.5. Построение устройств подавления пассивных помех в ОДЦ

Как указывалось, полезный сигнал выделяется на фоне пассивных помех путем либо подавления сигналов, неизменных по амплитуде от периода к периоду повторения, либо путем режекции в спектре составляющих, кратных частоте повторения (рис. 7.9). Для этого используются режекторные гребенчатые фильтры (РГФ), которые реализуются в виде алгоритмов или устройств череспериодного вычитания (ЧПВ), череспериодной компенсации (ЧПК), а также алгоритмов фильтровых систем или наборов (гребенок) фильтров. Эти устройства или алгоритмы могут быть реализованы аппаратно либо программно.

Простейший РГФ реализующий алгоритм однократного ЧПВ (ЧПК)

Покажем, что такое устройство подавления пассивных помех (рис. 7.11, а) обладает режекторной гребенчатой частотной характеристикой. В соответствии с обозначениями рис. 7.11 $\Delta u(t) = u_1(t) - u_2(t)$. Тогда если сигналу $u_1(t)$ соответствует спектр в операторной форме $S(p)$, а для сигнала $u_2(t) = u_1(t - T_{11})$ – спектр $S(p)\exp\{-pT_n\}$, то $\Delta u(t)$ будет иметь спектр $S(p) - S(p)\exp\{-pT_n\} = S(p)[1 - \exp\{-pT_n\}]$. Следовательно, в операторной форме коэффициент передачи $k(p) = 1 - \exp\{-pT_n\}$. Переходя от p к $j\omega$, получаем коэффициент передачи устройства ЧПВ:

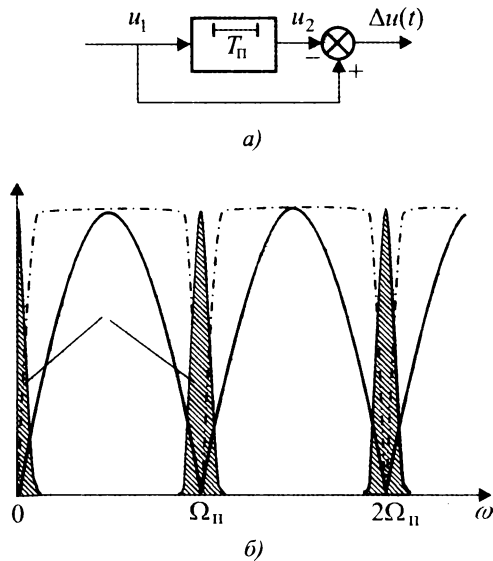


Рис. 7.11. Схема (а) и АЧХ (б) устройства однократного ЧПВ

$$k(j\omega) = 1 - \exp\{-j\omega T_n\} = 2 \sin\left(\frac{\omega T_n}{2}\right) \exp\{j0,5(\pi - \omega T_n)\}$$

Амплитудно-частотная характеристика устройства однократного ЧПВ имеет вид

$$k(\omega) = |k(j\omega)| = 2 \left| \sin\left(\frac{\omega T_n}{2}\right) \right|, \quad (7.5)$$

а фазочастотная характеристика

$$\varphi(\omega) = \arg[k(j\omega)] = 0,5(\pi - \omega T_n). \quad (7.6)$$

Из рис. 7.11, б следует, что устройства однократного ЧПВ (АЧХ, изображенная сплошной линией) не является оптимальным устройством обеления пассивной помехи, у которого АЧХ

$$k_n(j\omega) = \frac{1}{[G_{\text{пн}}(j\omega)]^{0,5}},$$

где $G_{\text{пн}}(j\omega)$ – спектральная плотность мощности этой помехи.

В полосах задержания или режекции (I) имеется проигрыш в подавлении помехи по отношению к обеляющему ГФ и пассивная помеха, представляющая собой пачку отраженных от неподвижной цели импульсов, не обеляется. На участках II (в полосах прозрачности) устрой-

ство ЧПВ также проигрывает по сравнению с оптимальным ГФ, так как оно подавляет сигналы полезных целей. Целесообразно использовать устройство с более равномерной АЧХ в полосе прозрачности.

Кроме того, из-за периодического повторения на частотной оси полос режекции АЧХ возникает явление слепых скоростей, когда сигналы, отраженные от движущихся целей, подавляются РГФ так же, как и сигналы от неподвижных объектов, и поэтому не могут быть обнаружены. Причина подобного явления в том, что при доплеровских сдвигах частоты отраженного от цели сигнала, равных или кратных частоте повторения импульсов, составляющие спектра этого сигнала попадают в полосу режекции АЧХ. В самом деле, нули частотной характеристики РГФ соответствуют условию

$$\sin\left(\frac{\omega T_n}{2}\right) = 0 \text{ или } \frac{\omega_k T_n}{2} = k\pi, \text{ где } k=0, 1, 2, 3 \dots$$

Следовательно, $\omega_k = \Omega_{dk} = 2\pi\left(\frac{2V_{rk}}{\lambda}\right)$, откуда слепая скорость равна

$$V_{rk} = \frac{k(\lambda/2)}{T_n} \quad (7.7)$$

и соответствует перемещению цели за время T_n на целое число полуволн.

Так как слепая скорость – это радиальная скорость, то она зависит от угла между направлениями движения РЛС и цели. Следовательно, возникает явление слепых направлений (ракурсов). Алгоритм расчета слепых направлений задается соотношением $\theta_{cl} = \arccos\left(\frac{kF_n\lambda}{2V}\right)$, $k=0, 1, 2, \dots$

Для улучшения подавления пассивных помех используются РГФ с алгоритмом многократного вычитания (рис. 7.12), которое формирует лучшую АЧХ в полосе режекции. В общем случае на выходе РГФ с алгоритмом n -кратного вычитания образуется остаток вычитания

$$\Delta u(t) = \Delta u(t - mT_n) = \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} (-1)^k u[t - (m-k)T_n], \quad (7.8)$$

где $\binom{n}{k} = C_n^k$ – биномиальный коэффициент; n , k и m – целые числа, а n -кратное устройство череспериодного вычитания имеет АЧХ

$$k(\omega) = 2^n \left(\left| \sin\left(\frac{\omega T_n}{2}\right) \right| \right)^n. \quad (7.9)$$

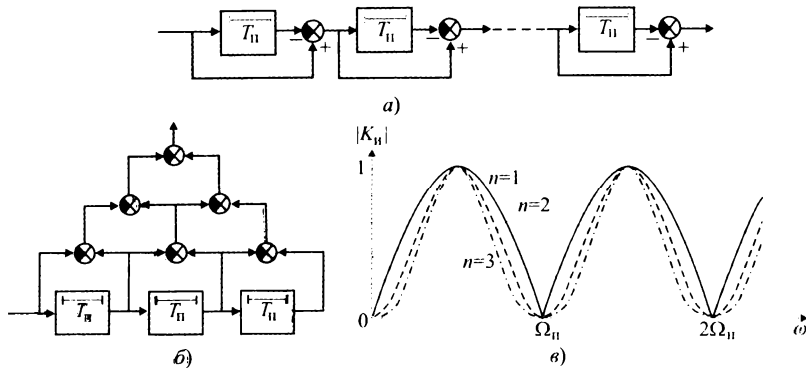


Рис. 7.12. Схемы РГФ с алгоритмами многократного последовательного (а) и параллельного (б) вычитания ЧПВ, а также их АЧХ (в)

Однако по мере увеличения кратности вычитания АЧХ РГФ в полосе прозрачности становится все более неравномерной. Для устранения этого недостатка обычно используют устройства многократного вычитания с дополнительными обратными связями или рекурсивные РГФ (рис. 7.13). Выражения для АЧХ, приведенных на рис. 7.13 устройств, имеют вид:

$$а) k(\omega) = \frac{|\sin(\omega T_n/2)|}{\sqrt{1 - 2\beta \cos(\omega T_n) + \beta^2}}$$

$$б) k(\omega) = \frac{\sin^2(\omega T_n/2)}{\sqrt{1 + \beta_2^2 + (\beta_1 + \beta_2)^2 - 2(1 + \beta_2)(\beta_1 + \beta_2)\cos(\omega T_n) + 2\beta_2\cos(2\omega T_n)}},$$

где а) и б) относятся к соответствующим схемам рис. 7.13.

В результате после подавления сигналов неподвижных целей (пассивных помех) на выходе РЛС остаются только сигналы движущихся целей.

На рис. 7.14. приведены фотографии изображений экранов индикатора кругового обзора РЛС УВД до (а) и после (б) подавления сигналов пассивных помех.

Устройства борьбы со слепой скоростью

Для уменьшения влияния слепой скорости на ОДЦ в соответствии с (7.7) изменяют во времени (вобулируют) длину волны (несущую частоту) или частоту (период) повторения.

Поскольку при вобуляции несущей частоты требуется одновременно перестраивать ГРЧ (передатчик), входные цепи приемника и гетеродин, то предпочтение отдают вобуляции частоты повторения.

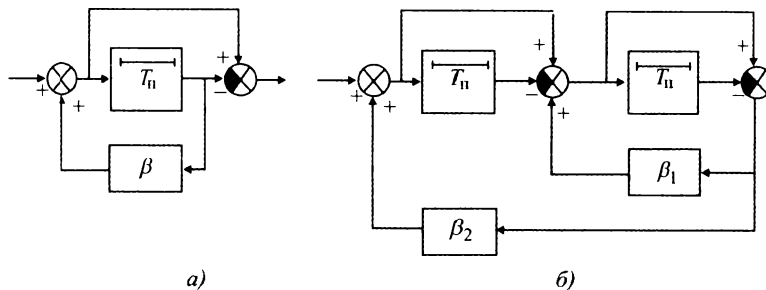


Рис. 7.13. Схемы рекурсивных РГФ с однократным (а) и двукратным (б) ЧПВ

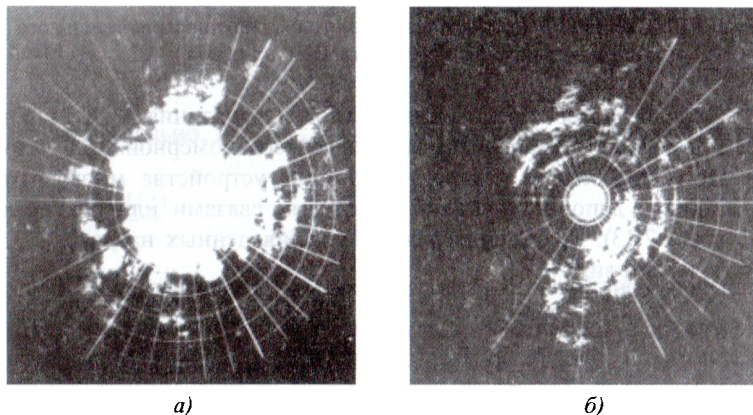


Рис. 7.14. Вид экрана индикатора кругового обзора РЛС УВД с выключенной (а) и включенной (б) системой ЧПВ

В простейшем случае при вобуляции применяют два фиксированных значения периода повторения (рис. 7.15).

В нечетных периодах повторения импульс синхронизатора запускает передатчик без задержки, а сигнал с фазового детектора приемного тракта задерживается перед подачей на устройство ЧПВ на ΔT . В четных периодах повторения задержка ΔT вводится в сигнал запуска передатчика. Поэтому зондирующие импульсы излучаются с двумя периодами повторения T_{n1} и T_{n2} , а поступающие на устройство ЧПВ сигналы приводятся к одному периоду повторения T_n , что позволяет использовать обычное устройство ЧПВ, настроенное на T_n . При вобуляции периода повторения амплитуды сигналов от неподвижных целей не изменяются, и эти сигналы подавляются при вычитании. При движении цели амплитуды отраженных сигналов изменяются в соответствии с доплеровской частотой. Если скорость цели равна слепой скорости при

T_{n1} , то амплитуда выходного сигнала будет отличаться от нуля при T_{n2} и наоборот. Качество ОДЦ при вобуляции периода повторения удобно оценивать с помощью скоростной характеристики, под которой понимают зависимость амплитуды сигнала движущейся цели на выходе устройства подавления пассивных помех от доплеровского смещения частоты или от радиальной скорости цели. При отсутствии вобуляции скоростная характеристика совпадает с АЧХ устройства подавления. Можно показать, что неравномерность скоростной характеристики (рис. 7.15, в) зависит от коэффициента вобуляции $k_v = T_{n1}/T_{n2}$, т.е. $k_n = f(k_v)$.

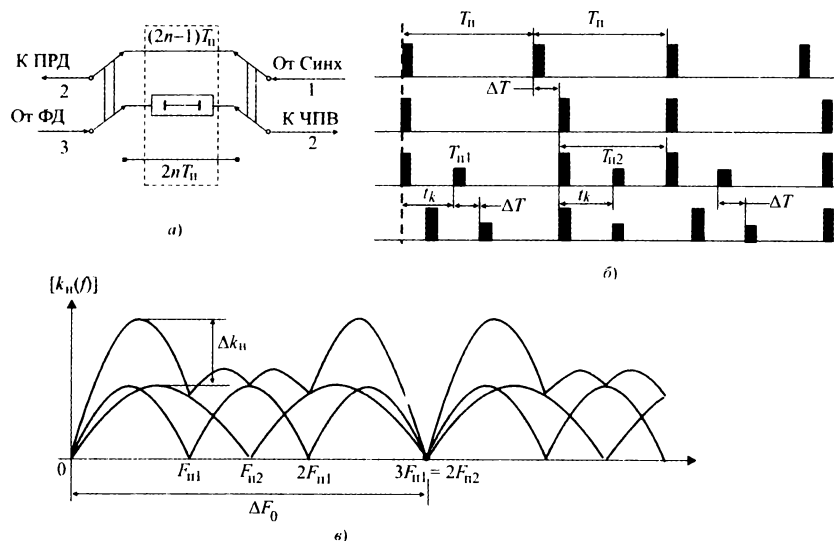


Рис. 7.15. Схема устройства вобуляции частоты повторения (а), напряжения в характерных точках схемы (б) и скоростная характеристика (в) при соотношении частот повторения 2/3

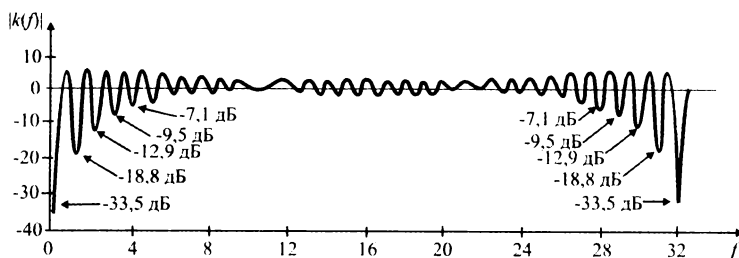


Рис. 7.16. Скоростная характеристика РЛС СДЦ при вобуляции частоты повторения в соотношении 31/32

Первый нуль результирующей скоростной характеристики находится на частоте $\Delta F_0 = nF_{n1} = mF_{n2}$, где n и m – простые целые, не разлагаемые на множители числа.

При соотношении частот повторения 31/32 скоростная характеристика системы ЧПВ становится более равномерной и перекрывающей больший диапазон скоростей (рис. 7.16).

Устройства кадрового вычитания

Обычные РГФ с алгоритмами ЧПВ (ЧПК) не позволяют выделить на фоне пассивных помех сигналы, отраженные от малоскоростных целей и особенно от целей, движущихся в тангенциальном относительно радиолокатора направлении, так как при небольшом доплеровском сдвиге частоты спектральные составляющие этих сигналов попадают в области режекции АЧХ РГФ. Основным способом селекции полезного сигнала в рассматриваемом случае является увеличение времени запоминания в устройствах вычитания до значения, при котором заметно проявляется движение цели. Чаще всего время запоминания выбирают равным периоду сканирования луча антенны (периоду обзора, «скану» или так называемому времени кадра). Соответствующие устройства названы устройствами кадрового вычитания. Их достоинством является чувствительность к движению целей со слепыми скоростями, т. е. свойство обнаруживать цели, движущиеся с тангенциальными скоростями. Однако меньший коэффициент кадровой корреляции по сравнению с междупериодным приводит к уменьшению коэффициента подавления таких устройств. Поэтому кадровые устройства ОДЦ используют как вторую ступень вычитания совместно с одним из устройств ЧПК (ЧПВ). Устройства кадрового вычитания часто называют *некогерентными*, что не совсем верно, так как здесь тоже используется когерентность, но только видеосигналов (когерентность на огибающей).

7.6. Реализация устройств подавления пассивных помех

Техническая реализация устройств подавления пассивных помех определяется используемой элементной базой и может быть аналоговой или цифровой.

В настоящее время используют исключительно цифровую элементную базу и технику реализации устройств подавления пассивных помех. Если оптимальные фильтры одиночных сигналов или фильтры внутрипериодной обработки часто выполняются как аналоговые устройства в приемном тракте с использованием УЛЗ на ПАВ (см. гл. 2), то осуществить междупериодную обработку на высокой или промежуточной частоте в приемном канале удастся не всегда, из-за недостаточного

быстродействия цифровых микросхем, и они реализуются в виде комплексных цифровых фильтров на видеочастоте.

Реализация алгоритмов ЧПВ в устройствах на промежуточной частоте существенно упрощается. При этом сигналы можно подавать непосредственно с УПЧ приемника и вычитать их на промежуточной частоте, т.е. с точностью до фазы заполнения импульсов. Однако такая реализация алгоритма ЧПВ требует высокой стабильности частоты заполнения и достаточного быстродействия устройств обработки.

Несмотря на то, что были разработаны РГФ, работающие на промежуточной частоте, например векторные компенсаторы или устройства с объединением выходов фильтров, имеющих разные АЧХ, в настоящее время используют исключительно цифровые РГФ (ЦРГФ).

Цифровые РГФ подавления помех требуют предварительного преобразования сигналов в цифровую форму с помощью АЦП. В таких устройствах используется двойная дискретизация сигнала: по времени с дискретом $\Delta t_d = \tau_n$ и по уровню с квантом $\Delta u = \sigma_{ш}$, где $\sigma_{ш}$ – среднее квадратическое значение шумового напряжения. При этом динамический диапазон $d = u_{max}/u_{min} = u_{max}/\sigma_{ш}$, а требуемое число двоичных разрядов кода $m = \log_2 d$. Следовательно, отношение динамического диапазона сигналов или помех на входе АЦП (в дБ) к числу двоичных разрядов

$$k_k = \frac{20 \log_{10} d}{\log_2 d} = 6 \text{ дБ/разряд}.$$

При известном динамическом диапазоне (дБ) число разрядов АЦП составляет $m = d/k_k = d/6$.

Быстродействие АЦП определяется затратами времени на преобразование, которые должны быть меньше длительности временного дискрета, т.е. $\Delta t = \tau_n / m$. В настоящее время используются АЦП с быстродействием, характеризующимся частотой дискретизации $f = 1/\Delta t \leq 100$ МГц. Например АЦП AD 6644 фирмы Analog Device (США) имеет $f = 65$ МГц при 14-ти разрядах кода, динамическом диапазоне 73 дБ и частоте входного сигнала 39 МГц. Если быстродействия АЦП недостаточно для преобразования сигналов промежуточной частоты, то переходят к ЦОДЦ и ЦРГФ в виде комплексных фильтров с двумя квадратурными каналами, в которые включены два АЦП.

После подавления помех используется оптимальная междупериодная обработка сигнала на фоне белого шума. Обычно в системах ЦОДЦ для этого применяют когерентное / некогерентное накопление модулей или квадратов остатков вычитания. При когерентном накоплении вводится поправка в фазу сигнала для компенсации движения цели.

В самом деле, если известна (измерена) доплеровская частота сигнала цели, то набег фазы за период повторения $\psi = \Omega_d T_n$. Пусть принимаемый сигнал в n -м периоде повторения равен $u_n = U_C \exp\{j(n\psi + \psi_0)\}$, где $n = 0, 1, 2, \dots$; ψ_0 – начальная фаза. Набег фазы нужно компенсировать с помощью сигнала S_n , чтобы $U_C = S_n u_n$, т.е. $S_n = U_C / u_n$, поэтому

$$S_n = \exp[-j(n\psi + \psi_0)] = (U_{CX} \cos n\psi - U_{CY} \sin n\psi) - \\ - j(U_{CX} \sin n\psi + U_{CY} \cos n\psi),$$

где $U_{CX} \cos \psi_0$; $U_{CY} = \sin \psi_0$.

Таким образом, в двух квадратурных каналах в n -м периоде повторения по известному значению ψ формируются поправки, обеспечивающие когерентность накопления.

При когерентном накоплении остатков вычитания в ЦОДЦ (рис. 7.16) помехи в квадратурных каналах подавляются ЦРГФ, содержащим общие для квадратурных каналов запоминающее и арифметическое устройства в каждом канале. После ввода компенсирующих поправок блоком БВП сигналы интегрируются цифровым полосовым гребенчатым фильтром, реализованном на процессоре и содержащим (ЗУ) для двух квадратурных каналов и (АУ) для каждого канала. Квадрирующие устройства обеспечивают на выходе сумматора квадрат амплитуды сигнала движущейся цели, а цифро-аналоговый преобразователь преобразует цифровой код сигнала в импульс цели, который затем направляется на обнаружитель и индикатор.

Из-за сложности ввода компенсирующих поправок, особенно при одновременной обработке сигналов нескольких целей, необходимо перейти к многоканальным системам подавления помех. Структуру ЦОДЦ можно упростить, перейдя к некогерентному накоплению. В этом случае БВП, показанный на рис. 7.17, не требуется и ЦПГФ подключается после объединения квадратурных каналов.

Фильтровые устройства подавления помех

Реализация фильтровых устройств возможна на цифровых фильтрах с *быстрым преобразованием Фурье* или на микропроцессорах. Типовое фильтровое устройство ОДЦ (рис. 7.17) многоканально по дальности (m каналов) и скорости (n каналов). Каналы дальности реализуются с помощью селекторов дальности в УПЧ или с помощью коммутации ячеек ОЗУ. Каналы скорости образуются цифровыми фильтрами с помощью БПФ. Селекторы дальности обеспечивают поступление в каждый m -й канал сигнала только с одного элемента разрешения по дальности. Гребенка фильтров $\Phi_1 \dots \Phi_n$ предназначена для селекции по скорости в пределах диапазона частот $f_{пч} \dots f_{пч} + F_{пч}/2$.

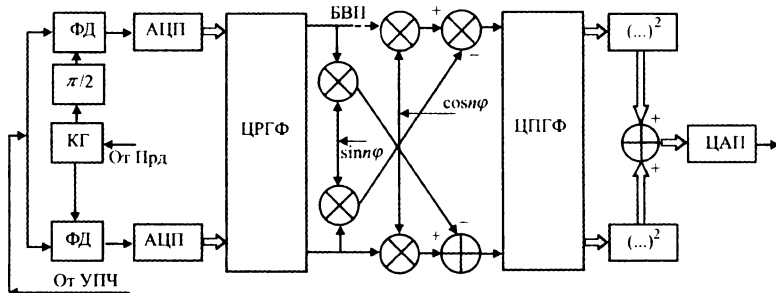


Рис. 7.17. Схема цифрового ОДЦ с когерентным интегрированием остатков вычитания

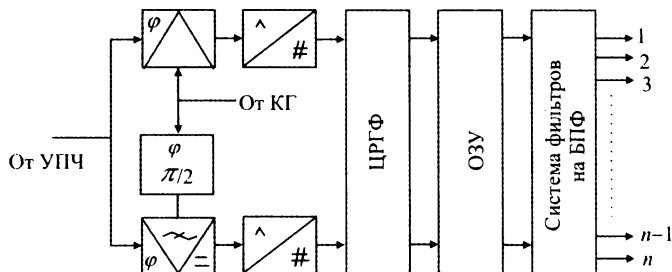


Рис. 7.18. Схема цифрового фильтрового устройства ОДЦ

В цифровом фильтровом устройстве ОДЦ с подавлением помех информация в ЦРГФ (рис. 7.18) записывается в оперативное запоминающее устройство, а затем фильтруется на основе n -точечного алгоритма БПФ.

Качество работы устройства ОДЦ ограничивают априорная неизвестность и изменчивость статистических свойств пассивной помехи. Вследствие этого возникает необходимость в самонастраивающихся или адаптивных системах ОДЦ. Наиболее часто приходится считаться с изменением средней частоты спектра и формой спектра пассивной помехи.

Устройства компенсации движения пассивной помехи

При движении радиолокатора относительно создающих пассивную помеху неподвижных объектов (например, при полете носителя радиолокатора и отражении сигналов от земной поверхности) составляющие спектра помехи сдвигаются на частоту Доплера и могут попасть в области прозрачности АЧХ устройства ЧПВ (ЧПК). В этом случае может сработать ОДЦ и возникнет ложная тревога.

Для компенсации доплеровского сдвига частоты пассивной помехи (*остановка помехи*) вводят поправку в частоту сигнала когерентного гетеродина. При автоматическом вводе поправки (рис. 7.19) устройство ЧПК, работающее на промежуточной частоте, формирует сигнал, пропорциональный $\Omega_{\text{дп}} T_{\text{п}}$, где $\Omega_{\text{дп}}$ – доплеровский сдвиг частоты пассивной помехи. Для оценки $\Omega_{\text{дп}}$ необходимо усреднить по ансамблю значения сигналов, отраженных от одного и того же элемента разрешения по дальности. Однако в этом случае процесс оценивания, следовательно, и адаптация затягиваются на большое (не менее 10) число периодов повторения. Считая помеху однородной и эргодичной по пространству, усреднение по времени заменяют усреднением по ансамблю множества соседних элементов разрешения.

Сигналы с фазового детектора вводят в линию задержки, число отводов которой должно обеспечивать достаточность статистики помехи и лежит в пределах 8...64. Сигналы с отводов ЛЗ, задержка которых отличается на интервал времени $\tau_{\text{и}}$, соответствующий элементу разрешения по дальности, усредняются, и по полученной оценке с помощью схемы управления формируется сигнал $U_{\text{упр}}$, управляющий частотой перестраиваемого гетеродина.

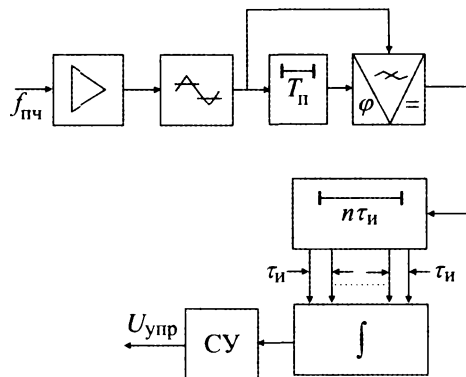


Рис. 7.19. Схема устройства автоматического ввода частотной поправки в сигнал когерентного гетеродина

Устройство ОДЦ с корреляционными обратными связями

Это устройство (рис. 7.20) выполняет череспериодное вычитание с весовыми коэффициентами, пропорциональными коэффициенту междупериодной корреляции помехи $\rho_{\text{пп}}(T_{\text{п}})$. Выходной сигнал Δu используется для формирования весового коэффициента $W_{\text{ос}}$. Так как $u_1(t)$, $u_2(t)$ и $\Delta u(t)$ – комплексные величины, а при перемножении u_1

на W_{oc} необходимо получить вещественную величину, то W_{oc} должен быть пропорционален величине, комплексно сопряженной с u_1 . Входной сигнал $u_1(t)$ умножается на W_{oc} и вычитается из задержанного сигнала u_2 . Составляя уравнения функционирования схемы и считая $u_1(t)$ пассивной помехой, получаем

$$\Delta u(t) = u_2(t) - W_{oc} u_1(t); \quad W_{oc} = \beta \overline{[\Delta u(t) u_1(t)]},$$

где β – коэффициент усиления разомкнутой петли обратной связи. Тогда

$$W_{oc} = \frac{\overline{[\beta u_2(t) u_1(t)]}}{1 + \beta |u_1(t)|^2} = \frac{\beta \rho_{nn}(T_n)}{1 + \beta (\sigma_{nn})^2},$$

а при $\beta > 1$, $W_{oc} = \rho_{nn}(T_n)$, поэтому

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta}^2 &= \overline{[\Delta u(t)]^2} = \overline{[u(t - T_n) - W u(t)]^2} = \sigma^2 - 2\rho_{nn}(\rho_{nn}\sigma^2) + \rho_{nn}^2\sigma^2 = \\ &= \sigma^2(1 - \rho_{nn}^2). \end{aligned}$$

Следовательно, $\sigma_{\Delta} = \sigma \sqrt{1 - \rho_{nn}^2(T_n)}$. Если помеха сильно коррелирована $U(t - T_n) = U(t)$, то остаток помехи стремится к нулю $\Delta u \approx \approx U \sqrt{1 - \rho_{nn}^2(T_n)} \Rightarrow 0$, поскольку $\rho_{nn} \rightarrow 1$.

Основным достоинством рассмотренной схемы с *корреляционной обратной связью* является самонастройка на характеристики помехи или адаптация системы к ним, в результате чего система отслеживает изменения ширины спектра (корреляционной функции) помехи.

Для самонастройки на скорость движения помехи или, точнее, на доплеровский набег фазы $\Omega_d T_n$ за период повторения необходимо перейти к схеме с двумя квадратурными каналами, каждый из которых построен по схеме, показанной на рис. 7.20. К числу недостатков схемы

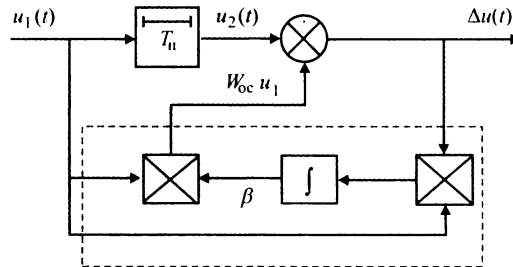


Рис. 7.20. Схема устройства ОДЦ с корреляционной обратной связью

с КОС относится значительное время (несколько периодов повторения), необходимое для выработки установившегося значения междупериодной корреляционной функции пассивной помехи. Поэтому первые периоды повторения занимает процесс установления, и компенсация помехи оказывается недостаточной, что приводит к явлению неподавленной «кромки помехи».

Особенности устройств ОДЦ при работе радиолокатора в импульсном режиме

Основным фактором, влияющим на построение устройств ОДЦ при импульсном характере сигнала, является скважность зондирующего сигнала. При высокой скважности ($T_{\text{п}} / \tau_{\text{и}} > 100$) предпочтение отдают подавителям пассивных помех на базе устройств ЧПВ, а при малой скважности ($T_{\text{п}} / \tau_{\text{и}} < 10$), как правило, фильтровым устройствам подавления пассивных помех. В импульсных системах с малой скважностью выбор частоты повторения зондирующих импульсов связан с широкополосностью отраженных от подстилающей поверхности пассивных помех.

Пусть летящий над земной поверхностью ЛА оборудован радиолокатором, ДНА которого состоит из главного лепестка и множества боковых (рис. 7.21, а). Цель находится в главном лепестке ДНА, а отраженные от земной поверхности сигналы принимаются всеми ее лепестками. Для расчета спектра отраженных сигналов можно использовать простейшую аппроксимацию реальной ДНА главным лепестком и сплошной сферой боковых лепестков.

Компоненты спектра отражения при излучении импульсного сигнала малой скважности и аппроксимированной ДНА состоят из пьедестала, обязанного отражениям по сфере боковых лепестков, и гребня, обязанного главному лепестку. Протяженность спектра ($-F_{\text{дз max}} \dots + F_{\text{дз max}}$) определяется скоростью перемещения антенны относительно подстилающей поверхности. Поэтому при размещении радиолокатора на автотранспорте и морском транспорте спектр пьедестала помех получается узким, в то время как при размещении радиолокатора на самолетах и вертолетах спектр помех расширяется.

При поиске целей в передней полусфере на встречных курсах, доплеровская частота сигнала цели больше доплеровской частоты сигналов, отраженных от Земли. Тогда для обнаружения сигнала в "окне", свободном от помех, обусловленных земной поверхностью, нужно выполнить условия:

$$f_0 + F_{\text{дц max}} < f_0 + F_{\text{п}} - F_{\text{дз max}}, \quad f_0 + F_{\text{дц min}} > f_0 + F_{\text{дз max}}.$$

Второе условие не зависит от параметров радиолокатора, а первое дает соотношение для выбора частоты повторения:

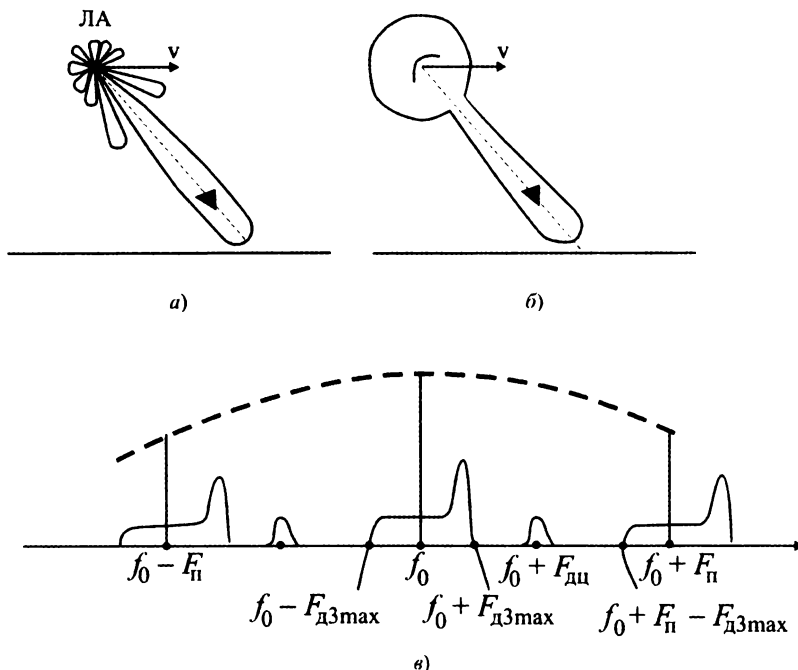


Рис. 7.21. Реальная ДНА бортового радиолокатора (а), ее аппроксимация (б) и спектры принимаемых сигналов (в)

$$F_n > F_{дц\max} + F_{д3\max}.$$

Кроме этого следует учитывать, необходима ли однозначность измерения радиальной скорости цели в соответствии с соотношением гл. 4

$$|F_{д\max}| \leq F_n/2.$$

Необходимо учитывать сложение радиальных скоростей самолета и цели при встречных курсах их взаимного движения. Поэтому

$$F_n \geq \frac{2}{\lambda} (2V_{с\max} + V_{ц\max}).$$

При небольшой скорости относительного движения радиолокатора и цели получаются низкие значения F_n , обеспечивающие однозначность измерения дальности. Такие системы называют *системами малой скважности с низкой частотой повторения*. При скоростных целях и быстром движении радиолокатора получаются высокие (до сотен килогерц) частоты повторения, позволяющие однозначно измерять скорость, но не обеспечивающие однозначное измерение дальности. Такие системы называют *системами малой скважности с высокой частотой повторения*. Промежуточное место занимают импульсные системы со средней частотой повторения.

В зависимости от частоты повторения зондирующих импульсов различают когерентно-импульсные РЛС с низкой частотой повторения (НЧП) при $F_n < 5 \text{ кГц}$, РЛС с высокой частотой повторения (ВЧП) при $F_n > 30 \text{ кГц}$ (при малой скважности называемые также *импульсно-доплеровскими* или *квазинепрерывными*) и РЛС со средней частотой повторения (СЧП) при $5 \text{ кГц} < F_n < 30 \text{ кГц}$.

7.7. Критерии качества подавления пассивных помех в устройствах ОДЦ

Для оценки качества подавления помех в устройствах ОДЦ наиболее часто используют такие критерии как коэффициент подавления, коэффициент улучшения отношения сигнала и помехи, коэффициент подпомеховой видимости и наблюдаемость сигнала движущейся цели.

Коэффициент подавления помех – простейший критерий, определяемый как отношение мощности помех на входе ($P_{\text{пвх}}$) к мощности остатков помех на выходе устройства подавления ($P_{\text{пвых}}$):

$$k_n = P_{\text{пвх}} / P_{\text{пвых}}.$$

Например, для устройства однократного ЧПВ (см. рис. 7.11, а), считая пассивную помеху стационарным коррелированным случайным процессом, имеем

$$\begin{aligned} P_{\text{пвх}} &= \overline{[u_1(t)]^2} = \overline{[u_2(t)]^2} = \overline{[u_1(t - T_1)]^2} = \sigma_{\text{пп}}^2; \\ P_{\text{пвых}} &= \overline{[\Delta u^2(t)]} = \overline{[u_1(t) - u_1(t - T_n)]^2} = 2\sigma_{\text{пп}}^2 - 2\overline{[u_1(t)u_1(t - T_n)]} = \\ &= 2[\sigma_{\text{пп}}^2 - R_{\text{пп}}(T_n)]. \end{aligned}$$

Следовательно, коэффициент подавления $k_n = 0,5[1 - \rho_{\text{пп}}(T_n)]^{-1}$ и подавление определяется лишь коррелированностью или широкополосностью пассивной помехи. Например, при $\rho_{\text{пп}} \rightarrow 0$ $k_n \rightarrow 0,5$, а при $\rho_{\text{пп}} \rightarrow 1$ $k_n \rightarrow \infty$. Аналогично, для двукратного ЧПВ можно получить

$$k_{n2} = 0,5[3 - 4\rho_{\text{пп}}(T_n) + \rho_{\text{пп}}(2T_n)]^{-1}.$$

Коэффициент подавления в ЦОДЦ зависит от динамического диапазона d и кванта Δu , с точностью до которого можно вычислять напряжение помехи. Дисперсия квантованного шума равна $\Delta u^2/12$ и она удваивается при вычитании сигналов. Поэтому помеха на выходе ЦОДЦ имеет мощность $P_{\text{пвых}} = \Delta u^2/6$. При числе уровней квантования

$$\frac{u_{\text{пп max}} - u_{\text{пп min}}}{\Delta u} = u_{\text{пп max}} / \sigma_{\text{ш}} = d \text{ и мощности помехи на входе } P_{\text{пвх}} =$$

$= u_{\text{пп max}}^2 / 2 = (d \Delta u)^2 / 2$. Следовательно, коэффициент подавления

$$k_{\text{п}} = P_{\text{ппвх}} / P_{\text{ппвых}} = \frac{(d \Delta u)^2 / 2}{\Delta u^2 / 6} = 3d^2 \text{ или в децибелах:}$$

$$k_{\text{п}} = 10 \lg(3d^2) = 20 \lg 3, \quad k_{\text{п}} = 10 \lg(3d^2) = 10 \lg 3 + 20 \lg d = 4,8 + 6m.$$

Однако коэффициент подавления не учитывает влияние устройства подавления на полезный сигнал.

Коэффициент улучшения отношения сигнала и помехи учитывает ослабление или усиление полезного сигнала в устройстве подавления:

$$k_{\text{у}} = \frac{(P_{\text{с}}/P_{\text{пп}})_{\text{вых}}}{(P_{\text{с}}/P_{\text{пп}})_{\text{вх}}} = \left(\frac{P_{\text{свых}}}{P_{\text{свх}}} \right) \left(\frac{P_{\text{ппвх}}}{P_{\text{ппвых}}} \right) = q_{\text{с}} k_{\text{п}},$$

где $q_{\text{с}} = P_{\text{свых}} / P_{\text{свх}}$ – отношение мощностей сигналов на выходе и входе.

Скоростная характеристика устройства подавления неравномерна, поэтому $q_{\text{с}}$ зависит от доплеровского сдвига частоты или радиальной скорости цели. Для устранения этой зависимости $q_{\text{с}}$ обычно усредняют по v_r или $\Omega_{\text{д}}$, т.е. переходят к величине $\overline{q_{\text{с}}}$. Например, для однократного ЧПВ

$$P_{\text{свых}} = \overline{\Delta u^2} = 4U_m^2 \sin^2 \left(\frac{\omega T_{\text{п}}}{2} \right) = 2U_m^2, \quad q_{\text{с}} = \frac{\overline{\Delta u^2}}{U_m^2} = 2.$$

Коэффициент подпомеховой видимости показывает, во сколько раз при заданных вероятностях правильного обнаружения D и ложной тревоги F средняя мощность сигнала цели $\overline{P}$ может быть меньше средней мощности пассивной помехи $\overline{P_{\text{ппвх}}}$:

$$k_{\text{пв}} = \frac{P_{\text{ппвх}}}{P_{\text{свх}}} \left(\frac{P_{\text{пп}}}{P_{\text{с}}} \right)_{\text{вых}} \left(\frac{\overline{P_{\text{с}}}}{\overline{P_{\text{пп}}}} \right)_{\text{вх}} \left(\frac{\overline{P_{\text{с}}}}{\overline{P_{\text{пп}}}} \right)_{\text{вх}}^{-1} = \frac{k_{\text{у}}}{q_{\text{пор}}},$$

где $q_{\text{пор}}$ – пороговое отношение сигнала к помехе по мощности на входе порогового устройства, обеспечивающее обнаружение с заданными вероятностями D и F .

Наблюдаемость сигналов движущихся целей характеризуется отношением мощности сигнала движущейся цели $P_{\text{дц}}$ к сумме мощностей помех $P_{\text{п}}$ на выходе устройства ОДЦ:

$$q_{\text{н}} = P_{\text{дц}} / P_{\text{п}} = \frac{P_{\text{дц}}}{\sum_{i=1}^n P_{\text{пи}}},$$

где $P_{\text{пи}}$ – мощность i -й составляющей помехи.

7.8. Факторы, определяющие качество устройств ОДЦ

К числу факторов, снижающих качество работы устройств ОДЦ, относятся просачивание сигнала передатчика на вход приемного устройства, флуктуации ЭПР пассивной помехи, модуляции пассивной помехи при перемещении ДНА в пространстве во время обзора и нестабильная работа узлов радиолокатора. Все эти факторы приводят к модуляции сигнала на выходе устройства сравнения, следовательно, к неполному подавлению пассивной помехи и появлению остатков помехи на выходе устройств ОДЦ. Эти остатки воспринимаются как сигналы движущейся цели, что приводит к росту вероятности ложной тревоги и снижению качества обнаружения, следовательно, и качества работы радиолокатора с ОДЦ, оцениваемого как наблюдаемость q_H .

Рассмотрим составляющие мощности, обусловленные перечисленными факторами, ограничивающие значение q_H . Мощность $P_{п1} = P_{пр}$ сигнала, просачивающегося из-за неидеальности развязки приемного и передающего трактов, рассчитывается в предположении, что в полосе системы подавления $\Delta F_{одц}$ спектр флуктуаций генератора высокой частоты равномерен, и его интенсивность равна $P_r k_r$, где P_r – мощность ГРЧ на несущей частоте, а K_r – параметр ГВЧ, определяемый как отношение мощности боковых компонентов спектра в занимаемой ими полосе Δf к мощности составляющей на несущей частоте $k_r = P_{бок}/(P_r \Delta f)$. Тогда с учетом коэффициента развязки k_p (отношение мощности просачивающегося сигнала к P_r) получаем $P_{п1} = P_r k_r k_p \Delta F_{одц}$. Для уменьшения $P_{п1}$ следует применять высококачественные, т.е. с низкими значениями k_r , ГРЧ и увеличивать развязку приемного и передающего трактов.

Мощность $P_{п2} = P_{пф}$ флуктуаций ЭПР пассивной помехи определяется по эмпирической формуле, полученной на основе обработки результатов экспериментов и связывающей среднеквадратические значения череспериодной разности сигналов помехи $\sigma_{\Delta U}$ с напряжением помехи σ_U , периодом повторения $T_{п}$, длиной волны и коэффициентом k , зависящим от типа пассивной помехи и состояния погоды (ветер, сезон и т.п.): Поэтому $\sigma_{\Delta U} = \frac{k T_{п} \sigma_U}{\lambda}$.

Флуктуации ЭПР пассивной помехи приводят к расширению спектра отраженных сигналов. Этот спектр обычно описывают формулой

$$G(f) = G_0 \exp \left\{ -\frac{f^2}{2\sigma_f^2} \right\}, \text{ где } \sigma_f^2 - \text{дисперсия флуктуаций, зависящая от}$$

разброса скоростей σ_v отражателей: $\sigma_f = 2\sigma_v/\lambda$. Ослабления влияния флуктуаций на ОДЦ можно добиться применением логарифмических УПЧ.

Мощность $P_{пз} = P_{па}$ помехи, вызываемой модуляцией сигнала помехи при перемещении ДНА радиолокатора, может быть найдена, если известна форма $f(\theta)$ главного лепестка ДНА и угловая скорость его перемещения Ω . Максимальное некомпенсируемое в дальнейшем изменение пассивной помехи составит за период повторения $(\Delta U)_{\max} =$

$$= U_0 \left| \frac{d}{d\theta} f(\theta) \right|_{\max} \Omega T_n, \text{ поэтому } P_{па} (\Delta U)_{\max}^2. \text{ Для уменьшения } P_{па} \text{ можно}$$

использовать ограничение сигналов в УПЧ (до фазового детектора) или ступенчатое сканирование ДНА. Движение ДНА вызывает расширение спектра отраженных сигналов, форма которого аппроксимируется, как и в предыдущем случае, гауссовской кривой с дисперсией σ_f^2 , от которой и зависит ширина спектра. При гауссовской ДНА $\sigma_f = 0,265T_{обл}^{-1}$, а при ДНА вида $\sin x/x - \sigma_f = 0,274T_{обл}^{-1}$.

Мощность $P_{пч} = P_{пст}$ некомпенсированной помехи определяется с учетом нестабильной работы узлов радиолокатора. Пусть на входе устройства подавления сигнал помехи $u_n = U_{мкг} + U_{мп} \cos \varphi$. Тогда $\Delta u_n =$

$$= \left| \frac{d}{d\varphi} u_n \right| = U_{мп} |\sin \varphi| \Delta \varphi. \text{ Считая } |\Delta u_n|_{\max} = U_{мп} \Delta \varphi, \text{ получаем относи-}$$

тельное изменение уровня помехи из-за нестабильности разности фаз φ

$$\text{сигналов помехи и когерентного гетеродина } \left| \frac{\Delta u_n}{U_{мп}} \right|_{\max} = \Delta \varphi.$$

Рассмотрим в качестве примера возможные источники нестабильности в псевдокогерентном импульсном радиолокаторе (см. рис. 7.10, б). В этом радиолокаторе разность фаз $\varphi = \varphi_{грч} - \varphi_r - \varphi_{кг}$, где $\varphi_{грч}$ – фаза сигнала ГРЧ; φ_r – фаза сигнала гетеродина; $\varphi_{кг}$ – фаза сигнала когерентного гетеродина. Поэтому приращение разности фаз определяется как $\Delta \varphi = \Delta \varphi_{грч} - \Delta \varphi_r - \Delta \varphi_{кг}$. Считая приращения фаз этих генераторов взаимно независимыми, можно рассматривать их влияние отдельно. Предполагая случайным характер флуктуации фаз генераторов, можно все же на малом отрезке T_n считать закон изменения частоты линей-

$$\text{ным, т.е. } \omega(t) = \omega_0 + \left[\frac{d}{dt} \omega(t) \right] t.$$

Обозначая $\frac{d}{dt} \omega(t) = \alpha$ и рассматривая флуктуации частоты ГРЧ, находим, что $\Delta \varphi_{грч} = \Delta \omega_{грч} \tau_n = \alpha T_n \tau_n$. Значение $\Delta \varphi_{грч}$ должно быть

меньше величины, обратной коэффициенту подавления по напряжению $k_{\text{пн}}$: $\alpha T_{\text{п}} \tau_{\text{и}} \leq k_{\text{пн}}^{-1}$, т.е. $\alpha \leq (k_{\text{пн}} T_{\text{п}} \tau_{\text{и}})^{-1}$. Отсюда требование к допустимой скорости ухода частоты ГРЧ

$$\left| \frac{d}{dt} f_{\text{ГРЧ}} \right|_{\text{max}} \leq (2\pi k_{\text{пн}} T_{\text{п}} \tau_{\text{и}})^{-1}.$$

Аналогично можно сформулировать соответствующие требования к стабильности частоты местного и когерентного гетеродинов с учетом того, что эти генераторы работают на интервале времени $t_{R_{\text{max}}}$:

$$\left| \frac{d}{dt} f_{\text{г}} \right|_{\text{max}} \leq (2\pi k_{\text{пн}} T_{\text{п}} t_{R_{\text{max}}})^{-1}, \quad \left| \frac{d}{dt} f_{\text{кг}} \right|_{\text{max}} \leq (2\pi k_{\text{пн}} T_{\text{п}} t_{R_{\text{max}}})^{-1}.$$

Кроме рассмотренных факторов на качество ОДЦ могут влиять временные рассогласования сигналов при нестабильной работе модулятора и неточном равенстве периода повторения и времени задержки сигналов в устройствах ЧПВ.

При среднеквадратическом значении флуктуаций длительности импульса σ_{τ} относительная нестабильность $\left| \frac{\Delta u_{\text{п}}}{U_{\text{п}}} \right|_{\text{max}} = \frac{\sigma_{\tau}}{\tau_{\text{и}}}$, откуда требование к стабильности $\tau_{\text{и}}$ запишем в виде

$$\frac{\sigma_{\tau}}{\tau_{\text{и}}} \leq k_{\text{пн}}^{-1}.$$

При неточном равенстве периода повторения $T_{\text{п}}$ и времени задержки T_3 на выходе устройства ЧПВ действуют нескомпенсированные импульсы общей длительностью $2\sigma_{T_{\text{п}}}$. Тогда требование к стабильности равенства времени задержки периоду повторения в устройствах подавления определяется соотношением

$$\frac{\sigma_{T_{\text{п}}}}{T_{\text{п}}} = \frac{\sigma_{T_3}}{T_3} \leq \frac{\tau_{\text{и}}}{2k_{\text{пн}} T_{\text{п}}}.$$

Мерой уменьшения влияния этого фактора является самосинхронизация генератора пусковых импульсов через линию задержки системы подавления.

Контрольные вопросы

- 7.1. Поясните методы уменьшения влияния пассивных помех в каналах высокой и промежуточной частот?
- 7.2. Нарисуйте схемы оптимального обнаружителя сигнала движущейся цели на фоне коррелированных гауссовских помех?
- 7.3. Приведите классификацию систем ОДЦ.
- 7.4. Цель двигалась на РЛС, а затем направление ее движения изменилось так, что доплеровская частота отраженного сигнала уменьшилась в 2 раза. На какой угол изменилось направление движения цели?

- 7.5. Постройте точные и приближенные значения амплитуды $U_{m\Sigma}$ биений ОДЦ при непрерывном излучении когерентного сигнала, если $v_r = 150$ м/с, $\lambda = 0,03$ м, $U_{m2}/U_{m1} = 2, 1, \dots 0,1; 0,01$.
- 7.6. Постройте спектр на выходе элемента сравнения ОДЦ при импульсном излучении зондирующего сигнала при $U_{m1} = 1$ В, $U_{m2} = 0,5$ В, $\tau_n = 10$ мкс, $F_n = 10$ кГц, если это: а) неподвижная цель, б) движущаяся цель, в) неподвижная и движущаяся цели.
- 7.7. Приведите классификацию когерентно-импульсных ОДЦ.
- 7.8. Какие сигналы используются в качестве опорных в ОДЦ с внешней когерентностью?
- 7.9. Как производится фазирование в истинно когерентных РЛС?
- 7.10. Как производится фазирование в псевдокогерентных РЛС?
- 7.11. Каковы методы выделения полезного сигнала на фоне пассивных помех?
- 7.12. Поясните принцип действия однократного алгоритма ЧПВ.
- 7.13. Что такое полоса задержания и полоса прозрачности АЧХ алгоритма ЧПВ?
- 7.14. Цель движется на РЛС на высоте H со скоростью $v = 300$ м/с. Определите направления слепых скоростей, если $\lambda = 10$ см, $F_n = 1$ кГц.
- 7.15. Постройте АЧХ РГФ с однократным ЧПВ с положительной обратной связью при изменении β от -1 до $+1$.
- 7.16. Постройте скоростную характеристику ОДЦ при вобуляции частоты повторения, если $F_{п1} = 1$ кГц, $k_b = 1,2; 1,6; 2$.
- 7.17. Каков принцип действия устройства кадрового вычитания?
- 7.18. Как устроены цифровые устройства подавления помех?
- 7.19. Динамический диапазон помехи $d = 80$ дБ. Определите число разрядов АЦП цифрового устройства подавления помех.
- 7.20. Нарисуйте схему цифрового ОДЦ с когерентным интегрированием.
- 7.21. Как функционируют фильтровые устройства подавления помех?
- 7.22. Что такое алгоритм компенсации пассивной помехи?
- 7.23. Нарисуйте схему РГФ ОДЦ с корреляционными обратными связями?
- 7.24. Перечислите особенности устройств ОДЦ при работе радиолокатора в импульсном режиме.
- 7.25. Нормированная корреляционная функция пассивной помехи $\rho_{пп}(\tau) = \exp\{-\alpha\tau\}$, коэффициент подавления однократной ЧПВ $k_{п1} = 100$. Определите коэффициент подавления двукратной ЧПВ.
- 7.26. Необходимо обеспечить $k_y = 150$ при использовании однократной ЧПВ. Найдите необходимое значение $k_{п1}$.
- 7.27. Что характеризует коэффициент подпомеховой видимости $K_{пв}$?
- 7.28. От чего зависит наблюдаемость q_H движущейся цели?
- 7.29. Каковы факторы, определяющие качество работы устройств ОДЦ?
- 7.30. Напишите соотношения, позволяющие рассчитать требуемые стабильности параметров узлов для псевдокогерентных и истинно когерентных РЛС при $\tau_n = 1$ мкс, $T_n = 1$ мс, $R_{max} = 500$ км и $k = 20$ дБ.

Контрольные задачи

Типовая задача

Нормированная корреляционная функция пассивной помехи имеет вид $\rho_{nn}(\tau) = \exp\{-a\tau\}$, коэффициент подавления однократной системы ЧПВ равен $k_n = 100$. Определите коэффициент подавления двукратной ЧПВ.

Решение. Коэффициент подавления однократной ЧПВ равен $k_{n1} = \frac{1}{2[1 - \rho_{nn}(T_n)]}$,

поэтому $\rho_{nn}(T_n) = 1 - \frac{1}{2k_{n1}} = 0,995$. Находим величину a из соотношения $\rho_{nn}(T_n) = 0,995 = \exp\{-aT_n\}$. Тогда $\rho_{nn}(2T_n) = \exp\{-a2T_n\} = [\rho_{nn}(T_n)]^2 = 0,99$. Коэффициент подавления двукратной ЧПВ равен

$$k_{n2} = \frac{1}{2[3 - 4\rho_{nn}(T_n) + \rho_{nn}(2T_n)]} = 49,875 \approx 49.$$

Ответ: $k_{n2} = 49$.

Задачи для самостоятельного решения

- 7.1. Найдите величину коэффициента подавления k_n однократной ЧПВ, необходимую для обеспечения коэффициента улучшения отношения сигнал/помеха $k_y = 150$.

Ответ: $k_n = 75$.

- 7.2. Найдите направления слепых скоростей в вертикальной плоскости β_{ck} для цели движущейся на постоянной высоте со скоростью $V = 300$ м/с. РЛС работает на волне 10 см с частотой повторения импульсов $F_n = 1$ кГц.

Ответ: $\beta_{ck} = \arccos \frac{kF_n \lambda}{2V}$; $k = 0, 1, 2, 3, \dots, 10$; $\beta_0 = 90^\circ$; $\beta_1 = 80,406^\circ$; $\beta_2 = 70,529^\circ$; $\dots \beta_4 = 48,19^\circ$; $\dots$

- 7.3. Найдите слепые скорости и дальности для РЛС с низкой $F_n = 1$ кГц, средней $F_n = 10$ кГц и высокой $F_n = 100$ кГц частотой повторения импульсов (НЧП, СЧП и ВЧП). РЛС работает на $\lambda = 3$ см.

Ответ: НЧП – $V_{rcni} = 15i$ м/с; $R_{cni} = 150i$ км; СЧП – $V_{rcni} = 150$ м/с; $R_{cni} = 15i$ км; ВЧП – $V_{rcni} = 1500$ м/с; $R_{cni} = 1,5i$ км.

В [19] приведены типовые задачи и задачи для самостоятельного решения по данному разделу.

Материал главы закрепляется выполнением лабораторной работы «Исследование обнаружителей движущихся целей» [18].

Глава 8

Борьба с активными помехами

8.1. Устройства подавления пространственных активных помех

Активные помехи, принятые антеннами РЛС, взаимодействуют с отраженным сигналом на входе приемника, образуя вместе с шумом входную реализацию. Основные особенности взаимодействий активных помех и полезных сигналов – полное или частичное их совпадение во времени, перекрытие по частоте и различие в направлениях прихода радиоволн. При совместной обработке полезных сигналов и помех необходимо учитывать, что и сигнал, и помеха представляют собой электромагнитные поля (волны). Следовательно, эти сигналы являются одновременно функцией времени, частоты, начальных фаз и амплитуд, а также направлений прихода сигналов (углов в пространстве) и параметров поляризации волны, т.е. являются *пространственно-временными* сигналами. После приема сигналов и помех антенной число параметров сокращается, поскольку параметры поляризации и направления прихода волн преобразуются в параметры электрического сигнала, снимаемого с антенны: амплитуду, разность фаз и т.п. Основные особенности и характеристики обработки пространственно-временных сигналов на фоне помех рассмотрены в приложении 6.

Изложенные принципы приема пространственного сигнала позволяют не только выполнять оптимальную обработку пространственно-временных сигналов на фоне пространственно-временных некоррелированных и равномерных по пространству шумов и помех, но и оптимально обнаруживать полезные сигналы на фоне пространственных коррелированных помех. Однако, как было показано, в общем случае решать эти задачи трудно. Поэтому на основе сведений об устройствах обработки пространственных сигналов рассмотрим более простые задачи компенсации мешающих пространственных сигналов – разновидности пространственных коррелированных помех. Действительно, практика радиолокации показывает, что можно вполне успешно создавать устройст-

ва, способные подавлять пространственные активные помехи. Наиболее простые из таких устройств основаны на компенсации сигнала помехи или на деформировании ДНА и применимы при небольшом числе источников помех в пространстве. В более сложных ситуациях, когда число источников помех велико, используют более сложные системы обработки пространственно-временных сигналов.

Устройства подавления с деформацией ДНА

При воздействии активных помех по боковым лепесткам ДНА радиолокатора можно в приемнике ввести ограничение принятых сигналов на уровне сигналов, принимаемых по боковым лепесткам (максимального или среднего), но в этом случае неизбежны потери приема полезного сигнала, принимаемого по главному лучу ДНА.

Если полезный сигнал и активная помеха принимаются по главному лучу ДНА, то необходимо подавлять активную помеху с помощью дополнительной компенсационной антенны.

Рассмотрим устройство, позволяющее сформировать минимум диаграммы в направлении на источник помехи, используя дополнительную антенну (рис. 8.1).

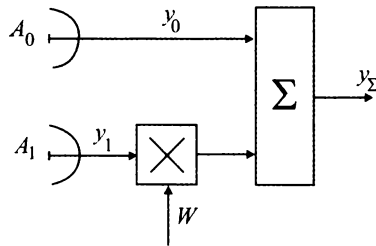


Рис. 8.1. Схема устройства формирования провала в ДНА

Обозначим $f_0(\theta)$ и $f_1(\theta)$ – исходные диаграммы направленности основной и компенсирующей антенн, а $f_\Sigma(\theta)$ – результирующую диаграмму антенной системы из антенн A_0 и A_1 . Тогда $f_\Sigma(\theta) = f_0(\theta) + Wf_1(\theta)$. Если θ_1 – угловая координата источника помехи, то для компенсации помехи нужно выполнить условие $f_\Sigma(\theta_1) = 0$, откуда $W = -f_0(\theta_1) / f_1(\theta_1) = -W(\theta_1)$.

Подставив это соотношение в выражение для $f_\Sigma(\theta)$, получим $f_\Sigma(\theta) = f_0(\theta) - [f_0(\theta_1) / f_1(\theta_1)] f_1(\theta)$. Видно, что при $\theta \rightarrow \theta_1$ $f_\Sigma(\theta) \rightarrow 0$ и в направлении на источник помехи образуется $f_\Sigma(\theta) \rightarrow 0$ и в направлении на источник помехи образуется провал в ДНА. При действии несколь-

ких помех с ряда направлений необходимо большее число антенн, чтобы антенна A_0 и одна из других антенн A_i образовывали компенсирующее устройство активной помехи с i -го направления (рис. 8.2).

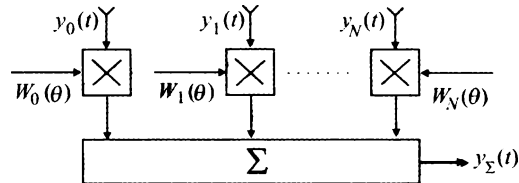


Рис. 8.2. Схема пространственной обработки для подавления нескольких (N) помех

Устройства компенсации помех

Когда направления на источники сигнала и активной помехи в пределах главного луча ДНА не совпадают, можно скомпенсировать помеху. Пусть основная антенна A_0 принимает помеху y_0 , а дополнительная компенсационная антенна A_1 – помеху y_1 того же источника, отличающуюся на φ по фазе от y_0 (рис. 8.3).

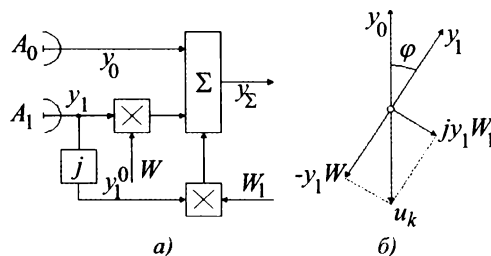


Рис. 8.3. Схема (а) и векторная диаграмма сигналов (б) компенсатора активной помехи

Считаем, что на выходе сумматора образуется напряжение $y_\Sigma = y_0 + u_k$, где напряжение компенсирующего канала $u_k = y_1 W + j y_1 W_1$. Тогда $y_\Sigma = y_0 + y_1 W + j y_1^0 W_1$, где $y_1^0 = j y_1$.

Весовые коэффициенты для компенсации помехи формируются в соответствии с алгоритмами $W = -k_k M \{y_1 y_\Sigma\}$ и $W_1 = -k_k M \{y_1^0 y_\Sigma\}$, где k_k – коэффициент усиления цепи компенсации помехи; $M \{...\}$ – математическое ожидание. Подставив в эти соотношения значения y_Σ и проведя усреднение, получим

$$W = -k_k M \{ y_0 y_1 - y_0 y_1 + W y_1 y_1 + W_1 y_1^0 y_1 \} = \\ = -k_k M \{ y_0 y_1 \} - k_k W M \{ y_1^2 \} - k_k W_1 M \{ y_1^0 y_1 \}.$$

Составляющая $M \{ y_1^2 \} = \sigma_1^2$, а $M \{ y_0 y_1 \} = \rho \sigma_0 \sigma_1$. Кроме того, $\{ y_1 y_1^0 \} = 0$, так как компоненты y_1 и y_1^0 ортогональны. Поэтому

$$= -k_k [\rho \sigma_0 \sigma_1 + W \sigma_1^2], \text{ откуда } W = -k_k \rho \sigma_0 \sigma_1 [1 + k_k \sigma_1^2]^{-1}.$$

Весовой коэффициент W_1 вычисляют с помощью формулы

$$W_1 = -k_k \rho^0 \sigma_0 \sigma_1^0 \sigma_1^0 [1 + k_k (\sigma_1^0)^2]^{-1}, \quad (8.1)$$

$\rho^0 = M \{ y_0 y_1^0 \} [\sigma_0 \sigma_1^0]^{-1}$, которая выводится аналогично предыдущей. и $k_k > 1$ полученные выражения упрощаются и принимают вид

$$W = -\rho \sigma_0 / \sigma_1 \text{ и } W_1 = -\rho^0 \sigma_0 / \sigma_1^0.$$

На основании этих соотношений можно синтезировать структуру дратурного компенсатора с корреляционными обратными связями с. 8.4), в котором компенсируется помеха. Устройство обеспечивает минимум среднего квадрата напряжения (мощности) помехи на выходе:

$$M \{ y_\Sigma^2 \} = M \{ [y_0 + y_1 W_1 + y_1^0 W_1^0]^2 \} = M \{ y_0^2 \} + W_1^2 M \{ y_1^2 \} + \\ + [W_1^0]^2 M \{ y_1^0 \} + 2 W_1 M \{ y_0 y_1 \} + 2 W_1^0 M \{ y_0 y_1^0 \} + 2 W_1 W_1^0 M \{ y_1 y_1^0 \} = \\ = \sigma_0^2 + W_1^2 \sigma_1^2 + [W_1^0]^2 \sigma_1^0 \sigma_1^0 + 2 W_1 \rho \sigma_0 \sigma_1 + 2 W_1^0 \rho^0 \sigma_0 \sigma_1^0,$$

$$y_1^0 = j y_1.$$

Найдем минимум этого выражения при вариации W_1 :

$$\frac{d}{dW} M \{ y_\Sigma^2 \} = 2 W_1 \sigma_1^2 + 2 \rho \sigma_0 \sigma_1 = 0,$$

да $W_{\text{опт}} = -\rho \sigma_0 / \sigma_1$. Аналогично $W_{\text{опт}}^0 = -\rho^0 \sigma_0 / \sigma_1^0$. Эти выражения дают с полученными ранее в предположении $k_k > 1$.

Если подставить $W_{\text{опт}}$ и $W_{\text{опт}}^0$ в выражение для $M \{ y_\Sigma^2 \}$, то

$$\sigma_\Sigma^2 = \sigma_0^2 - \rho^2 \sigma_0^2 - (\rho^0)^2 \sigma_0^2 = \sigma_0^2 [1 - \rho^2 - (\rho^0)^2].$$

Обозначим $\rho^2 + (\rho^0)^2 = |\rho|^2$, поскольку $\rho = \rho + j \rho$. Тогда получим окончательно $\sigma_\Sigma^2 = \sigma_0^2 [1 - |\rho|^2]$, откуда коэффициент подавления мощности

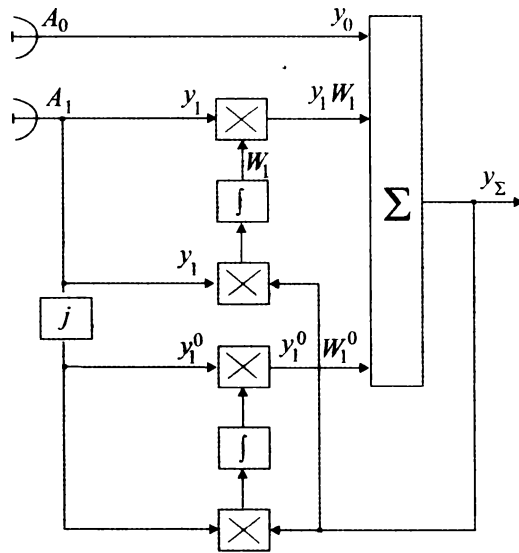


Рис. 8.4. Схема компенсатора активной помехи с корреляционными обратными связями

$$k_{\Pi} = P_{\text{ПВХ}}/P_{\text{ПВЫХ}} = \sigma_0^2/\sigma_{\Sigma}^2 = [1 - |\rho|^2]^{-1}.$$

При некоррелированной помехе $|\rho|^2 \rightarrow 0$, $k_{\Pi} \rightarrow 1$ и подавления помехи нет. При сильно коррелированной помехе $|\rho|^2 \rightarrow 1$, $k_{\Pi} \rightarrow \infty$ и подавление помехи максимально.

Весовой коэффициент можно представить в виде $W_{\kappa} = W_{1k} + jW_{1k}^0$, где $W_{1k} = |W_{\kappa}| \cos \psi = W_{\kappa} \cos \psi$ и $W_{1k}^0 = |W_{\kappa}| \sin \psi = W_{\kappa} \sin \psi$. При этом

$$|W| = W_{\kappa} = [W_{1k}^2 + (W_{1k}^0)^2]^{-1/2}. \quad (8.2)$$

Пусть антенная решетка (рис. 8.5) состоит из одной основной ($i=0$) и N вспомогательных антенн. После взвешивания с весом W_i выходные сигналы антенн суммируются и результат сложения y_{Σ} сравнивается с сигналом u_0 . По результату сравнения $\varepsilon = y_{\Sigma} - u_0$ блок управления весовыми коэффициентами БУВК формирует вес W_i в каналах вспомогательных антенн.

Будем считать, что помеха является узкополосным гауссовским случайным процессом. В момент t

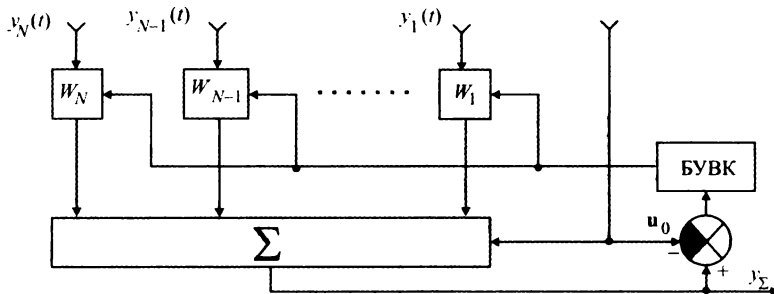


Рис. 8.5. Схема подавителя помех с корреляционной обратной связью на антенной решетке

$$\mathbf{y}_\Sigma(t) = \sum_{i=1}^N y_i(t) \mathbf{W}_i = \mathbf{Y}^T(t) \mathbf{W} = \mathbf{W}^T \mathbf{Y}(t),$$

где $\mathbf{Y}(t) = [y_1(t), y_2(t) \dots y_N(t)]^T$ – вектор-столбец компонентов сигналов элементов антенны; T – знак транспонирования матрицы.

Каждый компонент (i) является вектором-строкой: $\mathbf{y}_i = [y_i(t_1), y_i(t_2) \dots y_i(t_N)]$. Вектор-столбец весовых коэффициентов обозначим $\mathbf{W} = [W_1, W_2 \dots W_N]^T$.

Используем критерий минимума среднеквадратического отклонения

$$\varepsilon^2 = [\mathbf{u}_0(t) - \mathbf{y}_\Sigma(t)]^2,$$

где $\mathbf{u}_0$ – вектор опорного сигнала.

Следовательно,

$$M(\varepsilon^2) = M\{[\mathbf{u}_0(t) - \mathbf{y}_\Sigma(t)]^2\} = M\{[\mathbf{u}_0(t) - \mathbf{Y}^T(t) \mathbf{W}]^2\} \rightarrow \min,$$

откуда

$$\begin{aligned} & \cdot M\{\mathbf{u}_0^2 + \mathbf{W}^T \mathbf{Y}(t) \mathbf{Y}^T(t) \mathbf{W} - 2\mathbf{u}_0(t) \mathbf{W}^T \mathbf{Y}(t)\} = \\ & = [M\{[\mathbf{u}_0(t)]^2\} + M\{\mathbf{W}^T \mathbf{Y}(t) \mathbf{Y}^T(t) \mathbf{W}\}] - 2\mathbf{u}_0(t) M\{\mathbf{W}^T \mathbf{Y}(t)\} \rightarrow \min. \end{aligned}$$

Введем корреляционную матрицу выборок сигналов источников помех:

$$\mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) = M\{\mathbf{Y}(t) \mathbf{Y}^T(t)\} = \begin{pmatrix} \overline{y_1 y_1} & \overline{y_1 y_n} \\ \dots & \dots \\ \overline{y_n y} & \overline{y_n y_n} \end{pmatrix}$$

и вектор-столбец взаимно-корреляционной матрицы опорного сигнала и помех $\mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{u}_0) = \mathbf{Y}(t)\mathbf{u}_0(t)$. Условия минимума ε^2 можно отыскать, приравняв нулю градиент искомой матричной величины: $\nabla M[\varepsilon^2] = 0$. С учетом того, что $\mathbf{W}^T \mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) \mathbf{W}$ – квадрат скалярного произведения $(\mathbf{W}, \mathbf{Y})^2$, где $\mathbf{Y}\mathbf{Y}^T = \mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y})$, градиент от нее выражается как $\nabla \mathbf{W}[\mathbf{W}^T \mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) \mathbf{W}] = 2\mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) \mathbf{W}$, поэтому

$$\nabla \mathbf{W}[\mathbf{u}_0^2 + \mathbf{W}^T \mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) \mathbf{W} - 2\mathbf{W}^T \mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{u}_0)] = 2\mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) \mathbf{W} - 2\mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{u}_0) = 0,$$

откуда $\mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) \mathbf{W} = \mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{u}_0)$ или, умножая слева на $\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y})$,

$$\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) \mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) \mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) \mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{u}_0).$$

В результате $\mathbf{I}\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) \mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{u}_0)$, где $\mathbf{I}$ – единичная матрица.

Следовательно, алгоритм определения матрицы оптимальных весовых коэффициентов имеет вид

$$\mathbf{W}_{\text{опт}} = \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) \mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{u}_0). \quad (8.3)$$

Последнее выражение есть уравнение Винера–Хопфа в матричной форме. Предполагается, что матрица $\mathbf{R}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y})$ не вырождена, следовательно, существует обратная матрица $\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y})$.

Если для отыскания оптимального вектора весовых коэффициентов использовать критерий максимума отношения сигнала к помехам, то оптимальный вектор весовых коэффициентов

$$\mathbf{W}_{\text{опт}} = k\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{n} \times \mathbf{n})\mathbf{u}(t),$$

где k – некоторая константа; n – шумовая составляющая входного сигнала.

Критерий максимума отношения мощностей сигнала и помехи применим в стационарных условиях, даже когда отсутствуют сигнал и внешние помехи, и не учитывает деформацию ДНА, особенно в области боковых лепестков.

Таким образом, при различных подходах к подавлению активных помех и любом критерии оптимальности приходим к схемам пространственной весовой обработки с компенсацией мешающих сигналов. При этом комплексные весовые коэффициенты можно формировать, обращая матрицу входных реализаций помех и сигналов. Возможны два способа такого обращения: прямой и рекуррентный. При больших размерах корреляционных матриц $N \times N$ (N – число источников помех) требуются

большие вычислительные и временные затраты. Обычно корреляционные матрицы заранее неизвестны, поэтому их следует оценивать по входным реализациям, а затем получать обратную корреляционную матрицу с помощью, например, схем с корреляционной обратной связью.

Использование антенных решеток с устройствами формирования весов $\mathbf{W}(\theta) = \mathbf{W}(C_X)$ с учетом корреляционных связей (рис. 8.4) требует уменьшения длительности переходных процессов в устройстве или уменьшения времени установления, а также сходимости результатов оценивания к истинным значениям характеристик помех, т.е. адекватности измеренных характеристик помех истинным.

8.2. Устройства борьбы с комбинированными помехами

Поскольку возможны многочисленные комбинации активных и пассивных помех, рассмотрим частный пример устройства борьбы с комбинированной помехой, относящейся к классу гауссовых помех и состоящей из аддитивной смеси активной и пассивной помехи. Если помеха гауссов процесс и на входе приемного тракта состоит из аддитивной смеси собственного белого шума, пассивной коррелированной помехи и активной помехи, то результирующую спектральную плотность помехи можно представить в виде

$$G(j\omega) = N_0 + G_{\text{п}}(j\omega) + G_{\text{ан}}(j\omega) = N_0 \left[1 + \frac{G_{\text{п}}(j\omega)}{N_0} \right] \left\{ 1 + \frac{\frac{G_{\text{ан}}(j\omega)}{N_0}}{\left[1 + \frac{G_{\text{п}}(j\omega)}{N_0} \right]} \right\}. \quad (8.4)$$

Коэффициент передачи системы оптимальной обработки для этого случая:

$$k(j\omega) = c \frac{S^*(j\omega) \exp\{-j\omega t_0\}}{G_0} \left[1 + \frac{G_{\text{п}}(j\omega)}{G_0} \right]^{-1} \left\{ 1 + \frac{\frac{G_{\text{ан}}(j\omega)}{G_0}}{\left[1 + \frac{G_{\text{п}}(j\omega)}{G_0} \right]} \right\}^{-1}. \quad (8.5)$$

Соотношение (8.5) соответствует последовательному включению трех фильтров: оптимальный для обнаружения сигнала на фоне «белого» шума; «обеляющий» коррелированную пассивную помеху; компенсирующий активную помеху. Однако уравнение компенсирующего фильтра (третий множитель (8.4)) показывает, что оно отображает устройство, у которого фильтр включен в цепь отрицательной обратной

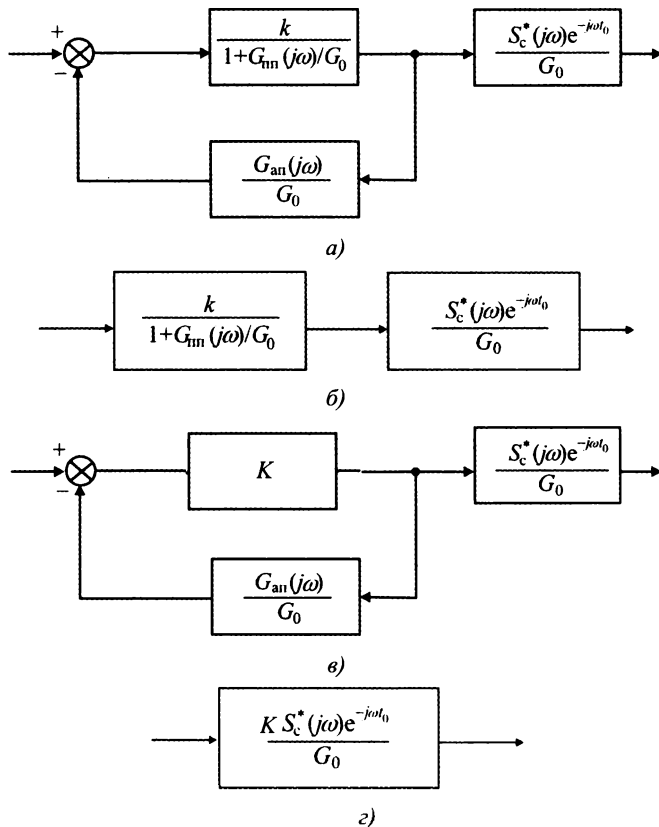


Рис. 8.6. Схемы фильтра для приема сигнала на фоне комбинированных помех:
 а – при воздействии комбинированной помехи; б – при воздействии только пассивной помехи; в – при воздействии только активной помехи;
 г – при обнаружении сигнала на фоне только собственных шумов

связи между выходом обеляющего фильтра и входом всего устройства (см. рис. 3.21).

Структура фильтра изображена на рис. 8.6

Так, подтверждается рассмотренная выше теория борьбы с пассивными помехами путем обеления коррелированных помех и с активными помехами – методами компенсации помех на входе пространственно-временного фильтра. Более того, при априорной неизвестности относительно параметров пассивных или активных помех структура фильтра стремится к устройствам автокомпенсации помех (например, автокомпенсаторов с КОС).

Контрольные вопросы

- 8.1. Что такое пространственно-временной сигнал?
- 8.2. Какое устройство осуществляет пространственную фильтрацию сигналов?
- 8.3. Какой тип антенн применяют для обработки пространственно-временных сигналов?
- 8.4. Поясните физику настройки на пространственно-временной сигнал пространственного фильтра.
- 8.5. Что такое наблюдаемость цели на фоне активной помехи?
- 8.6. Что такое подавление РЛС?
- 8.7. Как влияет расстояние на эффективность самоприкрытия?
- 8.8. Как осуществляется компенсация активных помех с помощью ФАР?
- 8.9. Что такое автокомпенсатор и как он подавляет активную помеху?
- 8.10. В чем заключается борьба с комбинированными помехами?
- 8.11. При использовании обработки сигналов во временной области какова структура устройства подавления суммы активной и пассивной помех?
- 8.12. Как осуществляется режекция (подавление) активной помехи?
- 8.13. Как осуществляется режекция (подавление) пассивной помехи?

Контрольные задачи

Типовая задача 1

Найдите форму нормированной результирующей ДНА $f_{\Sigma}(\theta)$ при компенсации воздействия активной помехи, приходящей с направления θ_1 . ДНА компенсационной антенны ненаправленная, а пеленгационная характеристика основной антенны имеет гауссову форму

$$f(\theta) = U_{01} \exp \left\{ -1,4 \left(\frac{\theta - \theta_1}{\theta_{0,7}} \right)^2 \right\}.$$

Решение. Поскольку существует соотношение

$$f_{\Sigma}(\theta) = f_0(\theta) - [f_0(\theta_1) / f_1(\theta_1)] f_1(\theta),$$

можно в него подставить заданные ДНА основной

$$f(\theta) = U_{m1} \exp \left\{ -1,4 \left(\frac{\theta - \theta_1}{\theta_{0,7}} \right)^2 \right\}$$

и компенсационной $f_0(\theta) = U_{m2}$ антенн. В результате получаем

$$f_{\Sigma}(\theta) = U_{m2} - \left[U_{m2} / \left(U_{m1} \exp \left\{ -1,4 \left(\frac{\theta_1}{\theta_{0,7}} \right)^2 \right\} \right) \right] U_{m1} \exp \left\{ -1,4 \left(\frac{\theta}{\theta_{0,7}} \right)^2 \right\}$$

или

$$f_{\Sigma}(\theta) = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \left\{ 1 - \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \left[\frac{1}{\exp \left\{ -1,4 \left(\frac{\theta_1}{\theta_{0,7}} \right)^2 \right\}} \right] \exp \left\{ -1,4 \left(\frac{\theta}{\theta_{0,7}} \right)^2 \right\} \right\},$$

Типовая задача 2.

РЛС обнаружения, рассчитанная на прием отраженного сигнала со случайными начальной фазой и амплитудой на фоне собственных шумов приемника, обеспечивает вероятности $D = 0,95$ и $F = 10^{-6}$. Как изменятся значения вероятностей D и F при воздействии на РЛС некоррелированных шумовых помех, спектральная плотность которых в q_n раз превышает спектральную плотность собственных шумов приемника, если: а) пороговый уровень $U_{\text{пор}}$ и усиление приемника считать фиксированным; б) пороговый уровень изменяется для стабилизации уровня ложной тревоги. Потерями обработки в обоих случаях пренебречь. Вычислить при $q_n = 6$.

Дано: $F = 10^{-6}$; $D = 0,95$; $q_n = 6$.

Для обнаружения сигнала со случайными начальной фазой и флуктуирующей амплитудой вероятность ложной тревоги

$$F = \exp \left\{ -\frac{U_{\text{пор}}^2}{2\sigma_{\text{сф}}^2} \right\},$$

откуда

$$\frac{U_{\text{пор}}^2}{\sigma_{\text{сф}}^2} = 2 \ln \frac{1}{F} \quad \text{и} \quad \frac{U_{\text{пор}}}{\sigma_{\text{сф}}} = \sqrt{2 \ln \frac{1}{F}} = 5,257 \approx 5,26,$$

где $\sigma_{\text{сф}}^2 = \frac{N_0 E}{2}$.

Вероятность ложной тревоги при воздействии помехи

$$F_{\text{пом}} = \exp \left\{ -\frac{U_{\text{пор}}^2}{2\sigma_{\text{сф}}^2(q+1)} \right\};$$

а) Если $U_{\text{пор}} = \text{const}$; $k = \text{const}$:

при $q=6$ $F_{\text{пом1}} = \exp \left\{ -\frac{2 \ln \frac{1}{F}}{2(q+1)} \right\} = 0,139 \approx 0,14$.

Вероятность правильного обнаружения определяем по формуле

$$D_{\text{пом}} = F_{\text{пом}}^{\frac{1}{1+\frac{E}{N_{0п}}}} = F_{\text{пом}}^{\frac{1}{1+(q+1)N_0}} = \left(\exp \left(-\frac{U_{\text{пор}}^2}{2\sigma_{\text{сф}}^2(q+1)} \right) \right)^{\frac{1}{1+\frac{E}{(q+1)N_0}}},$$

При условии, что $\frac{E}{N_0} \gg q+1$, $D_{\text{пом}} = D$.

При $q = 6$ $D_{\text{пом}} = 0,951$.

Откуда следует, что при $U_{\text{пор}} = \text{const}$ без существенного снижения точности можно считать $D_{\text{пом}} = D = 0,95$ при всех q_n .

б) При стабилизации уровня ложных тревог $F_{\text{пом}} = F = 10^{-6} = \text{const}$ для определения вероятности правильного обнаружения используется соотношение

$$D_{\text{пом}} = F_{\text{пом}}^{\left(1 + \frac{E}{(q+1)N_0}\right)},$$

где при $D = 0,95$, $F = 10^{-6}$ необходимое пороговое отношение сигнала к шуму

$$\frac{E}{N_0} = \frac{\ln F}{\ln D} - 1 = 268.$$

Тогда при $q=6$, $D_{\text{пом}} = 0,703$.

Задачи для самостоятельного решения

- 8.1. Определите модуль коэффициента взаимной корреляции помехи в каналах АКП, если коэффициент подавления равен $k_n = 15$ дБ, $k_n = 23$ дБ.

Ответ: $\rho_{10} = |\rho_{10}| = \sqrt{\frac{k_n - 1}{k_n}} = 0,995$.

- 8.2. Найдите уменьшение дальности обнаружения РЛС при воздействии на нее шумовой активной помехи, если некомпенсированный АКП остаток помехи превышает по мощности уровень собственных шумов в 4 раза ($\Delta P_n = 4\sigma_n^2$)?

Ответ: $R_{\text{max II}} = R_{\text{max 0}} / \sqrt[4]{5} \approx 0,67 \cdot R_{\text{max 0}}$.

В [18] приведены типовые задачи и задачи для самостоятельного решения по данному разделу.

Материал главы закрепляется выполнением лабораторной работы «Исследование автокомпенсатора активных помех» [19].

Глава 9

Измерение параметров сигнала

9.1. Извлечение информации о координатах и параметрах движения цели из отраженного сигнала

В радиолокации извлечение информации о координатах и элементах движения объектов в пространстве осуществляется путем измерения параметров принимаемых радиосигналов, отраженных или излученных объектом. Поскольку на такое измерение отводится ограниченное время и происходит оно на фоне шумов и помех, задача измерения параметров сигнала является статистической. Оптимальное решение этой задачи ищут методами теории статистических решений – теории *оценивания* параметров. Несмотря на сходство терминов «измерение» и «оценивание», первый чаще употребляется при синтезе и анализе технического построения измерителей, а второй – при математическом синтезе и анализе алгоритмов и структур устройств оценивания параметров сигнала.

Для решения задачи оптимального оценивания параметров сигналов возможны два основных подхода:

1) параметр Θ считается случайной величиной с априорной плотностью распределения вероятности $w_0(\Theta)$, при этом можно использовать *байесов подход*;

2) параметр Θ считается неслучайной величиной, плотность распределения вероятности наблюдений которой $w(y/\Theta)$ рассматривается как функция неслучайного параметра Θ – *функция правдоподобия* $L(\Theta) = w(y/\Theta)$, при этом можно использовать *метод максимального правдоподобия* для получения оптимальных оценок.

9.2. Байесовы оценки

При нахождении алгоритмов измерения или оценивания параметров сигналов используем математический аппарат и обозначения гл. 3. Пусть Θ – истинное значение параметра, которое считаем случайной

величиной. Его оценку или измеренное значение обозначим $\hat{\Theta}$. Введем функцию потерь (штрафов) $C(\Theta, \hat{\Theta}) = C(\Theta, d)$, где $d = \hat{\Theta}$ – процедура вычисления, при этом для получения наилучшей оценки нужно минимизировать средний риск, характеризующий погрешности измерения

$$\bar{r}(w_0, \delta) = M\{C(\Theta, \delta(y))\} = \int_{\Gamma} \int_{\Omega} C(\Theta, \delta(y)) w(y/\Theta) w_0(\Theta) d\Theta dy \quad (9.1)$$

или апостериорный риск

$$\tilde{r}(y, \delta) = M\{C(\Theta, \delta(y)) / y\} = \int_{\Omega} C(\Theta, \delta(y)) w(\Theta / y) d\Theta, \quad (9.2)$$

где $\delta(y) = \Theta$ – решающая функция; Ω – пространство параметров Θ ; Γ – пространство реализаций y (см. гл. 3).

Минимальный риск получаем при использовании правила оценки $\delta^*(y)$:

$$\bar{r}(w_0, \delta^*) = \min \bar{r}(w_0, \delta).$$

Если, например, функция потерь квадратичная $C(\Theta, \hat{\Theta}) = (\Theta - \hat{\Theta})^2$, то

$$\begin{aligned} \tilde{r}(y, \delta) &= M\{(\Theta - \delta(y))^2 / y\} = M\{\Theta^2 / y\} - 2\delta(y) M\{\Theta / y\} + \delta^2(y) = \\ &= [\delta(y) - M\{\Theta / y\}]^2 + [M\{\Theta^2 / y\} - M^2\{\Theta / y\}]. \end{aligned}$$

Поскольку первый член зависит, а второй не зависит от δ , то $\tilde{r}(y, \delta) \rightarrow \min$ при условии $[\delta(y) - M\{\Theta / y\}] \rightarrow \min = 0$. Следовательно,

$$\delta^*(y) = M\{\Theta / y\} = \int_{\Omega} \Theta w(\Theta / y) d\Theta = \hat{\Theta}. \quad (9.3)$$

Дисперсия отклонения байесовой оценки $\hat{\Theta}_B$ от истинного значения Θ равна

$$M\{(\Theta - \hat{\Theta}_B)^2\} = \sigma_{\theta}^2 \leq M\{(\Theta - \delta(y))^2\}.$$

Используем теорему Байеса и найдем связь $w(\Theta / y)$ и $\Lambda(y / \Theta)$:

$$\begin{aligned} w(\Theta / y) &= \frac{w(\Theta) w(y / \Theta)}{w(y)} = \frac{w(\Theta) w(y / \Theta)}{\int w(\Theta) w(y / \Theta) d\Theta} = \\ &= \frac{w(\Theta) \frac{w(y / \Theta)}{w(y / 0)} w(y / 0)}{\int w(\Theta) \frac{w(y / \Theta)}{w(y / 0)} w(y / 0) d\Theta} \approx \frac{w(\Theta) \Lambda(y / \Theta)}{\int w(\Theta) \Lambda(y / \Theta) d\Theta} \approx \text{const } w(\Theta) \Lambda(y / \Theta). \end{aligned} \quad (9.4)$$

Алгоритмы (9.3) и (9.4) легко трансформируются в соотношения

$$\int_{\Omega} (\Theta - \hat{\Theta}) w(\Theta / y) d\Theta = 0, \quad \int_{\Omega} (\Theta - \hat{\Theta}) w(\Theta) \Lambda(y / \Theta) d\Theta = 0.$$

Эти алгоритмы используют при синтезе структур измерителей.

Байесовы оценки являются *математическим ожиданием оцениваемой величины* (средним значением) и оптимальны по критерию минимума среднего квадрата ошибки.

Если функция потерь равна $C(\Theta, \hat{\Theta}) = C_1 - \delta(\Theta - \hat{\Theta})$, где $\delta(\Theta - \hat{\Theta})$ – дельта-функция, то

$$\begin{aligned} \tilde{r} &= M \left\{ \left[C_1 - \delta(\Theta - \hat{\Theta}) \right] / y \right\} = \int_{\Omega} w(\Theta / y) \left[C_1 - \delta(\Theta - \hat{\Theta}) \right] d\Theta = \\ &= C_1 - w(\hat{\Theta} / y). \end{aligned}$$

Чтобы $\tilde{r} \rightarrow \min$, необходимо $w(\hat{\Theta} / y) \rightarrow \max$. Оценка Байеса при $C(\Theta, \hat{\Theta}) = C_1 - \delta(\Theta - \hat{\Theta})$ оптимальна по критерию максимума апостериорной вероятности $w(\Theta / y)$ и является максимальной апостериорной оценкой, которую можно найти из условий

$$\frac{\partial w(\Theta / y)}{\partial \Theta} = 0. \quad (9.5)$$

или

$$\frac{\partial \ln w(\Theta / y)}{\partial \Theta} = 0. \quad (9.6)$$

9.3. Оценки максимального правдоподобия

Если оцениваемый параметр не является случайной величиной, то можно воспользоваться, например, методом максимального правдоподобия, когда используется $w(y / \Theta) = L(\Theta)$ – функция правдоподобия.

Оценкой максимального правдоподобия (ОМП) $\hat{\Theta}_M$ называется такое значение $\hat{\Theta}$, когда $L(\hat{\Theta}_M) = \max_{\Theta \in \Omega} L(\Theta)$, поэтому

$$\frac{\partial L(\Theta)}{\partial \Theta} = 0 \quad \text{или} \quad \frac{\partial \ln L(\Theta)}{\partial \Theta} = 0 \quad (9.7)$$

обеспечивают оптимальную процедуру нахождения $\hat{\Theta}_M$.

9.4. Качество оценок

Качество оценок характеризуется их состоятельностью, несмещенностью и эффективностью.

Состоятельность оценок $\hat{\Theta}_{Mn}$ – это сходимость по вероятности к оцениваемому параметру Θ при неограниченном увеличении размера выборки n , т.е. для любого малого наперед заданного положительного числа $\varepsilon > 0$.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} P \left\{ \left| \hat{\Theta}_{Mn} - \Theta \right| \geq \varepsilon \right\} = 0. \quad (9.8)$$

Несмещенность оценки $\hat{\Theta}_{Mn}$ – это равенство среднего по совокупности выборок размера n значения оценки истинному значению оцениваемого параметра при любом значении n :

$$M \left\{ \hat{\Theta}_{Mn} \right\} = \Theta. \quad (9.9)$$

Следовательно, смещение оценки

$$b_n(\Theta) = M \left\{ \hat{\Theta}_{Mn} \right\} - \Theta.$$

Если $\hat{\Theta}_{Mn} \rightarrow 0$ лишь при неограниченном увеличении n , то такая оценка называется *асимптотически несмещенной*, т.е.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} M \left\{ \hat{\Theta}_{Mn} \right\} = \Theta. \quad (9.10)$$

Оценки, которые можно получить из выборок размером $l < n$, называются *достаточными оценками* (или *достаточными статистиками*). Используя достаточные статистики, в число которых входит и отношение правдоподобия $\Lambda(y/\Theta)$, можно упростить процедуры оценки параметров или сократить процесс накопления входной информации для получения оценок.

Эффективность оценки $\hat{\Theta}_{Mn}$ обеспечивается, если среднее значение квадрата отклонения оценки от истинного значения оцениваемого параметра не больше, чем для любой другой оценки:

$$M \left\{ (\hat{\Theta}_{Mn\text{эф}} - \Theta)^2 \right\} \leq M \left\{ (\hat{\Theta}_{Mn} - \Theta)^2 \right\}. \quad (9.11)$$

Рассмотрим неравенство Крамера – Рао. Пусть $\delta(y) = \hat{\Theta}$ – несмещенная оценка параметра Θ , т.е.

$$M \left\{ \delta(y) \right\} = \int_{\Gamma} \delta(y) w(y/\Theta) dy = \Theta,$$

или

$$\int_{\Gamma} [\delta(y) - \Theta] w(y/\Theta) dy = 0.$$

Дифференцируя это выражение по Θ , получаем

$$\int_{\Gamma} [\delta(y) - \Theta] \frac{\partial w(y/\Theta)}{\partial \Theta} dy - \int_{\Gamma} w(y/\Theta) dy = 0,$$

так как $\int_{\Gamma} w(y/\Theta) dy = 1$ $\int_{\Gamma} [\delta(y) - \Theta] \frac{\partial w(y/\Theta)}{\partial \Theta} dy = 1$.

В соответствии с соотношением $\frac{\partial \ln z}{\partial x} = \frac{1}{z} \frac{\partial z}{\partial x}$ можно представить

$$\frac{\partial \ln w(y/\Theta)}{\partial \Theta} = \frac{1}{w(y/\Theta)} \frac{\partial w(y/\Theta)}{\partial \Theta}, \text{ следовательно,}$$

$$\begin{aligned} \int_{\Gamma} [\delta(y) - \Theta] w(y/\Theta) \frac{\partial \ln w(y/\Theta)}{\partial \Theta} dy &= \\ &= \int_{\Gamma} [\delta(y) - \Theta] \sqrt{w(y/\Theta)} \frac{\partial \ln w(y/\Theta)}{\partial \Theta} \sqrt{w(y/\Theta)} dy = 1. \end{aligned}$$

Применительно к последнему выражению, используя неравенство Буняковского – Коши – Шварца

$$\left[\int f(y) \phi(y) dy \right]^2 \leq \int [f(y)]^2 dy \int [\phi(y)]^2 dy,$$

получаем

$$\int_{\Gamma} [\delta(y) - \Theta]^2 w(y/\Theta) dy \int_{\Gamma} \left[\frac{\partial \ln w(y/\Theta)}{\partial \Theta} \right]^2 w(y/\Theta) dy \geq 1,$$

после чего переходим к неравенству

$$M \left\{ [\delta(y) - \Theta]^2 \right\} M \left\{ \left[\frac{\partial \ln w(y/\Theta)}{\partial \Theta} \right]^2 \right\} \geq 1.$$

Таким образом, дисперсия несмещенной оценки

$$M \left\{ [\delta(y) - \Theta]^2 \right\} \geq \frac{1}{M \left\{ \left[\frac{\partial \ln w(y/\Theta)}{\partial \Theta} \right]^2 \right\}}. \quad (9.12)$$

Нижний предел дисперсии, получаемый при условии

$$M \left\{ [\delta(y) - \Theta]^2 \right\} = \frac{1}{M \left\{ \left[\frac{\partial \ln w(y/\Theta)}{\partial \Theta} \right]^2 \right\}},$$

называется *дисперсией наиболее эффективной оценки* (НЭО). Если существует НЭО, то она совпадает с ОМП.

Оценка максимального правдоподобия асимптотически оптимальна, так как она состоятельна, асимптотически не смещена и асимптотически наиболее эффективна.

Асимптотическая наибольшая эффективность – это стремление в пределе (при $n \rightarrow \infty$) дисперсии оценки к нижнему пределу неравенства Крамера – Рао:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} M \{(\hat{\Theta}_{Mn} - \Theta)^2\} = \frac{1}{M \left\{ \left[\frac{\partial \ln w(y / \Theta)}{\partial \Theta} \right]^2 \right\}}. \quad (9.13)$$

9.5. Потенциальная точность измерений

Потенциальная точность измерений реализуется только с помощью устройств, использующих оптимальное правило оценки параметра. При этом достигается наименьшая погрешность измерений. Например, при правиле Байеса оценки дисперсия ошибки

$$M \{[\delta(y) - \Theta]^2\} = \int_{\Gamma} \int_{\Omega} [\delta(y) - \Theta]^2 w(y / \Theta) w(\Theta) dy d\Theta,$$

а при небайесовых правилах дисперсия ошибки

$$M \{[\delta(y) - \Theta]^2\} = \int_{\Gamma} [\delta(y) - \Theta]^2 w(y / \Theta) dy.$$

По формуле Байеса $w(\Theta / y) = \frac{w(y / \Theta) w(\Theta)}{w(y)}$, поэтому

$$\begin{aligned} \frac{\partial \ln w(\Theta / y)}{\partial \Theta} &= \frac{\partial}{\partial \Theta} [\ln w(y / \Theta) + \ln w(\Theta) - \ln w(y)] = \\ &= \frac{\partial \ln w(y / \Theta)}{\partial \Theta} + \frac{\partial \ln w(\Theta)}{\partial \Theta} = 0. \end{aligned}$$

Следовательно, если $\frac{\partial \ln w(\Theta)}{\partial \Theta} = 0$, то

$$\frac{\partial \ln w(\Theta / y)}{\partial \Theta} = \frac{\partial \ln w(y / \Theta)}{\partial \Theta}.$$

Таким образом, если количество информации об оцениваемом параметре Θ равно 0, то байесова оценка по критерию максимума апостериорной вероятности и оценка максимального правдоподобия совпадают. Используя ОМП, потенциальную точность определим с помощью соотношения

$$\sigma_{\theta}^2 = \frac{1}{M \left\{ \left[\frac{\partial}{\partial \Theta} \ln w(y / \Theta) \right]^2 \right\}}. \quad (9.14)$$

При этом удобно учесть, что

$$M \left\{ \left[\frac{\partial}{\partial \Theta} \ln w(y / \Theta) \right]^2 \right\} = -M \left\{ \frac{\partial^2}{\partial \Theta^2} \ln w(y / \Theta) \right\},$$

тогда

$$\sigma_{\theta}^2 = \left[M \left\{ \frac{d^2}{d\Theta^2} \ln w(y / \Theta) \right\} \right]^{-1}$$

Если, связав $\ln w(y / \Theta)$ с отношением правдоподобия $\Lambda(y / \Theta)$, использовать запись с индикатором наличия и отсутствия сигнала Θ

$$\Lambda(y / \Theta) = \frac{w(y / \Theta)}{w(y / 0)},$$

то получим

$$\frac{\partial}{\partial \Theta} \ln \Lambda(y / \Theta) = \frac{\partial}{\partial \Theta} [\ln w(y / \Theta) - \ln w(y / 0)] = \frac{\partial}{\partial \Theta} \ln w(y / \Theta).$$

Формула для определения σ_{θ}^2 будет иметь следующий вид:

$$\sigma_{\Theta}^2 = \left[M \left\{ \frac{d^2}{d\Theta^2} \ln \Lambda(y / \Theta) \right\} \right]^{-1}. \quad (9.15)$$

9.6. Структура измерителей

В соответствии с (9.3), (9.4) и (9.6) структуры оптимальных несledящих измерителей параметров сигнала включают устройства формирования функции $L(\Theta)$, функции $\ln L(\Theta)$ или формирователя функции $\Lambda(y / \Theta)$ и устройства выбора (фиксации) максимума.

Обычно схема несledящих измерителей реализуется в виде многоканального устройства (рис. 9.1). Для этого диапазон измерения $\Theta_{\min} \leftrightarrow \Theta_{\max}$ разбиваем на поддиапазоны $\Theta_1, \Theta_2, \dots, \Theta_i, \dots, \Theta_m$, где $m = \frac{\Theta_{\max} - \Theta_{\min}}{\delta \Theta}$, а $\delta \Theta$ – разрешающая способность по параметру Θ .

Структуру следящего «оптимального» измерителя можно представить в виде схемы рис. 9.2, которая содержит оптимальную схему обнаружения, формирующую отношение правдоподобия $\Lambda(y / \Theta)$, дискриминатора и линейного инерционного фильтра, управляющего сигналом ошибки.

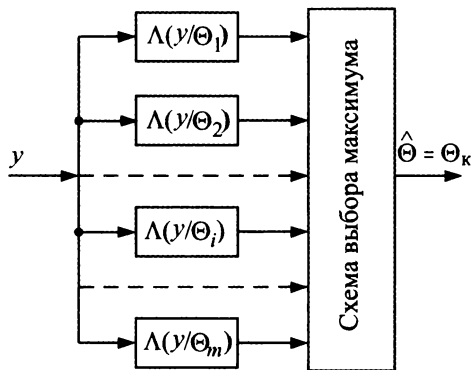


Рис. 9.1. Схема оптимального измерителя

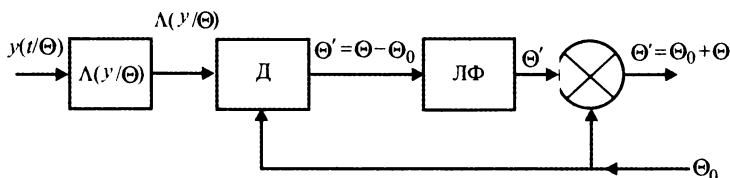


Рис. 9.2. Структура слеящего измерителя с дискриминатором

При оценке по максимуму вероятности $w(\Theta / y)$ и $\hat{\Theta} = \Theta_m$ можно по-прежнему использовать выходной эффект оптимальной системы ОС, так как в предположении $w(\Theta) = \text{const}$, получаем $w(\Theta / y) = \text{const} \Lambda(y / \Theta)$.

При унимодальности $w(\Theta / y)$ и его симметричности, а это обеспечивается лишь при больших отношениях сигнал/шум: $q = P_c / P_{\text{ш}} > 1$, оценка получается несмещенной.

Входное напряжение измерителя является сложной нелинейной функцией оцениваемого параметра $y(t, \Theta) = u(t, \Theta) + n(t)$, где $\Theta = \Theta(t)$, поэтому оптимальный измеритель относится к нелинейным устройствам. Обычно для упрощения анализа линеаризуют задачу, считая $q \gg 1$ (это обеспечивается при высокоточных измерениях). В случае гауссовых шумов параметры $\Theta(t)$ сами становятся гауссовыми процессами со средним значением, равным измеряемому параметру Θ . Линеаризация состоит в формировании линейной функции малых отклонений измеряемого параметра $\Theta - \Theta_0$ (Θ_0 – опорное значение параметра, близкое к истинному). Устройство, формирующее $\Delta\Theta = \Theta - \Theta_c$, называется *дискриминатором* (Д) (рис. 9.2), а линейный фильтр – экстраполятором.

Линейный фильтр (ЛФ) выдает оценку $\widehat{\Delta\Theta}$, равную математическому ожиданию $\Delta\Theta$. Если задано или выбрано опорное значение параметра, близкое к истинному, то, разлагая в ряд в окрестности этой точки $\ln \Lambda(y/\Theta)$ и ограничивая этот ряд тремя первыми членами, получаем

$$\begin{aligned} \ln \Lambda(y/\Theta) &\approx \ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0} + (\Theta - \Theta_0) \frac{\partial}{\partial \Theta} \ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0} + \\ &+ \frac{1}{2} (\Theta - \Theta_0)^2 \frac{\partial^2}{\partial \Theta^2} \ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0}. \end{aligned}$$

Подставляя это соотношение в уравнение для поиска максимума, находим

$$\begin{aligned} \frac{\partial \ln \Lambda(y/\Theta)}{\partial \Theta} &= \frac{\partial}{\partial \Theta} \left[\ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0} + (\Theta - \Theta_0) \frac{\partial}{\partial \Theta} \ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0} + \right. \\ &\left. + \frac{1}{2} (\Theta - \Theta_0)^2 \frac{\partial^2}{\partial \Theta^2} \ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0} \right] = \\ &= \frac{\partial}{\partial \Theta} \ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0} + (\Theta - \Theta_0) \frac{\partial^2}{\partial \Theta^2} \ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0} = 0. \end{aligned}$$

Отсюда ОМП определяется по формуле

$$\hat{\Theta}_m = \Theta_0 - \frac{\frac{\partial}{\partial \Theta} \ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0}}{\frac{\partial^2}{\partial \Theta^2} \ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0}}.$$

Определим дискриминационную характеристику:

$$D(y/\Theta) = \Theta_0 - \hat{\Theta}_m = \frac{\frac{\partial}{\partial \Theta} \ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0}}{\frac{\partial^2}{\partial \Theta^2} \ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0}}. \quad (9.16)$$

Обозначив $\ln \Lambda(y/\Theta) = Z$, оптимальный дискриминатор представим схематично (рис. 9.3).

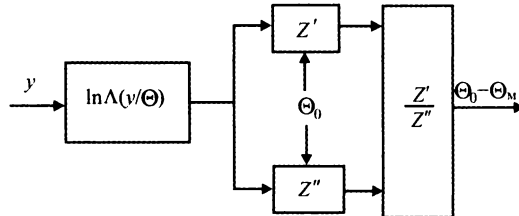


Рис. 9.3. Структура оптимального дискриминатора

Дискриминатор должен формировать характеристику $D(y/\Theta)$ делением первой производной Z' на вторую производную Z'' .

Упростить этот алгоритм можно двумя способами вычисления величины Z'' .

1. Значение Z'' в окрестности $\Theta - \Theta_0 = 0$ совпадает с точностью до знака со значением Z (рис. 9.4), поэтому можно формировать $D(y/\Theta)$ как структуру (рис. 9.3), убрав из схемы блок вычисления Z'' .

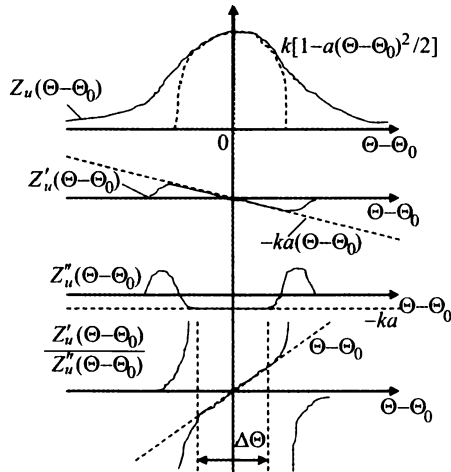


Рис. 9.4. Поведение функций $Z(\Theta - \Theta_0)$, $Z'(\Theta - \Theta_0)$ и $Z''(\Theta - \Theta_0)$ в окрестности точки $\Theta = \Theta_0$

2. Можно аппроксимировать функцию $z = z_u(\Theta - \Theta_0)$ в окрестности точки $\Theta - \Theta_0 = 0$ зависимостью $Z_u = k[1 - (a/2)(\Theta - \Theta_0)^2]$ (рис. 9.4). Очевидно, что $Z''(\theta - \theta_0) \approx -ka = \text{const}$ и в окрестности точки $\Theta_0 - \Theta_m = 0$ резко не изменяется. Считаем величину $Z'' = \text{const}$ и вводим в схему заранее.

Общая схема следящего измерителя показана на рис. 9.5.

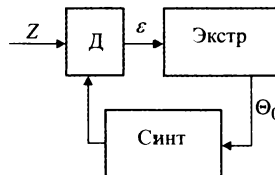


Рис. 9.5. Обобщенная схема кольца регулирования следящего измерителя

В реальных схемах измерителей производную от $\ln \Lambda$ можно формировать методом перехода к отношению конечных разностей:

что соответствует схеме на рис. 9.6.

Обычно $\Delta\Theta$ – очень узкий участок и процесс $\Theta - \Theta_0 = \Theta(t)$ со временем может выйти за его пределы. Инерционность фильтра на выходе дискриминатора приводит к запаздыванию сигнала в системе измерения. На выходе эффект измерения проявляется в виде $\hat{\Theta}(t - t_0)$, где t_0 –

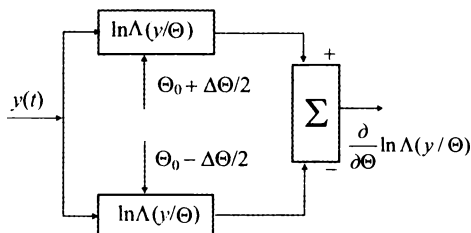


Рис. 9.6. Формирование дискриминационной характеристики при вычислении производных методом конечных разностей

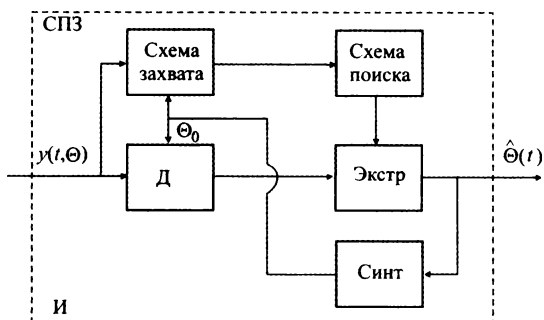


Рис. 9.7. Следящий измеритель со схемами поиска и захвата

время запаздывания. Таким образом, недостатками следящих измерителей являются:

1) узость участка $\Delta\Theta$, что приводит к выходу процесса $\Theta - \Theta_0 = \Theta(t)$ за его пределы;

2) инерционность системы, проявляющаяся в запаздывании оценки.

От этих недостатков свободны следящие измерители с экстраполирующими фильтрами. Общая схема следящего измерителя со схемами поиска и захвата сигнала по измеряемому параметру представлена на рис. 9.7.

9.7. Оценка параметров сигнала на фоне белого шума

Используем метод максимального правдоподобия. Пусть $y(t) = u(t, \Theta) + n(t)$, где $0 \leq t \leq T$; $n(t)$ – белый гауссов шум. В этом случае (см. гл. 3)

$$\Lambda(y / \Theta) = \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \int_0^{T_{\text{набл}}} u(t, \Theta) y(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_{\text{набл}}} u^2(t) dt \right\}.$$

Все параметры сигнала делятся на *энергетические*, для которых $u(t, \Theta) = 0$ при $\Theta = 0$, и *неэнергетические*, для которых $u(t, \Theta) = 0$ при $\Theta \neq 0$.

Рассмотрим энергетический параметр – амплитуду $U_m(t)$, а точнее амплитудный множитель $\Theta = a(t)$ в соотношении $u(t, \Theta) = a U_m(t)$:

$$\Lambda(y, a) = \exp \left[\frac{2}{N_0} \int_0^T a u(t) y(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T a^2 u^2(t) dt \right].$$

Тогда

$$\frac{\partial}{\partial a} \ln \Lambda(y/a) = \frac{2}{N_0} \left[\int_0^T u(t) y(t) dt - a \int_0^T u^2(t) dt \right] = 0$$

или

$$\hat{a}_m = \frac{\int_0^T u(t) y(t) dt}{\int_0^T u^2(t) dt}.$$

Оценка несмещенная и наиболее эффективная. Потенциальная точность оценки амплитуды

$$\sigma_{a\min}^2 = \frac{1}{\frac{T}{2 \int_0^T u^2(t) dt} / N_0} = \frac{a^2}{2E/N_0} = a^2/2q_{\max}.$$

Относительная дисперсия оценки при учете того, что реальные частоты имеют положительные значения, будет равна

$$\left(\frac{\sigma_a}{a}\right)^2 = \frac{1}{q}. \quad (9.18)$$

К неэнергетическим параметрам относятся, например, фаза, частота, время запаздывания. Оценка неэнергетических параметров осуществляется по формуле

$$\frac{\partial}{\partial \Theta} \ln \Lambda(y/\Theta) = \frac{2}{N_0} \frac{\partial}{\partial \Theta} \int_0^T u(t, \Theta) y(t) dt = 0.$$

Если, как прежде, обозначить корреляционный интеграл $z = \int u(t, \Theta) y(t) dt$, то условием оценки будет $dz/d\Theta = 0$, что соответствует структуре измерителя, показанной на рис. 9.1.

Пример 1. Для определения потенциальной точности оценки фазы воспользуемся соотношением (9.14) и найдем

$$\begin{aligned} \sigma_{\Theta}^2 &= \frac{1}{M \left\{ \frac{\partial^2}{\partial \Theta^2} \ln \Lambda(y/\Theta) \right\}_{\Theta=\Theta_0}} = \frac{1}{\frac{2}{N_0} M \left\{ \frac{\partial^2}{\partial \Theta^2} \int_0^T u(t, \Theta) y(t) dt \right\}_{\Theta=\Theta_0}} = \\ &= - \frac{1}{\frac{2}{N_0} \frac{\partial^2}{\partial \Theta^2} \int_0^T u(t, \Theta) u(t, \Theta_0) dt \Big|_{\Theta=\Theta_0}} = - \frac{1}{\frac{2}{N_0} \frac{\partial^2}{\partial \Theta^2} R(\Theta, \Theta_0) \Big|_{\Theta=\Theta_0}} = \\ &= - \frac{1}{\frac{2E}{N_0} \frac{\partial^2}{\partial \Theta^2} \rho(\Theta, \Theta_0) \Big|_{\Theta=\Theta_0}}. \end{aligned} \quad (9.19)$$

Тогда для оценки фазы сигнала имеем соотношение

$$\begin{aligned} \frac{R(\varphi, \varphi_0)}{E} &= \rho(\varphi, \varphi_0) = \frac{1}{E} \int U_m^2(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t) + \varphi] \cos[\omega_0 t + \psi(t) + \varphi_0] dt = \\ &= \frac{1}{E} \int \left[\frac{U_m^2(t)}{2} \cos(\varphi - \varphi_0) + \cos[2\omega_0 t + 2\psi(t) + \varphi_0] \right] dt \approx \\ &\approx \frac{1}{E} \int \frac{U_m^2(t)}{2} \cos(\varphi - \varphi_0) dt = \frac{\int \frac{U_m^2(t)}{2} dt}{E} \cos(\varphi - \varphi_0) = \cos(\varphi - \varphi_0). \end{aligned}$$

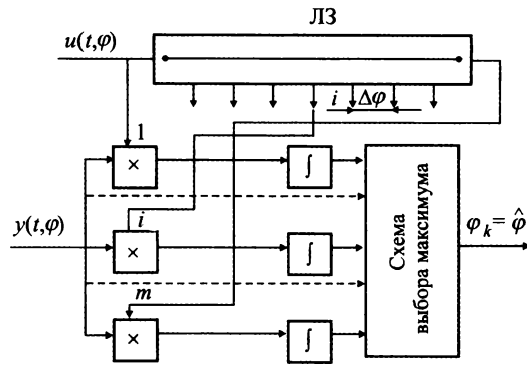


Рис. 9.8. Измеритель фазы приходящего радиоимпульса

Поскольку при $\varphi = \varphi_0$ $\frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \cos(\varphi - \varphi_0) = -1$, потенциальная точность

$$\sigma_{\varphi \min}^2 = \frac{1}{2E/N_0} = \frac{1}{q_{\max}}. \quad (9.20)$$

Для этого случая схема (рис. 9.1) принимает вид, представленный на рис. 9.8.

Здесь в многоканальный коррелятор опорный сигнал подается с линии задержки с отводами, обеспечивающими сдвиг фазы на величину $\Delta T \omega_0$. Потенциальная точность оценки фазы приходящего радиоимпульса может быть вычислена по найденному значению $\rho(\Theta, \Theta_0) = \rho(\varphi, \varphi_0)$.

Пример 2. Рассмотрим измеритель для оценки времени запаздывания сигнала со случайной начальной фазой и амплитудой:

$$U(t, a, \varphi, \tau) = \sqrt{2a} U_m(t - \tau) \cos[\omega_0(t - \tau) + \varphi(t - \tau) + \varphi],$$

где $\tau = t_R = 2R/c$, $0 \leq t - \tau \leq T_{II}$.

Пусть

$$w(\varphi) = [2\pi]^{-1}, \quad w(a) = \frac{a}{\sigma_a^2} \exp\left\{-\frac{a^2}{2\sigma_a^2}\right\},$$

при этом

$$\Lambda(y/\tau) = \int_0^{2\pi} \int_0^\infty \Lambda(y/\tau, a, \varphi) W(a) W(\varphi) da d\varphi.$$

В соответствии с результатами гл. 3

$$\Lambda(y/\tau) = \frac{N_0}{N_0 + \bar{E}} \exp\left\{\frac{2\sigma_a^2 Z^2(\tau)}{N_0(N_0 + \bar{E})}\right\},$$

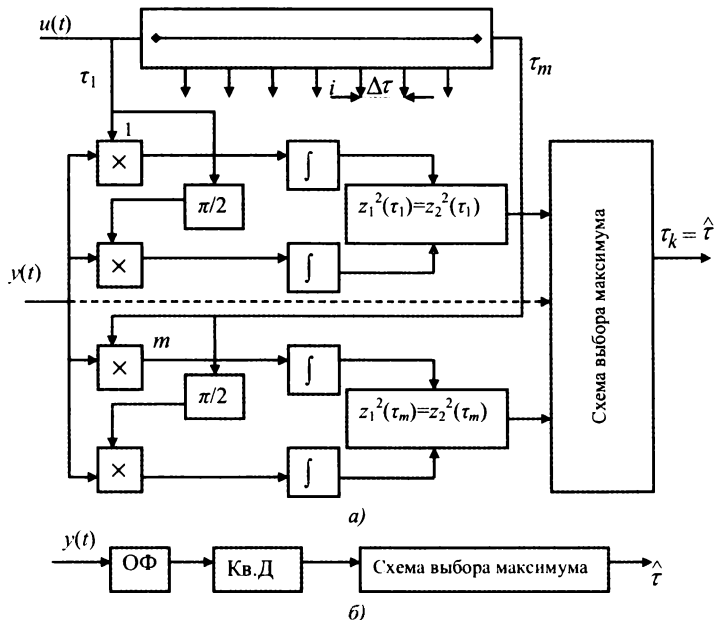


Рис. 9.9. Корреляционный (а) и фильтровой (б) измерители времени запаздывания

где $Z(\tau) = \sqrt{z_1^2(\tau) + z_2^2(\tau)}$; квадратурные корреляционные интегралы имеют вид

$$z_1(\tau) = \int_0^{\tau} \sqrt{2} U_m(t-\tau) \cos[\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau)] y(t) dt,$$

$$z_2(\tau) = \int_0^{\tau} \sqrt{2} U_m(t-\tau) \sin[\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau)] y(t) dt,$$

$$\bar{E} = M\{a^2 E\} = EM\{a^2\} = 2\sigma_a^2 E.$$

Максимально правдоподобная оценка, получаемая из соотношения

$$\frac{\partial Z^2(\tau)}{\partial \tau} = 0,$$

приводит к структуре измерителя, показанной на рис. 9.9, а – с корреляционным и б – с фильтровым устройством оценивания.

Известно, что выходное напряжение схемы оптимальной обработки сигнала $U_m(t)$ с точностью до постоянного множителя совпадает с корреляционной функцией зондирующего сигнала $R(\tau)$. Следовательно,

$$\rho(\tau) = \frac{R(\tau)}{2E} = \frac{1}{2E} \int_0^{\tau} u(t) u^*(t \pm \tau) dt = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 \exp\{j2\pi f\tau\} df.$$

Воспользуемся известным соотношением

$$\int_0^T U_m^*(t) \frac{\partial^n}{\partial t^n} U_m(t) dt = (j)^n \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \omega^n |S(f)|^2 d\omega = (2\pi j)^n \int_{-\infty}^{+\infty} f^n |S(f)|^2 df,$$

тогда

$$\frac{\partial^2}{\partial \tau^2} \rho(\tau) = -\frac{(2\pi)^2}{2E} \int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |S(f)|^2 \exp\{j2\pi f\tau\} df,$$

$$\frac{\partial^2}{\partial \tau^2} \rho(\tau)_{\tau=0} = -\frac{(2\pi)^2}{2E} \int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |S(f)|^2 df.$$

Запишем выражение для среднеквадратической ширины спектра сигнала:

$$\frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |S(f)|^2 df = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |S(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 df} = f_{\text{ср}}^2,$$

тогда

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{\frac{2(\bar{E})^2}{N_0(N_0 + \bar{E})} \frac{\partial^2 \rho(\tau)}{\partial \tau^2} \Big|_{\tau=0}} = \frac{1}{\frac{2\bar{E}}{N_0(N_0 + \bar{E})} (2\pi f_{\text{ср}})^2}.$$

Обозначая, как всегда, $E/N_0 = q$ и $\bar{E}/N_0 = \bar{q}$, получаем

$$\sigma_{\tau \min}^2 = \frac{1}{\frac{2(\bar{q})^2}{1 + \bar{q}} (2\pi f_{\text{ср}})^2} = \frac{1}{q_{\Sigma \max} (2\pi f_{\text{ср}})^2}, \quad (9.21)$$

где $q_\Sigma = \frac{2(\bar{q})^2}{1 + \bar{q}}$ – результирующее отношение сигнала к шуму.

Для сигнала с прямоугольным спектром ширины Δf получаем

$$\sigma_\tau = \frac{\sqrt{3}}{\pi \Delta f \sqrt{q_\Sigma}} = \frac{\tau_{\text{и}}}{1,61 \sqrt{q_\Sigma}}, \text{ где } \tau_{\text{и}} - \text{длительность импульса формы } \frac{\sin x}{x} \text{ на}$$

уровне 0,5 ($\tau_{\text{и}} = \tau_{0,5}$). В приложении 7 приведены значения потенциальной точности – $\sigma_{R\text{пот}}$, учитывающая связь среднеквадратических погрешностей

дальности и времени запаздывания сигнала $\sigma_R = \frac{c}{2} \sigma_\tau$.

Пример 3. При расчете потенциальной точности измерителя смещения частоты сигнала со случайной фазой и флуктуирующей амплитудой (см. гл. 3).

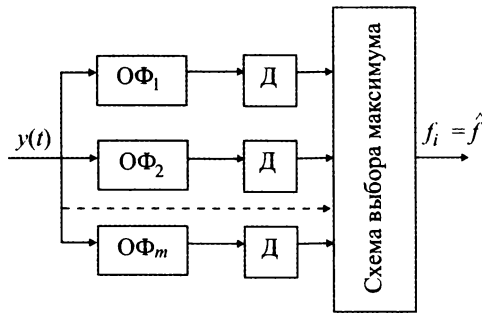


Рис. 9.10. Схема измерителя частоты

$$U(t, a, \varphi, \omega) = \sqrt{2}aU_m(e) \cos[(\omega_0 + \omega)t + \varphi(t) + \varphi] .$$

составим отношение правдоподобия

$$\Lambda(y / \omega) = \frac{N_0}{N_0 + \bar{E}} \exp \left\{ \frac{2\sigma_a^2 Z^2(\omega)}{N_0(N_0 + \bar{E})} \right\},$$

где $Z(\omega) = \left| \int_0^T U_m^*(t) y(t) dt \right|$ – модуль корреляционного интеграла.

Оценка максимального правдоподобия определяется из уравнения $\frac{\partial Z^2(\omega)}{\partial \omega} = 0$. Это приводит к схеме измерителя (рис. 9.10), состоящей из m каналов, содержащих оптимальные фильтры, детекторы и схему выбора максимума. Аналогично расчету потенциальной точности измерителя времени запаздывания производится расчет потенциальной точности измерителя смещения частоты:

$$\sigma_{f \min}^2 = \frac{1}{\frac{2(\bar{q})^2}{1 + \bar{q}} (2\pi t_{\text{ср}})^2} = \frac{1}{q_{\Sigma \max} (2\pi t_{\text{ср}})^2}, \quad (9.22)$$

где $t_{\text{ср}}$ – среднеквадратическая длительность сигнала:

$$t_{\text{ср}}^2 = \frac{\int_0^T t^2 |U_m(t)|^2 dt}{\int_0^T |U_m(t)|^2 dt}.$$

При импульсе прямоугольной формы длительности τ получаем

$$\sigma_f = \frac{\sqrt{3}}{\pi \tau \sqrt{q_{\Sigma}}} = \frac{\Delta f}{1,61 \sqrt{q_{\Sigma}}}.$$

Пример 4. Рассмотрим измеритель угловой координаты при обзоре в горизонтальной плоскости и пеленгации по методу максимума. При плавном обзоре пространства $\Theta = \theta = \Omega t$ (α – угол поворота антенны; Ω – угловая скорость обзора) огибающая пачки на выходе приемника $U_m(t, \theta) = U_0 f_n[\Omega(t - \tau)]$. Таким образом, $\sigma_\theta = \Omega \sigma_\tau$.

Пеленгационная характеристика может быть представлена в виде

$$f_n(\theta) = \exp\{-\pi(\theta/\theta_a)^2\},$$

где θ_a – ширина пеленгационной характеристики на уровне 0,46.

При этом

$$U_m(t, \theta) = U_0 \exp\left\{-\frac{\pi(t - \tau)^2}{\tau_{\text{огиб}}^2}\right\},$$

где $\tau_{\text{огиб}} = \theta_a / \Omega$.

Следовательно, получаем $\sigma_\alpha = \Omega \sigma_\tau$, а поскольку

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{2(\bar{q})^2} \tau_{\text{огиб}}^2 = \frac{\tau_{\text{огиб}}^2}{q_\Sigma}, \text{ то } \sigma_\theta^2 = \frac{1}{\pi q_\Sigma} \theta_a^2.$$

Так как $\theta_a = k(\lambda/d)$, то

$$\sigma_\theta^2 = \frac{k\lambda^2}{d_a^2 q_\Sigma}, \quad (9.23)$$

где d_a – диаметр антенны.

При равномерном распределении энергии электромагнитного поля по апертуре антенны (обзор с пеленгационной характеристикой вида

$$\frac{\sin x}{x}) \text{ получаем } \sigma_\theta = \frac{\sqrt{3}\lambda}{\pi d_a \sqrt{q_\Sigma}} = \frac{\theta_a}{1,61\sqrt{q_\Sigma}}.$$

Очевидно, что повышение точности оценки возможно за счет увеличения $\bar{q}$ или за счет $f_{\text{сч}}$, $t_{\text{сч}}$ или $\frac{d_a}{\lambda}$, но $\bar{q}$ не может быть больше, чем $q_{\text{max}} =$

$= \bar{E}/N_0$, и целесообразно использовать сигналы с максимальным $f_{\text{сч}}$ и т. д.

Например, сигнал со спектром, состоящим из двух компонент, расположенных по его краям (рис. 9.11, а). При этом энергия одной составляющей $E_1 = U_m^2/2$, а общая суммарная энергия сигнала $E_\Sigma = 2E_1 = U_m^2$. Тогда среднеквадратическая ширина спектра этого сигнала

$$f_{\text{сч}}^2 = \frac{2(\Delta f/2)^2 U_m^2}{2U_m^2} = (\Delta f/2)^2.$$

Такой сигнал будет реализовывать наилучшую точность оценки, поскольку получаем наибольшее $f_{\text{сч}} = \Delta f/2$.

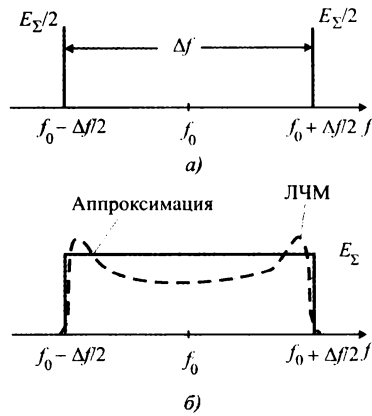


Рис. 9.11. Спектры сигналов оптимального для точных измерений (а) и оптимального для разрешения целых (б)

При использовании ЛЧМ-сигнала со сплошным равномерным спектром (рис. 9.11, б) в той же полосе частот, когда форма огибающая спектра может быть аппроксимирована прямоугольником, получаем $f_{\text{сх}}^2 = \Delta f^2 / 12$ и $f_{\text{сх}} = \Delta f / 2\sqrt{3}$, т. е. точность оценки при использовании ЛЧМ-сигнала в $\sqrt{3}$ раз хуже по сравнению с оптимальным сигналом.

9.8. Оптимальные дискриминаторы

Согласно (9.16), представим характеристику оптимального дискриминатора в виде

$$D(\Theta - \Theta_0) = \left. \frac{Z'(\Theta - \Theta_0)}{Z''(\Theta - \Theta_0)} \right|_{\Theta = \Theta_0} = \frac{Z'_u(\Theta)}{Z''_u(\Theta)}. \quad (9.24)$$

Если входная реализация $y(\Theta) = U_0 u(\Theta) + n(t)$, то

$$Z(\Theta - \Theta_0) = \frac{1}{2} \int y(\Theta) u^*(\Theta_0) d\Theta = \frac{1}{2} \int S_y^*(\omega) S_u(\omega) \exp\{j2\pi\omega(\Theta - \Theta_0)\} d\omega,$$

$$Z'(\Theta - \Theta_0) = \frac{1}{2} \int y(\Theta) u'^*(\Theta_0) d\Theta =$$

$$= -\frac{2\pi j}{2} \int \omega S_y^*(\omega) S_u(\omega) \exp\{j2\pi\omega(\Theta - \Theta_0)\} d\omega,$$

$$Z''(\Theta - \Theta_0) = \frac{1}{2} \int y(\Theta) u''^*(\Theta_0) d\Theta =$$

$$= -\frac{(2\pi)^2}{2} \int \omega^2 S_y^*(\omega) S_u(\omega) \exp\{j2\pi\omega(\Theta - \Theta_0)\} d\omega.$$

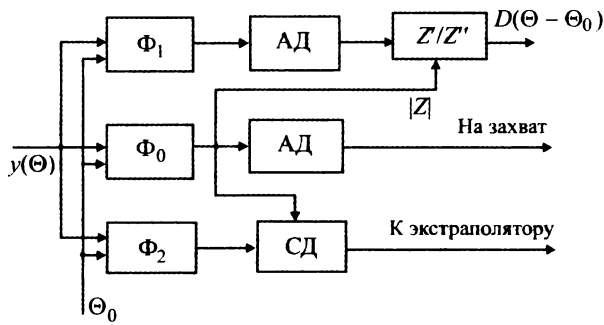


Рис. 9.12. Структура оптимального дискриминатора

Формирование Z , Z' и Z'' может быть осуществлено с помощью фильтров Φ_0 , Φ_1 и Φ_2 , имеющих коэффициенты передачи $k_0(\omega)$, $k_1(\omega)$ и $k_2(\omega)$ соответственно, с импульсной переходной функцией $k_0(\Theta) = cu^*(\Theta)$, $k_1(\Theta) = cu^{**}(\Theta)$, $k_2(\Theta) = cu^{**}(\Theta)$ и коэффициентами передачи $k_0(\omega) = cS_u^*(\omega)$, $k_1(\omega) = j2\pi c\omega S_u^*(\omega)$ и $k_2(\omega) = -c(2\pi\omega)^2 S_u^*(\omega)$.

Таким образом, приходим к структуре оптимального дискриминатора (рис. 9.12), состоящей из фильтров Φ_0 , Φ_1 и Φ_2 , амплитудного (АД) и синхронного (СД) детекторов, а также формирователя отношения Z'/Z'' .

Перечислим свойства дискриминационной характеристики:

- 1) нечетная симметрия $D(\Theta - \Theta_0) \approx \Theta - \Theta_0$;
- 2) независимость от u_0 , поскольку $D = Z'/Z''$;
- 3) зависимость от погрешностей $Z_u'' = 1/\sigma_\theta^2$, так как $\sigma_\theta^2 = 1/Z_\theta''$ (см. 9.19) и необходимость весовой обработки в экстраполяторе;
- 4) сфазированность Z, Z' и Z'' и возможность использования Z в качестве опорного напряжения, благодаря чему обеспечивается линейность обработки и сохраняется знак рассогласования.

Структуру дискриминатора можно упростить, если перейти от Z'/Z'' к Z'/Z , т. е. сформировать

$$D(\Theta - \Theta_0) = -k_1 \frac{Z_u'(\Theta - \Theta_0)}{Z_u(\Theta - \Theta_0)} \Big|_{\Theta=\Theta_0}$$

Упрощенная структура дискриминатора, где деление на $Z_u(\Theta - \Theta_0)$ осуществляется с помощью АРУ по сигналу с выхода фильтра Φ_0 , пропорциональному Z_u , изображена на рис. 9.13. Можно использовать приближенное соотношение для вычисления производной

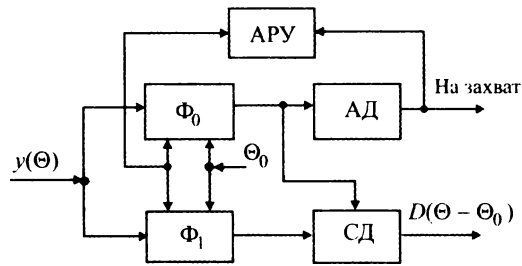


Рис. 9.13. Упрощенная структура дискриминатора

$$Z'(\Theta - \Theta_0) = \lim_{\Delta\Theta \rightarrow 0} \frac{Z\left(\Theta - \Theta_0 + \frac{\Delta\Theta_0}{2}\right) - Z\left(\Theta - \Theta_0 - \frac{\Delta\Theta_0}{2}\right)}{\Delta\Theta}.$$

Введя обозначения

$$Z_{\Delta}(\Theta - \Theta_0) = Z\left(\Theta - \Theta_0 + \frac{\Delta\Theta_0}{2}\right) - Z\left(\Theta - \Theta_0 - \frac{\Delta\Theta_0}{2}\right)$$

и

$$Z_{\Sigma}(\Theta - \Theta_0) = Z\left(\Theta - \Theta_0 + \frac{\Delta\Theta_0}{2}\right) + Z\left(\Theta - \Theta_0 - \frac{\Delta\Theta_0}{2}\right),$$

дискриминационную характеристику представим в виде

$$D(\Theta - \Theta_0) = k \frac{Z_{\Delta}}{Z_{\Sigma}}. \quad (9.25)$$

Структура дискриминатора дана на рис. 9.14.

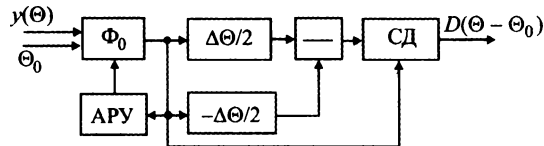


Рис. 9.14. Дискриминатор, работающий на основе приближенного вычисления производной

9.9. Экстраполяторы

В общем случае измеряемый параметр может изменяться во времени. Представим измеряемый параметр степенным рядом в окрестности точки Θ_0 :

$$\Theta(t) = \Theta_0 + \Theta'_0 t + \dots + \Theta_0^{(n)} \frac{t^n}{n!} = \sum_{i=0}^n \Theta_0^{(i)} \frac{t^i}{i!}. \quad (9.26)$$

где $\Theta_0^{(i)}$ – производная по t в точке Θ_0 .

Оценка производных параметра $\hat{\Theta}_0^{(i)}$ вырабатывается экстраполяторами, так что

$$\hat{\Theta}(t) = \hat{\Theta}_0 + \hat{\Theta}'_0 t + \dots + \hat{\Theta}_0^{(n)} \frac{t^n}{n!} = \sum_{i=0}^n \hat{\Theta}_0^{(i)} \frac{t^i}{i!}.$$

Поскольку справедливо соотношение $\frac{t^i}{i!} = \frac{1}{p^{i+1}}$, экстраполятор содержит $(n+1)$ интеграторов в схеме (рис. 9.15), обеспечивающей путем суммирования сигналов с входа и ~~выхода~~ каждого интегратора экстраполяцию с помощью одноканальной схемы.

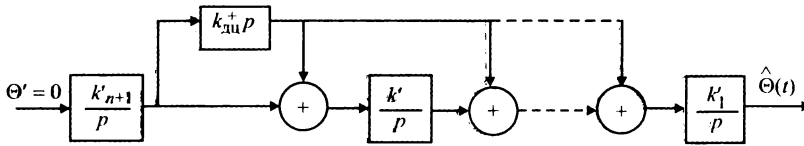


Рис. 9.15. Схема экстраполятора

В структуру ~~введена~~ демпфирующая цепочка с коэффициентом передачи $k_{дц}p$, предотвращающая неустойчивость схемы. Рассмотренные построения экстраполирующих устройств рассчитаны на работу в условиях, когда известны формы сигнала и характеристика помехи. Если же сигнал является случайным нестационарным процессом, то лучшие результаты дают экстраполяторы на основе калмановских фильтров, учитывающих изменение характеристик фильтруемых процессов по мере их поступления и обработки.

На рис. 9.16. изображена структура одномерного фильтра Калмана, обеспечивающего фильтрацию процесса $\Theta(t)$. Из входной реализации имеем $y(t)$ в соответствии с дифференциальным уравнением

$$\frac{d}{dt} \hat{\Theta}(t) = a(t)\Theta(t) + b(t)[\Phi(t) - \hat{\Theta}(t)],$$

причем $\Theta(0) = \Theta_0$, а $\Phi(t) = \Theta(t) + \xi(t)$ – смесь наблюдаемого параметра с шумом.

Из входной реализации $y(t)$ вычитается оценка процесса $\hat{\Theta}(t)$. После прохождения через звено с переменным коэффициентом усиления $b(t)$ и суммирования с оценкой $\hat{\Theta}(t)$ с весом $a(t)$ получаем производную

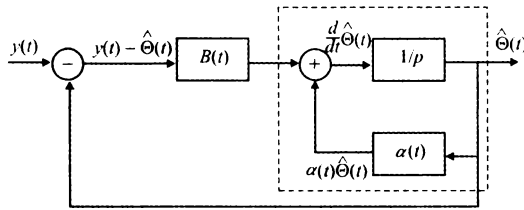


Рис. 9.16. Одномерный фильтр Калмана

оценки процесса $\frac{\partial}{\partial t} \hat{\Theta}(t)$. Формирование оценки $\hat{\Theta}(t)$ происходит на выходе интегратора $1/p$ кольца регулирования. Это кольцо образует *формирующий фильтр*. На его вход после вычитания из входной реализации оценки процесса приходит помеха $n(t) = y(t) - \hat{\Theta}(t)$. Формирующий фильтр выделяет из этой помехи искомый процесс $\hat{\Theta}(t)$ в соответствии с дифференциальным уравнением

$$\frac{\partial}{\partial t} \hat{\Theta}(t) = a(t) \hat{\Theta}(t) + n(t).$$

Замкнутую систему измерителя параметра Θ можно представить набором звеньев (дискриминатор, экстраполятор, синтезатор) (рис. 9.17) с коэффициентами передачи каждого в операторной форме:

$$k_{\text{дис}}(p) = \frac{k_{\text{дис}}}{1 + pT_{\text{дис}}}; \quad k_{\text{экс}}(p) = \sum_{i=0}^n \frac{\hat{\Theta}_0^{(i)}}{p^{i+1}}; \quad k_{\text{син}}(p) = k_{\text{син}}.$$

Общий коэффициент передачи замкнутой системы

$$k(p) = \frac{k_0(p)}{1 + k_0(p)},$$

где $k_0(p) = k_{\text{дис}}(p)k_{\text{экс}}(p)k_{\text{син}}(p)$ – коэффициент передачи разомкнутой системы.

Как известно, флуктуационная ошибка

$$\sigma_{\Theta}^2 = \int_0^{\infty} |k(f)|^2 G_n(f) df, \quad (9.27)$$

где $G_n(f)$ – спектральная плотность помехи и шума.

Флуктуационная ошибка уменьшается сужением полосы пропускания замкнутой системы измерения. В то же время динамическая ошибка замкнутой системы измерения

$$\Delta\Theta_{\text{дин}}(p) = k_{\text{дин}}(p)\Theta(p).$$

Если принять $\Theta(p) = \sum_{i=0}^n \frac{\Theta_0^{(i)}}{p^{i-1}}$, а $k_{\text{дин}}(p) = \frac{1}{1+k_0(p)}$ (коэффициент

передачи по ошибке в структурной схеме на рис. 9.17), то

$$\Delta\Theta_{\text{дин}}(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p k_{\text{дин}}(p) \Theta(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \sum_{i=0}^n \frac{\Theta_0^{(i)}}{p^{(i)} [1+k_0(p)]}. \quad (9.28)$$

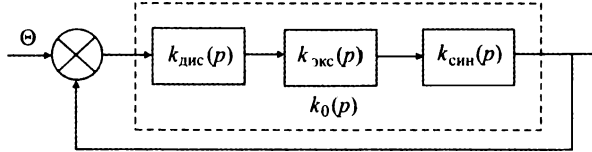


Рис. 9.17. Замкнутое кольцо регулирования следящего измерителя

Таким образом, чем больше инерционность системы или чем меньше полоса пропускания замкнутой системы измерения, тем больше динамическая ошибка. При проектировании обычно используют критерий качества минимума суммы «дисперсий» динамической и флуктуационной ошибок:

$$\Delta\Theta_{\Sigma}^2 = \sigma_{\Theta}^2 + \Delta\Theta_{\text{дин}}^2 = \min. \quad (9.28)$$

В инженерных расчетах используется метод введения эквивалентной спектральной плотности флуктуаций – G , измеряемого параметра, на выходе дискриминатора (в следящих измерителях), или преобразователя (в не следящих), вызываемых флуктуацией сигналов.

Если $\varepsilon = \Theta_0 - \Theta$ – рассогласование, $D(\varepsilon) \approx D_0 + k_d \varepsilon$ – дискриминационная характеристика, k_d – коэффициент усиления или крутизна дискриминатора, $\sigma^2(\varepsilon)$ – флуктуационная характеристика, то можно представить выходной сигнал дискриминатора $\Theta' = D(\varepsilon) + \sqrt{G(\varepsilon)}\zeta(t)$, где $G(\varepsilon) = \overline{\sigma_{\varepsilon}^2}$ – спектральная плотность выходных флуктуаций $\zeta(t)$ на низкой частоте. Тогда $\frac{D_0}{k_d} = \frac{D(0)}{k_d} = \varepsilon_{\text{сист}} = \Delta$, а $G(\varepsilon) = G_{\text{экр}} = \frac{G(0)}{k_d^2}$.

Алгоритм $G_{\text{экр}}$ зависит от метода измерения, вида сигнала, от особенностей построения измерителя и величины q – отношения сиг-

нал/шум на входе измерителя, зависящего от расстояния $R_{\text{и}}$ до цели $q(R_{\text{и}}) = q_{\text{мин}} (R_{\text{ипмах}}/R_{\text{и}})^4$ – в активных системах и $q(R_{\text{и}}) = q_{\text{мин}} (R_{\text{ипмах}}/R_{\text{и}})^2$ – в пассивных системах.

Причем $G_{RЭ} = M^2 G_{\ThetaЭ}$, а $\sigma_{\Theta\text{фл}} = \sqrt{G_{\ThetaЭ} \Delta F_{\text{и}}}$, где $\Delta F_{\text{и}}$ – эффективная полоса пропускания сглаживающего фильтра измерителя.

Выше было показано, что и динамическая и флуктуационная погрешности в следящих измерителях зависят от полосы пропускания сглаживающего фильтра (экстраполятора).

В таблице даны алгоритмы расчета $\Delta F_{\text{и.опт}}$ и $\Delta \Theta_{\text{дин}}$ в установившемся режиме следящих измерителей, сглаживающие цепи которых определяют астатизм измерителя первого или второго порядка.

Таблица

Астатизм измерителя	Параметры измерителя		Динамическая погрешность
	Передаточная функция $W(p)$	$\Delta F_{\text{и.опт}}$	$\Delta \Theta_{\text{дин}}$
первого порядка	$\frac{k_{\text{и}}(1+pT_1)}{p(1+pT_2)}$	$\left(\frac{\Theta_{\text{и}}'^2}{8G_{RЭ}T_2^2} \right)^{1/5}$	$\frac{\Theta_{\text{и}}'}{4\Delta F_{\text{и.опт}}^2 T_2}$
второго порядка	$\frac{k_{\text{и}}(1+pT_k)}{p^2}$	$\left(\frac{\Theta_{\text{и}}''^2}{8G_{RЭ}} \right)^{1/5}$	$\frac{\Theta_{\text{и}}''}{4\Delta F_{\text{и.опт}}^2}$

Здесь T_1 и T_2 – постоянные времени сглаживающих цепей; T_k – постоянная времени корректирующего звена; $k_{\text{и}}$ – коэффициент передачи интегратора.

Сглаживающий фильтр не следящего измерителя сглаживает флуктуации, возникающие при маневре цели.

Спектральную плотность или энергетический спектр флуктуаций $G_{RЭ}$ можно аппроксимировать алгоритмом

$$G_{\Theta\text{эмп}} = \left(\frac{\sigma_{\Theta\text{мн}}^2}{\Delta F_{\text{мн}}} \right) \exp \left\{ -0,25\pi \left(\frac{f}{\Delta F_{\text{мн}}} \right)^2 \right\},$$

где $\sigma_{\Theta\text{мн}}^2$ и $\Delta F_{\text{мн}}$ – дисперсия и ширина спектра флуктуаций Θ при маневрировании цели.

Если известны время маневра цели – $\tau_{\text{мн}}$, скорость и ускорение изменения параметра – $\Theta_{\text{и}}'$ и $\Theta_{\text{и}}''$, а также скорость изменения параметра самолета носителя – $\Theta_{\text{ла}}'$, то

$$\sigma_{\Theta_{\text{мн}}}^2 = [(\Theta'_{\text{ла}} + 0,707\Theta'_{\text{ц}})\tau_{\text{мн}}]^2 + [0,5(0,707\Theta''_{\text{ц}})\tau_{\text{мн}}]^2.$$

Ширина спектра флуктуаций равна $\Delta F_{\Theta_{\text{мн}}} \approx \frac{1}{\tau_{\text{мн}}}$, а оптимальная полоса пропускания сглаживающих цепей определяется по соотношению $\Delta F_{\text{и.опт}} = [(\Delta F_{\text{мн}}^2 \sigma_{\Theta_{\text{мн}}}^2 / 2G_{R3})^{2/3} - \Delta F_{\text{мн}}^2]^{1/2}$, а динамическая погрешность

$$\sqrt{(\Delta R)^2} = \sigma_{\Theta_{\text{дин}}} = \sigma_{\Theta_{\text{мн}}} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta F_{\text{мн}}}{\Delta F_{\text{и.опт}}} \right)^2}} \right\}.$$

Изложенная теория оценивания параметров радиолокационных сигналов позволяет правильно разрабатывать структурные и принципиальные электрические схемы следящих и не следящих измерителей дальности, углов пеленга, радиальной и угловой скоростей с точки зрения получения наименьших ошибок измерений с учетом воздействия конкретных помех и шумов.

Контрольные вопросы

- 9.1. Каковы алгоритмы оптимального оценивания параметров сигнала с использованием критерия Байеса?
- 9.2. Каковы алгоритмы оптимальной оценки параметров сигнала по критерию максимального правдоподобия?
- 9.3. Что такое состоятельность оценки?
- 9.4. Что такое несмещенность оценки?
- 9.5. Что такое эффективность оценки?
- 9.6. Определите физический смысл потенциальной точности оценки параметров сигнала?
- 9.7. Нарисуйте структуру оптимального измерителя параметров сигнала?
- 9.8. Как выглядит структурная схема следящего измерителя параметров сигнала?
- 9.9. Для чего нужны схемы поиска и захвата?
- 9.10. Что собой представляет оптимальный дискриминатор?
- 9.11. Как работает измеритель фазы (разности фаз) принятого сигнала?
- 9.12. Как работает измеритель времени запаздывания?
- 9.13. Как работает измеритель частоты принятого сигнала?
- 9.14. Назовите особенности спектров сигналов оптимальных для точного измерения и для наилучшего разрешения?
- 9.15. Характеризуйте особенности построения дискриминаторов следящих измерителей параметров сигнала?
- 9.16. Зачем в схеме следящего измерителя используется экстраполятор?
- 9.17. Что вызывает появление динамической ошибки?

- 9.18. Почему нельзя одновременно уменьшить и флуктуационную и динамическую ошибки?
- 9.19. Каков критерий минимизации суммы флуктуационной и динамической ошибок?

Контрольные задачи

Типовая задача

Найдите оценку амплитуды сигнала a со случайной начальной фазой

$$u(t) = aU(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t) - \varphi],$$

используя метод максимального правдоподобия.

Решение. Отношение правдоподобия для этого сигнала, как показано в гл. 3,

$$\Lambda(y) = \exp \left\{ -\frac{a^2 E}{N_0} \right\} I_0 \left(\frac{2aZ}{N_0} \right),$$

где обозначены энергия сигнала $E + \int_{-\infty}^{\infty} U^2(t) dt$ и суммарный корреляционный интеграл

$$Z = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}.$$

Квадратурные корреляционные интегралы равны

$$z_1 = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t)] y(t) dt,$$

$$z_2 = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) \sin[\omega_0 t + \psi(t)] y(t) dt.$$

Перейдем к логарифму функции правдоподобия $L(a) = \Lambda(a)$, тогда

$$\ln L(a) = \ln I_0 \left(\frac{2aZ}{N_0} \right) - \frac{a^2 E}{N_0}.$$

Будем для простоты вычислений считать, что $\frac{2aZ}{N_0} \gg 1$, поэтому

$$\ln I_0 \left(\frac{2aZ}{N_0} \right) = \frac{2aZ}{N_0}.$$

Оценка параметра a находится методом максимального правдоподобия путем приравнивания нулю производной по искомому параметру логарифма функции правдоподобия:

$$\frac{d \ln L(a)}{da} \approx \frac{2Z}{N_0} - \frac{2aE}{N_0} = 0. \text{ Тогда оценка равна } \hat{a} = \frac{Z}{E} = \frac{\sqrt{z_1^2 + z_2^2}}{\int_{-\infty}^{\infty} U^2(t) dt}.$$

Задачи для самостоятельного решения

- 9.1. Определите минимальную погрешность определения времени запаздывания импульса при равномерном спектре ширины $\Delta f = 1 \text{ МГц}$, известному отношению сигнала к шуму по мощности $q = 10 \text{ дБ}$.

Ответ: $\sigma_\tau = 0,174 \text{ мкс}$.

- 9.2. Найдите потенциальную точность измерения частоты отраженного сигнала, состоящего из пачки 9-ти прямоугольных радиоимпульсов ($n = 9$), с равномерным распределением энергии внутри импульсов и отношением сигнала к шуму по мощности $q = 16$.

Ответ: $\sigma_f = 46 \text{ кГц}$.

В [19] приведены типовые задачи и задачи для самостоятельного решения по данному разделу.

Глава 10

Радиодальномеры

Радиотехнические устройства, измеряющие дальность до объекта (цели), называют *радиодальномерами* (РД). Дальность до цели R определяют по времени запаздывания отраженного сигнала: $t_R = 2R/c$, где c – скорость распространения радиоволн.

Измерив это время, можно определить расстояние до цели $R = 0,5ct_R$ с мгновенной относительной погрешностью $\Delta R/R = \Delta c/c + \Delta t_R/t_R$. Полагая ΔR и Δt_R случайными неизвестными и независимыми величинами, находим относительную точность РД: $\sigma_R/R = \sqrt{(\sigma_c/c)^2 + (\sigma_{t_R}/t_R)^2}$. Дисперсия σ_c^2 обусловлена точностью, с которой известны скорость распространения радиоволн и ее непостоянством вдоль трассы. Для вакуума скорость распространения $c = 299\,792\,458 \pm \sigma_c$, а в физике принята как фундаментальная скорость света $c = 2\,997\,922\,458$ м/с и относительная погрешность $\sigma_c/c = 10^{-9}$. В инженерных вычислениях используют $c = 3 \cdot 10^8$ м/с.

В атмосфере $\sigma_c/c = 10^{-4} \dots 10^{-6}$, поэтому даже при отсутствии аппаратных погрешностей (идеальной аппаратуре), когда $\sigma_{t_R} = 0$, *предельная точность* измерения дальности зависит от того, насколько точно на данный момент известна c и возможности учета σ_c .

Можно получить относительную погрешность дальнометрии порядка 10^{-7} при измерении одной и той же дальности на нескольких, минимум двух, частотах. Например, при распространении сигнала через атмосферу используется алгоритм зависимости погрешности измерения дальности ΔR от частоты f сигнала (модель атмосферы): $\Delta R = kf^{-2}\Psi$, где k – постоянный коэффициент; Ψ – функция, связанная с принятой моделью параметров атмосферы. Истинное расстояние R определяется решением системы уравнений по результатам измерения $R_{\text{изм}}$:

$$\begin{cases} R_{\text{изм}1} = R + \Delta R_1 = R + k\psi / f_1^2, \\ R_{\text{изм}2} = R + \Delta R_2 = R + k\psi / f_2^2, \end{cases}$$

откуда получаем алгоритм

$$R = \left[\frac{1}{2} (R_{\text{изм1}} + R_{\text{изм2}}) - k\psi \left(\frac{f_1^2 + f_2^2}{f_1^2 f_2^2} \right) \right]$$

В идеальной среде ($\sigma_c = 0$) нижний предел погрешности σ_t соответствует *потенциальной точности* измерения, которая реализуется при оптимальном построении измерителя:

$$\sigma_R / R = \sigma_{t_R} / t_R \geq (\sigma_t / t)_{\text{пот}}.$$

Поскольку $R = M\Theta$, где Θ – измеряемый параметр сигнала, а M – масштабный коэффициент, зависящий от метода измерений параметра, то

$$\sigma_R / R = \sigma_\Theta / \Theta \geq (\sigma_\Theta / \Theta)_{\text{пот}},$$

где $(\sigma_\Theta / \Theta)_{\text{пот}}$ – потенциальная точность измерения параметра Θ (фазы, частоты или времени запаздывания).

При измерении t_R учитывают следующие составляющие погрешности измерения:

$\sigma_{\text{Рраспр}}^2$ – дисперсия погрешности распространения радиосигналов, связанная с неточным знанием скорости распространения радиоволн в среде и ее непостоянством: $\left(\frac{\sigma_{\text{Рраспр}}}{R} \right)^2 = \left(\frac{\sigma_c}{c} \right)^2 = 10^{-4} - 10^{-6}$ – относительная дисперсия непостоянства скорости радиоволн в атмосфере;

$\sigma_{\text{Ротпр}}^2$ – дисперсия погрешности за счет перемещения (блуждания) центра отражения от точечной сложной (реальной) цели с наибольшим размером $l_{\text{ц}}$. Приближенная оценка этой погрешности производится по формуле $\sigma_{\text{Ротпр}} = 0,35l_{\text{ц}}$;

$\sigma_{\text{Рфл}}^2$ – дисперсия флуктуационной погрешности, зависящая от отношения сигнал/шум и вида зондирующего сигнала. В лучшем случае при использовании оптимальной схемы измерения эта погрешность характеризуется потенциальной точностью измерения $\sigma_{\text{Рпот}} = \frac{c}{2\sqrt{E/N_0}\Delta f_{\text{ск}}}$.

В радиодальномерах потенциальная точность не достижима в следствии того, что структура реальных устройств не оптимальна. Реальная флуктуационная погрешность рассчитывается по алгоритму

$$\sigma_{\text{Рфл}} = \frac{c}{2\sqrt{q}\Delta f_{\text{ск}}} \text{ при этом } q < q_{\text{max}} = E/N_0.$$

$\sigma_{\text{Р\Sigma all}}$ – суммарная аппаратурная погрешность дальномера зависит от его типа и технического несовершенства. Относительная сум-

марная аппаратурная погрешность радиодальномеров складывается из трех составляющих

$$\frac{\sigma_{R\Sigma\text{ап}}}{R} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_{M\text{ш}}}{M_{\text{ш}}}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{t_c}}{t_R}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{t_3}}{t_R}\right)^2} :$$

где $\sigma_{M\text{ш}}$ – неустойчивость масштаба шкалы выходного устройства дальномера; σ_{t_c} – неустойчивость синхронизации начала шкалы выходного устройства дальномера с началом зондирующего сигнала; σ_{t_3} – непостоянство времени запаздывания сигнала в цепях дальномера.

Соотношение справедливо, когда погрешность за счет неустойчивости масштаба на большой дальности меньше минимальной погрешности измерителя: $t_{R\text{max}}^2 \sigma_M^2 \ll M^2 \sigma_{t_{R\text{min}}}^2$; $\sigma_{R\text{вы}}$ – погрешность выходного устройства.

При работе с выходным устройством на основе электронного индикатора возникает погрешность $\sigma_{R\text{инд}} = (0,05 \dots 0,01) \Delta I_M M_{\text{ш}}$, где $M_{\text{ш}}$ – масштаб шкалы дальности, ΔI_M – дискретность шкалы (расстояние между рисками или электронными метками).

При работе дальномера с цифровым выходным устройством возникает погрешность $\sigma_{R\text{цифр}} \approx 0,3cT_{\text{сч}}/2$, где $T_{\text{сч}}$ – период следования счетных импульсов. Суммарная аппаратурная погрешность дальномера $\sigma_{\Sigma\text{А}}$ зависит от его типа и технического несовершенства.

$\sigma_{R\Sigma\text{мет}}$ определяется составляющими, связанными с особенностями метода измерения дальности.

Следовательно, при независимости составляющих погрешностей суммарная погрешность радиодальномеров складывается из всех вышеперечисленных составляющих

$$\sigma_{R\Sigma} = \sqrt{\sigma_{R\text{распр}}^2 + \sigma_{R\text{отр}}^2 + \sigma_{R\text{фл}}^2 + \sigma_{R\text{д}}^2 + \sum_i \sigma_{R\text{ант}i}^2 + \sum_j \sigma_{R\text{мет}j}^2} .$$

Радиодальномеры могут измерять дальность целей в не автоматическом режиме (не следящие РД) и в автоматическом режиме (следящие РД).

В гл. 9 изложена методика расчета $\sigma_{\text{фл}}$, основанная на переходе к эквивалентной спектральной плотности флуктуаций – G_3 измеряемого параметра. В приложении 8 дается развитие этой теории применительно к радиодальномерам.

Существуют три основных метода измерения времени запаздывания: *фазовый*, когда измеряется набег фазы за время запаздывания; *частотный*, когда измеряется разность частот зондирующего и отра-

женного сигналов за время запаздывания; *импульсный*, непосредственно измеряющий время запаздывания отраженного сигнала. Эти методы используются в фазовых, частотных и импульсных радиодальномерах.

10.1. Фазовые радиодальномеры

Принцип действия фазового радиодальномера

Простейший фазовый радиодальномер (рис. 10.1) измеряет дальность на несущей частоте ω_0 (переключатели П в положении 1). Сигнал генератора масштабной частоты (ГМЧ) ($\Omega_m = \omega_0$) усиливается в усилителе радиочастоты (УРЧ). Зондирующий сигнал является непрерывным гармоническим колебанием и имеет вид

$$u_1(t) = U_{m1} \cos \varphi_1 = U_{m1} \cos(\Omega_m t + \varphi_{01}),$$

а отраженный сигнал

$$u_2(t) = U_{m2} \cos \varphi_2 = U_{m2} \cos[\Omega_m (t - t_R) + \varphi_{01} + \varphi_{ап} + \varphi_{отр}],$$

где U_{m1} , U_{m2} – амплитуды сигналов; φ_1 , φ_2 – их мгновенные фазы; φ_{01} – начальная фаза; $\varphi_{ап}$ – сдвиг фаз в аппаратуре радиодальномера; $\varphi_{отр}$ – изменение фазы при отражении сигнала от объекта.

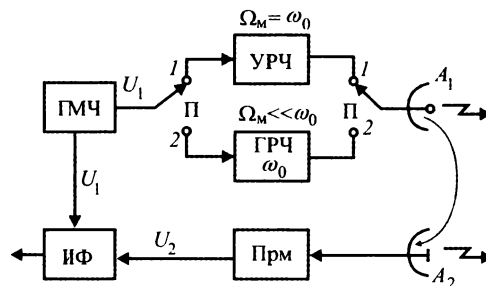


Рис. 10.1. Схема фазового радиодальномера

Фазометр ИФ определяет разность фаз φ_Δ опорного (зондирующего) и отраженного сигналов:

$$\varphi_\Delta = \varphi_1 - \varphi_2 = \Omega_m t_R - \varphi_{ап} - \varphi_{отр},$$

откуда

$$R = \frac{c}{2\Omega_m} (\varphi_\Delta + \varphi_{ап} + \varphi_{отр}). \quad (10.1)$$

Фазовый сдвиг $\varphi_{ап}$ можно исключить из (10.1) при калибровке радиодальномера, когда часть сигнала с выхода УРЧ подается на вход

приемника Прм, а ИФ измеряет $\varphi_{\Delta} = \varphi_{\text{ан}}$. Изменение фазы при отражении сигнала $\varphi_{\text{отр}}$ влияет на точность, так как при отражении от металлов и диэлектриков $\varphi_{\text{отр}}$ изменяется на 180° . Поэтому обычно выбирают $\Omega_{\text{м}} < \omega_0$ и работают в режиме модуляции сигнала ГРЧ по какому-либо параметру сигналом генератора масштабной частоты ГМЧ (переключатели П в положении 2). В этом случае величиной $\varphi_{\text{отр}}$ в (10.1) можно пренебречь, при этом основное уравнение фазового РД примет вид

$$R = (c/2\Omega_{\text{м}}) \varphi_{\Delta} = M \varphi_{\Delta}, \quad (10.2)$$

где $M = c/2\Omega_{\text{м}} = \lambda_{\text{м}}/4\pi$ – масштабный коэффициент ($\lambda_{\text{м}} = c/F_{\text{м}}$).

Неприятной особенностью фазового радиодальномера является влияние просачивающегося на вход приемника зондирующего сигнала $u_{\text{пс}}$, который, складываясь с отраженным сигналом u_2 , образует векторную сумму с мгновенной фазой

$$\varphi_{\Sigma}(t) = \arctg \left[\frac{U_{m2} \sin \varphi_2 + U_{мпс} \sin \varphi_{пс}}{U_{m2} \cos \varphi_2 + U_{мпс} \cos \varphi_{пс}} \right].$$

Просачивание происходит за счет связи по боковым лепесткам ДНА. Поскольку $U_{мпс} > U_{m2}$ то $\varphi_{\Sigma} \rightarrow \varphi_{пс}$, не несущей информации о дальности. Для уменьшения влияния просачивающегося сигнала применяют пространственный разнос приемной и передающей антенн или переходят к системам с активным ответом и трансформацией частоты в ответчике.

Другой особенностью фазового радиодальномера является возможность многозначного отсчета дальности, когда одному измеренному значению фазы φ_{Δ} соответствуют несколько значений R , отличающихся, как следует из (10.2), на $k(\lambda_{\text{м}}/2)$, где $k = 1, 2, \dots$. Причина многозначности в том, что из за цикличности фазы ИФ выдает один и тот же результат φ_{Δ} при $\varphi_{\Delta} + k 2\pi$. Во избежание этого явления необходимо выполнение условия однозначности отсчета фазы $\varphi_{\Delta \text{max}} = \Omega_{\text{м}} t_{R_{\text{max}}} \leq 2\pi$. Отсюда условие для выбора масштабной частоты

$$F_{\text{м}} \leq (2R_{\text{max}}/c)^{-1}.$$

Пределы однозначного измерения дальности

$$R_{\text{max}} \leq \frac{c}{2F_{\text{м}}} = \frac{\lambda_{\text{м}}}{2} \text{ и } R_{\text{min}} \geq \sigma_R.$$

Что касается разрешающей способности фазовых дальномеров, то они не обладают разрешением по дальности.

Точность измерения дальности

Из (10.2) следует $\Delta R/R = \Delta M/M + \Delta \varphi_\Delta / \varphi_\Delta$ или (при независимости ΔM и $\Delta \varphi_\Delta$)

$$\sigma_R = (\varphi_\Delta^2 \sigma_M^2 + M^2 \sigma_\varphi^2)^{1/2},$$

где σ_M^2 и σ_φ^2 – дисперсия изменения масштабного коэффициента и измерения фазы соответственно.

Составляющая σ_M устраняется при постоянстве масштабного коэффициента, что достигается стабилизацией масштабной частоты (например, применением ГМЧ с кварцевой стабилизацией), при которой $\Omega_M = \text{const}$ на интервале измерения t_R . Тогда $\sigma_R = M \sigma_\varphi$, откуда следует, что для повышения точности РД следует уменьшить M , т.е. увеличить масштабную частоту Ω_M .

Таким образом, в фазовом радиодальномере существуют противоречивые требования к выбору масштабной частоты: увеличению Ω_M способствует повышению точности, но приводит к неоднозначности измерения дальности. Обычно в фазовых активных и пассивных радиодальномерах это противоречие разрешают с помощью многошкальных (т.е. работающих на нескольких масштабных частотах) измерителей:

$$R_{\text{однакт}} = \frac{\pi c}{\Omega_M} = \frac{\lambda}{2}, \quad R_{\text{однпас}} = \frac{2\pi c}{\Omega_M} = \lambda_M.$$

Масштабная частота Ω_{MG} , необходимая для однозначного, но «грубого» измерения дальности $R_{\text{одн}}$, не всегда обеспечивает требуемую точность измерения дальности $\sigma_{R_{\text{тр}}}$ при реально достижимой погрешности измерения фазы $\sigma_{\varphi\Sigma}$, поэтому точные, но не однозначные измерения производятся на более высокой масштабной частоте $\Omega_{\text{м точн}} > \Omega_{\text{м гр}}$. Для ее выбора определяется коэффициент запаса $k_3 = R_{\text{одн точн}} / (\sigma_{R\Sigma})_{\text{гр}}$ из уравнения вероятности сбоя $P_{\text{сб}} = 1 - \Phi(k_3)$ по заданной вероятности сбоя $P_{\text{сб}}$ в разрешении неоднозначности. Затем рассчитывают однозначно измеряемую дальность на точной шкале $R_{\text{одн т}} = k_3 (\sigma_{R\Sigma})_{\text{гр}}$, по которой определяют $\Omega_{\text{м точн}}$ и по формулам вычисляют $(\sigma_{R\Sigma})_{\text{точн1}}$. Если полученная величина $(\sigma_{R\Sigma})_{\text{точн1}} > \sigma_{R_{\text{тр}}}$, то по той же методике находят $\Omega_{\text{м точн2}} > \Omega_{\text{м точн1}}$ и т.д. При этом пред-

полагается, что на всех шкалах $\sigma_{\varphi\Sigma} = \text{const}$; $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$.

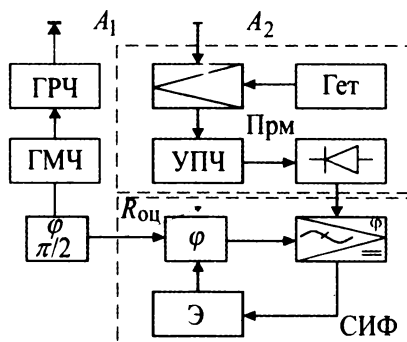
$$\sigma_{\varphi} = k_{\text{HO}} / \sqrt{2q} ,$$

Если $k_{\text{но}} = 1$, то отношение $(P_{\text{с}}/P_{\text{ш}})_{\text{изм}} = 2(P_{\text{свх}}/P_{\text{швх}}) = 2q_{\text{вх}}$, и точность фазового радиодальномера характеризуется погрешностью

$$\sigma_R = \lambda_M / 4\pi\sqrt{2q}.$$

Такой радиодальномер (рис. 10.2) служит для автоматического сопровождения цели по дальности.

На фазовый детектор следящего измерителя фазы приходит опорный сигнал от ГМЧ с мгновенной фазой $\varphi_1 = \varphi_{01} + \pi/2 + \varphi_{\text{фв}}$ и отраженный сигнал с фазой $\varphi_2 = \varphi_{01} + \Omega_{\text{м}} t_R$, где $\varphi_{\text{фв}}$ – сдвиг фазы в управляемом фазовращателе.



В этих условиях выходное напряжение фазового детектора

$$U_{\Phi\Delta} = k_{\Phi\Delta} U_{m1} U_{m2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2),$$

где $k_{\text{фд}}$ – коэффициент передачи фазового детектора.

Так как $\varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_{\text{фв}} + \pi/2 - \Omega_{\text{м}} t_R$, и выходное напряжение ФД $U_{\text{фд}} = k_{\text{фд}} U_{m1} U_{m2} \sin(\varphi_{\text{фв}} - \Omega_{\text{м}} t_R)$, то формируется дискриминационная характеристика с нулем в точке $\varphi_{\text{фв}} = \Omega_{\text{м}} t_R$, положительной ветвью при

$\varphi_{\text{фв}} > \Omega_{\text{м}} t_R$ и отрицательной при $\varphi_{\text{фв}} < \Omega_{\text{м}} t_R$. Напряжение $U_{\text{фл}}$ поступает на экстраполятор Э, состоящий обычно из определенного числа интеграторов и вырабатывающий управляющее синтезатором напряжение. В качестве синтезатора используется управляемый фазовращатель со шкалой, проградуированной в значениях дальности

Принцип действия цифрового измерителя фазы (фазового радиодальномера)

Измерение разности фаз в этом случае основано на преобразовании фазового сдвига φ_{Δ} во временной интервал t_{Δ} и заполнении этого интервала счетными импульсами. В простейшей схеме цифрового измерителя фазы φ_{Δ} (рис. 10.3) опорный сигнал от генератора масштабной частоты и сигнал с выхода приемника поступают на формирователи опорных ФОИ и сигнальных ФСИ импульсов соответственно.

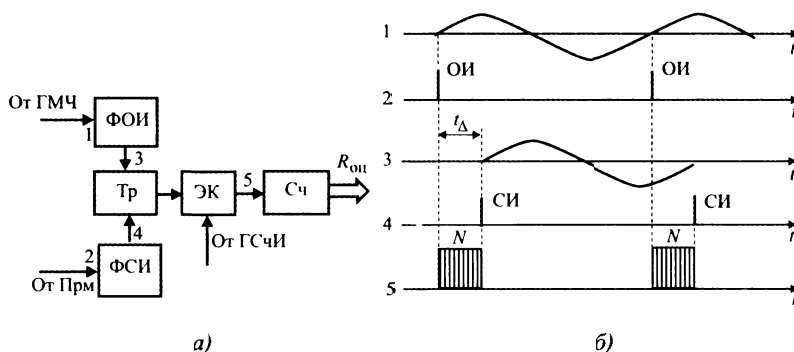


Рис. 10.3. Схема цифрового измерителя разности фаз (а) и сигналы в ее характерных точках (б)

Опорный импульс ОИ открывает электронный ключ ЭК и разрешает поступление счетных импульсов с генератора ГсЧИ на счетчик Сч. Сигнальный импульс СИ закрывает ЭК и прекращает подачу счетных импульсов на счетчик. Число подсчитанных импульсов $N =]t_{\Delta} / T_{\text{сч}} [$, где $T_{\text{сч}}$ — период их следования, а знак $] [$ означает округление до ближайшего меньшего целого числа.

С выхода счетчика снимается код, содержащий оценку дальности $R_{\text{оц}}$, получаемую в соответствии с выражением $R_{\text{оц}} = 0,5cT_{\text{сч}}N$.

Цифровому методу измерения свойственна погрешность дискретизации $\Delta R = 0,5cT_{\text{сч}}$, которая тем меньше, чем выше частота следования счетных импульсов. Следует иметь в виду, что повышение точности при более высокой частоте следования счетных импульсов требует увеличения быстродействия и емкости счетчика.

10.2. Частотные радиодальномеры

Принцип действия частотного радиодальномера

Получение зависимости частоты преобразованного сигнала (сигнала «биений» отраженного и зондирующего сигналов) от R основано на использовании модулированных по частоте зондирующих сигналов.

При линейном законе частотных радиодальномеров (рис. 10.4, *а*) из-за запаздывания отраженного сигнала на время t_R , мгновенная разность излучаемой f_1 и принимаемой f_2 частот сигналов $F_6 = f_1(t) - f_2(t) = (\partial f(t)/\partial t)t_R$. На практике применяют периодические законы частотных радиодальномеров (рис. 10.4, *б-г*), так как передатчики и приемники имеют ограниченный диапазон перестройки частоты.

В простейшем частотном радиодальномере (рис. 10.5, *а*) звуковой генератор задает частоту модуляции F_m и вместе с частотным модулятором формирует ЧМ-сигнал, частота которого изменяется по симметричному пилообразному закону с девиацией частоты Δf .

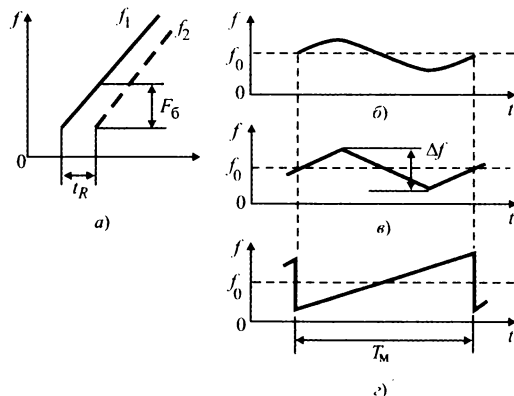


Рис. 10.4. Законы изменения частоты в частотном методе дальнометрии:

а – монотонный; *б, в, г* – периодические

Модулированные по частоте колебания ГРЧ на несущей частоте f_0 (рис. 10.5, *б*) излучаются антенной A_1 . В результате запаздывания отраженного сигнала на t_R на выходе балансного смесителя возникают биения с частотой $F_6 = |f_1 - f_2|$. Сигнал биений усиливается и подается на измеритель частоты. Зависимость частоты биений от дальности может быть получена из рис. 10.6, соответствующего участка графика $f_{1,2}(t)$ на рис. 10.5, *б*. Из подобных треугольников ABC и ADE следует, что $\frac{T_m}{2} / \Delta f = t_R / F_6$, откуда

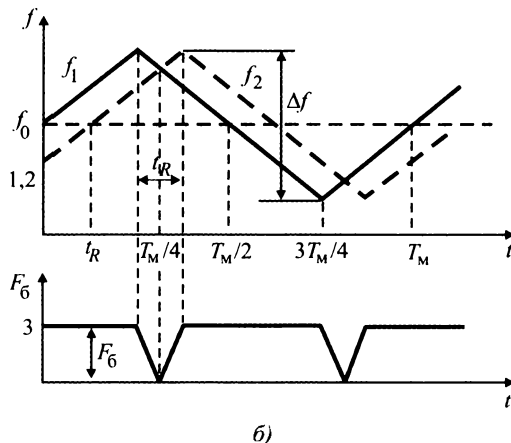
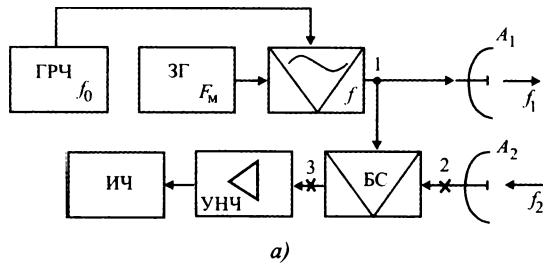


Рис. 10.5. Схема частотного радиодальномера (а) и графики изменения частоты в различных точках радиодальномера (б)

$$F_6 = \frac{4\Delta f F_M}{c} R \quad (10.3)$$

Основное уравнение частотного радиодальномера для симметричных законов модуляции (гармонического или симметричной пилы) имеет вид

$$R = \frac{c F_6}{4\Delta f F_M} = M F_6, \quad (10.4)$$

где M – масштабный коэффициент.

Для несимметричных законов модуляции, например несимметричной пилы, $R = \frac{c F_6}{2\Delta f F_M} = M F_6$. Последующее изложение материала ведется применительно к симметричным законам модуляции.

Частоту модуляции F_M выбирают из условия однозначности отсчета дальности в пределах заданной дистанции $R_{\max}$. При периодических

законах модуляции (симметричная пила на рис.10.5, б) получаем $F_M \leq c/4R_{\max}$ – для симметричной пилы и $F_M \leq c/2R_{\max}$ – для несимметричной (10.5).

Кроме того, измеритель частоты измеряет $\overline{F_6}$ или $\sqrt{(\overline{F_6})^2}$, поэтому для того, чтобы $\overline{F_6}$ незначительно отличалась от F_6 , определяемой (10.3), в частотных дальномерах выбирают $T_M \gg t_{R_{\max}}$. При этом соотношение (10.5) всегда выполняется.

Особенностью частотных радиодальномеров является дискретный характер зависимости измеренной дальности $R_{\text{и}}$ от фактической $R_{\text{ф}}$ (рис. 10.7), что вызывается периодичностью закона ЧМ, а также периодичностью смены фазовых соотношений сигналов u_1 и u_2 на входе смесителя. Поэтому спектр сигнала биений содержит частотные компоненты, только кратные частоте модуляции, причем характер нарастания частоты биений зависит от взаимного расположения векторов сигналов u_1 и u_2 . Дискрет по дальности $\Delta R_{\text{д}}$ можно найти из выражения (10.4). Так как наименьшая частота биений $F_{\text{бmin}} = F_{\text{м}}$ то минимальное измеряемое расстояние

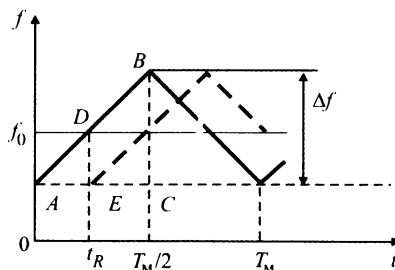


Рис. 10.6. Изменение частоты излучаемого (—) и принимаемого (---) сигналов за период модуляции

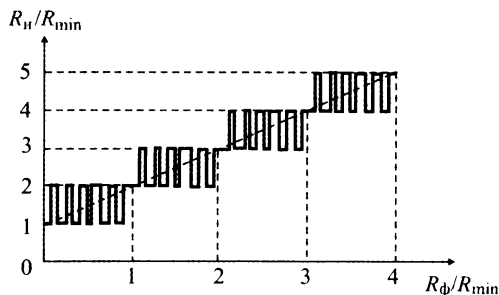


Рис. 10.7. Зависимость измеренной частотным радиодальномером дальности от фактической дальности

$$R_{\min} = \frac{c}{4\Delta f}.$$

При увеличении R в спектре периодического сигнала биений последовательно появляются частоты $2F_m$, $3F_m$ и т.д., поэтому частота биений изменяется каждый раз на F_m , а дальность – на $\Delta R_d = R_{\min}$. Дополнительные скачки на $\pm R_{\min}$ обусловлены изменением фазовых соотношений принятого и опорного сигналов.

В частотных дальномерах верхний предел интервала измерения дальности равен $R_{\max} \leq \frac{cT_m}{4(2)}$, а нижний – $R_{\min} \geq \frac{c}{4(2)\Delta f}$.

Частотный радиодальномер с разрешением целей по дальности

Если необходимо разрешать цели по дальности или измерять дальность всех целей, расположенных на дистанции, то в качестве измерителя частоты используют анализатор спектра. В этом случае на выходе смесителя и усилителя низкой частоты присутствуют сигналы биений всех целей (биения «отраженный сигнал u_{ci} – опорный сигнал u_0 ») и сигналы биений на комбинационных частотах (биения «отраженный сигнал u_{ci} – отраженный сигнал u_{ck} »):

$$\Sigma u_6 = \sum_{i=1}^N u_{ci}(t)u_0(t) + \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N u_{ci}(t)u_{ck}(t),$$

где u_{ci} – отраженный сигнал от i -й цели; u_0 – опорный сигнал.

Поскольку $U_{m0} \gg U_{mi}$, то $U_{mi}U_{m0} \gg U_{mi}U_{mk}$ и двойной суммой можно пренебречь. В результате на вход анализатора поступает столько биений частоты F_{6i} , сколько целей (i) находится на дистанции.

При использовании параллельного анализатора спектра (рис. 10.8, а и б) получаем многоканальную систему с числом каналов, равным числу элементов разрешения: $N = (F_{6\max} - F_{6\min})/\Delta F_\phi = (R_{\max} - R_{\min})/\Delta R$. Время анализа определяется инерционностью фильтров: $T_a = 1/(\Delta F_\phi) = 1/(\delta F_6)$, где ΔF_ϕ – полоса пропускания фильтра, а δF_6 – разрешающая способность по частоте биений.

При последовательном анализе спектра (рис. 10.8, в, г) аппаратура существенно упрощается, но возрастает время анализа, так как последовательный просмотр дистанции путем перестройки фильтра может выполняться со скоростью $\partial F_6/\partial t$, при которой за время установления процесса на выходе фильтра $\tau_{уст}$ частота настройки фильтра изменится не более, чем на ΔF_ϕ , т.е. $(\partial F_6/\partial t)\tau_{уст} \leq \Delta F_\phi$. Так как $\tau_{уст} = 1/\Delta F_\phi$, то $(\partial F_6/\partial t) \leq \Delta F_\phi^2$.

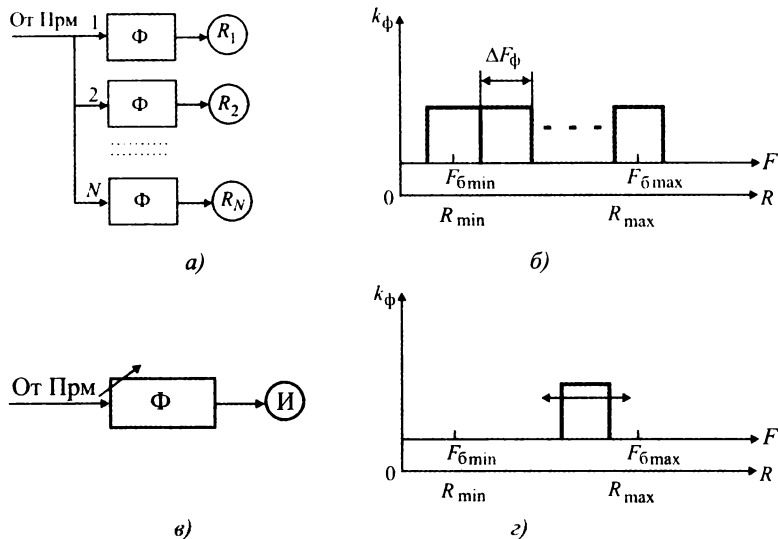


Рис. 10.8. Схемы и идеализированные частотные характеристики фильтров – анализаторов спектра сигналов в частотном РД

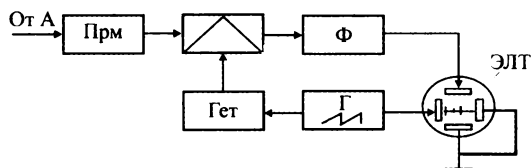


Рис. 10.9. Схема приемной части частотного РД с последовательным анализатором спектра

Обычно в анализаторах спектра избегают изменения АЧХ фильтра при перестройке и изменяют частоту подаваемого на него сигнала с помощью преобразователя частоты (рис. 10.9). Такого же эффекта можно добиться и без преобразователя с помощью дополнительной вобуляции дополнительного изменения частоты модуляции F_m или девиации частоты Δf (рис. 10.10). В этих дальномерах скорость поиска целей равна:

при вобуляции частоты модуляции

$$V_n = \frac{dF_m}{dt} \leq (\Delta F_\phi)^2;$$

при вобуляции девиации частоты

$$V_n = \frac{d\Delta f}{dt} \leq (\Delta F_\phi)^2.$$

$$\delta R \geq \frac{c \Delta F_{\Phi}}{4 \Delta f F_m}.$$

Однако улучшение δR за счет уменьшения ΔF_{Φ} ограничено дискретностью измерения дальности и, следовательно, не может быть меньше $\delta R = \frac{c}{4 \Delta f}$.

Таким образом, разрешающая способность частотного радиодальномера тем выше, чем больше девиация частоты, т.е. чем шире спектр зондирующего сигнала.

Точность измерения дальности

На основании (10.4) и в предположении случайного характера и независимости составляющих суммарной погрешности получаем

$$\sigma_R = \left(F_6^2 \sigma_m^2 + M^2 \sigma_F^2 \right)^{1/2}.$$

В частотных радиодальномерах принимают меры для поддержания $M = \text{const}$, стабилизируя величины F_m и Δf . Тогда $\sigma_R = M \sigma_F$, и для уменьшения σ_R стремятся увеличить частоту модуляции F_m и девиацию частоты Δf , а для неискаженной передачи закона ЧМ переходят на несущие частоты $f_0 \gg \Delta f$.

Погрешность измерения частоты биений можно оценить как (см. гл. 9) $\sigma_f = k_{\text{но}} / (\sqrt{q} t_{\text{ск}})$, где $k_{\text{но}}$ – коэффициент, учитывающий отличие схемы РД от оптимальной и зависящий от типа измерителя; q – отношение сигнал/шум по мощности на входе измерителя частоты;

$$t_{\text{ск}} = \left(\frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 |u(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt} \right)^{1/2} \quad \text{– среднеквадратическая длительность сигнала.}$$

Если $k_{\text{но}}=1$, то $\sigma_F = \frac{1}{(E/N_0)^{1/2} 2\pi t_{\text{ск}}}$, что справедливо для оптималь-

ной обработки сигнала с неизвестным временем прихода, случайной начальной фазой и флуктуирующей амплитудой. При этом потенциальная точность частотного радиодальномера характеризуется погрешностью

$$\sigma_R = \frac{c}{4 \Delta f F_m} \frac{1}{(E/N_0)^{1/2} 2\pi t_{\text{ск}}} = \frac{c}{8 \pi \Delta f F_m t_{\text{ск}} \sqrt{q}}.$$

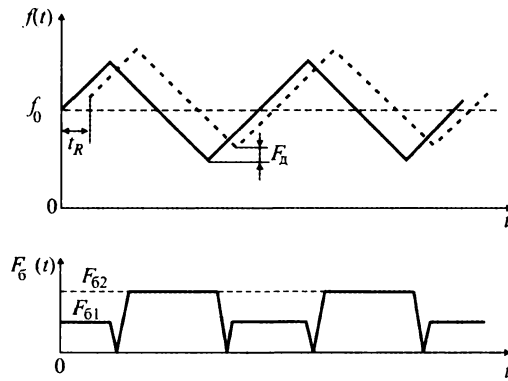


Рис. 10.11. Влияние эффекта Доплера на частоту сигналов в частотном РД

В частотных дальномерах сказывается ошибка метода измерения (методическая погрешность), связанная с дискретным характером отсчета со скачками $\Delta R = \frac{c}{4\Delta f} = R_{\min}$, что имеет значение только при точечной цели.

Для уменьшения влияния дискретности отсчета можно использовать одновременную модуляцию частоты зондирующего сигнала несколькими частотами.

Наконец, при относительном движении цели со скоростью V , появляется доплеровский сдвиг частоты $F_D = -2V/\lambda$, который может внести погрешность в измерение дальности. Для учета этой погрешности используют симметричные законы частотного радиодальномера и раздельную обработку сигнала в двух половинах периода модуляции (рис. 10.11). Тогда на первой половине периода частоты модуляции $F_{61} = F_R - F_D$, а на второй $F_{62} = F_R + F_D$, откуда

$$F_R = 0,5(F_{62} + F_{61}); \quad F_D = 0,5(F_{62} - F_{61}),$$

где F_R и F_D – частота, пропорциональная дальности и скорости.

Принцип действия слеящего частотного радиодальномера

Для автоматического сопровождения целей по дальности в частотных радиодальномерах применяют системы автоподстройки частоты АПЧ. В соответствующем частотном радиодальномере (рис. 10.12) сигнал биений с балансного смесителя (БС) после фильтрации поступает на частотный дискриминатор. Сигнал ошибки, пропорциональный отклонению F_6 от точки перехода через нуль F_{60} дискриминационной характеристики, после интегрирования в экстраполиаторе подается на управ-

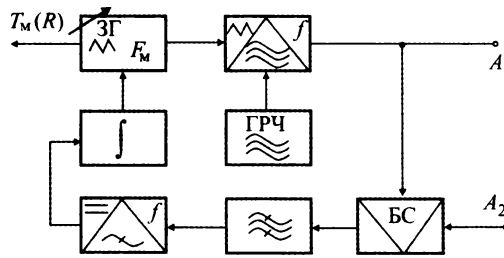


Рис. 10.12. Схема следящего частотного радиодальномера

ляемый генератор 3Г и изменяет F_m до тех пор, пока не наступит равенство $F_6 = F_{60}$. В этот момент $T_m = [4\Delta f / (c F_{60})]R$ и по значению T_m можно судить о дальности до цели.

В заключение следует отметить, что частотные радиодальномеры часто используют в качестве радиовысотомеров малых частот на различных летательных аппаратах.

Принцип действия частотного радиодальномера с цифровым анализом спектра

Измерение дальности в таких радиодальномерах основано на дискретном преобразовании Фурье, с помощью которого можно реализовать параллельный анализатор спектра, подобный показанному на рис. 10.8, а. Из анализируемого сигнала предварительно формируются квадратурные сигналы, которые затем подвергаются аналого-цифровому преобразованию. Число выборок N каждого квадратурного сигнала должно быть достаточным для однозначного представления исследуемого сигнала. Например, при частотно-модулированном сигнале с постоянной амплитудой число отсчетов фазы сигнала длительностью T_c должно составлять $N = T_c / \Delta t = \Delta F_c T_c$, где ΔF_c – ширина спектра сигнала, а $\Delta t = F_{\text{дис}}^{-1}$ – интервал дискретизации, причем $F_{\text{дис}} > F_c = T_c^{-1}$.

При использовании алгоритма N -точечного ДПФ анализатор спектра состоит из гребенки узкополосных фильтров с центральными частотами $F_k = k\Delta F_c = kF_{\text{дис}}$, где $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$; $F_{\text{дис}}$ – частота дискретизации сигнала; полоса пропускания каждого фильтра порядка $1/T_c = 1/(N\Delta t)$.

Обнаружение и оценку частоты сигнала производят по номеру канала ДПФ, в котором накопленный сигнал превысил порог обнаружения. Для вычисления коэффициентов ДПФ применяют алгоритмы дискретного или быстрого преобразования Фурье, что позволяет анализировать спектр в реальном масштабе времени. Структурная схема анализатора спектра подобна приведенной на рис. 10.8.

10.3. Импульсные радиодальномеры

Принцип действия импульсного радиодальномера

Зондирующий сигнал в импульсном радиодальномере (рис. 10.13) формируется ГРЧ, на который подаются импульсы модулятора или генератора импульсов. Синхронизатор Синх обеспечивает одновременность запуска модулятора и генератора пилообразного напряжения, создающего развертку на экране в выходном устройстве. Импульсы радиочастоты (зондирующий сигнал) через переключатель прием–передача поступают в антенну и излучаются в пространство. Отраженные сигналы принимаются той же антенной и после усиления и преобразования в приемнике направляются в аналоговое или цифровое выходное устройство.

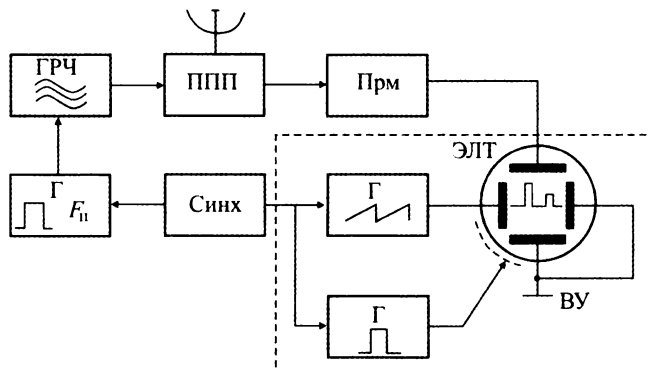


Рис. 10.13. Схема импульсного радиодальномера с аналоговым ВУ

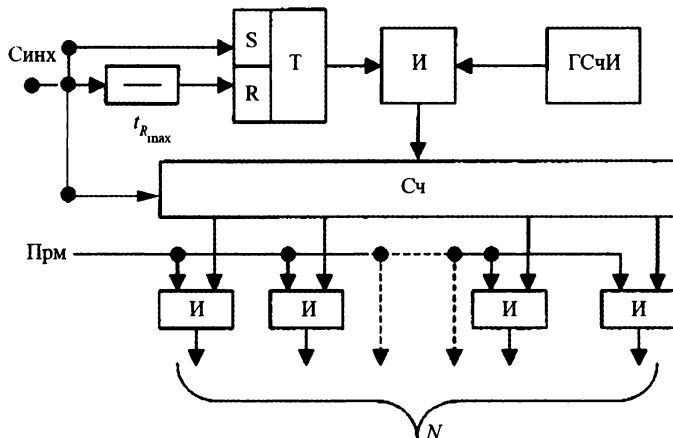


Рис. 10.14. Цифровой измеритель времени запаздывания t_R

При использовании аналогового выходного устройства эти импульсы подаются на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ для измерения времени t_R . На горизонтально отклоняющие пластины ЭЛТ приходит пилообразное напряжение развертки от генератора пилы Г. Импульсный генератор подсвета используется для включения яркости ЭЛТ только на время прямого хода развертки.

В современных импульсных радиодальномерах используют цифровые выходные устройства (рис. 10.14).

Принцип действия импульсного радиодальномера с цифровым выходным устройством

В цифровых выходных устройствах временной интервал t_R преобразуется в цифровую форму (рис. 10.15). В момент запуска передатчика импульс синхронизатора запускает триггер Тр открывая схему И и разрешая прохождение счетных импульсов от ГСЧИ на счетчик Сч. Триггер закрывается импульсом t_{Rmax} .

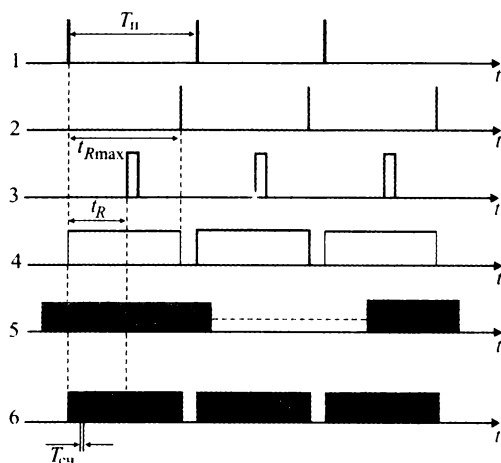


Рис. 10.15. Сигналы в характерных точках схемы рис. 10.14

Отраженный сигнал с приемника открывает схемы И, стоящие после счетчика, и разрешает считывание кода, записанного в счетчике за время t_R . Сброс счетчика и перевод триггера в исходное состояние выполняет следующий импульс синхронизатора. Схема измерения реализует разрешение целей по дальности, причем ее разрешающая способность и точность ограничены интервалом дискретизации по времени, т.е. периодом счетных импульсов $T_{сч}$. Показания счетчика в соответствующем коде: $N = \lfloor t_R / T_{сч} \rfloor$. Таким образом, дискретность следования счетных импульсов приводит к методической погрешности ΔR_m , равной

$\Delta R_m = cT_{\text{сч}} / 2$. При произвольном расположении начала отраженного импульса относительно ближайшего счетного дисперсия погрешности равна $\sigma_m^2 = T_{\text{сч}}^2 / 12$. Если цель точечная, то выбор точки отсчета t_R на огибающей импульса зависит от отношения мощностей сигнала и шума q . При $q \leq 1$ для повышения точности требуется оптимальная обработка сигнала, при которой форма выходного импульса совпадает с модулем корреляционного интеграла зондирующего сигнала (см. гл. 3). Следовательно, при точечной цели целесообразно вести отсчет t_R в точке, соответствующей максимальному значению q , т.е. посередине отраженного сигнала. Если $q \gg 1$, то оптимальная обработка не требуется, полосу пропускания приемника выбирают гораздо более широкой, чем при оптимальной обработке, и отраженный импульс на выходе системы обработки сохраняет форму огибающей зондирующего сигнала. При этом t_R отсчитывают по переднему фронту импульса.

Если цель протяженная, то t_R также удобно отсчитывать по переднему фронту.

Минимальная дальность дальнометрии, или мертвая зона, определяется качеством работы переключателя прием – передача переключателя прием–передача. Обычно из-за его неидеальной работы переключателя прием–передача антенна отключается от приемника не только на время зондирующего импульса τ_n , но и на время восстановления исходного состояния переключателя $\tau_{\text{вос}}$ (рис. 10.16,а), поэтому

$$t_{R\min} = \tau_n + \tau_{\text{вос}} \text{ или } R_{\min} = 0,5c(\tau_n + \tau_{\text{вос}}). \quad (10.5)$$

Максимальная дальность дальнометрии определяется условием однозначного отсчета (рис. 10.16, б), т.е. необходимо, чтобы $t_{R\max} < T_n$ или $F_n < (2R_{\max}/c)^{-1}$. Пределы измерения дальности даются соотношениями $R_{\max} \leq \frac{c(T_n - \tau_n)}{2}$, $R_{\min} \geq \frac{c(\tau_n + \tau_{\text{вос}})}{2}$.

Таким образом, целесообразно использовать низкие частоты повторения F_{Π} . Однако уменьшение F_{Π} снижает пороговую мощность, так как, например, при обработке пачки из n когерентных импульсов

$$P_{\text{пор}} = q_{\text{пор}} \left[N_0 / (n\tau_n) \right],$$

где $q_{\text{пор}}$ – пороговое отношение сигнал/шум; N_0 – спектральная плотность мощности шума.

Число импульсов в пачке

$$n = \frac{\varphi_{0,5\Gamma}}{\Omega_{\text{ск}} T_{\Pi}} = \frac{\varphi_{0,5\Gamma} F_{\Pi}}{\Omega_{\text{ск}}},$$

где $\varphi_{0,5\Gamma}$ – ширина ДНА; $\Omega_{\text{ск}}$ – скорость ее сканирования.

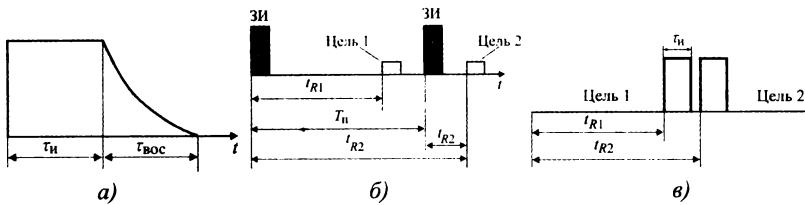


Рис. 10.16. Влияние τ_n , $\tau_{\text{вос}}$ и T_n (F_n) на минимальную ($R_{\min}$) (а), максимальную ($R_{\max}$) (б) и измеряемые дальности и на разрешающую способность (δR) импульсного РД

Если заданная дальность обнаружения $R_{\max}$ обеспечивается чувствительностью $P_{\text{пор } m}$, то

$$P_{\text{пор}} = q_{\text{пор}} N_0 / (n \tau_n) < P_{\text{порт}}, \quad n_{\min} > q_{\text{пор}} N_0 / (P_{\text{порт}} \tau_n).$$

Обычно $n_{\min} = 5 \dots 10$, откуда $F_n > n_{\min} \Omega_{\text{сч}} / (\varphi_{0,5r})$.

Объединяя требования к частоте повторения импульсов радиодальномера, получаем

$$\frac{1}{2R_{\max}/c} > F_n > \frac{n_{\min} \Omega_{\text{сч}}}{\varphi_{0,5r}}. \quad (10.6)$$

Разрешающая способность импульсного радиодальномера (рис. 10.16, в)

$$\delta t_R = (t_{R2} - t_{R1})_{\min} = \tau_n, \quad \delta R = c \tau_n / 2.$$

Потенциальная разрешающая способность импульсных дальномеров определяется по соотношению $\delta R_{\text{пот}} = \frac{c}{2 \Delta f_c} = \frac{c \tau_c}{2}$.

Алгоритмы расчета $\delta R_{\text{пот}}$ даны в прил. 4.

За счет ограниченных возможностей выходных устройств дальномеров реальная разрешающая способность δR_p ухудшается (см. табл.).

Таблица

Ухудшение разрешающей способности	
Импульсный дальномер с визуальным индикатором	$\delta R_p = \delta R_{\text{пот}} + \delta R_{\text{зкр}} = \delta R_{\text{пот}} \left(1 + \frac{\delta R_{\text{зкр}}}{\delta R_{\text{пот}}} \right) = \gamma_R \delta R_{\text{пот}},$ где $\delta R_{\text{зкр}} = \frac{d_n}{M_{\text{зкр}}}$; $M_{\text{зкр}} = \frac{d_n}{0,9 D_{\text{зкр}}}$
Импульсный цифровой дальномер	$\delta R_p = \frac{c T_{\text{сч}}}{2} \quad \text{при условии} \quad \frac{c T_{\text{сч}}}{2} > \delta R_{\text{пот}}$

Здесь обозначены: γ_p – коэффициент ухудшения разрешающей способности, $\delta R_{\text{экp}}$ – разрешающая способность экрана индикатора, $D_{\text{экp}}$ – диаметр экрана индикатора, d_n – диаметр светового пятна на экране индикатора, M – масштаб изображения на экране индикатора, T – период следования счетных импульсов.

В прил. 9 приведены алгоритмы расчета разрешающей способности по дальности и скорости импульсных дальномеров, а также пределов однозначного измерения этих параметров.

Точность импульсных радиодальномеров

При визуальном индикаторе, выполненном на ЭЛТ, отсчитываемый интервал времени между зондирующими и отраженными сигналами

$$t_{\text{отс}} = t_R + t_c + t_{\text{ан}},$$

где t_c – задержка синхронизации, т.е. разница между началом зондирующего импульса и моментом запуска развертки ЭЛТ; $t_{\text{ан}}$ – время запаздывания отраженного импульса в аппаратуре радиодальномера.

Тогда $t_R = t_{\text{отс}} - t_{\text{ан}} - t_c$ и относительная погрешность определения

$$\frac{\sigma_R}{R} \approx \sqrt{\left(\frac{\sigma_{\text{отс}}}{t_{\text{отс}}}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{\text{ан}}}{t_R}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_c}{t_R}\right)^2}.$$

Здесь первое слагаемое дает относительную погрешность отсчета времени запаздывания по индикатору РД. Нижняя граница этой погрешности определяется потенциальной точностью измерения времени запаздывания сигнала и при оптимальной обработке сигнала и отношении сигнал–шум $q = E/N_0$, где E – энергия сигнала, определяется по формулам

$$\sigma_{\text{отс}} = \sigma_t = \left[\left(\frac{E}{N_0} \right)^{1/2} 2\pi f_{\text{ск}} \right]^{-1}, \quad (10.7)$$

где $f_{\text{ск}}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 (|S(f)|)^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} (|S(f)|)^2 df}$ – среднеквадратическая ширина спектра $S(f)$

сигнала.

Выражение (10.7) справедливо для сигнала с известной несущей частотой и случайной начальной фазой. При этом дальномерная погрешность

$$\sigma_R = \frac{c}{2} \left[\left(\frac{E}{N_0} \right)^{1/2} 2\pi f_{\text{ск}} \right]^{-1}.$$

В прил. 10 приведены соотношения для расчета среднеквадратической ширины спектра сигнала и потенциальной точности для различных зондирующих сигналов.

Если ввести масштаб изображения $M = l_R/R = 2V_p/c$, где l_R – расстояние до отраженного сигнала по шкале ЭЛТ; V_p – скорость развертки, то

$$\frac{\sigma_R}{R} \approx \sqrt{\left(\frac{\sigma_l}{l}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_M}{M}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{t_c}}{t_R}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{t_{an}}}{t_R}\right)^2}.$$

Здесь первое слагаемое σ_l/l – погрешность отсчета, зависящая от диаметра пятна на экране ЭЛТ, длительности фронта импульса, скорости движения пятна и отношения мощности сигнала и шума; второе слагаемое σ_M/M – нестабильность масштаба шкалы экрана ЭЛТ, влияние которой можно уменьшить, используя радиодальномер со стабилизацией масштаба или его калибровкой; третье слагаемое σ_{t_c}/t_R определяется нестабильностью взаимной синхронизации начала зондирующего импульса и начала развертки или шкалы отсчета ВУ. Для уменьшения влияния σ_{t_c} в радиодальномере используют специальный генератор пусковых импульсов – синхронизатор (рис. 10.13), управляющий работой всего радиодальномера, в том числе модулятора и измерителя времени.

Для устранения σ_{t_c} необходимо использовать в модуляторе безынерционные («жесткие» электронные приборы); четвертое слагаемое $\sigma_{t_{an}}/t_R$ характеризует непостоянство времени запаздывания в аппаратуре радиодальномера. Наибольший вклад в $\sigma_{t_{an}}$ вносит приемное устройство, в котором непостоянство запаздывания сигнала связано с флуктуацией и изменением наклона фазочастотных характеристик. Для уменьшения влияния этого явления применяют параметрическую, температурную и электрическую стабилизации, а также герметизацию приемного устройства.

Принцип действия следающего импульсного радиодальномера

Для автоматического сопровождения целей по дальности служат выходные устройства со следящими измерителями времени (рис. 10.17). Временной дискриминатор сравнивает временные положения отраженного импульса и селекторных импульсов или временные интервалы t_R и t_M и в зависимости от величины разности $x = t_R - t_M$ вырабатывает сигнал ошибки – два биполярных импульса с разной при временном рассогласовании длительностью $x \neq 0$ (рис. 10.18). Информация об x преобразуется экстраполятором Э в управляющее напряжение $U_{упр}$ и подается на синтезатор задержки (временной модулятор).

Под воздействием $U_{упр}$ синтезатор изменяет задержку t_M селекторных импульсов. Равновесие в замкнутом кольце регулирования наступает при $x = 0$, следовательно, $t_M = t_R$.

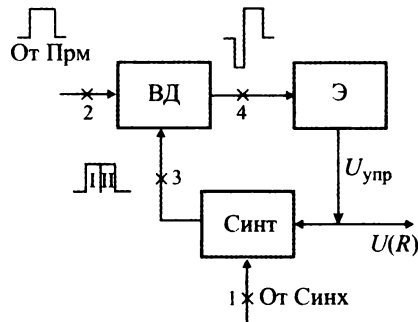


Рис. 10.17. Обобщенная схема следящего измерителя времени ВУ импульсного радиодальномера

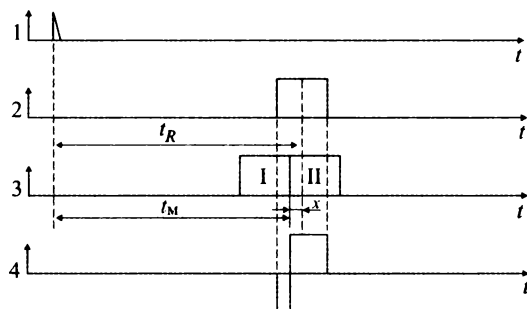


Рис. 10.18. Сигналы в различных точках радиодальномера рис. 10.17

В этом режиме $U_{упр} \sim R$. Временной дискриминатор (рис. 10.19, а) представляет собой две схемы И, на каждую из которых поданы отраженный сигнал и один из селекторных импульсов. Полярность снимаемых с дискриминатора сигналов совпадения импульсов (рис. 10.19, б) противоположна.

Экстраполиатор в простейшем случае – интегрирующая цепочка. Процессы перезаряда емкости экстраполиатора представлены на рис. 10.19, б.

Синтезатор представляет собой (рис. 10.19, в) генератор селекторных импульсов, запускаемый задержанным по отношению к импульсу синхронизатора сигналом с амплитудного компаратора. В компараторе сравниваются уровни управляющего сигнала $U_{упр}$ и быстро нарастающего пилообразного напряжения генератора, запускаемого импульсами синхронизатора (рис. 10.19, в).

Кроме измерителя времени импульсного автодальномера с двумя селекторными импульсами (см. рис. 10.15) известны измерители с одним селекторным импульсом, а также с дифференцированием отраженного

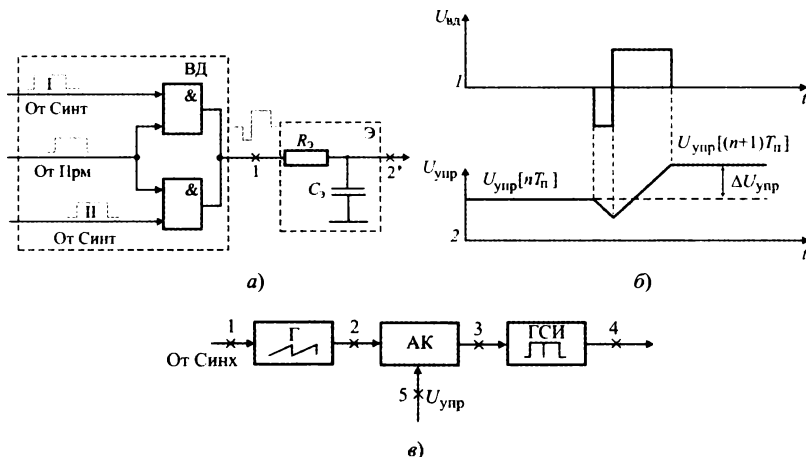


Рис. 10.19. Упрощенная структура временного дискриминатора ВД и экстраполятора Э (а); графики напряжений в точках 1 и 2 (б); схема синтезатора (в)

импульса. Особенностью работы измерителя времени автодальномера является импульсный характер регулирования, что сказывается на условиях устойчивости замкнутой системы и характере переходных процессов.

Для работы представленного на рис. 10.17 следящего измерителя времени необходим предварительный поиск цели. В режиме поиска контакт реле схемы переключения режимов (рис. 10.21) находится в положении «П» и схема поиска с помощью экстраполятора формирует медленно нарастающее пилообразное напряжение поиска, которое вместо управляющего напряжения подается на синтезатор и изменяет задержку селекторных импульсов. Схема захвата, на которую приходят отраженные импульсы с приемника и селекторные импульсы от синтезатора, переключает контакт реле в положение «С» и переводит радиодальномер в режим сопровождения при совпадении отраженного и селекторных импульсов (рис. 10.22).

Скорость поиска выбирают такой, чтобы отсутствовал пропуск цели в двух соседних периодах повторения. При скорости поиска dt_m/dt за время T_n селекторные импульсы смещаются на интервал, меньший длительности импульса τ_n , т.е. $(dt_m/dt)T_n \leq \tau_n$. Однако при захвате по одному совпадению слишком велика вероятность ложного захвата шумового выброса.

На рис. 10.23 показана схема захвата, в которой эта вероятность сведена к минимуму.

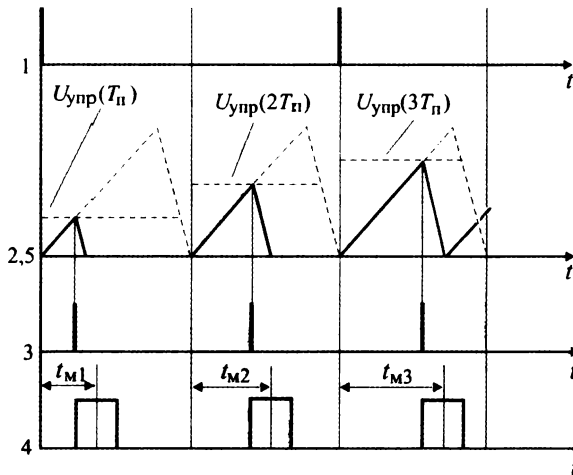


Рис. 10.20. Иллюстрация работы синтезатора задержки селекторных импульсов

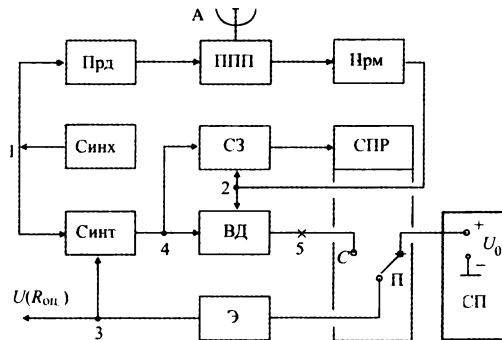


Рис. 10.21. Схема слеящего импульсного радиодальномера

Сигнал совпадения отраженного и селекторных импульсов, прошедший через первое пороговое устройство, запускает генератор стандартных импульсов, работающий в ждущем режиме. Полученные таким образом стандартные импульсы подаются на накопитель совпадений НС в n следующих подряд циклах повторения, где n – не больше числа импульсов в пачке. В результате накопления сигнал на выходе накопителя совпадений достигает уровня срабатывания ПУ2, а при случайном шумовом выборе ПУ2 сработать не сможет.

Для схемы захвата с накопителем необходимо, чтобы селекторные импульсы сместились не более, чем на τ_n за n периодов повторе-

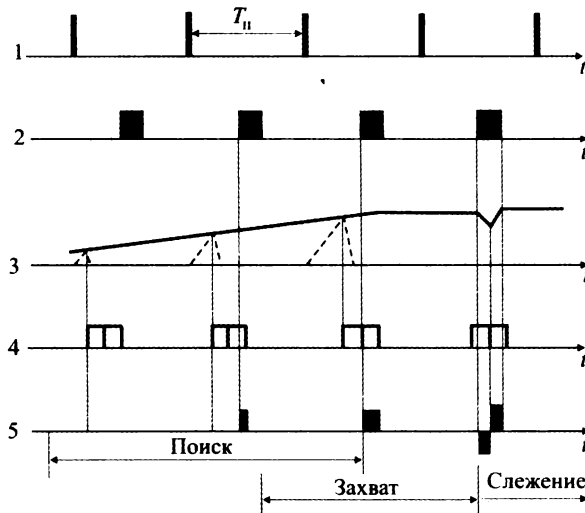


Рис. 10.22. Сигналы в характерных точках схемы рис.10.21

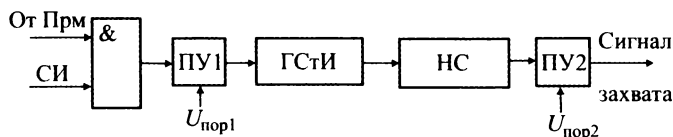


Рис. 10.23. Схема захвата импульсного следящего радиодальномера

ния: $\left(\frac{dt_m}{dt}\right)nT_n \leq \tau_n$. С учетом изменения t_R при движении цели со скоростью $\frac{dt_R}{dt}$ окончательное условие выбора скорости поиска принимает вид $\left(\frac{d}{dt}t_m + \frac{d}{dt}t_R\right)nT_n \leq \tau_n$.

Следовательно, скорость поиска цели $V_n = \frac{dt_m}{dt} \leq \frac{\tau_n}{nT_n} - \frac{dt_R}{dt}$, а время

поиска (просмотра дистанции) $T_{\text{поиска}} = \frac{t_{R\text{max}}}{V_n}$, где dt_m/dt – скорость движения селекторных импульсов, dt_R/dt – скорость изменения времени запаздывания, τ_n – длительность импульса, T_n – период повторения, n – число совпадений импульсов цели с селекторными импульсами,

нужное для захвата сигнала с заданными вероятностями правильного и ложного захвата цели.

Схема захвата должна иметь память, необходимую для удержания следящего радиодальномера в режиме сопровождения на время пропадания отраженного сигнала из-за его флуктуаций. На рис. 10.24 показаны диаграммы движения селекторных импульсов при пропадании отраженного сигнала в следящем измерителе с астатизмом первого порядка и идеальным (1) и реальным (2) интеграторами в экстраполяторе.

Для того чтобы избежать потерь времени на переход в режим поиска, необходима память на время $\tau_{\text{пам1}}$ по положению (рис. 10.24, а) и $\tau_{\text{пам2}}$ по скорости (рис. 10.24, б). Время памяти должно быть достаточным для удержания системы сопровождения в режиме слежения на время, большее интервала корреляции флуктуаций отраженного сигнала.

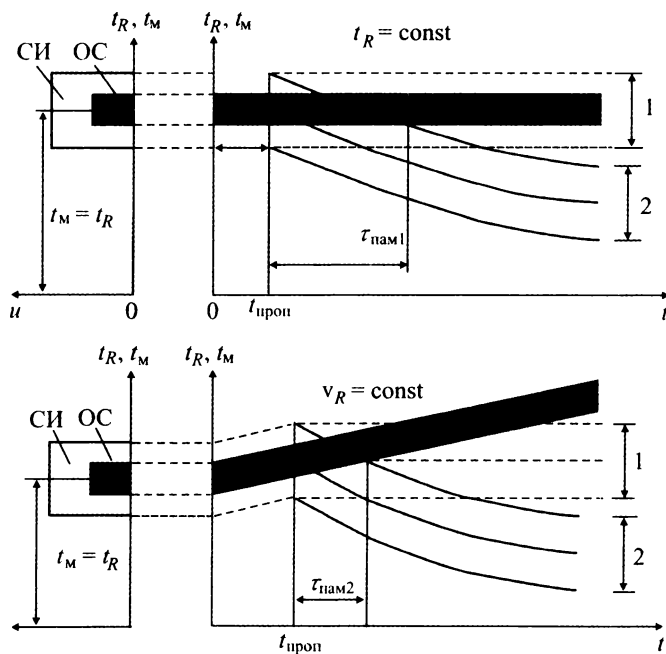


Рис. 10.24. Диаграммы движения селекторных импульсов при пропадании отраженного сигнала

Видно, что во избежание потерь времени на переход в режим поиска необходима память на время $\tau_{\text{пам1}}$ по положению (рис. 10.24, а) и $\tau_{\text{пам2}}$ по скорости (рис. 10.24, б). Время памяти должно быть достаточным для удержания системы сопровождения в режиме слежения на время, большее интервала корреляции флуктуаций отраженного сигнала.

Принцип действия цифровых радиодальномеров

На рис. 10.25, а, б показана схема цифрового выходного устройства с отсчетом t_R по центру отраженного импульса и с усреднением результатов измерений.

При отсчете по центру импульса используется схема (рис. 10.25 а), в которой сигнал с выхода приемника поступает на дифференцирующую цепь, а с нее на схему фиксации перехода через нуль, которая выдает стандартный импульс, отстоящий от импульса синхронизатора на время t_R . Триггер запускается синхронизатором и возвращается в исходное состояние стандартным импульсом, поэтому длительность импульса триггера равна t_R . Этот импульс открывает схему И, через которую счетные импульсы с ГСЧИ проходят на счетчик. Число поступивших на счетчик счетных импульсов $N = [t_R / T_{\text{сч}}]$. Результаты измерения за n периодов повторения усредняются в схеме усреднения. Радиодальномер с таким измерителем времени определяет дальность до ближайшей цели.

Цифровым радиодальномерам присуща специфическая погрешность дискретизации $\Delta_{Rд} = 0,5cT_{\text{сч}}$, зависящая от периода следования

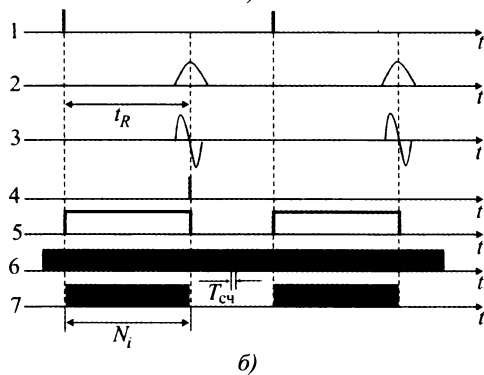
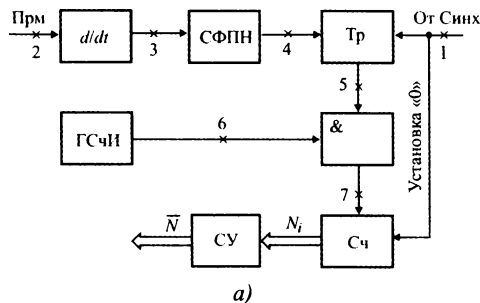


Рис. 10.25. Схема цифрового измерителя времени при отсчете R по центру импульса (а) и сигналы в ее характерных точках (б)

счетных импульсов $T_{сч}$. При автоматическом сопровождении в импульсных радиодальномерах с помощью цифровых устройств сравнения СС (рис. 10.26) сравниваются цифровые коды двух счетчиков РСч и Сч, первый из которых (реверсивный) работает по сигналам временного дискриминатора, а второй обновляет свой код каждый период повторения. Временной дискриминатор состоит из двух схем И, на которые подаются стандартные импульсы с приемника и селекторные импульсы от генератора. Сигналы со схем И через генераторы стандартных импульсов поступают на суммирующие и вычитающие входы РСч. Последний представляет собой экстраполятор следящего измерителя времени, накапливающий «положительные» и «отрицательные» единичные стандартные импульсы, которые поступают на его входы.

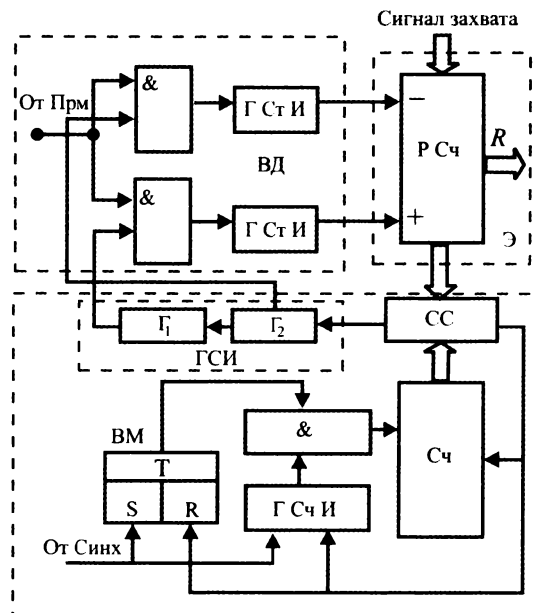


Рис. 10.26. Схема цифрового ВУ следящего импульсного РД

Синтезатор задержки состоит из генератора счетных импульсов, схемы И, триггера, счетчика и схемы сравнения. Схема И открывается импульсом триггера, фронт которого совпадает с импульсом синхронизатора (следовательно, с моментом излучения зондирующего сигнала), а конец — со стандартным импульсом схемы совпадения, т. е. с моментом совпадения кодов счетчиков Сч и РСч. Код счетчика Сч нарастает в пределах длительности импульса триггера, равного t_R . Интервал t_m соответствует времени от начала импульса синхронизатора до момента сов-

падения кодов РСч и Сч. В этот момент схема сравнения вырабатывает импульс, который запускает генераторы Γ_1 и Γ_2 , формирующие два селекторных импульса, сбрасывает показания Сч и останавливает ГСчИ. Сопровождение начинается после введения в реверсивный счетчик сигнала захвата (кода дальности выбранной цели) со схемы целеуказания (или со схемы поиска).

10.4. Радиодальномеры со сложными сигналами

Для повышения дальности действия при приемлемой точности и разрешающей способности в РЛС и РНС используют сложные сигналы. Особенности таких сигналов заключаются в сочетании большой длительности с широкополосностью, в наличии боковых лепестков в самом сигнале и, наконец, в необходимости хранения копии сигнала, в том числе и в виде кодовой опорной последовательности или соответствующего отклика сжимающего фильтра.

Рассмотрим в качестве примера радиодальномер использующий фазоманипулированный (псевдошумовой) сигнал, который применяют для повышенной скрытности и помехоустойчивости работы.

Отличительной чертой рассматриваемого радиодальномера является корреляционная обработка сигналов в двухканальном временном дискриминаторе ВД (рис. 10.27, *а*). В качестве опорного в корреляторах служит видеосигнал с тем же кодом, что и у принимаемого сигнала. На рис. 10.27, *б* в качестве примера показан семи-элементный код Баркера, вырабатываемый кодирующим устройством синтезатора задержки, куда входит управляемая сигналом экстраполятора схема задержки. Схема задержки управляет моментом запуска КУ, сдвигая код во времени, и запускается импульсом от синхронизатора. Опорный сигнал подается на каналы временного модулятора со сдвигом на время дискрета τ_k , что позволяет формировать дискриминационную характеристику $D(\tau)$ в виде производной от корреляционной функции кода.

В каждом корреляторе код принятого и задержанного на t_R сигнала умножается на код опорного сигнала, сдвинутого на t_M . Результаты перемножения интегрируются и вычитаются. Полученный таким образом сигнал ошибки пропорционален разности накопленных импульсов в точках 4 и 5 каналов временного дискриминатора. В приведенном примере число положительных импульсов в верхнем канале больше, чем в нижнем, и экстраполятор с помощью синтезатора сдвигает кодовую последовательность в сторону увеличения t_M . Задержка t_M изменяется до тех пор, пока сигнал ошибки не станет равным нулю, т. е. до сдвига опорных кодов в каналах относительно t_R на $\pm \tau_k / 2$. Слежение за t_R начинается при захвате сигнала после режима поиска. При поиске коды принятого и опорного сигналов грубо совмещаются при подаче на экстра-

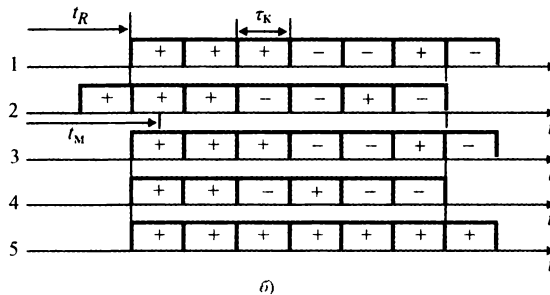
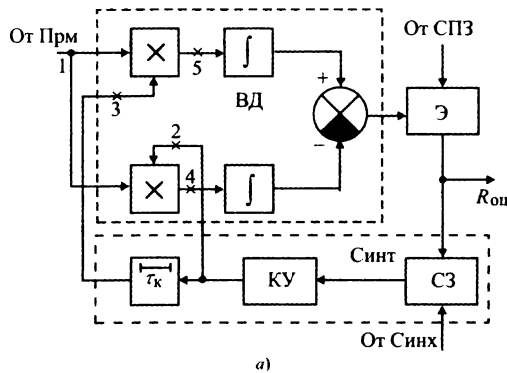


Рис. 10.27. Структурная схема автодальномера с псевдощумовым сигналом (а) и сигналы в ее характерных точках (б)

полятор сигнала со схемы поиска и захвата (СПЗ). Пороговое устройство этой схемы определяет максимум сигнала на выходе одного из каналов временного дискриминатора (коррелятора) и переключает радиодальномер в режим слежения.

Контрольные вопросы

- 10.1. Выполняется измерение дальности до объекта на частотах $f_1 = 3$ ГГц и $f_2 = 5$ ГГц. При этом $R_{изм1} = 25 \cdot 10^6$ м, $R_{изм2} = 25,6 \cdot 10^6$ м. Определите истинное расстояние R до объекта.
- 10.2. Какое отношение сигнал/шум надо обеспечить на входе измерителя фазы фазового радиодальномера, чтобы ошибка измерения σ_R была меньше 15 м, если $R_{max} = 1,5$ км?
- 10.3. Частота счетных импульсов цифрового фазового дальномера $f_{сч} = 10$ МГц, расстояние до цели $R = 295$ м. Определите погрешность дискретизации, число подсчитанных импульсов, оценку дальности.

- 10.4. Определите параметры частотного дальномера, предназначенного для измерения дальности от $R_{\min} = 2$ м до $R_{\max} = 1500$ м.
- 10.5. Частоты биений частотного дальномера $F_6 = 3$ МГц. Найдите расстояние до цели, если $\Delta f = 30$ МГц, $F_M = 500$ Гц.
- 10.6. В многоканальном частотном дальномере $\Delta f = 75$ МГц, $F_M = 100$ Гц. Определите число фильтров, необходимое для измерения дальности от $R_{\min} = 5$ м до $R_{\max} = 1200$ м.
- 10.7. Для условий задачи 10.6 найдите разрешающую способность по дальности, если полоса пропускания фильтров $\Delta F_{\phi} = 500$ Гц.
- 10.8. Определите параметры импульсного дальномера F_{Π} , τ_{Π} , $\tau_{\text{ВОС}}$, если $R_{\min} = 0,25$ км, $R_{\max} = 30$ км, $\delta R = 150$ м.
- 10.9. Огибающая зондирующего сигнала описывается функцией $U(t) = \frac{U_0 \sin(\pi \Delta f t)}{\pi \Delta f t}$. Определите эффективную ширину спектра сигнала.
- 10.10. Назовите функции, выполняемые следящим импульсным радиодальномером, временным модулятором, экстраполятором, синтезатором.
- 10.11. Как производится поиск цели?
- 10.12. Как производится захват цели?
- 10.13. Что происходит с селекторными импульсами в системе, имеющей память по положению (скорости)?
- 10.14. Частота повторения импульсов $F_{\Pi} = 1$ кГц, длительность импульса $\tau_{\Pi} = 10^{-6}$ с, число импульсов, необходимое для срабатывания схемы захвата, $n = 10$, скорость движения цели $V = 300$ м/с. Определите параметры напряжения поиска.
- 10.15. В цифровом импульсном дальномере частота счетных импульсов 10 МГц. Плотность распределения вероятностей положения отраженного от цели импульса между счетными импульсами равномерная. Найдите СКО измерения дальности, вызванную дискретизацией по времени.
- 10.16. Какой параметр сигнала измеряется при измерении дальности в РД с псевдослучайным сигналом?
- 10.17. Как формируется дискриминационная характеристика в радиодальномерах с фазоманипулированным сигналом?

Контрольные задачи

Типовая задача

Определите частоту повторения импульсов РД, при которой будет обеспечено однозначное измерение дальности цели, если $R_{\max} = 150$ км, а также пределы однозначного измерения скорости. Радиодальномер работает на длине волны $\lambda = 0,1$ м некогерентными импульсами длительности $\tau_{\Pi} = 12$ мкс

Решение. Из условия однозначного измерения дальности определяем период повторения импульсов $T_{\Pi} > t_{R \max} = \frac{2R_{\max}}{c} = 10^{-3}$ с = 1 мс, поэтому частота повторения должна быть не более $F_{\Pi} < \frac{1}{t_{R \max}} = 1$ кГц. Примем, что $F_{\Pi} = 1250$ Гц.

Пределы однозначного измерения радиальной скорости будут определяться из соотношений $|F_{\text{дmax}}| < \frac{F_n}{2}$ и $F_{\text{д}} = \frac{2V_r}{c}$, откуда $|V_{r\text{max}}| < \frac{\lambda F_n}{4} = 31,25 \text{ Гц}$.

Разрешающая способность по дальности будет равна $\delta R = \frac{c\tau_n}{2} = 1,8 \text{ км}$, а по скорости – $\delta V_r = \frac{\lambda}{2\tau_n} = 0,083 \text{ кГц}$.

Задачи для самостоятельного решения

- 10.1.** Рассчитайте частоту повторения импульсов, обеспечивающую однозначное измерение скорости, если $V_{r\text{max}} = 300 \text{ м/с}$, радиодальноммер работает на длине волны $\lambda = 3 \text{ см}$. Определите, какое максимальное расстояние до цели R_{max0} сможет измерить такой дальноммер:

Ответ: $F_n = 5 \cdot 10^4 \text{ Гц}$. $R_{\text{max0}} = 3 \cdot 10^3 \text{ м}$.

- 10.2.** Определите разрешающую способность δR частотного радиодальноммера с симметричной ЛЧМ, у которого девиация частоты $\Delta f = 5 \text{ МГц}$, если в качестве измерителя используется параллельный фильтровой анализатор спектра, состоящий из набора фильтров с полосой $\Delta F_\Phi = 4,5 \text{ МГц}$. Подсчитайте число фильтров n_Φ анализатора спектра и частоты их настройки $f_{\text{нi}}$. Неподвижные цели могут находиться на дистанции, не превышающей $R_{\text{max}} = 10 \text{ км}$.

Ответ: $\delta R = 15 \text{ м}$, $n_\Phi = 440$, $f_{\text{нi}} = 4,5 \cdot 10^3 \cdot i$, где $i = 1, 2, \dots, 440$.

В [19] приведены типовые задачи и задачи для самостоятельного решения по данному разделу.

Материал главы закрепляется выполнением лабораторной работы «Исследование импульсного цифрового следящего дальноммера» [18].

Глава 11

Радиопеленгаторы

11.1. Измерение направления и источники погрешностей измерения

Радиопеленгаторы предназначены для определения направления прихода радиоволн. Радиопеленгация использует свойства радиоволн распространяться в однородной среде по прямолинейной траектории с постоянной скоростью. Погрешности пеленгования возникают из-за искривления траекторий радиоволн в неоднородных средах (рефракция радиоволн $\sigma_{\text{тр}}$), хаотического изменения ЭПР целей и перемещений центра отражения (угловой шум) $\sigma_{\text{уш}}$, влияния шумов в приемно-усилительном тракте $\sigma_{\text{фл}}$ и аппаратурных $\sigma_{\text{ап}}$, в том числе и динамических ошибок $\Delta\theta_{\text{дин}}$. При условии их независимости и случайности результирующая погрешность равна

$$\sigma_{\theta} = \sqrt{\sigma_{\text{тр}}^2 + \sigma_{\text{фл}}^2 + \Delta\theta_{\text{дин}}^2 + \sigma_{\text{уш}}^2 + \sigma_{\text{ап}}^2}.$$

По методу получения информации о направлении на источник излучения радиопеленгаторы делят на *амплитудные и фазовые*, а по способу извлечения этой информации на *одноканальные* (последовательного типа) и *многоканальные (моноимпульсные)*. Рассмотрим методы пеленгации и наиболее распространенные типы радиопеленгаторов.

11.2. Амплитудные радиопеленгаторы

В амплитудных одноканальных радиопеленгаторах для определения направления на источник радиоволн используют направленные свойства антенн. Наиболее часто применяют *метод максимума* и *равносигнальный метод*. Амплитудные радиопеленгаторы измеряют угол рассогласования θ_0 (в горизонтальной и вертикальной плоскостях равный α_0 или β_0) между направлением на цель и опорным направлением. Отсчет θ_0 осуществляется по углу поворота антенны в момент совпадения с направлением на цель максимума ДНА или равносигнального направления.

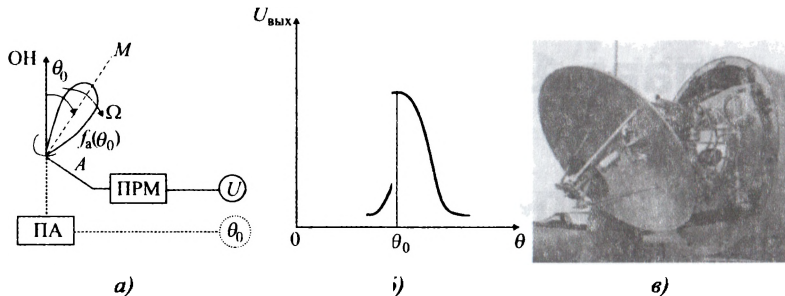


Рис. 11.1. Схема амплитудного раделенгатора, реализующего метод максимума (а), и его пеленгационная характеристика (б), антенна Р.«Орел» (в)

Принцип действия радиопеленгаторов, реализующих метод максимума

В рассматриваемых радиопеленгаторах направление на цель θ_0 отсчитывается по углу поворота ДН антенны (рис. 11.1, а) в момент максимума напряжения отраженного сигнала на выходе приемника, когда максимум главного лепестка ДН антенны падает с направлением на источник излучения (точка М). Зависимость амплитуды выходного напряжения приемника $U_{\text{вых}}$ от угла поворота антенны называется *пеленгационной характеристикой*. При линейной амплитудной характеристике приемника пеленгационная характеристика (рис. 10.1, б) по форме совпадает с ДН $f_a(\theta)$.

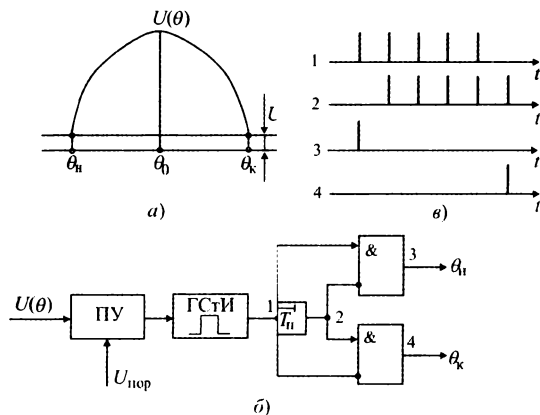


Рис. 11.2. Огибающая пачки импульсов (а), структурная схема устройства фиксации начала и конца пачки (б) и сигналы в ее характерных точках (в)

Следует отметить, что в зависимости от того работает ли антенна только на прием или на передачу и прием форма пеленгационной характеристики меняется.

Пеленгация методом максимума осуществляется в режиме обзора пространства («на проходе»), когда луч антенны сканирует. Например, можно зафиксировать начало и конец пачки (или ее огибающей), а затем вычислить положение (координату θ_0) ее середины (максимума). В этом случае с выхода приемника пачка видеоимпульсов с огибающей $U(\theta)$ (рис. 11.2, а) поступает на квантователь (рис. 11.2, б), состоящий из порогового устройства и генератора стандартных импульсов. Последний вырабатывает стандартный по форме и амплитуде импульс каждый раз, когда видеосигнал превышает порог $U_{\text{пор}}$. Полученная прямоугольная пачка стандартных импульсов (рис. 11.2, в) подается на схемы запрета непосредственно и через устройство задержки на период повторения $T_{\text{п}}$. При этом на выходе верхней (рис. 11.2, б) схемы запрета выделяется первый импульс (начало пачки), а на нижней – последний (конец пачки). Положение максимума определяется соотношением

$$\theta_0 = 0,5(\theta_k + \theta_n - \Omega_{\text{ск}} T_{\text{п}}),$$

где θ_n и θ_k – координаты начала и конца пачки, отсчитанные на уровне $U_{\text{пор}}$; $\Omega_{\text{ск}}$ – угловая скорость сканирования антенны.

Можно зафиксировать момент совпадения максимума пачки с направлением на цель по переходу через нуль производной ее огибающей. Отсчет $\theta = \theta_0$ производится при выполнении равенства $W'_i = |dU(\theta)/d\theta|_{\theta=\theta_0} = 0$.

Сигналы с выхода приемника проходят квантователь Кв, стандартные импульсы с которого поступают на устройство фиксации центра пачки (рис. 11.3, а). Весовые коэффициенты W_i выбирают в соответствии с формой огибающей пачки $U(\theta)$ и ее первой производной (рис. 11.3, б).

Схема запрета пропускает сигнал обнаружения с выхода порогового устройства только тогда, когда на запрещающем входе отсутствует сигнал. Это возможно при симметричном расположении импульсов пачки на отводах ЛЗ, когда на нижнем сумматоре обеспечивается выполнение

$$\text{условия } \sum_{i=1}^n W_i U_i = 0, \text{ при этом на верхнем сумматоре } \sum_{i=1}^n W_i U_i = \max.$$

Отсчет θ_0 производится в момент окончания пачки. При этом возникает систематическая погрешность $\Delta\theta = \Omega_{\text{ск}}(\tau_{\text{п}}/2 + T_{\text{п}})$, где $\tau_{\text{п}}$ – длительность пачки. Эта погрешность учитывается при градуировке РП.

При фиксации момента максимума угловую координату цели можно отсчитывать в цифровом коде по сигналам датчиков угла поворота, установленных на валу антенны.

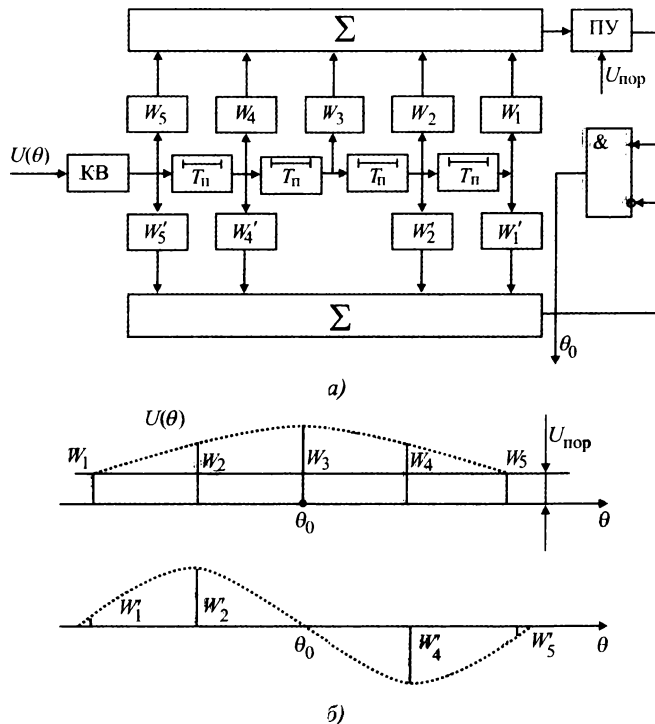


Рис. 11.3. Схема устройства фиксации максимума огибающей пачки импульсов (а) и принцип выбора весовых коэффициентов (б)

Датчик 1 (рис. 11.4) вырабатывает импульс $\theta_{\text{оп}}$ каждый раз, когда максимум ДНА проходит через опорное направление (например, северное направление меридиана).

Этот импульс сбрасывает показания счетчика и запускает триггер. Схема И открывается, и импульсы $\theta_{\text{сч}}$ с датчика 2, период повторения которых соответствует, например, 1° поворота ДНА, поступают на счетчик. Триггер возвращается в исходное состояние импульсом $\theta_{\text{оп}} \rightarrow "0"$ со схемы рис. 11.3, а. Поэтому число поступивших на счетчик импульсов $N = \lceil (\theta_0 - \theta_{\text{оп}}) / \theta_{\text{сч}} \rceil$.

Точность пеленгаторов, реализующих метод максимума, определяется шириной главного лепестка ДНА. Погрешность пеленгации тем меньше, чем уже ДНА и чем острее ее максимум. Если в радиопеленгаторе угловая координата определяется на проходе, т.е. без остановки антенны, то при импульсном сигнале и постоянной угловой скорости $\Omega_{\text{ск}}$ сканирования ДНА пеленгация методом максимума сводится к фиксации

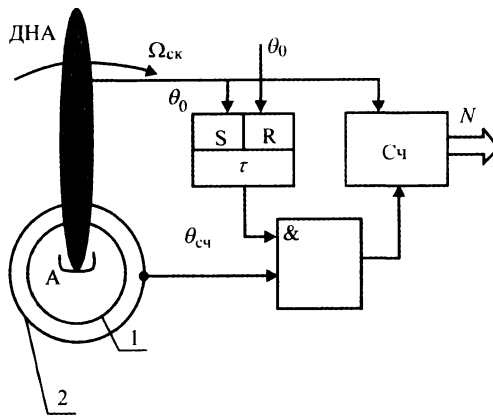


Рис. 11.4. Схема цифрового измерителя пеленга, использующего метод максимума

времени запаздывания максимума огибающей пачки сигналов, поэтому оценка пеленга цели при $\Omega_{\text{ск}} = \text{const}$ равна $\Omega_{\text{ск}} \tau_{\text{оц}}$, где $\tau_{\text{оц}}$ – оценка времени запаздывания максимума пачки относительно опорного импульса θ_0 . Погрешность $\sigma_\theta = \Omega_{\text{ск}} \sigma_\tau$, где σ_θ и σ_τ – потенциальные точности измерения пеленга и запаздывания огибающей пачки соответственно. Если аппроксимировать ДНА выражением $f_a(\theta) = \exp\{-\pi(\theta/\varphi_a)^2\}$, где φ_a – ширина главного лепестка на уровне 0,46, то огибающая пачки имеет колоколообразную форму:

$$U(t) = U_0 \exp\left\{-\pi\left(\frac{t-\tau}{\tau_{\text{ог}}}\right)^2\right\},$$

где t – текущее время, отсчитываемое от момента пересечения максимумом ДНА опорного направления; τ – запаздывание максимума огибающей отраженного сигнала, а $\tau_{\text{ог}} = \varphi_a/\Omega_{\text{ск}}$ – длительность огибающей на уровне 0,46. Для колоколообразного импульса $\tau_{\text{ог}} = (2\sqrt{\pi}f_{\text{ск}})^{-1}$, откуда $f_{\text{ск}} = (2\sqrt{\pi}\tau_{\text{ог}})^{-1}$.

Выражение для потенциальной точности оценки времени запаздывания в рассматриваемом случае принимает вид

$$\sigma_\tau = \tau_{\text{ог}} [\pi(E/N_0)]^{-1/2}.$$

Отсюда минимальная погрешность пеленгации

$$\sigma_{\theta} = \varphi_a \left[\pi (E/N_0) \right]^{-1/2}. \quad (11.1)$$

Учитывая, что ширина главного лепестка ДНА $\varphi_a = k_a \lambda / d_a$, где k_a – коэффициент использования площади антенны, d_a – диаметр (апертура) антенны, получаем

$$\sigma_{\theta} = k_a \left[\pi (E/N_0) \right]^{-1/2} (\lambda / d_a). \quad (11.2)$$

При переходе к реальной форме ДНА необходимо учесть уменьшение отношения мощностей сигнала и помехи, введя коэффициент потерь L_n . Объединяя L_n с коэффициентом учета потерь из-за аппроксимации ДНА, получаем относительное значение пеленгационной погрешности

$$\sigma_{\theta} / \varphi_a = k / \sqrt{q}. \quad (11.3)$$

Последнее соотношение может быть использовано для приближенной оценки точности пеленгации и при других аппроксимациях формы ДНА.

11.3. Принцип действия радиопеленгатора, реализующего равносигнальный метод

Определение угловых координат равносигнальным методом основано на сравнении амплитуд сигналов, полученных от одного и того же источника излучения двумя антеннами, ДНА которых пересекаются в пространстве, образуя равносигнальное направление РСН (рис. 11.5, а, б). Антенны с диаграммами $f_{a1}(\theta)$ и $f_{a2}(\theta)$ поочередно с периодом T_k подключаются к приемнику. Одновременно выход приемника подсоединяется то к одной, то к другой отклоняющей пластине ЭЛТ. Напряжение развертки по вертикали формируется генератором, запускаемым импульсом синхронизатора. Равенство отклонений луча вправо и влево от линии развертки свидетельствует о нахождении цели на РСН. В момент достижения этого равенства с индикатора Θ_0 считывается значение угловой координаты источника излучения. Если радиопеленгатор работает в составе импульсного радиолокатора, то по положению отметки сигнала на экране ЭЛТ относительно начала развертки определяется дальность цели.

Напряжение $U_{\text{вх}}$ на входе приемника (рис 11.5, в) из-за коммутации ДНА модулируется по амплитуде. Глубина амплитудной модуляции при идентичных и симметричных ДНА

$$m = \frac{U_2 - U_1}{U_2 + U_1} = \frac{\Delta U}{\Sigma U} = \frac{f_a(\theta_0 + \theta_p) - f_a(\theta_0 - \theta_p)}{f_a(\theta_0 + \theta_p) + f_a(\theta_0 - \theta_p)}. \quad (11.4)$$

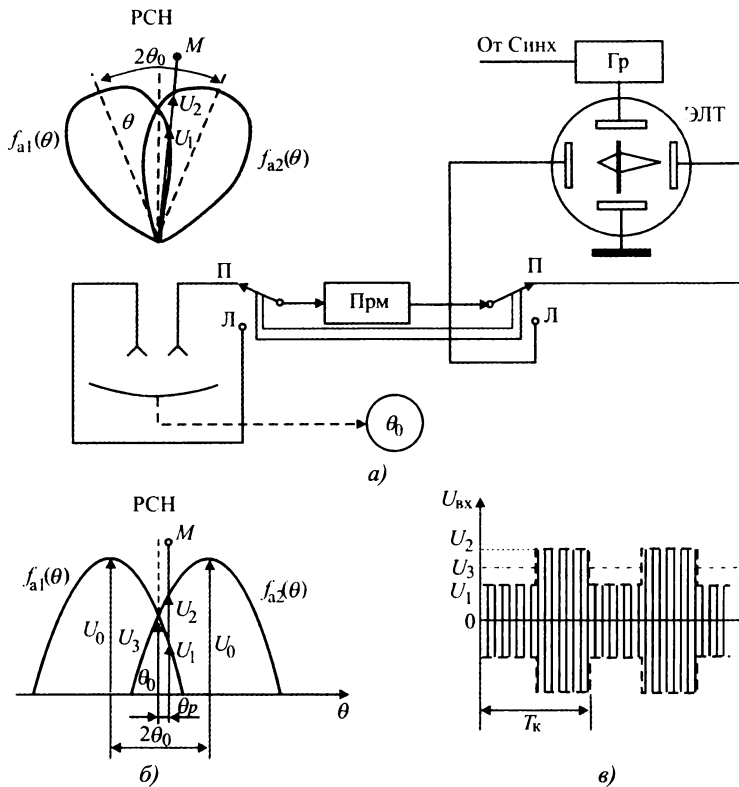


Рис. 11.5. Схема радиопеленгатора, реализующего равносигнальный метод (а); ДНА в декартовых координатах (б) и форма сигнала на входе приемника (в)

Разложение функции $f_a(\theta_0 \pm \theta_p)$ в степенной ряд по степеням θ_p в окрестности точки θ_0 , соответствующей РСН, имеет вид

$$f_a(\theta_0 \pm \theta_p) = f_a(\theta_0) \pm (\theta_p/1!)f'_a(\theta_0) + (\theta_p^2/2!)f''(\theta_0) \pm \dots$$

Подстановка полученных рядов в формулу (11.4) при пренебрежении высшими членами ряда ввиду их малости дает

$$m = \frac{\Delta U}{\Sigma U} \approx \theta_p \left[\frac{f'_a(\theta_0)}{f_a(\theta_0)} \right] = \Pi_a \theta_p, \quad (11.5)$$

где $\Pi_a = \frac{f'_a(\theta_0)}{f_a(\theta_0)}$ – пеленгационная чувствительность (способность) или

относительная крутизна ДНА в точке θ_0 , измеряемая в единицах глубины модуляции на градус углового отклонения.

Таким образом, напряжение $U_{\text{вх}}$ содержит необходимую для определения углового отклонения θ_p цели от РСН информацию: глубина амплитудной модуляции пропорциональна θ_p , а фаза огибающей $U_{\text{вх}}$ изменяется на обратную при изменении знака θ_p .

Точность РП, реализующих равносигнальный метод, зависит от формы ДНА и уровня пересечения ДНА на равносигнальном направлении (т. е. от угла $\theta_{\text{см}}$ отклонения максимума ДНА от РСН). Из (11.5) следует: $\theta_p = m/P_a$. Поскольку

$$|m^2|_{\min} \rightarrow \Delta U_{\min}^2 / U_3^2 = (P_c/P_{\text{ш}})^{-1} = 1/q \quad \text{и} \quad \theta_p^2 \rightarrow \sigma_\theta^2$$

(см. рис. 11.5), то

$$\sigma_\theta = 1/(\sqrt{q}P_a). \quad (11.6)$$

Можно показать, что при любой аппроксимации ДНА пеленгационная чувствительность с учетом потерь аппроксимации и обработки равна $P_a = 1/k\varphi_a$, тогда $\sigma_\theta/\varphi_a = k/\sqrt{q}$.

При оптимальной обработке $\sigma_\theta/\varphi_a = k/\sqrt{E/N_0}$ – минимальная относительная погрешность, соответствующая потенциальной точности измерения угловой координаты.

Таким образом, точность определяется отношением мощностей сигнала и шума и значением пеленгационной чувствительности, которое зависит от $f'_a(\theta_0)$ и $f_a(\theta_0)$, следовательно, от выбора уровня пересечения диаграмм. Для увеличения P_a необходимо увеличивать $f'_a(\theta_0)$ и уменьшать $f_a(\theta_0)$, что достигается увеличением θ_0 и уменьшением уровня пересечения, однако при уменьшении $f_a(\theta_{\text{см}})$ падает q . Поэтому обычно θ_0 берут таким, чтобы пересечение диаграмм направленности по мощности происходило примерно на уровне (0,33 – 0,5).

Принцип действия слеящего радиопеленгатора с коническим сканированием

Рассмотренная схема (см. рис. 11.5, а) позволяет определить только одну угловую координату, например азимут α . Когда требуется одновременно измерить две угловые координаты, РСН формируется вращением ДНА, отклоненной на $\psi_{\text{см}}$ от оптической оси рефлектора антенны (рис. 11.6, а). Максимум диаграммы смещается при механической или электрической дефокусировке облучателя. Во время работы радиопеленгатора диаграмма направленности вращается вокруг РСН. Такая реализация равносигнального метода называется *коническим сканированием*. При этом на входе приемника радиопеленгатора действует сигнал

(рис. 11.6, б), модулированный по амплитуде с частотой сканирования $F_{\text{ск}}$. Глубина АМ зависит от углового отклонения ψ_m источника излучения от РСН (рис.11.7), а фаза модуляции от угла φ_m , лежащего в плоскости, перпендикулярной РСН, и заключенного между опорным направлением (ось X) и направлением на проекцию источника излучения на эту плоскость (точка M).

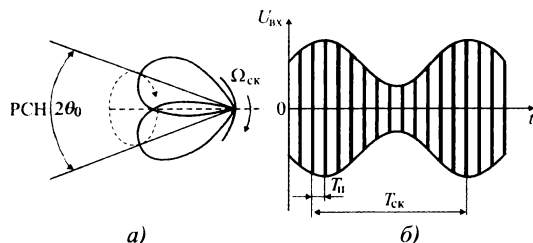


Рис. 11.6. Диаграммы, поясняющие принцип конического сканирования

$$\text{Из рис. 11.7 следует: } \cos(\varphi_m) = \frac{\text{tg}(\alpha_m)}{\text{tg}(\psi_m)}, \quad \sin(\varphi_m) = \frac{\text{tg}(\beta_m)}{\text{tg}(\psi_m)}.$$

Когда $\psi_m \ll \psi_{\text{см}}$, что обеспечивается в режиме автосопровождения, можно считать, что $\cos(\varphi_m) \approx \alpha_m / \psi_m$ а $\sin(\varphi_m) \approx \beta_m / \psi_m$. Таким образом, азимут α_m и угол места β_m источника излучения можно выразить через угол φ_m путем формирования сигналов, пропорциональных $\cos \varphi_m$ и $\sin \varphi_m$.

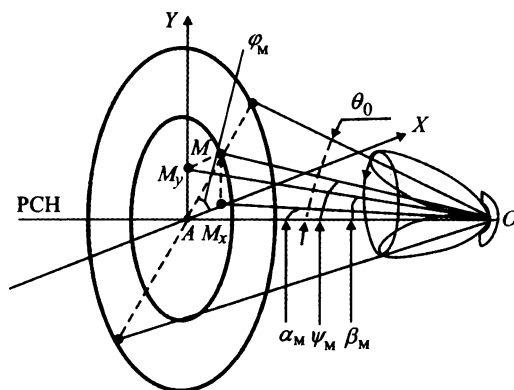


Рис. 11.7. Геометрические соотношения при коническом сканировании

При автоматическом сопровождении цели по направлению положение ДНА радиопеленгатора с коническим сканированием (рис. 11.8) однозначно связано с фазой опорного напряжения u_0 . Формируются два опорных сигнала для сопровождения цели в горизонтальной и вер-

тикальной плоскостях, вырабатываемые в устройстве конического сканирования генератором опорных напряжений, при вращении ДНА с помощью привода сканирования:

$$u_{0X}(t) = U_{m0} \cos(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_0); \quad u_{0Y}(t) = U_{m0} \sin(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_0),$$

где U_{m0} – амплитуда сигнала УКС; $\Omega_{\text{ск}} = 2\pi F_{\text{ск}}$; φ_0 – вводимая заранее начальная фаза.

При угле рассогласования $\theta_p \neq 0$ огибающая импульсов на выходе приемника описывается выражением

$$u_1(t) = U_{\text{мс}} [1 + m \cos(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_{\text{м}})] = U_{\text{мс}} + m U_{\text{мс}} \cos(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_{\text{м}}).$$

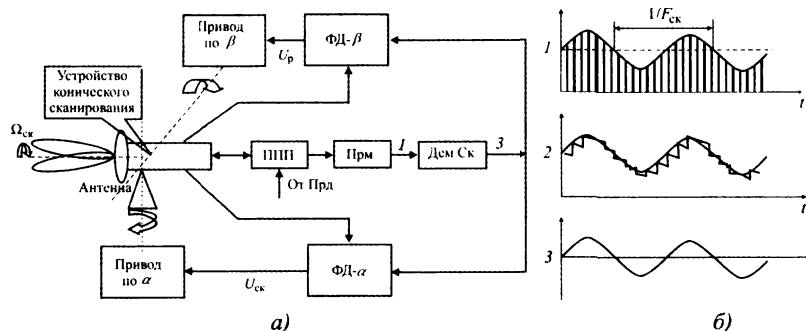


Рис. 11.8. Схема радиопеленгатора с коническим сканированием (а) и сигналы в ее характерных точках (б); вид напряжений в точках: 1 – после приемника; 2 – после ДСО; 3 – после УСО

Демодулятор сканирования (Дем Ск), стоящий на выходе приемника обычно состоит из последовательно включенных детектора сигнала ошибки (ДСО) и усилителя сигнала ошибки (УСО).

После демодулятора сканирования сигнала ошибки (Дем Ск), в простейшем случае состоящего из последовательно включенных детектора сигнала ошибки ДСО (пикового детектора) и полосового усилителя сигнала ошибки УСО, настроенного на частоту $F_{\text{ск}}$, выделяется сигнал ошибки – первая гармоника огибающей видеоимпульсов

$$u_3(t) = k_1 m U_{\text{мс}} \cos(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_{\text{м}} - \varphi_0),$$

где φ_0 – сдвиг фаз в УСО, для компенсации которого в опорное напряжение специально вводится φ_0 .

На рис. 11.8, б показан вид напряжений в точках: 1 – после приемника, 2 – после ДСО и 3 – после УСО.

Учитывая, что согласно (11.5) $m = \psi_{\text{м}} \Pi_{\text{а}}$, и объединяя все постоянные величины в коэффициенте k_2 , имеем

$$u_3(t) = k_2 \psi_m \cos(\Omega_{\text{ск}} t - \varphi_m - \varphi_0).$$

Напряжения на выходах фазовых детекторов каналов азимута и угла места пропорциональны разности фаз сигнала и опорных напряжений:

$$U_\alpha = k_3 m U_c \cos(\varphi_m) = k_2 k_3 \psi_m (\alpha_m / \psi_m) = k \alpha_m,$$

$$U_\beta = k_3 m U_c \sin(\varphi_m) = k_2 k_3 \psi_m (\beta_m / \psi_m) = k \beta_m.$$

Опорные напряжения вырабатываются в генераторе опорных напряжений, находящемся в устройстве конического сканирования.

Таким образом, при вращении ДНА с помощью привода сканирования в каналах азимута и угла места образуются управляющие напряжения U_α и U_β , значения и полярность которых зависят от угла отклонения цели от РСН в соответствующей плоскости. С помощью этих сигналов приводы антенны «Привод по α » и «Привод по β » поворачивают антенну в горизонтальной и вертикальной плоскостях в положение, когда α_m и β_m равны нулю.

Информация об угловом положении цели выделяется из последовательности видеоимпульсов (рис. 11.9, а), модулированных по амплитуде частотой сканирования и флуктуациями ЭПР цели. Спектр этого сигнала содержит компоненты частоты сканирования и спектральные полосы флуктуаций амплитуды (рис. 11.9, б). В тракте после детектора стоит настроенный на частоту $F_{\text{ск}}$ фильтр. Для однозначной связи с информацией об угловом положении цели и минимума флуктуационных помех в полосе пропускания этого фильтра необходимо чтобы

$$\Delta F_{\text{фл}} \leq F_{\text{ск}} \leq 0,5 F_n.$$

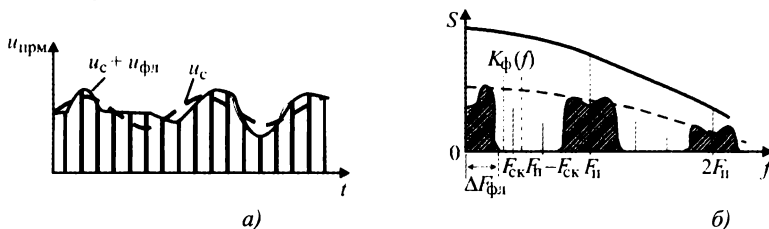


Рис. 11.9. Огибающая (а) и спектр (б) сигнала на выходе приемника

11.4. Фазовые радиопеленгаторы

Принцип действия фазового радиопеленгатора

Информация о направлении на цель извлекается из фазовых соотношений сигналов, принятых в разных точках пространства. При определении одной угловой координаты, например азимута α , сигналы, принятые антеннами А и В (рис. 11.10), разнесенными на расстояние d , на-

зывается базой, из-за разности хода волн $\Delta R = AC$ имеют разность фаз $\varphi = 2\pi\Delta R / \lambda$. Так как $\Delta R = d_{AB} \sin \alpha$, то

$$\varphi = 2\pi(d_{AB}/\lambda)\sin \alpha. \quad (11.7)$$

Следовательно, информацию об азимуте цели можно получить, измерив разность фаз φ и используя соотношение

$$\alpha = \arcsin[\varphi/2\pi d_{AB}/\lambda]. \quad (11.8)$$

Измерение α по разности фаз φ выполняют с помощью измерителя фазы (фазометра) на выходе двухканального приемника (рис. 11.11). Нелинейная шкала фазометра проградуирована в значениях угла α в соответствии с (11.8).

В фазовых радиопеленгаторах могут быть использованы как обычные зеркальные антенны (рис. 11.12, а), так и ФАР (рис. 11.12, б). При пеленгации в одной плоскости ФАР разделяются на две группы излучателей $A_1...A_3$ и $A_2...A_6$, формирующие отдельные диаграммы направленности (рис. 11.12, в). Сама ФАР строится по схеме пространственного оптимального фильтра (или коррелятора).

Выходные сигналы u_1 и u_2 сдвинуты по фазе на угол φ , связанный с направлением на точку излучения сигнала M выражением (11.7). Пеленгация в пространстве выполняется трехканальным радиопеленгатором с базами, повернутыми друг относительно друга на 90° . При необходимости обе базы можно расположить на земной поверхности (рис. 11.13). На этих базах образуются разности фаз

$$\begin{cases} \varphi_{AB} = 2\pi(d_{AB}/\lambda)\sin \alpha \cos \beta, \\ \varphi_{AC} = 2\pi(d_{AC}/\lambda)\cos \alpha \cos \beta. \end{cases} \quad (11.9)$$

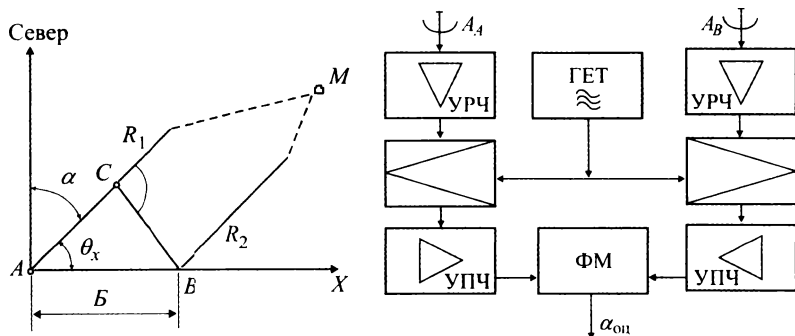


Рис. 11.10. Взаимное положение антенн и источника излучения в фазовом радиопеленгаторе

Рис. 11.11. Схема фазового радиопеленгатора

Пеленги целей в горизонтальной α и вертикальной β плоскостях определяются из решения системы уравнений (11.9).

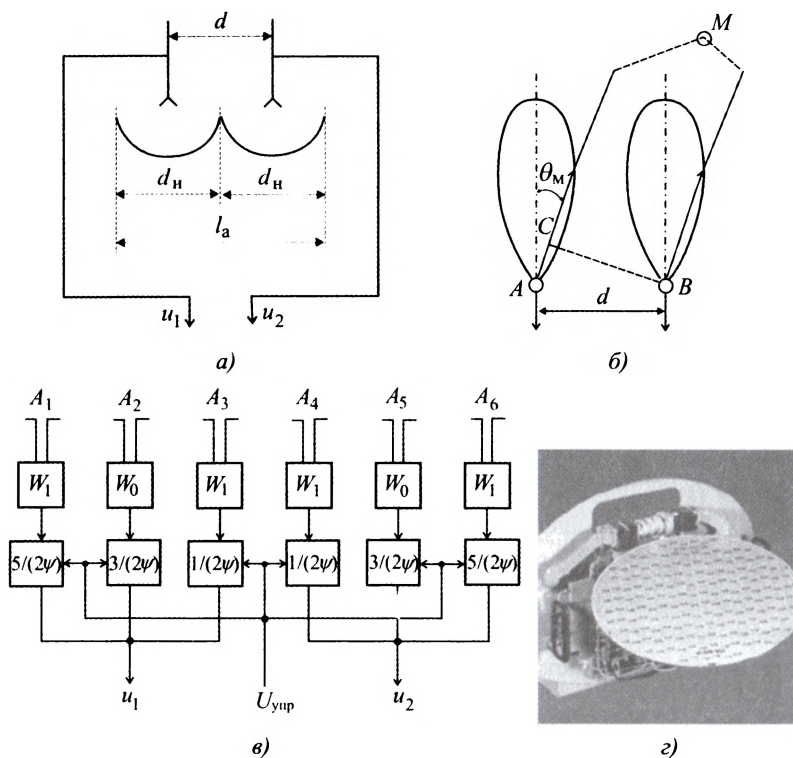


Рис. 11.12. Примеры антенн фазового радиопеленгатора

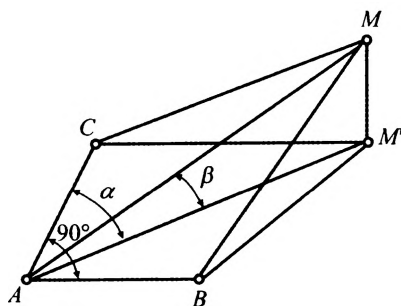


Рис. 11.13. Диаграмма, поясняющая пеленгацию в пространстве фазовым методом

Однозначность отсчета угловой координаты

При некоторых значениях угла α и отношения d/λ фазовый сдвиг сигналов может превысить 360° . В этом случае из-за цикличности изменения фазы (в пределах 2π) возникает неоднозначность отсчета угла α , так как измеритель разности фаз покажет одно и то же значение при α , равном, например, 30 и 390° (т.е. $360 + 30^\circ$).

Для обеспечения однозначности пеленгации в пределах сектора $\pm 90^\circ$, когда $-1 \geq \sin \alpha \geq +1$, необходимо, чтобы разность фаз не превышала $\pm 180^\circ$. Из (11.7) следует, что условие однозначности выполняется только при $d/\lambda \leq 0,5$.

Точность фазовых радиопеленгаторов

Погрешность измерения угла θ (равного α или β) в соответствии с (11.7)

$$\sigma_\theta = \sigma_\varphi [2\pi(d/\lambda) \cos \theta]^{-1}, \quad (11.10)$$

где $\sigma_\varphi = k_{\text{но}}/\sqrt{q}$ – погрешность измерителя фазы, зависящая от типа измерителя (коэффициент неоптимальности обработки сигнала в измерителе $k_{\text{но}} > 1$) и от отношения мощностей сигнала и шума q на его входе.

При оптимальной обработке сигнала $k_{\text{но}} = 1$ и погрешность по фазе $\sigma_\varphi = (E/N_0)^{-1/2}$, что соответствует обработке сигнала с неизвестной начальной фазой. Тогда погрешность измерения угла θ , характеризующая потенциальную точность пеленгации,

$$\sigma_\theta = \left[(E/N_0)^{1/2} 2\pi(d/\lambda) \cos \theta \right]^{-1}. \quad (11.11)$$

Для повышения точности целесообразно увеличивать отношение d/λ , что противоречит условию однозначности отсчета угла θ , требующему $d/\lambda < 0,5$. Для обеспечения и требуемой точности, и однозначности используют многобазовые радиопеленгаторы, у которых самую большую базу выбирают из условия требуемой точности, а наименьшую – из условия однозначности. Следует иметь в виду, что переход от грубой базы к более точной требует выполнения условия сопряжения шкал: погрешность на грубой, но однозначной шкале должна быть меньше диапазона однозначного отсчета на более точной шкале.

Поскольку в (11.11) $d \cos \theta = d_{\text{эф}}$ – эффективное значение базы; $\lambda/d_{\text{эф}} = \varphi_{\text{а экв}}$, то относительное значение пеленгационной погрешности

$$\sigma_\theta / \varphi_{\text{а экв}} = [2\pi q^{1/2}]^{-1}.$$

Для устранения влияния флуктуаций амплитуды принимаемых сигналов на точность пеленгации в приемный тракт до фазового детек-

тора включают обычно амплитудные ограничители, которые осуществляют нормировку сигнала.

Как следует из (11.11), погрешность σ_θ зависит от угла θ , и при $\theta \rightarrow \pm 90^\circ$ точность пеленгации резко падает.

Поэтому целесообразно работать в секторе вблизи перпендикуляра к базе антенн, где $\cos \theta \approx 1$, а все остальное пространство покрывать с помощью многобазовой системы с базами, образующими многоугольник, или использовать радиопеленгатор с поворотной базой.

Принцип действия слеящего фазового радиопеленгатора

Автоматическое сопровождение по направлению в фазовых радиопеленгаторах может осуществляться двумя способами. При первом сигнал ошибки с выхода фазового детектора (переключатель на рис. 11.14 в положении 1) через схему управления (экстраполятор) подается на управляемый фазовращатель, компенсирующий пространственный сдвиг фазы. Измеряемый угол θ (α или β) отсчитывается по шкале фазовращателя. При переводе переключателя в положение 2 реализуется вторая схема слеящего радиопеленгатора. В этой схеме функцию интегратора экстраполятора выполняет электродвигатель привода антенны, который поворачивает антенную платформу до совмещения перпендикуляра к базе с направлением на источник излучения.

На рис. 11.15 показана схема слеящего фазового радиопеленгатора, реализующего метод скрытого ионического сканирования путем периодического дополнительного сдвига фаз в одном из каналов приемника на $\pm \pi/2$.

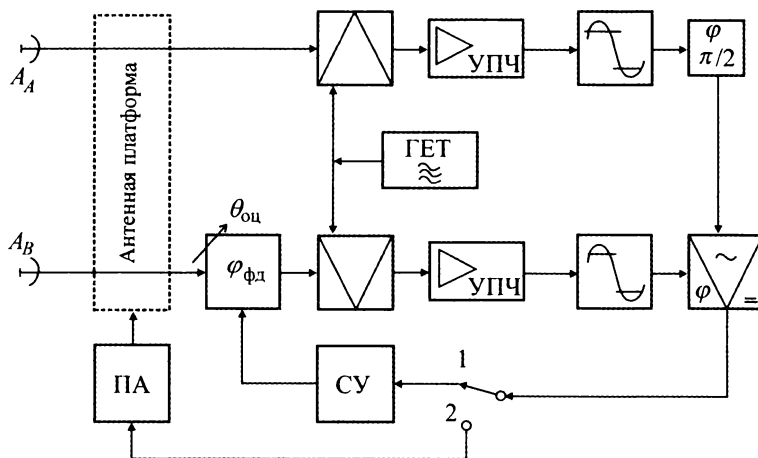


Рис. 11.14. Схема слеящего фазового радиопеленгатора

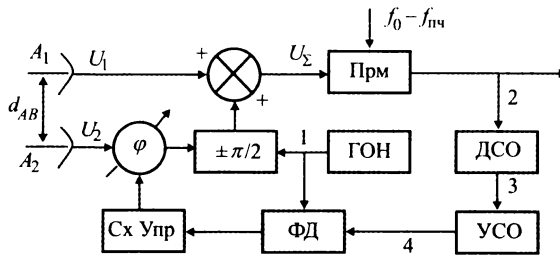


Рис. 11.15. Следящий фазовый радиопеленгатор со скрытым коническим сканированием

На входе приемника суммируются сигналы, у которых кроме сдвига фаз из-за разности хода сигналов в пространстве $\phi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta$ периодически (с периодом $T_{\text{ск}}$) добавляется фазовый сдвиг $\Delta\phi = \pm\pi/2$. Поэтому, как показано на рис. 11.16, а, б, в зависимости от знака ϕ или, что то же самое, от знака θ , на входе приемника образуется амплитудно-модулированный сигнал, фаза огибающей которого зависит от знака ϕ или θ . Разность фаз сигнала ошибки с выхода УСО и опорного сигнала (ГОН) служит для определения знака θ . На выходе ФД возникает сигнал разной полярности в соответствии со знаком θ , управляющий через схму управления фазовращателем.

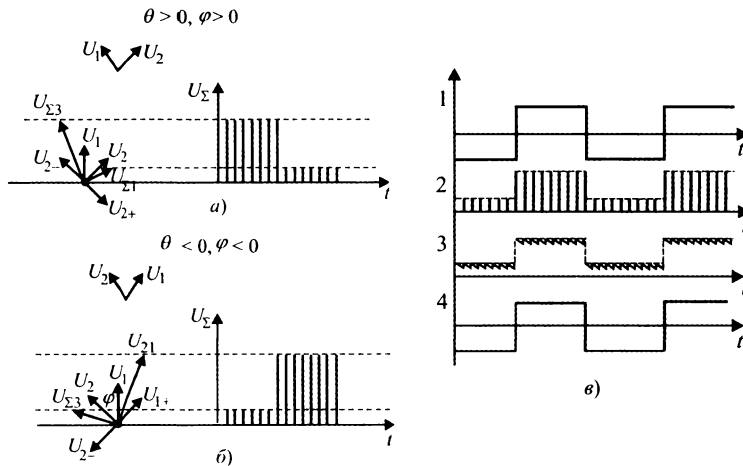


Рис. 11.16. Векторные диаграммы: а – для случая $\theta > 0$; б – для случая $\theta < 0$.
Формирование огибающей в различных точках РП (см. рис. 11.15) (в)

11.5. Многоканальные (моноимпульсные) радиопеленгаторы

Многоканальными (моноимпульсными) называют такие радиопеленгаторы, в которых информация о направлении на источник излучения извлекается при одновременном сравнении параметров сигналов, на выходе приемных каналов, каждый из которых соединен с соответствующей антенной. При импульсном сигнале такая информация заключена в одном принятом импульсе, чем и объясняется название рассматриваемых радиопеленгаторов. По построению моноимпульсные радиопеленгаторы (МИ РП), в отличие от радиопеленгаторов с коническим сканированием (РП СК), имеющих один приемный канал, относятся к радиопеленгаторам многоканального типа.

Число приемных каналов определяется числом одновременно обрабатываемых сигналов и при пеленгации в одной плоскости равно двум. Основное достоинство моноимпульсных радиопеленгаторов – большая точность, реализуемая ценой увеличения числа приемных каналов.

Моноимпульсные радиопеленгаторы обычно используют для автоматического сопровождения целей по угловым координатам и состоят из двух основных элементов: угловой датчик и угловой дискриминатор. Широкое применение получили фазовые и амплитудные угловые датчики, представляющие собой антенные системы, обеспечивающие получение разности фаз на заданной базе (в фазовом датчике) или равносигнального направления (в амплитудном датчике). Фазовый угловой датчик не отличается от антенной системы фазового радиопеленгатора. В качестве амплитудных датчиков используют как зеркальные антенны (рис. 11.17, *а*), так и ФАР (рис. 10.17, *б*), формирующие требуемые ДНА (рис. 11.17, *в*) и нужное соотношение векторов выходных сигналов (рис. 11.17, *г*).

В амплитудных датчиках на ФАР фазовые сдвиги ψ° фазовращателей подбирают при настройке антенны для получения равносигнального направления, фазовращатели ψ изменяют положение РСН при пеленгации до совпадения с направлением на источник излучения (точка *М*). Управляет фазовращателями сигнал с экстраполятора следящего радиопеленгатора. Угловые дискриминаторы в зависимости от вида информативного параметра сигнала разделяются на фазовые, амплитудные и суммарно-разностные (амплитудно-фазовые). Название моноимпульсного РП образуется из названий входящих в него углового датчика и дискриминатора. Из возможных сочетаний этих элементов наиболее употребительны: фазовый угловой датчик + фазовый угловой дискриминатор, т. е. *фаза-фазовый РП* (ФФ МИ РП); амплитудный угловой датчик + амплитудный угловой дискриминатор, т. е. *амплитудно-*

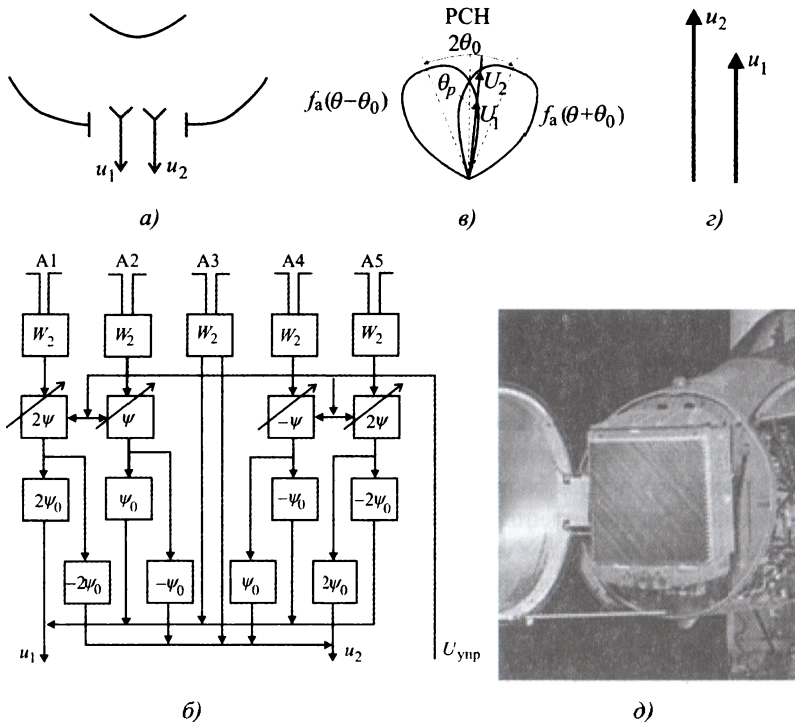


Рис. 11.17. Примеры амплитудных угловых датчиков (а, б), формируемые ими сигналы и ДНА (в)

амплитудный РП (АА МИ РП); фазовый или амплитудный угловой датчик + суммарно-разностный угловой дискриминатор, т. е. *фазовый суммарно-разностный РП (ФСР МИ РП) или амплитудный суммарно-разностный РП (АСР МИ РП)*. В суммарно-разностных РП необходим преобразователь информации, содержащейся в разности фаз или в соотношении амплитуд принятых сигналов, в информацию, заключенную как в амплитуде, так и в фазе сигнала.

Принцип действия фазе-фазового радиопеленгатора (рис. 11.18) по принципу действия аналогичен следящему фазовому радиопеленгатору. Если требуется измерить две угловые координаты α и β , то используют четыре антенны со взаимно перпендикулярными базами и четыре приемных канала.

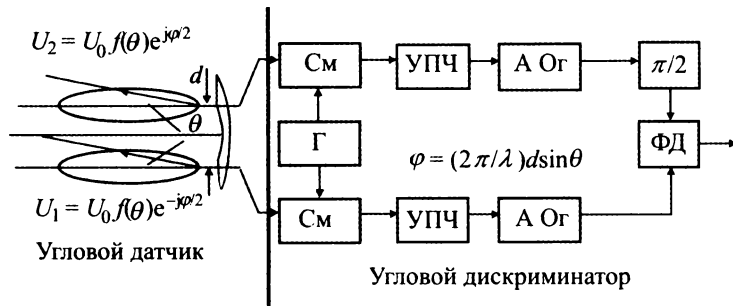


Рис. 11.18. Фазо-фазовый моноимпульсный радиопеленгатор

Принцип действия амплитудно-амплитудного радиопеленгатора

При определении одной угловой координаты этот радиопеленгатор (рис. 11.19) состоит из амплитудных углового датчика и дискриминатора (Удис). Последний содержит два приемных канала, в тракте УПЧ которых применены усилители с логарифмическими амплитудными характеристиками. Поэтому на выходе вычитающего устройства формируется дискриминационная характеристика вида

$$U(\theta_p) = \ln \left[f_a(\theta_0 + \theta_p) / f_a(\theta_0 - \theta_p) \right], \quad (11.12)$$

где θ_p – угол между направлением на цель и РСН; а $f_a(\theta_0 \pm \theta_p)$ – значение нормированной ДНА, соответствующее углу θ_p .

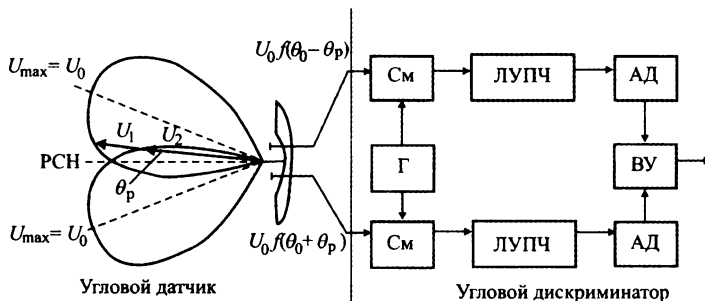


Рис. 11.19. Схема амплитудно-амплитудного моноимпульсного радиопеленгатора

Логарифмические усилители служат для нормировки принятых сигналов в дискриминаторе, т.е. для формирования их отношения. При такой нормировке выходной сигнал дискриминатора $U_{\text{вых}}$ не зависит от дальности до цели, величины S_0 и амплитудных флуктуаций принимаемых сиг-

налов (при изменении амплитуды сигнала, одновременно принимаемого по двум ДНА, отношение $f_a(\theta_0 + \theta_p)/f_a(\theta_0 - \theta_p)$ остается постоянным). Тем самым повышается точность определения угловых координат.

Принцип действия суммарно-разностных радиопеленгаторов

В таких радиопеленгаторах с помощью преобразователя, в качестве которого обычно используют кольцевой волноводный мост (рис. 11.20, а), называемый суммарно-разностным, формируют суммарный U_Σ разностный U_Δ сигналы. Как следует из рис. 11.20, б, вне зависимости от типа углового датчика (амплитудный или фазовый) информация об угле θ_p заключена в амплитуде разностного сигнала, а о знаке θ_p – в его фазе. Суммарный сигнал используется как опорный для определения знака θ_p и для нормировки сигналов.

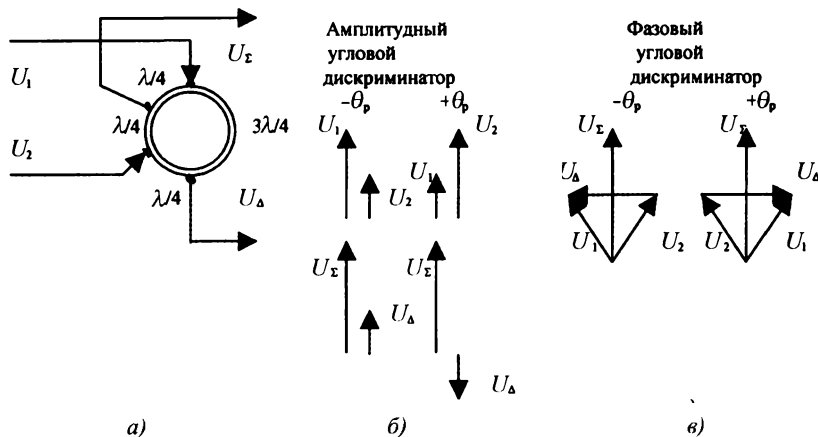


Рис. 11.20. Кольцевой волноводный мост (а) и векторные диаграммы сигналов (б, в)

Угловой дискриминатор (Удис) суммарно-разностного радиопеленгатора (рис. 11.21) построен по двухканальной (при определении одной угловой координаты) схеме. Чувствительным к информативным параметрам разностного сигнала элементом является фазовый детектор.

На рис. 11.21 показана схема фазового суммарно-разностного моноимпульсного радиопеленгатора. Построение амплитудного суммарно-разностного радиопеленгатора отличается тем, что используется амплитудный угловой датчик и отсутствует фазовращатель на $\pi/2$. Для нормировки сигналов служит устройство МАРУ по суммарному сигналу, поэтому коэффициенты усиления УПЧ изменяются обратно пропорционально U_Σ .

При таком построении получается дискриминационная характеристика вида

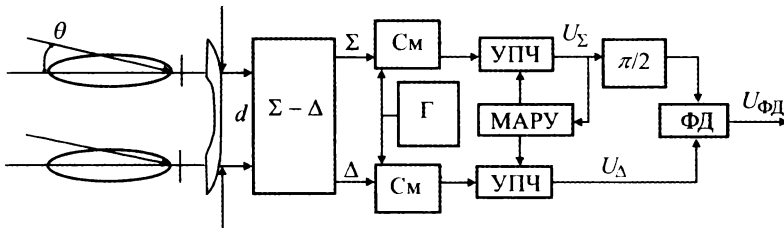


Рис. 11.21. Структурная схема суммарно-разностного моноимпульсного радиопеленгатора

$$U(\theta_p) = \left[\frac{kU_{\Delta}(\theta_p)}{U_{\Sigma}(\theta_p)} \right] \cos(U_{\Delta} \wedge U_{\Sigma}),$$

где k – коэффициент пропорциональности; $U(\theta_p)$ и $U_{\Sigma}(\theta_p)$ – амплитуды разностного и суммарного сигнала при угле θ_p – между направлением на цель и РСН (или перпендикуляром к базе антенн при фазовом угловом датчике), формируется фазовым детектором.

Напряжение на выходе последнего с учетом нормировки по суммарному каналу

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{фд}} \frac{U_{\Delta}(\theta_p)U_{\Sigma}(\theta_p)}{U_{\Sigma}^2(\theta_p)} \cos[\arg(U_{\Delta}U_{\Sigma})] = k_{\text{фд}} \frac{U_{\Delta}(\theta_p)}{U_{\Sigma}(\theta_p)} \cos(\varphi_{\Delta} - \varphi_{\Sigma}).$$

Так как при изменении θ_p угол между U_{Δ} и U_{Σ} может принимать два значения 0 и 180° , то

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{фд}}(\pm 1)[U_{\Delta}(\theta_p)/U_{\Sigma}(\theta_p)],$$

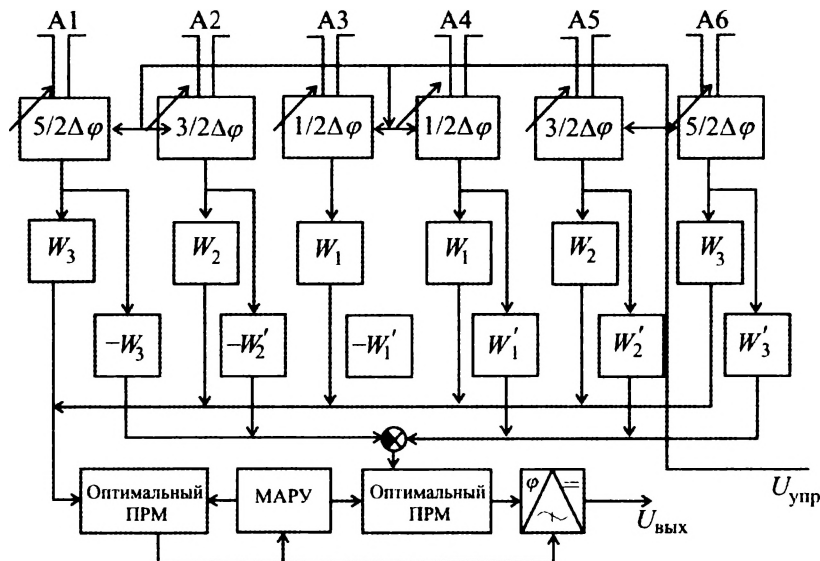
где учтено, что при малых θ_p значение $U_{\Sigma}(\theta_p) = U_{\Sigma}$ и не зависит от θ_p . Нормировка устраняет влияние амплитуды сигнала и повышает точность пеленгации.

При оптимальном построении амплитудного суммарно-разностного радиопеленгатора (рис. 11.22) с дискриминационной характеристикой вида

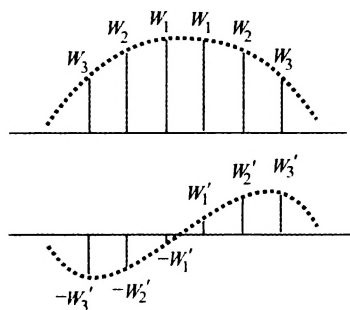
$$D(\theta_p) = -K(Z'(\theta_p)/Z(\theta_p))$$

в качестве углового датчика используется ФАР, выполняющая функцию пространственного фильтра. Весовые коэффициенты W_i и W'_i выбирают из условия формирования суммарной и разностной диаграмм. При пеленгации в пространстве необходимо соединить четыре выхода антенны с входными отводами четырех суммарно-разностных мостов, а с выходных отводов СРМ сформировать два разностных пеленгационных при-

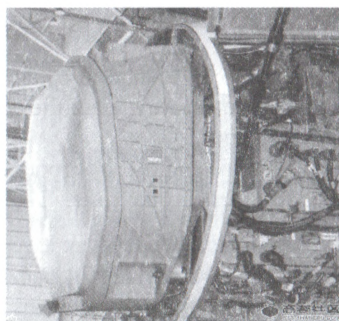
емных канала по углу $\alpha - [(1 + 3) - (2 + 4)]$ для сопровождения цели в горизонтальной плоскости и по углу $\beta - [(1 + 2) - (3 + 4)]$, для сопровождения цели в вертикальной плоскости. Кроме того, необходим суммарный приемный канал $[(1 + 2 + 3 + 4)]$ для обнаружения цели и сопровождения ее по дальности (рис.10.23).



а)



б)



в)

Рис. 11.22. Схема оптимального амплитудного суммарно-разностного радиопеленгатора (а) и диаграмма, поясняющая выбор весовых коэффициентов (б)

11.6. Точность моноимпульсных радиопеленгаторов

Точностные параметры таких радиопеленгаторов зависят главным образом от типа радиопеленгатора и степени идентичности приемных каналов. Тогда

$$\sigma_{\theta} = \sigma_{\varphi} [2\pi(2d/\lambda)]^{-1},$$

где σ_{φ} – погрешность измерения фазы, нижнее значение которой дает формула потенциальной точности, т. е. $\sigma_{\varphi} = (E/N_0)^{-1/2}$.

С учетом этой формулы потенциальная точность ФФ МИ радиопеленгатора характеризуется погрешностью

$$\sigma_{\theta} = \sigma_{\varphi} [2\pi(E/N_0)^{1/2}(d/\lambda)]^{-1} = \varphi_a [2\pi(E/N_0)^{1/2}]^{-1},$$

или

$$\sigma_{\theta}/\varphi_a = k/\sqrt{q},$$

где учтено, что при указанных на рис. 11.12 размерах антенн фазового радиопеленгатора база d_a и ширина ДНА $\varphi_a = \lambda/d$. При использовании ФАР с теми же размерами ширина ДНА $\varphi_a = 0,5\lambda/d$ при той же базе.

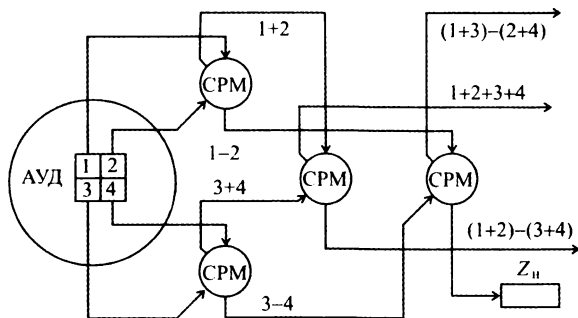


Рис. 11.23. Угловой датчик и преобразователь суммарно-разностного пеленгатора при пеленгации в пространстве

Заметим, что при направленных антеннах с шириной диаграммы φ_a можно устранить прием сигналов, приходящих с направлений, лежащих вне угла φ_a , и тем самым избежать многозначности отсчета угла при сохранении высокой точности пеленгации. Наибольшая точность при однозначности отсчета достигается, если выбирать базу из условия $d = 0,5l_a$, где l_a – размер апертуры антенной системы.

Точность АА МИ РП можно найти, используя выражение (11.12). Разлагая $\ln f_a(\theta_p)$ в степенной ряд в первом приближении, получаем

$$U(\theta_p) \approx -2P_a\theta_p,$$

где $P_a = f'_a(\theta_0) / f_a(\theta_0)$ – пеленгационная чувствительность.

Тогда при $\overline{[U(\theta)]^2} \rightarrow \sigma_{\text{ш}}^2$ и $\overline{\theta^2} \rightarrow \sigma_{\theta}^2$

$$\sigma_{\theta} = -1,7[P_a(q)^{-1/2}]^{-1}.$$

Если уровень пересечения ДНА выбран равным примерно 0,5 (см. 11.6), то $P_a = k/\varphi_a$, откуда

$$\sigma_{\theta}/\varphi_a \approx k(q)^{-1/2}.$$

Точность амплитудного суммарно-разностного РП при оптимальной обработке сигнала (потенциальная точность) характеризуется погрешностью

$$\sigma_{\theta}/\varphi_a = k(E/N_0)^{-1/2}.$$

Таким образом, можно утверждать, что при любом типе моноимпульсного радиопеленгатора точность измерения характеризуется погрешностью

$$\sigma_{\theta}/\varphi_a = k(q)^{-1/2},$$

где коэффициент k слабо зависит от типа радиопеленгатора и его значение лежит в пределах 0,5...1,5.

Погрешность ФФ МИ радиопеленгатора определяется выражением (11.14), в котором следует учесть, что при сопровождении цели по угловым координатам $\theta_p \approx 0$.

Для ослабления влияния неидентичности характеристик приемных каналов в угловых дискриминаторах применяют коммутацию (перемену мест) приемных каналов с определенным периодом. В импульсных системах возможно также усиление сигналов углового датчика в общем приемном канале с использованием сдвига сигналов во времени (рис. 11.24, а), а в системах с немодулированным сигналом – с разделением сигналов по частоте (рис. 11.24, б). Известны и другие способы ослабления этого влияния.

Точность следящих измерителей угловых координат характеризуется относительными значениями составляющих, образующих суммарную погрешность одноканальных с коническим сканированием $\sigma_{\Sigma \text{к.с}}$ и многоканальных моноимпульсных $\sigma_{\Sigma \text{ми}}$ радиопеленгаторов.

На точность одноканальных следящих радиопеленгаторов влияют шумы приемника, приводящие к погрешности $\sigma_{\text{ш}}$, аппаратная погрешность σ_a , угловой шум $\sigma_{\text{уш}}$ и амплитудный шум флуктуаций отраженного сигнала $\sigma_{\text{аш}}$ (рис. 11.25). В моноимпульсных радиопеленгаторах (при идеальной нормировке сигналов) погрешность $\sigma_{\text{аш}}$ отсутствует, что приводит к повышению точности пеленгации. Этому же способствует большая пеленгационная чувствительность суммарно-разностных моноимпульсных радиопеленгаторов, примерно в два раза превышающая аналогичный па-

где $\sigma_{\text{фл}}$ – флуктуационная погрешность, вызываемая шумами, поступающими на вход дискриминатора следящего измерителя радиопеленгатора вместе с полезным сигналом; $\Delta\theta_{\text{дин}}$ – динамическая погрешность, обусловленная изменением измеряемого угла θ и инерционностью следящего измерителя; $\sigma_{\text{уш}}$ – погрешность углового шума, возникающая из-за флуктуации угла прихода отраженного от цели сигнала при «блуждании центра отражения» относительно центра цели; σ_a – аппаратурная погрешность.

Погрешность углового шума (см. гл. 2) зависит от дальности до цели R и размера цели $l_{\text{ц}}$:

$$\sigma_{\text{уш}} = 0,167 \frac{l_{\text{ц}}}{R} \text{ (рад)}.$$

Флуктуационная погрешность определяется соотношением (см. гл. 9)

$$\sigma_{\text{фл}} = \sqrt{2G_3 \Delta F_{\text{и}}},$$

где G_3 – эквивалентная спектральная плотность шума на входе дискриминатора следящего измерителя (на нулевой частоте), зависящая от вида измерителя и отношения сигнал/шум q , имеющая размерность $[\theta^2]/\text{Гц}$; $\Delta F_{\text{и}}$ – полоса пропускания следящего измерителя.

Оптимизация следящего измерителя выполняется с целью минимизации суммарной погрешности измерителя

$$\sigma_{\theta\Sigma} = \sqrt{\sigma_{\text{фл}}^2 + \Delta\theta_{\text{дин}}^2} = \min.$$

В табл. 9.1 приведены выражения для расчета динамической погрешности $\Delta\theta_{\text{дин}}$ и оптимальной полосы пропускания $\Delta F_{\text{опт}}$ следящих измерителей с астатизмом первого и второго порядка, наиболее часто используемая структура которых также соответствует соотношениям, приведенным в табл. 11.1, где T_1 и T_2 – постоянные времени сглаживающих цепей, T_k – постоянная времени корректирующей цепи экстраполятора, $\zeta_{\text{и}}$ – коэффициент передачи интегратора, $\Theta'_{\text{ц}} = \Omega_{\text{ц}}$ и $\Theta''_{\text{ц}} = a_{\text{ц}}$ – угловая скорость и угловое ускорение цели. При использовании табл. 9.1 целесообразно для упрощения принять $T_2 = 1 \text{ с}$. Следует иметь в виду, что в оптимизированном по критерию минимума σ_{Σ} , т.е. имеющего полосу пропускания $\Delta F_{\text{и,опт}}$, следящем измерителе при указанных в табл. 9.1 передаточных функциях $W(p)$ имеет место полезное для практики соотношение между флуктуационной и динамической погрешностями: $\sigma_{\text{фл}} = 2\Delta\theta_{\text{дин}} \cdot 3$ табл. 11.1 приведены соотношения для расчета эквивалентной спектральной плотности G_3 для радиопеленгаторов различных типов.

Аппаратурная погрешность МИ радиопеленгатора рассчитывается по формулам, приведенным в табл. 11.2.

Таблица 11.1

Тип РП	$G,$
РП СК	$\frac{1}{\Pi_a^2 \Delta F_{\text{фл}} q}, \quad \frac{\text{град}^2}{\Gamma_{\text{ц}}},$ где q – отношение сигнал/шум на входе дискриминатора; $\Delta F_{\text{фл}} = \Delta f_{\text{уч}} -$ полоса до детектора
АА МИ РП	$\frac{2T_n}{\Pi_{\text{аа}}^2 q}, \quad \frac{\text{град}^2}{\Gamma_{\text{ц}}},$ где T_n – период повторения; $\Pi_{\text{аа}} = 2\Pi_a = 2 \left \frac{f'(\theta)}{f(\theta)} \right _{\theta=\theta_0}$ – пеленгационная чувствительность АА МИ РП
АСР МИ РП	$\frac{T_n}{\Pi_a^2 q_{\Sigma}}, \quad \frac{\text{град}^2}{\Gamma_{\text{ц}}},$ где q_{Σ} – отношение сигнал/шум на выходе суммарного канала
ФФ МИ РП	$\frac{M^2}{2q \Delta F_{\text{фл}}}, \quad \frac{\text{рад}^2}{\Gamma_{\text{ц}}},$ где $M = [2\pi(d/\lambda)]^{-1}$ – масштабный коэффициент; q – отношение сигнал/шум на входе дискриминатора
ФСР МИ РП	$\frac{M^2 T_n}{q_{\Sigma}}, \quad \frac{\text{рад}^2}{\Gamma_{\text{ц}}},$ где $M = [2\pi(d/\lambda)]^{-1}$ – масштабный коэффициент; q_{Σ} – отношение сигнал/шум на выходе суммарного канала

Таблица 11.2

Тип МИ РП	Алгоритм расчета аппаратурной погрешности
АА МИ РП	$\frac{1}{\Pi_{\text{аа}}} \frac{1 - g - \ln \left(\frac{k_{01}^2 U_{\text{он}}^2}{k_{02}} \right)}{1 + g}$
АСР МИ РП	$\frac{1}{\Pi_a} \frac{(1 + g_0^2) - 2g_0 \sqrt{1 + \text{tg}^2 \gamma \sin^2 \psi}}{(1 - g_0^2) - 2g_0 \text{tg} \gamma \sin \psi}$
ФФ МИ РП	$\frac{\psi + \gamma}{2\pi(d/\lambda)}$
ФСР МИ РП	$\frac{\psi + \arcsin \left(\frac{1 - g_0^2}{2g_0} \text{tg} \gamma \right)}{\pi(d/\lambda)}$

В табл. 11.3 приняты следующие обозначения: P_a – пеленгационная чувствительность равносигнального метода;

$P_{aa} = 2P_a$ – пеленгационная чувствительность АА МИ РП; $U_{он}$ – нормированное напряжение на входе приемного канала ($U_{он}=1$ на максимальной дальности).

11.7. Разрешающая способность амплитудных радиопеленгаторов

Разрешающая способность амплитудных радиопеленгаторов характеризуется соотношениями:

метод максимума $\delta\theta \approx \theta_{0,5}$,

равносигнальный метод $\delta\theta \approx 1,5\theta_{0,5}$ (Точнее $\delta\theta \approx 2\theta_0 + k\theta_{0,5}$).

Величина флуктуационных ошибок радиопеленгаторов обычно оценивается единым соотношением:

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_{0,5}} \approx k/\sqrt{q},$$

где k зависит от типа пеленгатора и от аппроксимации ДНА.

Контрольные вопросы

- 11.1. Огибающая пачки отраженных от цели импульсов промодулирована по амплитуде функцией, описывающей ДНА: $f_a(\theta) = \exp\{-\pi(\theta/\varphi_a)^2\}$. Ширина ДНА $\varphi_a = 6^\circ$, угловая скорость вращения антенны $\Omega_{ск} = 30^\circ/\text{с}$, частота повторения импульсов $F_{п} = 1$ кГц, для фиксации максимума используется РП (рис. 11.3). Определите весовые коэффициенты, систематическую погрешность измерения, постройте зависимость погрешности пеленгации от отношения сигнал/шум.
- 11.2. Для пеленгации используется равносигнальный метод, ДНА описывается экспоненциальной функцией ($\varphi_a = 6^\circ$). Постройте ДНА, вычислите пеленгационную способность, определите погрешность пеленгации.
- 11.3. В каких параметрах сигнала на выходе усилителя сигнала ошибки и какая содержится информация об угловом положении цели относительно равносигнального направления?
- 11.4. С помощью каких устройств информация об угловом положении цели переводится из полярной системы координат в декартову?
- 11.5. Какими соображениями руководствуются при выборе частоты сканирования?
- 11.6. Для пеленгации цели используется фазовый метод, длина волны $\lambda = 1$ м. Найдите базу пеленгатора, при которой сектор однозначного измерения $\alpha_{одн} = \pm 10^\circ$. Определите точность измерения угла при $(P_c/P_{ш}) = 10$.
- 11.7. Производится пеленгация цели, расположенной в пространстве. Базы измерителя расположены в плоскости Земли (база АС расположена в на-

- правлении меридиана, база AB перпендикулярна к ней). Сдвиги фаз принятых сигналов $\varphi_{AC} = 85^\circ$, $\varphi_{AB} = 15^\circ$. Определите азимут α и угол места β цели, если $d_{AC}/\lambda = d_{AB}/\lambda = 1$.
- 11.8. Какие типы угловых датчиков используются в моноимпульсных радиопеленгаторах?
 - 11.9. Как формируется равносигнальное направление в амплитудных датчиках на ФАР?
 - 11.10. Какие типы угловых дискриминаторов используются в моноимпульсных пеленгаторах?
 - 11.11. Как формируется дискриминационная характеристика в фазово-фазовых, амплитудно-амплитудных радиопеленгаторах?
 - 11.12. Назовите функции преобразователя информации в суммарно-разностных радиопеленгаторах.
 - 11.13. Назовите функции преобразователя информации в суммарно-разностных радиопеленгаторах.
 - 11.14. Запишите выражения для потенциальных ошибок фазово-фазовых, амплитудно-амплитудных и суммарно-разностных радиопеленгаторов.
 - 11.15. Укажите недостаток моноимпульсных радиопеленгаторов.
 - 11.16. Перечислите основные составляющие погрешности одно- и многоканальных радиопеленгаторов?

Контрольные задачи

Типовая задача

Найдите пеленгационную чувствительность активного радиолокационного измерителя угловых координат, имеющего антенну диаметра $d_a = 1$ м и длину волны $\lambda = 3$ см, ДНА которого аппроксимируется гауссовой кривой.

Дано: $f_a(\theta) = \exp\{-2,8(\theta/\theta_{0,5})^2\}$, где $\theta_{0,5}$ – ширина диаграммы направлен-

ности по уровню половинной мощности $\theta_{0,5} \approx 66 \frac{\lambda}{d_a}$ град.

Решение. Определяем по формуле пеленгационную чувствительность

$$P = \left(\frac{f'(\theta)}{f(\theta)} \right)_{\theta=\theta_0} = 0,085 \frac{\theta_0}{\theta_{0,5}} \frac{d_a}{\lambda} \text{ град}^{-1}.$$

Для обеспечения максимального произведе-

дения пеленгационной чувствительности на отношение сигнал/шум на выходе УПЧ q выбираем $\theta_0/\theta_{0,5} = 0,5$, тогда искомая пеленгационная чувствительность

будет равна $P = 1,416 \text{ град}^{-1}$.

Ответ: $P = 1,416 \text{ град}^{-1}$

Задачи для самостоятельного решения

- 11.1. Определите точность пеленгации фазовым методом при измерении угла в одной плоскости, если $\lambda = 1$ м, $q = 10$. Какова длина базы, обеспечивающая однозначность измерения угла в секторе $\Delta\theta_{\text{одн}} = \pm 10^\circ$?

Ответ: $\sigma_\theta = 1,03^\circ$ при $\theta = 0$; $\sigma_\theta = 1,04^\circ$ при $\theta = 10^\circ$; $d \leq 2,87$ м.

- 11.2.** Найдите углы равносигнальной зоны θ_0 пеленгатора с коническим сканированием для активной РЛС с ДНА гауссовой формы, при которых погрешности измерения углов минимальны.

Ответ: Погрешности минимальны в случае, если отношение угла равносигнальной зоны θ_0 к ширине луча $\theta_{0,5}$ равно $\frac{\theta_0}{\theta_{0,5}} = 0,42$.

В [19] приведены типовые задачи и задачи для самостоятельного решения по данному разделу.

Материал главы закрепляется выполнением лабораторной работы «Исследование цифрового измерителя угловых координат» [18].

Глава 12

Измерители высоты

12.1. Принцип измерения высоты цели

Высота объекта над поверхностью (Земли) может измеряться *радиовысотомером* автономно с борта объекта либо с поверхности *радиолокационным измерителем*. В первом случае применяют частотный или импульсный радиодальномер с ДНА, ориентированной в направлении вертикали к поверхности Земли (или отклоненной от вертикали на известный угол). Во втором случае применяют специальный радиолокатор (рис. 12.1).

При высоте подъема антенны этого радиолокатора над поверхностью Земли, равной h , расстоянии до цели R и угле визирования цели в вертикальной плоскости β истинная высота цели H может быть определена, как показано в п. 5.1.2 и на рис. 5.10, из соотношения

$$H = H_{\text{пр}} + h + R^2 / (2R_{\text{эф}}), \quad (12.1)$$

где $H_{\text{пр}} = R \sin \beta$ – приведенная высота (высота цели над горизонтальной плоскостью касающейся антенны РЛС), а последнее слагаемое учитывает кривизну земной поверхности и рефракцию радиоволн в стандартной атмосфере с помощью введения эффективного радиуса Земли $R_{\text{эф}}$.

Из этого соотношения следует, что задачей радиолокационного измерителя высоты является нахождение угла места цели β , зная который и измерив дальность R соответствующим методом, можно по известным h и $R_{\text{эф}}$ найти высоту H цели.

12.2. Точность измерения высоты

Точность измерения высоты, как следует из формулы 12.1, зависит от погрешностей измерения наклонной дальности σ_R и измерения угла



Рис.12.1. Радиолокационный наземный высотомер РВ-19

места σ_β . Поскольку высота h подъема антенны и эффективный радиус $R_{\text{эф}}$ Земли известны, то для нахождения результирующей погрешности определения высоты можно воспользоваться формулой приведенной высоты. Тогда получаем

$$\sigma_H^2 = \sigma_R^2 \sin^2 \beta + \sigma_\beta^2 R^2 \operatorname{ctg}^2 \beta.$$

Точность измерения дальности на фоне белого шума в импульсных дальномерах равна (см. гл. 9)

$$\sigma_R^2 = \frac{c}{2q_\Sigma (2\pi f_{\text{ск}})^2},$$

где $f_{\text{ск}}$ – среднеквадратическая ширина спектра сигнала, равная $f_{\text{ск}} = \frac{\Delta f}{2\sqrt{3}}$

при излучении импульсов с равномерным спектром в полосе частот Δf ,

$$\sigma_R = \frac{c\sqrt{3}}{2\pi\Delta f \sqrt{q_\Sigma}} = \frac{c\tau_{\text{и}}}{3,22\sqrt{q_\Sigma}}.$$

Погрешность при пеленгации узкой ДНА методом максимума зависит от ширины и формы луча антенны, а также от отношения сигнал/шум:

$$\frac{\sigma_\theta}{\varphi_{\text{а}}} = \frac{k}{\sqrt{q_\Sigma}}.$$

Таким образом

$$\sigma_H^2 = \left(\frac{c\tau_{\text{и}} \sin \beta}{3,22\sqrt{q_\Sigma}} \right)^2 + \left(\frac{k\varphi_{\text{а}} R \operatorname{ctg} \beta}{\sqrt{q_\Sigma}} \right)^2.$$

Разрешающая способность по высоте зависит от ширины луча ДНА и от наклонной дальности и угла места цели $\delta H = \delta R \varphi_{\text{ав}} / \cos \beta$. При импульсном режиме работы разрешающая способность может быть найдена по соотношению $\delta H = c\tau_{\text{и}} \varphi_{\text{ав}} / (2 \cos \beta)$.

12.3. Принцип действия радиовысотометров при обзоре пространства

Методы измерения угла места цели β основаны на использовании остронаправленных в вертикальной плоскости антенн, формирующих как сканирующие, так и неподвижные ДНА.

Метод сканирования узкой ДНА в вертикальной плоскости

При сканирующей (качающейся) в вертикальной плоскости антенне можно измерить β методом максимума. Если сканирование произво-

дится с помощью механического привода, то снижается темп поступления информации и вычисления H , что при большом числе быстро перемещающихся целей является существенным недостатком. Этот недостаток не проявляется в радиолокаторах с многолепестковой ДНА в вертикальной плоскости, т. е. с параллельным обзором по углу места и одновременным измерением высоты целей по каждому из лепестков ДНА (рис. 12.2).

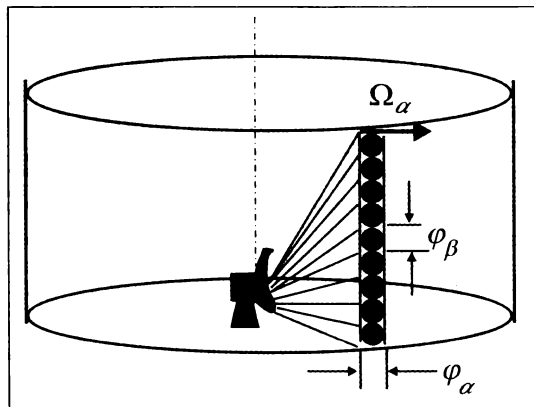


Рис. 12.2. Измерение высоты целей многолепестковой в вертикальной плоскости ДНА

В таком радиолокаторе зондирующий сигнал излучается всеми парциальными лепестками ДНА одновременно, а сумма лепестков образует широкую (например, форма $\cos \varphi_\beta$) ДНА. При приеме отраженных сигналов каждый лепесток ДНА работает на отдельный приемный канал. Быстродействие такого радиолокатора достигается ценой усложнения системы обработки сигналов.

Использование многолучевых в вертикальной плоскости ДНА

В многолучевых трехкоординатных РЛС трехмерный обзор пространства выполняется с помощью расположенного в вертикальной плоскости под фиксированными углами места пучка иглообразных лучей, непрерывно вращающихся совместно по азимуту. На рис. 12.3 приведена РЛС, в котором антенна облучается группой неподвижных рупоров расположенных в вертикальной плоскости и формирующих в этой плоскости ряд перекрывающихся узких диаграмм направленности.

Антенна возбуждается передатчиком, выходная мощность которого делится и распределяется между облучателями для формирования ДНА в вертикальной плоскости. При приеме каждый рупор подает отраженный сигнал на отдельный приемник. Это необходимо для опреде-

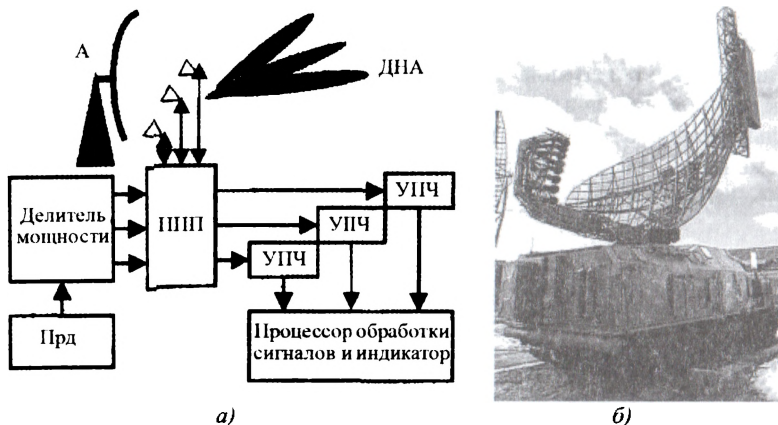


Рис. 12.3. РЛС с многолучевой антенной: а – схема; б – РЛС П–40

ления высоты и обеспечения максимального усиления приемных лучей при поиске по дальности и азимуту.

В процессе поиска выходные сигналы отдельных приемников отображаются на индикаторе для определения положения по всех целей (по дальности и азимуту), находящихся в пространстве обзора.

При большом отношении сигнал/шум среднеквадратическая ошибка по углу места многолучевой РЛС ограничена значением $1/10$ ширины луча ДНА $\varphi_{\text{ДНА}}$, формируемого одним рупором.

Использование быстрого трехмерного обзора узкой ДНА

Еще один тип РЛС, совмещающих поиск цели и определение ее высоты в режиме непрерывного трехкоординатного обзора пространства. Трехмерный обзор пространства осуществляется быстрым сканированием по углу места с одновременным вращением антенны по азимуту, в результате чего, формируется растровая развертка по азимуту и углу места, подобная изображенной на рис. 12.4.

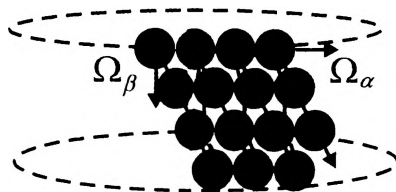


Рис. 12.4. Растровая развертка при одновременном сканировании по азимуту и углу места

В зависимости от требуемых зоны обзора по углу места, точности определения высоты и скорости выдачи данных можно выбрать тот или иной тип устройства сканирования по углу места. В РЛС обнаружения без особых требований к этим параметрам удовлетворительные результаты дает механическая система сканирования луча антенны. В случае более жестких требований к РЛС целесообразным становится электронное сканирование.

В обзорных радиолокаторах, предназначенных для определения трех координат целей, возможна комбинированная система измерения, при которой медленное механическое или электрическое вращение ДНА по азимуту сочетается с быстрым сканированием по углу места. В таком радиолокаторе для перемещения луча в вертикальной плоскости изменяют несущую частоту зондирующего сигнала (частотное сканирование), а в качестве антенны применяют ФАР. Зависимость фазового набега сигнала в волноводных линиях передачи от частоты приводит к отклонению луча ФАР. Частота может изменяться дискретно от импульса к импульсу или плавно. При фиксированной несущей для управления положением луча в вертикальной плоскости можно использовать лучеобразующую волноводную матрицу. Она состоит из системы отводов от волноводов, соединенных с излучателями ФАР. Линии, проведенные по точкам подключения отводов, наклонены к этим волноводам под углами, пропорциональными ожидаемым углам наклона фронта волны, падающей на ФАР. Выбирая соответствующую линию отвода, обеспечивают прием только того сигнала, который приходит с определенного направления (поворачивают ДНА), и находят таким образом угол β , а затем рассчитывают высоту H цели.

Как и в двухкоординатных РЛС, использующих непрерывное сканирование для получения большего телесного угла обзора и определяющих угловые координаты целей методом максимума, угловая точность по азимуту и углу места, достижимая в трехкоординатных РЛС с механическим сканированием, ограничена уменьшением числа импульсов в пачке, принимаемой от цели за один период сканирования. Это ограничение проявляется особенно в тех случаях, когда требуется большая дальность и большая зона обзора по углу места в сочетании с большой скоростью выработки данных по азимуту.

Таким образом, несмотря на такие достоинства систем механического сканирования как простота, а также низкая стоимость аппаратуры и ее эксплуатации, их использование в качестве устройств сканирования по углу места в системах трехмерного обзора пространства обычно ограничивается теми случаями, когда не предъявляются жесткие требования к таким параметрам, как дальность действия, сектор обзора по углу места, точность определения угла места и азимута целей и скорости выдачи данных.

Использование сканирования в вертикальной плоскости путем изменения несущей частоты (частотный метод)

Использование частотного сканирования является одним из основных методов безынерционного управления положением ДНА для определения высоты в системах трехмерного обзора.

В устройствах частотного сканирования используется зависимость фазового сдвига частоты, свойственная линиям передачи или волноводам, образующими вместе с размещенными на них облучателями линейную антенную решетку, обеспечивающую отклонение луча при изменении частоты возбуждения.

Вместо плавного частотного сканирования по углу места используется ряд фиксированных частот, которым соответствуют строго определенные положения луча по углу места (рис. 12.5). Сигнал возбуждения антенны в режиме передачи может быть сформирован в виде пачки следующих непосредственно друг за другом импульсов разной частоты, благодаря чему вся вертикальная плоскость обзора облучается почти одновременно необходимым количеством фиксированных лучей с заданными расстояниями между ними. Поскольку в процессе приема эхосигналы в отдельных лучах появляются в одном временном интервале, одновременный прием может быть обеспечен с помощью отдельных приемников для каждого луча.

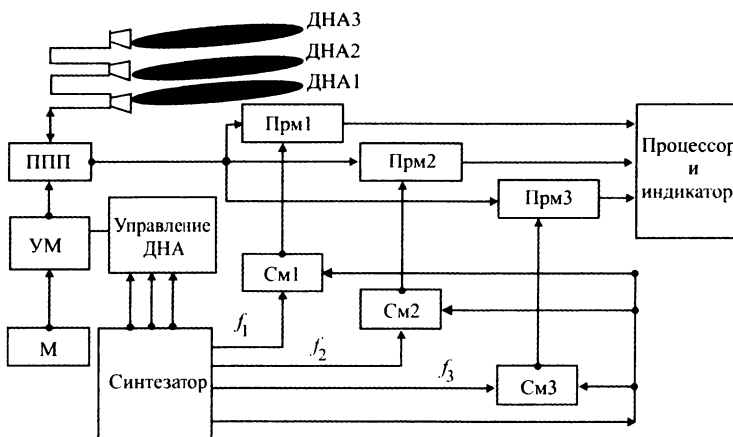


Рис. 12.5. РЛС со сканированием по высоте тремя фиксированными лучами на трех фиксированных частотах

В тех случаях, когда к системе сканирования в вертикальной плоскости одновременно предъявляются требования обеспечения высокой разрешающей способности по дальности (например, для уменьшения

помех от атмосферных осадков) и большой скорости выдачи данных по углу места, можно использовать более совершенную методику «внутриимпульсного» частотного сканирования в сочетании с методом сжатия импульсов. При другом методе частотного сканирования используется непрерывно изменяющееся линейно частотно-модулированное импульсное излучение, при котором высота цели определяется с помощью частотных дискриминаторов в приемниках для каждого из положений луча по углу места.

12.4. Измерение высоты методом V-образного луча

Принцип действия измерителя высоты, основанного на методе V-образного луча. Антенная система радиолокатора, расположенного в точке О (рис. 12.6), имеет два луча: вертикальный (L_B) и наклонный (L_H). Плоскость последнего составляет с плоскостью L_B угол 45° . Ширину лучей в азимутальной плоскости (обычно несколько градусов) выбирают из требуемого разрешения целей по азимуту. Для ослабления зависимости мощности принимаемого сигнала от дальности обращенная в верхнюю полусферу часть ДНА обоих лучей по напряженности поля должна изменяться по закону $\cos \theta$, где θ – угол в плоскости луча, отсчитываемый от линии пересечения лучей.

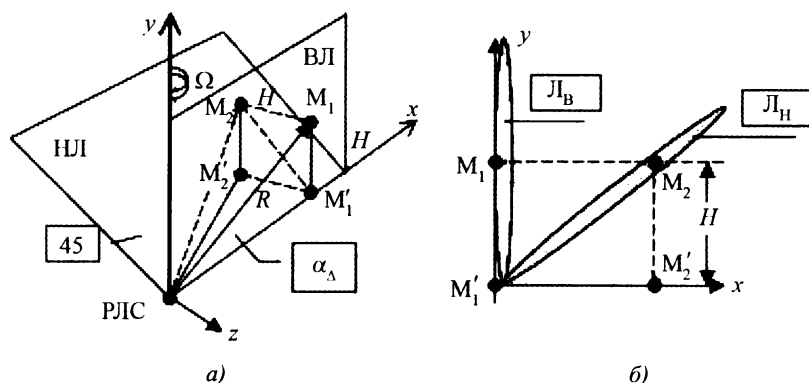


Рис. 12.6. Взаимное положение лучей при использовании метода V-образного луча (а) и их проекция на вертикальную плоскость, перпендикулярную оси X и содержащую цель (б)

Напомним, что подобная форма ДНА используется в радиолокаторах обзора земной поверхности с той только разницей, что по закону $\cos \theta$ изменяется не верхняя, а нижняя часть ДНА. Оба луча неподвижны друг относительно друга и вместе вращаются вокруг вертикальной оси с угловой скоростью сканирования $\Omega_{ск}$ для обзора воздушного пространства.

При вращении антенны луч L_n проходит через цель, находящуюся в точке M_1 . Положение этой точки характеризуется дальностью R , высотой H_{np} и горизонтальной дальностью R_r . Обозначим проекцию точки M_1 на плоскость луча L_b через M_2 . Опустя перпендикуляр на линию пересечения лучей (ось OX), получаем точку M_2' . Четырехугольник $M_1M_2M_2'M_1'$ – квадрат, так как его диагональ M_1M_2' наклонена к сторонам под углом 45° , равным углу между плоскостями лучей L_b и L_n .

Из M_1OM_1' и $M_2'OM_1'$ находим

$$H_{np}^2 = R^2 - r^2; \quad H_{np} = r \sin \alpha_\Delta,$$

где α_Δ – разность азимутов отметок цели при пересечении ее плоскостями лучей L_b и L_n , зависящая от H_{np} .

Решая совместно эти два уравнения, получаем

$$H_{np} = R \sin \alpha_\Delta / \sqrt{1 + \sin^2 \alpha_\Delta}. \quad (12.2)$$

Отсюда следует, что, измерив R и α_Δ , можно определить приведенную высоту H_{np} и истинную высоту H . Для таких измерений часто пользуются индикатором «дальность–азимут». Однако при малой H_{np} из-за конечной ширины лучей L_b и L_n отметки цели, полученные по этим лучам, перекрываются и отсчет угла α_Δ затрудняется. Устранить этот недостаток можно, развернув L_n относительно L_b на угол α_0 в горизонтальной плоскости. Тогда соотношение для определения H_{np} примет вид

$$H_{np} = \frac{R \sin(\alpha_0 + \alpha_\Delta)}{\sqrt{1 + \sin^2(\alpha_0 + \alpha_\Delta)}} - \frac{R \sin \alpha_0}{\sqrt{1 + \sin^2 \alpha_0}} \quad (12.3)$$

Точность определения высоты зависит от погрешности σ_α отсчета угла α_Δ

$$\sigma_\alpha = \sqrt{\sigma_{\alpha_1}^2 + \sigma_{\alpha_2}^2},$$

где σ_{α_1} и σ_{α_2} – СКП при пеленгации по наклонному и вертикальному лучам.

Так как

$$\sigma_{\alpha_1} = \sigma_{\alpha_2} \sec 45^\circ = \sigma_{\alpha_2} \sqrt{2},$$

то

$$\sigma_\alpha = \sigma_{\alpha_2} \sqrt{3}$$

и

$$\sigma_H = \sqrt{3} R \sigma_{\alpha_2}. \quad (12.4)$$

Вид РЛС с V-образным лучом показан на рис.12.7.

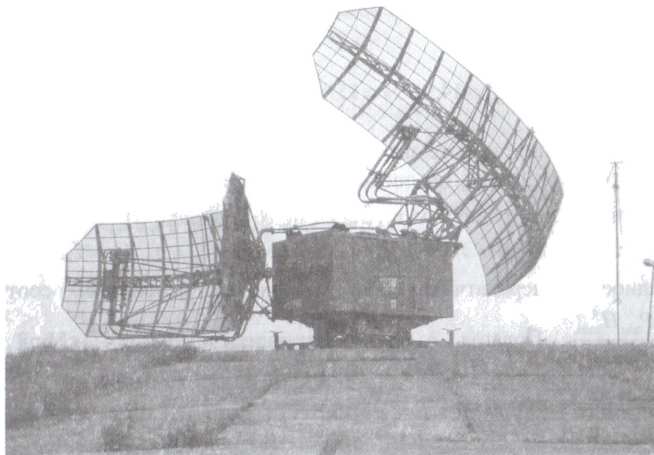


Рис. 12.7. РЛС с V-образной ДНА

Контрольные вопросы

- 12.1. Назовите методы измерения высоты объекта над поверхностью Земли.
- 12.2. Как связаны истинная и приведенная высоты цели?
- 12.3. Какие координаты необходимо измерить для определения истинной высоты цели?
- 12.4. Для чего разворачивают наклонный луч относительно вертикального в горизонтальной плоскости?
- 12.5. Поясните принцип действия измерителя с V-образным лучом.

Контрольные задачи

Типовая задача

Найдите минимальную измеряемую высоту импульсного радиовысотомера, установленного на летательном аппарате и мощность передатчика РВ. Высотомер работает на длине волны $\lambda = 3$ см, длительность импульса равна $\tau_{\text{и}} = 0,1$ мкс, пороговая мощность приемника $P_{\text{пор}} \approx 10^{-10}$ Вт, ширина луча ДНА, направленного вертикально, равна $\varphi_{\text{ан}} = 7^\circ$. Удельная ЭПР местности $\overline{\sigma}_{0\text{s}} = 10^{-2}$. Максимальная высота полета ЛА 10 км.

Решение. Так как на минимальной высоте выполняется условие

$$\delta R^2 = H_{\text{min}}^2 + r_{\text{min}}^2 = H_{\text{min}}^2 + r_{\text{пл}}^2,$$

где $\delta R = c\tau_n/2$ – длина импульса в пространстве; $r_{пл}$ – радиус освещаемой импульсом площадки на поверхности Земли, а радиус освещаемой площадки равен 0,9 м, то

$$H_{\min} = \sqrt{\left(\frac{c\tau_n}{2}\right)^2 - r_{пл}^2} = 14,96 \text{ м} \approx 15 \text{ м}.$$

На максимальной высоте антенна освещает на поверхности круг радиусом $r = H_{\max} \operatorname{tg}(\varphi_{ас} / 2) = 1,22 \text{ км}$, но поскольку одновременно сигналы по-прежнему приходят с площадки радиусом $r_{уч} = 0,9 \text{ м}$, то площадь отражающего участка равна $S_{уч} = \pi r_{уч}^2 = 2,54 \text{ м}^2$. ЭПР этого участка равна $\bar{S}_0 = \bar{S}_{0,с} S_{уч} = 2,54 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2$.

Мощность передатчика РВ находим, используя соотношение $P_1 = \frac{4\pi\lambda^2 P_{\text{пор}} H_{\max}^4}{S_0^2 \eta_1 \eta_2 \bar{S}_0}$. Полагая $\eta_1 = \eta_2 = 1$ и определив $S_a = \frac{\pi d^2}{4}$ при условии

$$d = 57,3 \frac{\lambda}{\varphi_a} = 1,72 \text{ м}, \text{ получим } P_1 \cong 83 \text{ мкВт}.$$

Задачи для самостоятельного решения

12.1. В РЛС с V-образным лучом при дальности до цели $r = 30 \text{ км}$ обеспечивается погрешность $\sigma_H = 226,7 \text{ м}$. Определите, для какой дальности до цели погрешность не будет превышать 300 м.

Ответ: погрешность не будет превышать 300 м при дальности до цели 39700 м.

12.2. Определите размеры зоны обзора по углу места, если необходимо измерять истинную высоту целей в пределах 5...15 км на дальности 200 км. Атмосферу считать стандартной, высота подъема антенны $h_a = 25 \text{ м}$.

Ответ: $\Delta\beta \approx 3,315^\circ$.

В [19] приведены типовые задачи и задачи для самостоятельного решения по данному разделу.

Глава 13

Измерители скорости цели

13.1. Измерение скорости цели

Одним из важных параметров движения, подлежащих определению в радиосистемах, является скорость движения. При однопозиционном расположении радиосистемы (рис. 13.1, а) можно измерить радиальную составляющую скорости движения $V_r = \frac{dR}{dt} = R'$ и угловую скорость перемещения объекта $\frac{d\theta}{dt} = \theta'$, связанную с тангенциальной составляющей скорости $V_\tau = R\theta'$.

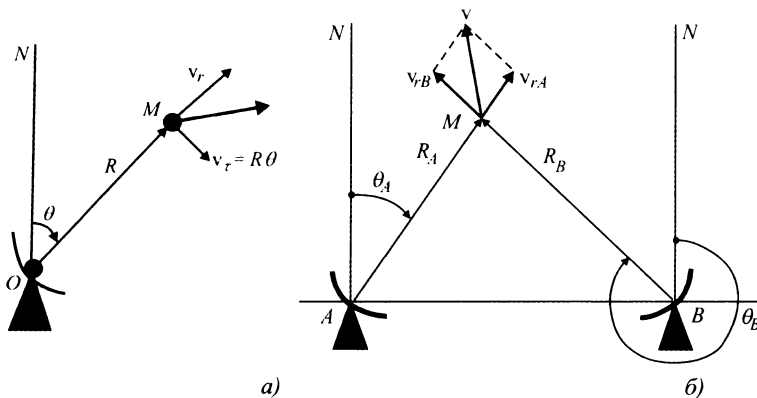


Рис. 13.1. Составляющие вектора скорости, определяемые в одно- (а) и двухпозиционной (б) системе

В многопозиционной радиосистеме можно вычислить вектор скорости в пространстве по трем его составляющим (радиальным скоростям), измеренным на трех разнесенных позициях, или вектор скорости на плоскости при двух разнесенных позициях (точки А и В на

рис. 13.1,б), Для этого надо знать угловые положения линий визирования цели (например, углы θ_A и θ_B , рис. 13.1,б).

Радиальную скорость цели можно найти дифференцированием данных о текущей дальности цели:

$$R' = V_r = d/dt R(t)$$

или измерением доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала F_d при движении цели. При использовании метода дифференцирования дальности данные о скорости обычно извлекают из входного сигнала последнего интегратора в экстраполиаторе автоматического радиодальномера.

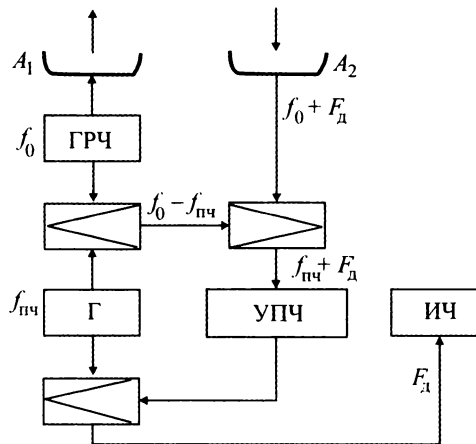


Рис. 13.2. Схема измерителя радиальной скорости пассивного объекта

Оптимальным при определении скорости по доплеровскому сдвигу частоты является, как следует из формулы для потенциальной точности измерения частоты (9.22), непрерывный сигнал, имеющий наибольшее значение среднеквадратической длительности сигнала $t_{\text{ск}}$. Реализуемая при этом точность превышает достижимую при методе дифференцирования, так как последняя зависит от точности измерения дальности и ухудшается из-за дополнительной обработки при выделении продифференцированного сигнала.

Принцип действия доплеровского измерителя радиальной скорости, иллюстрируется структурной схемой (рис. 13.2). При определении скорости пассивного объекта (рис. 13.2) объект (цель) облучается непрерывным когерентным сигналом частоты f_0 , который вырабатывается ГРЧ, и измеряется доплеровский сдвиг частоты $F_d = -2V_r/\lambda$. Отраженный от объекта сигнал с частотой $f_0 + F_d$ во втором смесителе приемника

переводится на частоту подставки $F_{\text{нд}} > |F_{\text{д max}}|$ для обеспечения однозначного измерения в ИЧ как положительных, так и отрицательных доплеровских сдвигов частоты. Радиальную скорость рассчитывают по формуле $V_r = cF_{\text{д}}/(2f_0)$.

13.2. Точность измерения скорости

Точность измерения скорости определяется погрешностью измерения частоты Доплера, стабильностью эталонных генераторов и синтезаторов частот, а также точностью знания скорости распространения радиоволн на трассе источник сигналов – измеритель скорости.

$$\frac{\sigma_v}{V_r} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_c}{c}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_f}{f_0}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{F_{\text{д}}}}{F_{\text{д}}}\right)^2}.$$

В различных системах измерения скорости вышеуказанные составляющие могут быть незначительными или превалировать различные слагаемые: непостоянство скорости распространения радиоволн σ_c/c ; относительная нестабильность частоты σ_f/f_0 или погрешность измерения частоты Доплера $\sigma_{F_{\text{д}}}/F_{\text{д}}$, которая, в зависимости от построения радиоизмерителя, может определяться на малых отрезках времени – кратковременная стабильность ($t = t_R$) или на больших временных интервалах ($t \gg t_R$).

Потенциальная точность определения частоты Доплера в рассматриваемом измерителе характеризуется погрешностью (см. гл. 3 и 9)

$\sigma_{f \text{ min}}^2 = \frac{1}{q_{\Sigma \text{ max}} (2\pi\tau_{\text{ск}})^2}$, где $\tau_{\text{ск}}$ – среднеквадратическая длительность сигнала, а $q_{\text{max}} = E/N_0$. Тогда

$$\sigma_v = \left(\frac{\lambda}{2}\right) \left[(E/N_0)^{1/2} 2\pi\tau_{\text{ск}}\right]^{-1}. \quad (13.1)$$

Для импульса прямоугольной формы длительностью $\tau_{\text{и}}$ среднеквадратическая длительность равна $\tau_{\text{ск}} = \frac{\tau_{\text{и}}}{2\sqrt{3}}$, а точность измерения скорости характеризуется соотношением

$$\sigma_v = \frac{c\sqrt{3}}{2\pi\tau\sqrt{q_{\Sigma}}} = \frac{c\Delta f}{3,22\sqrt{q_{\Sigma}}},$$

где Δf – ширина спектра сигнала.

Значительное влияние на точность измерения скорости оказывает нестабильность частоты эталонных генераторов и синтезаторов частоты измерителей.

Что касается разрешающей способности по скорости, то она зависит от полосы пропускания доплеровского фильтра, используемого в анализаторе спектра при селекции сигнала по частоте Δf_ϕ , величина которой обычно выбирается равной ширине спектральной составляющей сигнала. При использовании когерентных радиоимпульсов $\Delta f_\phi = 1/(nT_n) = 1/\tau_n$, где n – число импульсов в пачке за время облучения цели $\tau_n = T_{\text{обл}} = \varphi_a/\Omega_{\text{ск}}$ при плавном обзоре пространства или за время одной ступени $\tau_n = t_{\text{ст}}$ при ступенчатом (электронном) обзоре. Тогда разрешающая способность

$$\delta V_r = \frac{\lambda \Delta f_\phi}{2} = \frac{\lambda}{2nT_n}.$$

Пределы однозначного измерения скорости $|V_{r\text{max}}| \leq (\lambda/2)/T_n$.

13.3. Принцип действия измерителей скорости

Если определяется скорость активного объекта, ГРЧ которого работает в непрерывном режиме на частоте f_1 (рис. 13.3), то в пункте измерения принимается сигнал с частотой $f_1 + F_d$, где $F_d = -(V_r/c)f_1$. Колебания после преобразования на промежуточную частоту и усиления в УПЧ переводятся в балансном модуляторе на частоту подставки $F_{\text{пд}}$ и в ИЧ измеряется значение и полярность доплеровского смещения F_d сигнала цели.

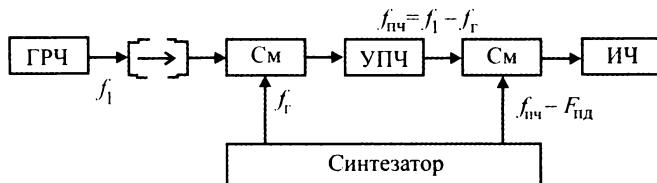


Рис. 13.3. Схема беззапросного измерителя радиальной скорости активного объекта

Достоинство этого *беззапросного варианта построения измерительной системы* – неограниченная пропускная способность, т. е. возможность работы одновременно со многими пунктами измерения. Однако этот метод требует высокой долговременной (на все время функционирования системы) стабильности частоты ГРЧ на объекте и гетеродинов в синтезаторе пунктов измерения. Потенциальная точность тако-

го измерителя определяется выражением (13.1), в котором вместо $\lambda/2$ следует использовать λ .

Принимаемый запросчиком ответный сигнал с частотой

$$f_1 + F_d^* = (n/m)f_1 [1 + (V_r/c)][1 + (V_r/c)] \approx (f_1 + 2F_d)(n/m),$$

где F_d^* – доплеровская поправка на частоту ответного сигнала, через устройство развязки УР и смеситель подается на УПЧ с частотой $f_1 + F_d - f_r$. Опорный сигнал, имеющий частоту $(n/m)f_1 - f_r$, формируется из сигнала ГРЧ с помощью дробно-кратного преобразователя частоты и смесителя. После добавления частоты подставки $F_{пл}$ на последний смеситель приходит опорный когерентный сигнал с частотой $(n/m)f_1 - f_r - F_{пл}$.

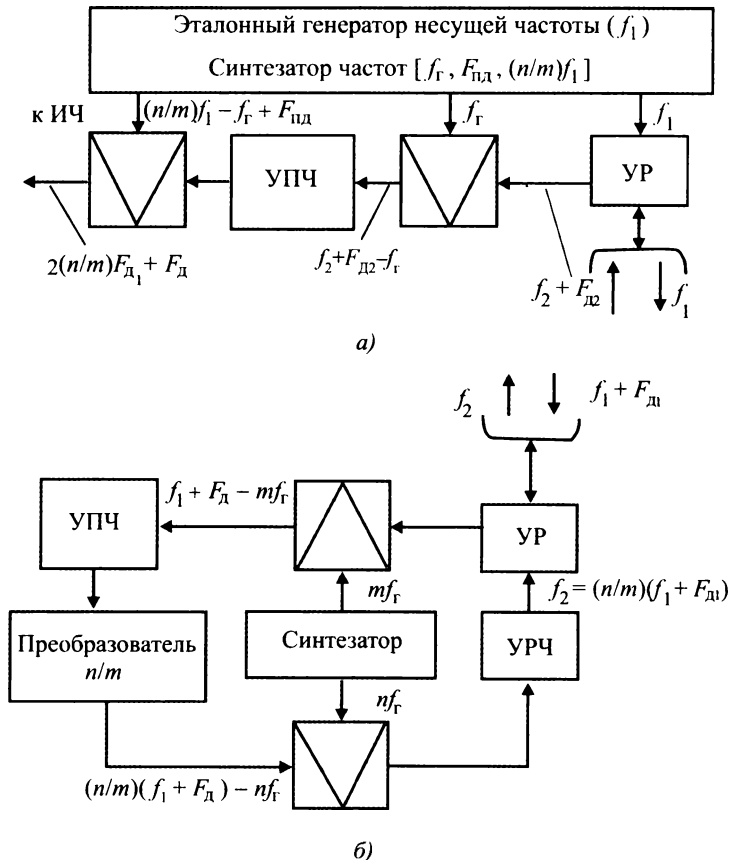


Рис. 13.4. Схема запросчика (а) и ответчика (б) измерителя радиальной скорости активного объекта

Таким образом, измеритель частоты определяет частоту $F_{\text{пл}} + 2(n/m)F_d$. Потенциальную точность измерения скорости в данной системе находят с помощью формулы (13.1).

На рис. 13.4 показана структура измерительной системы, состоящей из запросчика и ответчика. Запросный сигнал, излучаемый на частоте f_1 , приходит на ответчик с доплеровским сдвигом $F_{\text{д1}} = -(V/c)f_1$ и через устройство развязки приемного и передающего каналов УР попадает на смеситель приемника. Поскольку гетеродинный сигнал, формируемый умножителем частоты, имеет частоту $mf_{\text{г}}$, в УПЧ сигнал усиливается на частоте $f_{\text{пч}} = f_1 + F_{\text{д1}} - mf_{\text{г}}$. После дробно-кратного преобразования частоты с помощью, например, регенеративных делителей, частота сигнала принимает значение $(n/m)(f_1 + F_{\text{д1}}) - mf_{\text{г}}$. После второго преобразования частоты формируется несущая частота ответного сигнала $f_2 = (n/m)(f_1 + F_{\text{д1}})$.

Преимуществом запросного метода работы является меньшее требование к стабильности частоты в системе запросчик – ответчик, которое должно быть обеспечено только на малых интервалах времени, равных $t_{\text{Rmax}} = 2R_{\text{max}}/c$. Однако на борту объекта устанавливается аппаратура, имеющая, как правило, большую массу и большой объем, чем при беззапросном методе, а наличие ответчика позволяет использовать этот метод только при определении скорости кооперируемых объектов.

Кроме того, ответчик должен работать одновременно только с одним запросчиком. Для работы с несколькими запросчиками необходима импульсная или многочастотная система.

13.4. Принцип действия измерителя угловой скорости объекта (угловой скорости линия визирования)

Подобный измеритель может быть построен на основе фазового метода радиопеленгации. Пусть в соответствии с рис. 13.5 разность фаз сигналов, принимаемых в точках A и B ,

$$\varphi = (2\pi d_{AB}/\lambda) \sin \alpha = (2\pi d_{AB}/\lambda) \cos \theta_x = (2\pi d_{AB}/\lambda) C_x,$$

и поэтому

$$d\varphi/dt = (2\pi d_{AB}/\lambda) C_x = (2\pi d_{AB}/\lambda) \cos \theta_x \sin \theta_x. \quad (13.2)$$

Однако $\varphi = \omega_0[(R_1/c - R_2/c)]$, следовательно,

$$d\varphi/dt = \omega_0[(R_1'/c - R_2'/c)] = \omega_0[V_{r1}/c - V_{r2}/c] = \Omega_{\text{д1}} - \Omega_{\text{д2}} = \Omega_{\text{дЛ}}. \quad (13.3)$$

Объединяя (13.2) и (13.3), находим скорость изменения угла θ_x , или угловую скорость линии визирования

$$\theta'_x = \frac{d\theta_x}{dt} = \Omega_{д\Delta} [(2\pi d_{AB}/\lambda) \sin \theta_x]^{-1}.$$

Выполнив независимые измерения $\Omega_{д\Delta}$ и $\sin \theta_x$, можно определить θ'_x (рис. 13.5). С помощью синтезатора частоты (СЧ) в двухканальном приемнике, каналы которого настроены на частоту подставки $F_{пд}$, преобразуются сигналы, принятые на концах базы d_{AB} . Усиление выполняют широкополосные УПЧ, полосы пропускания которых не должны превышать двойной диапазон доплеровских частот. Поэтому для улучшения отношения сигнал/шум на выходах УПЧ включены устройства фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), выполняющие функцию оптимальных фильтров, которые максимизируют отношение сигнал/шум. Фильтр на выходе фазового детектора выделяет составляющую, частота которой $F_{пд} + F_{д\Delta}$ измеряется в ИЧ. Вычислитель ВУ по измеренным $\sin \theta_x$ и $F_{д\Delta}$ рассчитывает θ'_x .

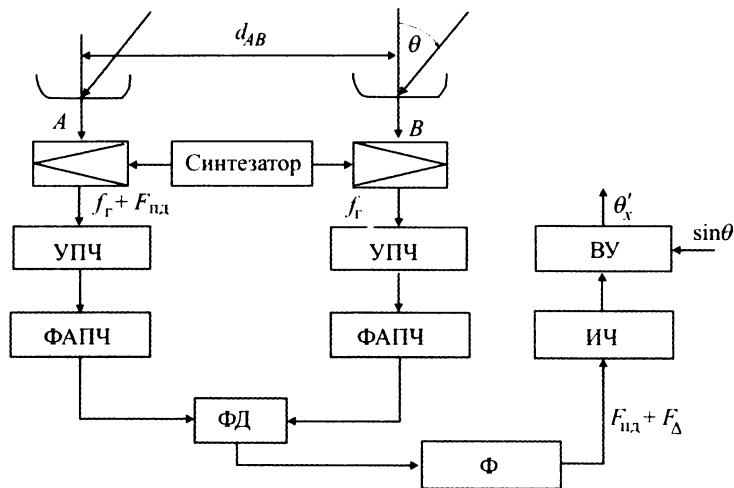


Рис. 13.5. Схема измерителя угловой скорости линии визирования цели

Контрольные вопросы

- 13.1. Назовите способы определения радиальной скорости движения цели.
- 13.2. Какой сигнал является оптимальным при определении скорости по доплеровскому сдвигу частоты?
- 13.3. В чем заключается запросный метод измерения радиальной скорости?
- 13.4. В чем заключается беззапросный метод измерения радиальной скорости?
- 13.5. Укажите достоинства и недостатки запросного и беззапросного методов измерения радиальной скорости.

- 13.6. Для чего производится дробно-кратное преобразование частоты в измерителе радиальной скорости активного объекта?
- 13.7. Для измерения угловой скорости движения цели применяется фазовый метод, цель движется параллельно базе пеленгатора со скоростью $V = 300$ м/с, минимальное расстояние до цели $R_{\min} = 10^4$ м. Постройте зависимость угловой скорости от времени.

Контрольные задачи

Типовая задача

Самолетная когерентно-импульсная РЛС с высокой частотой повторения для обнаружения целей в передней полусфере осуществляет сканирование ДНА с $\varphi_{\text{ар}} = 0,5^\circ$ с угловой скоростью движения луча $\Omega_{\text{ск}} = 45^\circ/\text{с}$; длина волны излучаемого сигнала $\lambda = 3$ см; максимальная радиальная скорость сближения с целью $V_{r\text{max}} = 2000$ м/с. Найдите максимальную частоту Доплера, частоту повторения зондирующих радиоимпульсов. Обеспечивающую возможность селекцию целей по скорости; полосу пропускания и число доплеровских фильтров.

Решение. Максимальная частота Доплера определяется по величине максимальной радиальной скорости сближения с целью и заданной длине волны $f_{\text{дmax}} = 2V_{r\text{max}}/\lambda = 133$ кГц. Частота повторения импульсов выбирается, исходя из теоремы Котельникова $F_{\text{п}} \geq 2f_{\text{дmax}} = 266$ кГц. Выбираем $F_{\text{п}} = 175$ кГц. Длительность пачки равна $\tau_{\text{п}} = \varphi_{\text{ар}}/\Omega_{\text{ск}} = 11$ мс.

Число радиоимпульсов в пачке равно $n = \tau_{\text{п}} F_{\text{п}} = 1925$.

Полосу пропускания доплеровского фильтра находим по соотношению $\Delta f_{\text{ф}} = \frac{1}{nT_{\text{п}}} = \frac{F_{\text{п}}}{n} = 135$ Гц, а число фильтров в гребенке анализатора спектра равно $m = f_{\text{дmax}}/\Delta f_{\text{ф}} = 99$.

Задачи для самостоятельного решения

- 13.1. Найдите точность и разрешающую способность канала скорости РЛС, использующей некогерентные радиоимпульсы длительности $\tau_{\text{и}} = 2$ мкс, длину волны $\lambda = 3$ см, работающей с отношением сигнал/шум $q = 10$.

Дано: $\tau_{\text{и}} = 2 \cdot 10^{-6}$ с; $\lambda = 0,03$ м; $q = 10$.

Ответ: $\delta V_r = 7,5 \cdot 10^3$ м/с; $\sigma_v = 1,3 \cdot 10^3$ м/с.

- 13.2. Определите частоту подставки для измерителя скорости с непрерывным когерентным сигналом на длине волны $\lambda = 3$ см для обеспечения однозначного измерения доплеровской частоты с учетом ее знака, если необходима точность $\sigma_v = 0,1$ м/с

Дано: $\lambda = 3$ см; $\sigma_v = 0,1$ м/с; $R = 300$ км; $V_{r\text{max}} = 600$ м/с.

Ответ: $F_{\text{пл}} = 60$ кГц.

В [19] приведены типовые задачи и задачи для самостоятельного решения по данному разделу.

Глава 14

Радиолокаторы с синтезированной апертурой

14.1. Синтезирование апертуры

Синтезирование апертуры (СА) – метод обработки сигналов, позволяющий существенно повысить поперечную линейную разрешающую способность радиолокатора относительно направления ДНА и улучшить детальность радиолокационного изображения местности. Используется СА для получения радиолокационной карты (при картографировании), разведке ледовой обстановки и в других ситуациях. По качеству и детальности такие карты сравнимы с аэрофотоснимками, но, в отличие от последних, могут быть получены при отсутствии оптической видимости земной поверхности (при полете над облаками и ночью).

14.2. Устройство РЛС с СА

Детальность радиолокационного изображения зависит от линейной разрешающей способности радиолокатора. При использовании полярных координат (R и α) разрешающая способность по дальности (радиальная разрешающая способность) δR определяется параметрами зондирующего сигнала, а в поперечном направлении (тангенциальная разрешающая способность) δl – шириной ДНА радиолокатора и расстоянием до цели (рис. 14.1). Детальность радиолокационного изображения местности тем выше, чем меньше δR и δl , т.е. она зависит от величины (площади) элемента разрешения.

Поскольку $\delta R = c\tau_n/2$, задача уменьшения δR решается при использовании зондирующих сигналов с малой длительностью импульсов или переходом к сложным сигналам (частотно-модулированным или фазоманипулированным). Уменьшение δl требует использования узких ДНА, так как $\delta l = \varphi_a R$ пропорциональна ширине ДНА, а $\varphi_a = \lambda/d_a$ (λ – длина волны; d_a – длина антенны), которая не может быть больше

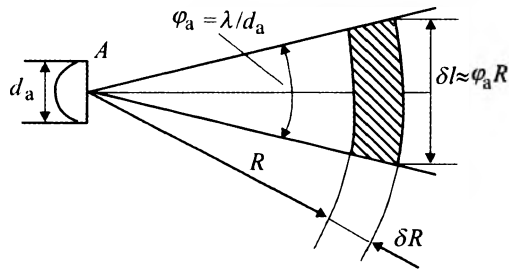


Рис. 14.1. Параметры, характеризующие детальность радиолокационного изображения

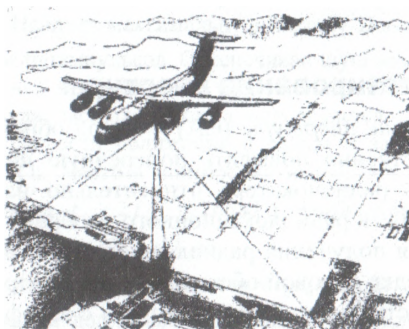


Рис. 14.2. Диаграммы направленности радиолокатора бокового обзора

продольного размера (длины) летательного аппарата. Основной путь повышения тангенциальной разрешающей способности – применение в радиолокаторах метода синтеза апертуры антенны при движении ЛА. Чаще всего РЛС с синтезированной апертурой используют в радиолокаторах бокового обзора (рис. 14.2).

В радиолокаторах, у которых антенна размещена вдоль фюзеляжа, $\delta l = R\lambda/l_\phi$ и она тем выше, чем больше продольный размер l_ϕ фюзеляжа ЛА. Поскольку d_ϕ конструктивно ограничивает размер внутренней антенны $d_a \leq d_\phi$, то $\delta l = R\lambda/l_\phi < R\lambda/d_a$ и детальность изображения в радиолокаторах с *вдольфюзеляжными* антеннами улучшается, хотя зависимость от дальности сохраняется.

Более радикальный путь приводит к использованию поступательного движения ЛА для *синтезирования апертуры (СА)* антенны в радиолокаторах (*радиолокаторы с СА*).

14.3. Принцип синтезирования апертуры

Пусть линейная ФАР размером (апертурой) L (рис. 14.3,а) состоит из $N+1$ излучателей. Суммируя принятые облучателями сигналы, можно в каждый момент времени получать диаграмму ФАР с шириной $\varphi_a = \lambda/L$. Если для обеспечения заданной φ_a требуется $L > l_\Phi$, то можно синтезировать ФАР, последовательно перемещая один единственный излучатель (антенну) вдоль этой апертуры с некоторой скоростью V , принимая отраженные от цели сигналы, запоминая их, а затем совместно обрабатывая (рис. 14.3,б). При этом синтезируется апертура линейной антенны с эффективным размером L_c и ДНА шириной $\varphi_c = \lambda/L_c$, однако увеличиваются затраты времени на синтезирование $t_c = L_c/V$ и усложняется аппаратура радиолокатора.

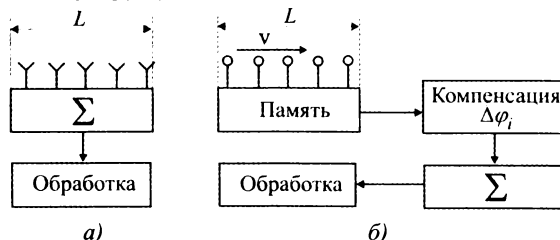


Рис. 14.3. Фазированная антенная решетка (а) и схема синтезирования апертуры при перемещении излучателя (б)

Пусть ЛА движется на некоторой высоте с постоянной скоростью V прямолинейно и параллельно земной поверхности (рис. 14.4).

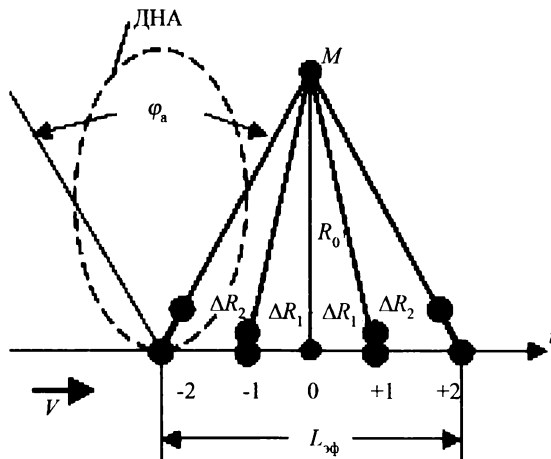


Рис. 14.4. Появление фазовых сдвигов в процессе прямолинейного движения ЛА при синтезировании апертуры

Антенна, ющая ДНА шириной φ_a и повернутая на 90° к линии пути, последованно проходит ряд положений $i = -N/2; \dots; -2; -1; 0; +1; +2; \dots; +N$ в которых принимает сигналы, отраженные от цели, находящейся в ке M на земной поверхности. При различных положениях антенны различных i) сигналы от одной и той же точки проходят разные расстояния $R_0; R_0 + \Delta R_1; R_0 + \Delta R_2; \dots R_0 + \Delta R_{N/2}$, что приводит к изменению фаз сдвигов этих сигналов, вызываемых разностью хода сигналов ΔR . Поскольку сигнал проходит отрезок ΔR дважды, двигаясь по направлению к цели и от нее, то сигналы, принятые в соседних позициях антенны отличаются по фазе на

$$\Delta\varphi = \omega_{\Delta R} \pi f_0 \left(\frac{2\Delta R}{c} \right) = 4\pi\Delta R/\lambda. \quad (14.1)$$

В зависимости от того, компенсируются или нет при обработке принятых сигналов фазовые набеги $\Delta\varphi_i$ (образующиеся на отрезках ΔR_i), различают фокусируемые и не фокусируемые РСА. В первом случае обработка сводится к перемещению антенны, запоминанию сигналов, компенсации фазовых набегов и суммированию сигналов (рис. 14.3, б), а во втором – к тем операциям, но без компенсации фазовых набегов.

14.4. Тангенциальная разрешающая способность РСА

Нефокусирующая обработка обеспечивает сложение сигналов U_i при разности фаз сигналов с крайних и центрального элементов апертуры $\varphi \leq 90^\circ$. Если $\varphi = \pi/2$, то максимальное значение ΔR составит $\lambda/8$.

Из рис. 14.4 следует, что $(L_{\text{эф}}/2)^2 + R_0^2 = (R_0 + \lambda/8)^2$. Поэтому если $R_0 \gg \lambda/8$, то $L_{\text{эф}} = (R_0\lambda)^{1/2}$. Таким образом, при суммировании сигналов на участке территории, равном $L_{\text{эф}}$, ширина синтезированной ДНА составит $\varphi_c = \lambda / (R_0\lambda)^{1/2} = (\lambda/R_0)^{1/2}$. При этом тангенциальная разрешающая способность $\delta l \approx \varphi_c = (\lambda R_0)^{1/2}$, а при произвольном расстоянии до цели $\delta l = (\lambda R)^{1/2}$ (г. 14.5).

При фокусирующей обработке сигналы суммируются на участке облучения цели, находящейся в точке M , реальной антенной, установленной на ЛА L , $L = R_0\varphi_a = R_0\lambda/d_a$.

В этом случае ширина синтезированной ДНА $\varphi_c = \lambda/L_{\text{эф}} = d_a/R_0$, а тангенциальная разрешающая способность $\delta l = R_0\varphi_c = d_a$. Так как антенна работает на прием и передачу и сигнал проходит двойное рас-

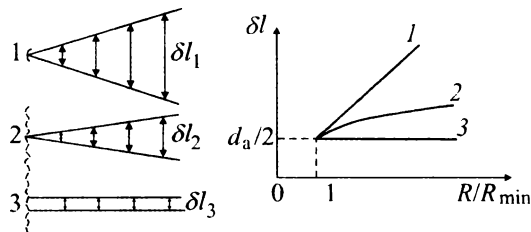


Рис. 14.5. Зависимость тангенциальной разрешающей способности от дальности в обычной РЛС (1), в РЛС СА с нефокусированной обработкой (2) и в РЛС СА с фокусированной обработкой (3)

стояние ΔR , а синтезируется апертура после приема сигналов со всех позиций, то разрешение улучшается в два раза и $\delta l = d_a/2$.

Поскольку сигналы, полученные со всех позиций антенны и запомненные на интервале $NT_n V$, при обработке складываются с учетом фазовых соотношений, то необходимо использовать когерентный сигнал.

14.5. Схема радиолокатора с синтезированием апертуры

Основу РСА составляют когерентно-импульсные радиолокаторы, построенные по схеме с внутренней когерентностью (рис. 14.6).

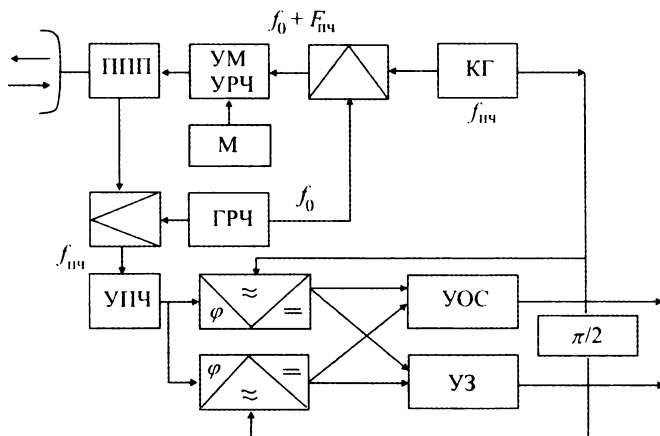


Рис. 14.6. Схема радиолокатора с синтезированием апертуры

Когерентный генератор (КГ) на частоте $f_{пч}$ служит для формирования в однополосном модуляторе зондирующего сигнала с частотой $f_0 + f_{пч}$. Источником колебаний с частотой f_0 является генератор радиочастоты (ГРЧ). Зондирующий сигнал модулируется импульсной последовательностью с модулятора (М). Усилитель мощности представляет

собой конечный каскад передатчика. Обработка сигналов (запоминание, компенсация фаз, суммирование) обычно выполняется комплексными цифровыми фильтрами на низкой частоте. Поэтому в схеме предусматривают квадратурные каналы, каждый из которых начинается с соответствующего фазового детектора. Источником опорного напряжения для фазовых детекторов служит когерентный гетеродин.

Сигналы квадратурных каналов (сохраняющих информацию о фазе) подаются на устройство записи или на устройство цифровой обработки в реальном масштабе времени. При аналоговой обработке сигналов в РЛС с СА информация с выходов квадратурных фазовых детекторов подается в специальное устройство для записи, например в оптическое устройство записи на фотопленку изображения с экрана электроннолучевой трубки, модулированного по яркости свечения пятна. Обработка и воспроизведение информации происходит позднее после обработки пленки с запаздыванием во времени (не в реальном масштабе времени).

При цифровой обработке сигналов результирующая информация получается сразу в процессе обработки в реальном масштабе времени.

14.6. Принципы обработки сигналов в РСА

При любом виде обработки необходимо запоминание кадра информации о сигналах целей. Размеры кадра задаются по азимуту эффективным значением синтезируемой апертуры $L_{\text{эф}}$ и по дальности R_{max} (рис. 14.7, а).

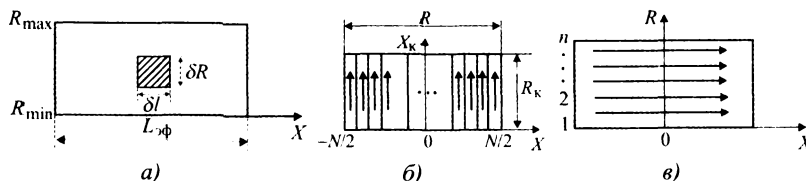


Рис. 14.7. Запоминаемый кадр местности (а); диаграммы записи (б) и считывания (в) сигналов

Поскольку принимаемые при каждом положении антенны сигналы поступают на вход приемника с просматриваемой дистанции последовательно во времени, записываются они также последовательно в каждый $N + 1$ азимутальный канал, что условно показано стрелками на рис. 14.7, б. При этом формируется соответствующий участку местности кадр изображения с размерами x_k и R_k . Получить информацию об угловом положении цели, т.е. о координате x , при синтезировании апертуры можно только при анализе отраженных от этой цели сигналов, записанных на интервале синтезирования $L_{\text{эф}}$. Поэтому информация с устройства записи считывается последовательно в каждом из n каналов дальности (рис. 14.7, в).

Сигнал, обрабатываемый в РСА

Пусть радиолокатор работает в импульсном режиме. Тогда за период повторения T_n антенна смещается на отрезок $\Delta = VT_n$ (рис. 14.8).

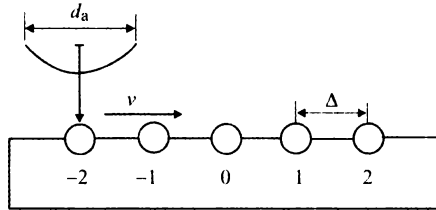


Рис. 14.8. Кинематика взаимного смещения РЛ и точечной цели

Для исключения пропуска цели при таком смещении антенны потребуем чтобы $\Delta < d_a$ на рис.14.8. При этом формируется соответствующий участку местности кадр изображения с размерами x_k и R_k . Получить информацию об угловом положении цели, т.е. о координате x , при синтезировании апертуры можно только при анализе отраженных от этой цели сигналов, записанных на интервале синтезирования $L_{\gamma\phi}$. Поэтому информация с устройства записи считывается последовательно в каждом из n каналов дальности (см. рис.14.7, а). Допустим, что РЛ неподвижен, а цель движется относительно него с той же скоростью V (рис. 14.9, а). Начиная отсчет времени с момента прохода целью (точка M) середины апертуры ($i = 0$) и считая $R_0 \gg Vt$, имеем $\sin \alpha \approx \alpha = Vt/R_0$, а $V_r = V \sin \alpha$.

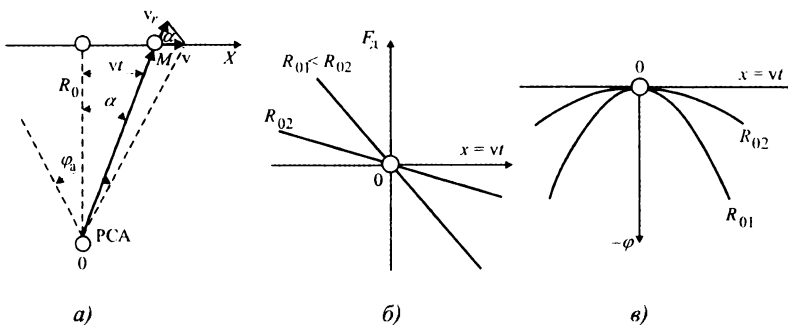


Рис. 14.9. Схема формирования вектора радиальной скорости (а); характер изменения доплеровской частоты (б) и фазы (в) сигнала при пролете цели

При проходе цели через диаграмму направленности доплеровский сдвиг частоты (рис. 14.9, б) и фаза (рис. 14.9, в) изменяется по законам:

$$F_d(t) = -2 \frac{V_r}{\lambda} = -2V^2 t (\lambda R_0)^{-1} = at, \quad (14.2)$$

$$\phi(t) = \int_0^t 2\pi F_d(t) dt = -2\pi V^2 t^2 (\lambda R_0)^{-1} = b t^2. \quad (14.3)$$

Отметим, что коэффициенты a и b при λ и V , постоянных в полете, зависят от R_0 и, следовательно, обработка сигналов многоканальна по дальности.

Комплексную амплитуду отраженных сигналов при синтезировании апертуры можно представить в виде

$$U(t) = U_m(t) \exp\{j\phi(t)\},$$

где $U_m(t) = U_0 G_a^2(Vt/R_0)$; $\phi(t) = -2\pi V^2 t^2 / (\lambda R_0)$. Здесь и далее огибающая сигнала выражена через ДНА реальной антенны $G(\alpha)$ и значение амплитуды сигнала равно U_0 при $\alpha = 0$.

В импульсном радиолокаторе сигнал приходит в дискретные моменты времени, поэтому $t = t_i = iT_n$. Тогда

$$U(t_i) = U_0 \left(G_a \left(\frac{Vt_i}{R_0} \right) \right)^2 \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{(Vt_i)^2}{R_0} \right] \right\}$$

или

$$U(i) = U_m \left(i \frac{VT_n}{R_0} \right) \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{i^2 (VT_n)^2}{R_0} \right] \right\}. \quad (14.4)$$

Дискретные составляющие сигнала (14.4) необходимо запомнить на интервале времени NT_n , где $N = L_{\text{эф}}/\Delta$.

Однозначность отсчета дальности и продольного смещения $\Delta x = VT_n$ (азимута) обеспечивается выбором периода повторения $\frac{2R_{\text{max}}}{c} < T_n < \frac{d}{2V}$.

Алгоритмы обработки сигнала в СА

Для оптимальной обработки сигнала (14.4) необходим фильтр с импульсной переходной характеристикой

$$H(i) = k U_m \left(\frac{iVT_n}{R_0} \right) \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{(VT_n)^2}{R_0} \right] i^2 \right\} \quad (14.5)$$

или

$$H(i) = W_i \exp\{j\phi_i\},$$

где

$$W_i = k U_m \left(iV \frac{T_n}{R_0} \right); \quad \phi_i = \left[2\pi V^2 (T_n)^2 (\lambda R_0)^{-1} \right] i^2, \quad (14.6)$$

$$i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N/2.$$

Устройство обработки сигналов с таким фильтром будет оптимальным только для дальности R_0 . Это обстоятельство объясняет название *фокусированный РСА*: радиолокатор оказывается «сфокусированным» на данную дальность. Кроме того, фильтр является оптимальным только при определенной скорости носителя радиолокатора.

Оптимальное устройство обработки сигналов при синтезировании апертуры состоит (рис. 14.10) из фильтра СФ₁, согласованного с одиночным импульсом, устройства запоминания сигналов на N периодов повторения, весовых усилителей с коэффициентами усиления W_i , фазовращателей φ_i и сумматора сигналов. При *нефокусированной обработке*, которая не является оптимальной, фазовращатели отсутствуют. Следует учитывать, что W_i и φ_i зависят от R_0 и система обработки многоканальна по дальности с числом каналов $n = R_{0\max}/\delta R$.

Таким образом, алгоритм фокусированной обработки имеет вид

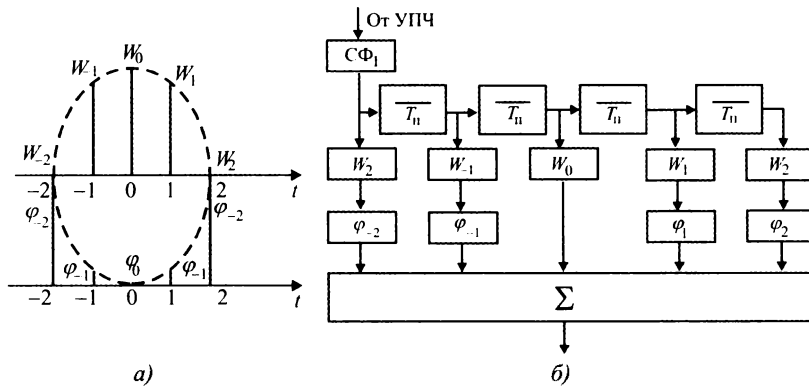


Рис. 14.10. Коэффициенты усиления и фазовые сдвиги в фазовращателях (а); структура устройства оптимальной обработки сигнала в РЛ с СА (б)

$$U_{\Phi} = \sum_{k=1}^n \sum_{i=-\frac{(N-1)}{2}}^{\frac{(N-1)}{2}} U_k(i) W_{ki} \exp\{j\varphi_{ki}\}, \quad (14.7)$$

а нефокусированной

$$U_{\text{нф}} = \sum_{k=1}^n \sum_{i=-\frac{(N-1)}{2}}^{\frac{(N-1)}{2}} U_k(i) W_{ki}. \quad (14.8)$$

Увеличение разрешающей способности δL в тангенциальном направлении наталкивается на такие ограничения как траекторные и аппа-

ратурные дестабилизирующие факторы, которые приводят к отклонению фазы траекторного сигнала от квадратической аппроксимации.

Цифровая обработка сигналов РСА

При аналоговой обработке в РСА с использованием фотопленки информация извлекается с большим запаздыванием относительно момента записи.

Цифровая обработка сигналов в РСА позволяет получать картографическую информацию в реальном масштабе времени, если обеспечиваются требуемые быстродействие и объем памяти специализированного вычислителя (процессора).

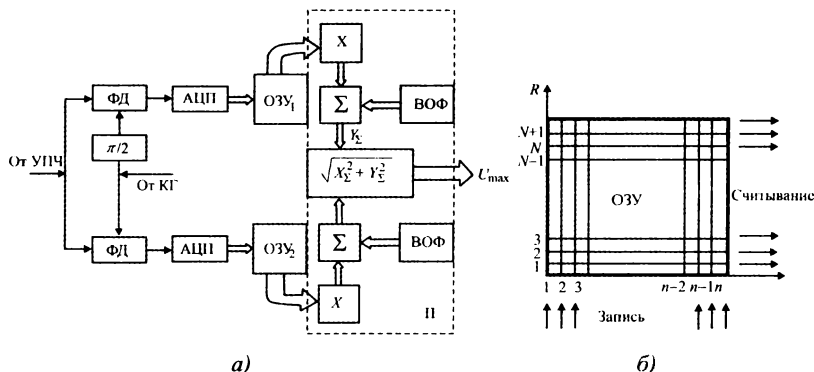


Рис. 14.11. Схема устройства цифровой обработки сигналов РСА (а) и ОЗУ с порядком записи и считывания информации (б)

Схема устройства цифровой обработки сигналов РСА

С помощью АЦП (рис. 14.11) сигналы фазовых детекторов двух квадратурных каналов преобразуются в цифровой код и подаются в ОЗУ, состоящие из $N + 1$ азимутальных каналов и n каналов дальности. Кодированные сигналы в каждый период повторения записываются в соответствующий азимутальный канал, имеющий n ячеек дальности (см. рис. 14.7). Поэтому в каждой ячейке дальности содержится информация о сигнале, отраженном от цели, находящейся на данном расстоянии и наблюдаемой под определенным азимутальным углом к направлению полета. Содержимое ОЗУ считывается с некоторой задержкой относительно момента записи. При этом в каждом периоде повторения сигнал снимается поочередно с каждого канала дальности, образованного определенными ячейками дальности азимутальных каналов. Такой сигнал содержит информацию об изменении отраженного сигнала от цели на дальности R при движении ЛА на интервале синтеза $L_{\text{сф}}$. Сигналы с ОЗУ обрабатываются процессором П, реализующим алгоритм (14.7) при фокусированной обработке или (14.8) при нефокусированной. Весовые коэффициенты W_i и фазовые сдвиги φ_i вводит вы-

числитель опорной функции ВОФ, который вырабатывает сигнал, представляющий собой аналог импульсной переходной характеристики $H(i)$.

Устройства фокусированной обработки

Фокусированная обработка сигнала требует умножения сигнала каждого канала дальности на зависящую от дальности функцию $H(R_0)$. Для этого с помощью вычислителя опорной функции ВОФ формируется сигнал, описываемый выражением (14.7), который перемножается с сигналом ОЗУ. После умножения производится суммирование сигналов с данной дальности по всем азимутальным ячейкам, в результате образуются сигналы X_i и Y_i , соответствующие корреляционным интегралам квадратурных каналов. Выходной сигнал процессора представляет собой корень квадратный из суммы квадратов X_Σ и Y_Σ .

Компенсирующий сдвиг фазы ψ (14.7) можно ввести, изменив ортогональные проекции вектора сигнала. Это достигается изменением составляющих сигнала в квадратурных каналах. В самом деле, если нужно ввести фазовую поправку ψ , а вектор сигнала U_1 имеет квадратурные составляющие $X_1 = U_m \cos \varphi_1$ и $Y_1 = U_m \sin \varphi_1$, то новый фазовый угол, очевидно, будет $\varphi_{i+1} = \varphi_i + \psi$ или $\varphi_2 = \varphi_1 + \psi$. При этом квадратурные составляющие вычисляются по формулам:

$$X_2 = U_m \cos(\varphi_1 + \psi) = U_m \cos \varphi_1 \cos \psi - U_m \sin \varphi_1 \sin \psi = X_1 \cos \psi - Y_1 \sin \psi,$$

$$Y_2 = U_m \sin(\varphi_1 + \psi) = U_m \sin \varphi_1 \cos \psi + U_m \cos \varphi_1 \sin \psi = Y_1 \cos \psi + X_1 \sin \psi.$$

Следовательно, алгоритм ввода компенсирующего сдвига фазы ψ путем изменения ортогональных составляющих сигнала X_1 и Y_1 получается следующим:

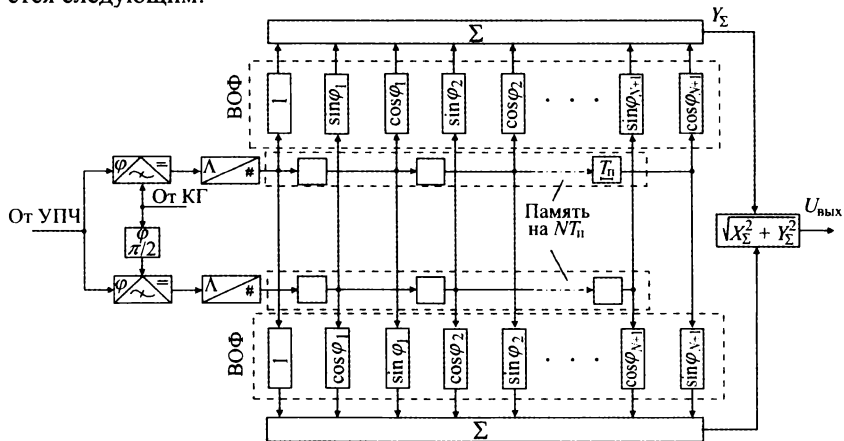


Рис. 14.12. Структура одного канала дальности при фокусированной обработке информации в процессоре РСА

$$X_2 = X_1 \cos \psi - Y_1 \sin \psi, \quad Y_2 = Y_1 \cos \psi + X_1 \sin \psi.$$

Таким образом, ввод поправки сводится к формированию составляющих X_2 , Y_2 после сложения и вычитания квадратурных взвешенных с весами $\cos \psi$ и $\sin \psi$ составляющих X_1 и Y_1 . Значение ψ , следовательно, и веса $\cos \psi$ и $\sin \psi$ по азимутальным ячейкам изменяются в соответствии с соотношением (14.4) и рис. 14.9, ε для различных каналов дальности, так как ψ зависит от R_0 .

В каждом периоде повторения в любом канале дальности (рис. 14.12) формируется сумма сигналов с $N + 1$ азимутальных ячеек каждого квадратурного канала. Выходы каналов дальности объединяются коммутатором.

Требования к устройствам цифровой обработки сигналов РСА.

Пусть задано значение $\delta\lambda = 3$ м на расстоянии $R_0 = 80$ км. Для этого при $\lambda = 3$ см требуется сформировать искусственный раскрыв (апертуру) размером $L = R_0 \varphi \delta = R_0 \lambda / \delta\lambda = 800$ и. При скорости движения носителя радиолокатора 400 м/с время запоминания сигнала $t = L/V = 2$ с. При $\delta R = \delta\lambda$ и $R_{\max} = R_0 = 80$ км число каналов дальности равно $n = R_{\max} / \delta\lambda = 1,25 \cdot 10^4$. Число суммируемых сигналов равно числу отраженных импульсов за время запоминания и при $F_n = 1000$ Гц составляет 2000. Если динамический диапазон системы обработки 10^2 , то необходим объем памяти около 10^3 двоичных единиц.

Быстродействие системы обработки должно быть достаточным для получения радиолокационного изображения в реальном масштабе времени. При нефокусированной обработке в каждом канале дальности за T_n должны выполняться одна операция сложения (прибавляется очередной отраженный импульс) и одна операция вычитания (устраняется первый из накапливаемых импульсов). Скорость обработки при этом составляет $2nF_n = 10^7$ операций/с. При фокусированной обработке сложению сигналов предшествует введение компенсирующего сдвига фаз, что увеличивает требуемое быстродействие до 10^9 – 10^{10} операций/с.

Таким образом, цифровые устройства требуют элементной базы со значительным быстродействием и использования сложных аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразований, что приводит к росту стоимости, размеров и массы устройств.

Схема устройства на приборах с зарядовой связью

Приборы с зарядовой связью (ПЗС) перспективны для обработки сигналов в РСА, поскольку в них необходима только дискретизация сигнала по времени, а АЦП не требуется, что существенно упрощает построение устройства обработки и снижает требования к быстродействию и объему памяти. При использовании ПЗС для обработки сигналов

РСА (рис. 14.13) сигнал после фазового детектора квадратурных каналов дискретизируется по времени дискретизатором (Дск) и превращается в последовательность примыкающих друг к другу видеоимпульсов с изменяющейся амплитудой.

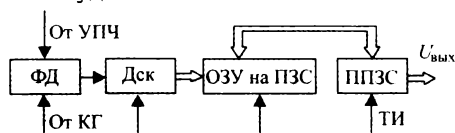


Рис. 14.13. Схема одного квадратурного канала обработки на ПЗС

Эти видеоимпульсы запоминаются в ячейках ОЗУ на ПЗС период за периодом в течение $(N+1)T_n$. Считывание информации производится с одинаковых ячеек дальности ОЗУ на ПЗС, т. е. по азимуту. Сама обработка амплитуд видеоимпульсов реализуется в аналоговом виде в процессоре на ПЗС (ППЗС) и может заключаться в простом суммировании сигналов азимутальных ячеек ОЗУ при нефокусированной обработке или в суммировании взвешенных сигналов квадратурных каналов при фокусированной. Управление устройством осуществляется тактовыми импульсами (ТИ). С выхода процессора аналоговый сигнал сразу может подаваться на индикатор для отображения информации.

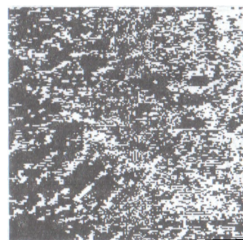


Рис. 14.14. Изображение гористой местности на экране индикатора (монитора) РЛС с СА

В литературе приводятся следующие данные о характеристиках РЛС с СА[13]:

Тип РЛС	AN/APG-181	AN/APY-1	ИМАРК	КОМПАКТ-100
Тип ЛА	В-2	В-707 «AWACS»	ТУ-134	Произвольный ЛА
$\Delta r, \text{м}$	1	3	4–25	1,5

Вид изображения местности на экране индикатора БРЛС в режиме фокусированного синтезирования апертуры с цифровой обработкой сигналов в реальном масштабе времени показан на рис. 14.14.

Контрольные вопросы

- 14.1. Для решения какой задачи используются радиолокаторы с синтезированной апертурой?
- 14.2. Поясните принцип синтезирования апертуры.
- 14.3. Поясните принцип обработки сигналов в СА.
- 14.4. В чем преимущество цифровой обработки сигналов перед аналоговой?
- 14.5. Поясните схему устройства цифровой обработки сигналов РСА.
- 14.6. В чем преимущество приборов ПЗС перед приборами цифровой обработки сигналов?

Контрольные задачи

Типовая задача

Импульсная РЛС с СА просматривает участок местности вдоль трассы полета в пределах до 60 км. Полет проходит со скоростью $V = 800$ км/ч, длина волны $\lambda = 3$ см, диаметр антенны РЛС равен $d_a = 90$ см, длительность импульса $\tau_n = 0,1$ мкс. Обработка информации производится на борту самолета в реальном времени с использованием фокусирования и цифровой техники. Определите число ячеек памяти ОЗУ N и время памяти τ_n .

Решение: Находим ширину ДНА антенны, установленной на самолете $\varphi_a = \frac{\lambda}{d_a} = 1/30$ рад. Зная максимальное расстояние, определяем длину синтезированной апертуры $L = 2R_{0\max} \operatorname{tg} \frac{\varphi_a}{2} = 8$ км. Тогда число элементов разрешения

по углу (азимуту) будет $n = \frac{L}{\delta l} = \frac{L}{d_a} = 888$. Найдем разрешающую способность

по дальности $\delta R = \frac{c\tau_n}{2} = 15$ м.

Число элементов разрешения по дальности равно $m = \frac{R_{0\max}}{\delta R} = 4 \cdot 10^3$. Следовательно, число ячеек памяти ОЗУ $N = n \cdot m \approx 36 \cdot 10^6$. Время памяти определяется временем записи информации в ОЗУ и равно $\tau_n = L/V \approx 36$ с.

Ответ: $N = 36 \cdot 10^6$; $\tau_n = 36$ с.

Задачи для самостоятельного решения

14.1. Импульсная РЛС с фокусированной СА обеспечивает тангенциальную разрешающую способность $\delta l = 3$ м. Найдите размер апертуры реальной антенны РЛС.

Ответ: $l_a = 6$ м.

14.2. Импульсная РЛС СА, сфокусированная на дальность $R_0 = 20$ км, имеет тангенциальную разрешающую способность $\delta l = 1$ м. Какова частота повторения импульсов F_n и апертура антенны РЛС на самолете, если скорость самолета $V = 900$ км/ч.

Ответ: $F_n = 1$ кГц; $l_a = 2$ м.

В [19] приведены типовые задачи и задачи для самостоятельного решения по данному разделу.

Материал главы закрепляется выполнением лабораторной работы «Исследование радиолокатора с синтезированной апертурой» [18].

Глава 15

Вторичная обработка радиолокационной информации

15.1. Определение траектории целей

Для управления объектами необходимо определить траекторию и параметры их движения (координаты и полный вектор скорости). Примером может служить управление воздушным движением самолетов.

Отнесение отметок разных обзоров (сканов) при просмотре зоны обзора РЛС к единой траектории (объединение отметок в траектории) и фильтрация (сглаживание) отметок производятся в процессе вторичной обработки радиолокационной информации.

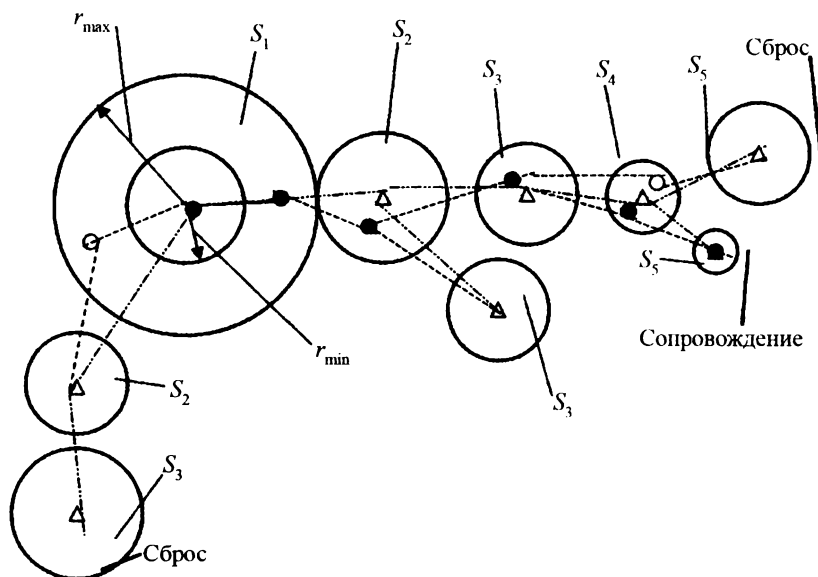


Рис. 15.1. Обнаружение и сопровождение траектории

Определение траектории ЛА снижает вероятность ложной тревоги, так как отбраковываются и исключаются из дальнейшей обработки отметки, не появляющиеся на следующих обзорах. В многопозиционной радиолокации при прокладке траекторий возможно объединение информации от нескольких РЛС. Обнаружение и сопровождение траекторий обычно осуществляется с использованием ЦВМ.

Один из возможных способов обнаружения траектории цели по данным обзорной РЛС представлен на рис. 15.1, где схематично показана часть зоны обзора, ограниченная по дальности расстоянием $R_{\max}$. В пределах зоны имеются отметки (целей) истинные, изображенные зачерненными кружками, и ложные, изображенные пустыми кружками. Окружности с изменяющимися радиусами, в которых заключены отметки, являются математическими стробами-селекторами (S_{mi}), а усеченные сектора (показан один) – физическими стробами-селекторами ($S_{\phi i}$). Пунктирными и сплошными линиями показано перемещение отметок.

Обнаружение и сопровождение траектории

Результатами первичной обработки информации за один обзор $T_{\text{обз}}$ являются отметками целей. Они задаются точками в пространстве с координатами R, α, β или x, y, z . Прокладываемые по этим точкам траектории оказываются истинными или ложными. Это объясняется погрешностями оценки координат, неточностью предсказания перемещения цели (экстраполяции), наличием шумов и помех и динамическими погрешностями при сложных траекториях целей.

Качественными показателями сопровождения могут служить вероятности обнаружения истинной D и ложной F траекторий, среднее время обнаружения истинной $\bar{t}_1$ и ложной $\bar{t}_0$ траекторий и среднее число $\bar{N}$, передаваемых на сопровождение ложных траекторий.

Отметку $y(\hat{\Theta}, t) = y(\hat{R}, \hat{\alpha}, t)$ необходимо принять за исходную точку траектории новой цели. При известных минимальной и максимальной скорости движения цели ($V_{\min} \leftrightarrow V_{\max}$) можно очертить предполагаемые границы области, в которую переместится отметка цели в следующем обзоре.

Эти границы условно представляются в виде двух окружностей: меньшей с радиусом $R_{\min} = V_{\min} T_{\text{обз}}$ и большей с радиусом $R_{\max} = V_{\max} T_{\text{обз}}$. Операция формирования областей S называется *стробированием*, а сами области – *стробами*. Физический строб формируется селекторным импульсом (строб импульсом) $U_c \equiv k \delta R$ и азимутальным стробом $\delta \alpha$ ($n\varphi_a$). Математический строб $S_{m1} = S_1$ может быть любой формы (на рис. 15.1 – круг).

В строб S_1 может попасть не одна, а несколько отметок. Каждую из них можно принять за начало траектории. По двум отметкам в стробе за два последовательных обзора можно вычислить скорость и направление движения каждой цели и рассчитать положение отметки на следующий (третий) обзор, а также размеры строба S_2 .

По расстоянию между отметками R_{12} можно определить среднюю скорость $V_{cp} = R_{12}/T_{обз}$, а положение отметки экстраполировать по формуле $R_{23} = V_{cp}T_{обз}$.

Операция расчета начальных значений параметров (скорости, направления движения) называется *оценкой* этих значений, а операция расчета возможного положения отметки на следующий обзор – *экстраполяцией* (предсказанием).

Вокруг экстраполированных отметок (на рис. 15.1 обозначены треугольниками) вновь образуются круговые стробы S_i , размеры которых определяют, исходя из возможных ошибок предсказания и формирования отметок. При сопровождении траектории маневрирующего объекта размеры стробов должны рассчитываться с учетом сложности возможного маневра цели. Если в какой-либо строб S_3 в третьем обзоре попала отметка (зачерненный кружок), то она считается принадлежащей обнаруживаемой траектории и эта траектория продолжается. При попадании отметок в k стробов подряд принимается решение об обнаружении траектории, и она передается на сопровождение (критерий « k из n »).

В процессе обнаружения траектории выполняются операции стробирования, проверка критерия обнаружения, оценка начальных значений и экстраполяция параметров траектории – *завязка траектории*.

Отнесение отметок к прокладываемой траектории называют *сопровождением траектории*.

В строб сопровождения могут попасть несколько истинных и ложных отметок. Для продолжения траектории желательно выбрать только одну отметку. Когда в стробе нет ни одной отметки, например в стробе S_5 , то целесообразно принять точку экстраполяции за истинную отметку и считать ее продолжением траектории.

Операция расчета начальных значений параметров (скорости, направления движения) называется *оценкой* этих значений, а операция расчета возможного положения отметки на следующий обзор – *экстраполяцией* (предсказанием).

15.2. Автоматическое обнаружение (автозахват) траектории целей

На рис. 15.2 приведена структура устройства для автоматического обнаружения и сопровождения цели. Из устройства первичной обработ-

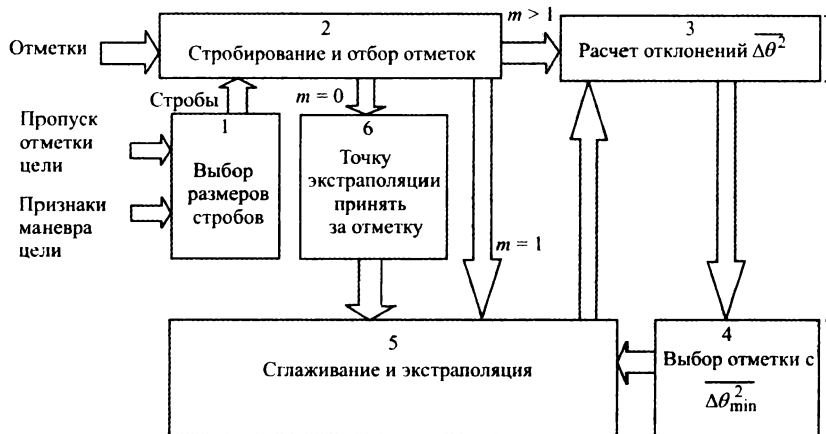


Рис. 15.2. Процедура вторичной обработке информации в РЛС

ки информации в буферную память ЭВМ вторичной обработки поступают отметки $\Theta_j(\hat{R}_c, \hat{\alpha}_c, \hat{\beta}_c, t_k)$. Каждая j -я отмотка содержит координаты обнаруженной цели: дальность $\hat{R}_c$, азимут $\hat{\alpha}_c$, угол моста $\hat{\beta}_c$, отнесенные ко времени обнаружения $t_k = kT_{\text{обз}}$, $k = 0, 1, 2, \dots$ в двоичном коде. После считывания из буферной памяти отметки поступают в блок стробирования, где производится отбор отметок, попадающих в заданный строб.

При физическом стробировании стробируются выходные сигналы РЛС в устройствах совпадения, при математическом стробировании производится в ячейках блока памяти ЭВМ выделением ряда ячеек. Положение и размеры строба определяются в процессе автосопровождения.

Траектории начинаются с местоположения первого строба. Сопровождаемая цель – материальный объект (ЛА) с ограниченными возможностями маневра, поэтому

$$v_{\min} \leq v_c \leq v_{\max}; \quad |a_c| \leq a_{\max}.$$

В блоке выбора (селекции) отметок отбирается одна из множеств, попавших в строб. В условиях большой плотности отметок селекция не производится, а траектория продолжается по каждой отметке, находящейся в стробе, а также по экстраполированным отметкам, число наблюдаемых траекторий резко увеличивается, что предъявляет повышенные требования к объему памяти и быстродействию ЭВМ.

Координаты отобранной отметки поступают в блок экстраполяции, где вычисляются упрежденные на период обзора координаты центра строба, а также в блок сглаживания, с выхода которого поступают сглаженные параметры движения сопровождаемой цели. В блоке обнаружения и сброса траектории в соответствии с заданными статистическими критериями выносятся решения о захвате или сбросе отметки с сопровождения. Входной информацией этого блока является последовательность нулей и единиц из блока выбора отметок: единица → отметка в стробе, ноль → отметки в стробе нет.

Информация блока обнаружения маневра используется для переключения алгоритмов экстраполяции и сглаживания.

В блоке вычисления координат определяются сглаженные координаты целей. При проектировании процедуры автоматического захвата (автозахвата) траектории необходимо выбрать алгоритм (критерий) фиксации начала траектории; алгоритм накопления одиночных сигналов обнаружения и критерий или алгоритм вынесения решения об обнаружении (критерий подтверждения траектории).

В стробы могут попадать ложные отметки, образованные выбросами шума и помех после предварительной фильтрации, поэтому приходится использовать логику анализа ситуации.

Например:

1. Продолжать экстраполировать траекторию по каждой отметке в стробе. Через несколько обзоров ложные траектории будут сброшены с сопровождения, а истинные будут сопровождаться.

2. Отбирать отметки по их отклонениям от центра строба, используя критерий максимального правдоподобия и оставить на сопровождении одну отметку, имеющую наибольшую вероятность того, что она принадлежит к сопровождаемой траектории, т.е. для которой функция правдоподобия максимальна. Часто метод сводится к алгоритму селекции по минимуму суммы квадратичных отклонений координат отметки от центра строба.

Фиксация начала траектории может производиться:

- а) при появлении отметки, не принадлежащей ни одной траектории;
- б) при появлении отметки значительной амплитуды (мощности);
- в) при появлении двух отметок в двух смежных циклах обзора. В последнем случае облегчается задача экстраполяции.

Селекция отметок в плоском стробе по минимуму линейных отклонений от его центра реализуется с помощью структуры, показанной на рис. 15.2, и состоит из следующих операций.

1. По результатам обработки в текущем обзоре выбирают размеры строба на следующий обзор (блок 1). При установке размеров строба учитывается наличие маневра цели и пропуска отметки в данном обзоре.

2. Подсчитывают число отметок в строке (блок 2). Если отметки отсутствуют, то формируется команда использовать экстраполированную отметку. Если в строке обнаружена одна отметка, то она считается истинной и сразу подается на вход блока сглаживания и экстраполяции параметров траектории. Наконец, если зафиксировано несколько отметок, то все они поступают в вычислительный блок 3, где определяются отклонения каждой отметки от центра строка.

3. Из всех отметок выбирают одну с минимальным отклонением, она принимается за истинную и вводится в блок сглаживания и экстраполяции (блок 5).

Кроме того, для селекции может быть использовано число импульсов в пачке или размер пачки.

На рис. 15.3 изображена схема реализации алгоритмов захвата и подтверждения (или сброса) траектории.

Качество процесса селекции отметок в строке оценивают вероятностью правильной селекции, т.е. вероятностью того, что при очередном цикле продолжения траектории будет отобрана истинная отметка.

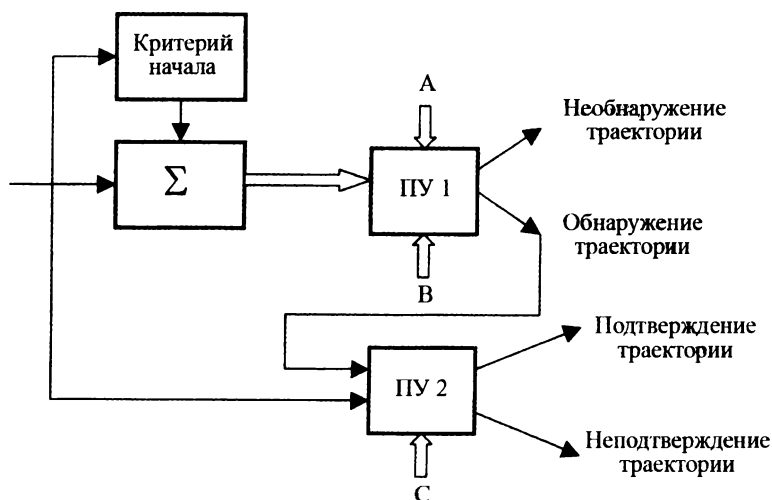


Рис. 15.3. Упрощенная схема устройства автозахвата

Накопление единиц после фиксации начала траектории осуществляется за ограниченное время наблюдения ($3 \leftrightarrow 10$ циклов обзора). В соответствии с критерием накопления функционирует блок решения, который сравнивает накопленную сумму с одним порогом при критерии Неймана–Пирсона или с двумя порогом при процедуре Вальда.

Алгоритм подтверждения сопровождения наиболее просто реализуется в виде обнаружителя движущегося окна. Траектория подтверждается при наличии k единиц (обнаружений) на n позициях (циклах обзора). Возможно также использование критерия не подтверждения l пропусков подряд, где $l = 2, 3, 4$.

15.3. Критерии и алгоритмы автоматического обнаружения траектории

Пусть в соответствующем стробе мы имеем выборку решений нулей или единиц $\vec{d}^T = (d_1, d_2, \dots, d_k)$, соответствующих наличию или отсутствию отметок от цели или помех. d_i является бинарной случайной величиной:

$$d_i = \begin{cases} 1 & \text{с вероятностью } p, \\ 0 & \text{с вероятностью } q = 1 - p. \end{cases} \quad (15.1)$$

Вероятность p появления отметки в стробе определяется следующими выражениями:

1) при отсутствии цели

$$p_0 = F_M = 1 - (1 - F_1)^M \approx MF_1, \quad MF_1 \ll 1;$$

2) при наличии цели

$$p_1 \approx D + (1 - D)F_M,$$

где M – число элементов в стробе.

Поскольку последовательность нулей и единиц образует последовательность независимых испытаний, то функция правдоподобия такой выборки на k -м шаге

$$L_k(\vec{d}) = \prod_{i=1}^k p^{d_i} (1 - p)^{(1-d_i)} = \prod_{i=1}^k p^{d_i} q^{(1-d_i)}. \quad (15.2)$$

Сравним отношение правдоподобия с порогом решения

$$\Lambda_k(d_i) = \frac{L_k(\vec{d} / \theta)}{L_k(\vec{d} / 0)} = \prod_{i=1}^k \left(\frac{p_1}{p_0} \right)^{d_i} \left(\frac{q_1}{q_0} \right)^{(1-d_i)} \gtrless T. \quad (15.3)$$

Перейдем к логарифму правой и левой части неравенства

$$\ln \Lambda = \sum_{i=1}^n \left[d_i \ln \frac{p_i}{q_i} + (1 - d_i) \ln \frac{p_0}{q_0} \right] \gtrless \ln T = U_{\text{пор}}.$$

Получили алгоритм накопления с весами $W_1 = W_i = \ln \frac{p_i}{q_i}$ и $W_0 = \ln \frac{p_0}{q_0}$

с последующим сравнением результата накопления с пороговым напряжением

$$\ln \Lambda = \sum_{i=1}^n [W_1 d_i + W_0 (1 - d_i)] \gtrless U_{\text{пор.}}$$

При критерии Неймана–Пирсона максимизация вероятности правильного автозахвата $D_{\text{аз}}$ и фиксированной вероятности ложного захвата $F_{\text{лз}} = \text{const}$ приводит к известному алгоритму $\ln \Lambda \gtrless U_{\text{пор.}}$

При критерии Вальда решающая статистика, определяющая алгоритм обработки данных (отношение правдоподобия), последовательно на каждом шаге сравнивается с двумя порогами:

верхним, влияющим на вероятность ложной тревоги:

$$T_{\text{в}} = A = \frac{D_{\text{аз}}}{F_{\text{лз}}}; \quad (15.4)$$

нижним, влияющим на вероятность пропуска сигнала:

$$T_{\text{н}} = B = \frac{1 - D_{\text{аз}}}{1 - F_{\text{лз}}}. \quad (15.5)$$

При $\Lambda_k \geq A$ выносится решение об обнаружении траектория цели на k -м шаге с вероятностью ошибки $F_{\text{лз}}$ и испытания заканчиваются.

При $\Lambda_k \leq B$ выносится решение об отсутствии траектория цели с вероятностью ошибки $\bar{D}_{\text{аз}} = 1 - D_{\text{аз}}$ и испытания заканчиваются.

При $A > \Lambda_k > B$ решение не выносится и испытания продолжают до тех пор, пока не будет достигнут верхний или нижний порог.

Таким образом, время анализа $T_{\text{а}} = kT_{\text{обз}}$ (число циклов наблюдения или объем выборки k) в последовательном анализе есть величина случайная. Испытания занимают различное время. Поэтому говорят о среднем времени анализа $\bar{T}$ или среднем объеме выборки $\bar{k}$. Преимущество алгоритмов последовательного анализа по сравнению с алгоритмом Неймана–Пирсона состоит в том, что при последовательном анализе и одинаковых вероятностях $D_{\text{аз}}$ и $F_{\text{лз}}$ средний объем выборки $\bar{k}$ оказывается меньше, чем k . Приблизительно можно считать, что выигрыш равен

$$\varepsilon_{\text{лз}} = \frac{\bar{T}_{\text{лз}}}{T_{\text{лз}}}, \quad \varepsilon_{\text{аз}} = \frac{\bar{T}_{\text{аз}}}{T_{\text{аз}}} \approx D_{\text{аз}}. \quad (15.6)$$

Например, при $F_{лз} = 10^{-3}$; $D_{аз} = 0,9$; $\bar{D}_{аз} = 0,1$; $\varepsilon_{лз} = 0,33$; $\varepsilon_{аз} = 0,9$, т.е. среднее время обнаружения ложной траектории сокращается в три раза, а истинной – на 10%.

В неблагоприятных ситуациях длительность последовательного анализа может оказаться недопустимо большой, поэтому используют усеченные (по времени) по числу испытаний алгоритма последовательного анализа. Фиксируется максимальное число шагов $n_{\max}$ и если при этом $A > \Lambda_k > B$, то выносится решение о не обнаружении траектории. Ясно, что в таких ситуациях $F_{лз}$ и $D_{аз}$ будут хуже, чем в простой процедуре Вальда. При $k = n$ полагают $B = A$.

Последовательный анализ типа « k из n » (k/n) обычно дополняют критерием завязки: l «единиц» подряд. Кроме того используют критерий типа « k из n » (k/n) со сбросом при накоплении l нулей подряд.

Вместо сравнения отношения правдоподобия Λ_k с порогами A и B удобнее производить сравнение их логарифмов. Тогда

$$B_1 = \frac{\ln B}{\ln \frac{1-p_0}{1-p_1}} \geq y_k \geq A_1 = \frac{\ln A}{\ln \frac{1-p_0}{1-p_1}}. \quad (15.7)$$

Для того чтобы нижний порог был равен нулю, из обеих частей соотношения вычитают B_1 .

Как уже отмечалось, качество алгоритмов автозахвата может быть оценено вероятностью правильного захвата $D_{аз}$, вероятностью ложного захвата $F_{лз}$, средним временем вынесения решения $T_{аз}$ и $T_{лз}$. Для расчета этих характеристик обычно используется математический аппарат дискретных цепей Маркова. Наиболее просто и удобно проводить такие расчеты с использованием *плоскости случайных блужданий*.

Определим вероятность появления отметок в стробах автозахвата. Пусть строб состоит из M элементов, в каждом из которых появление отметки статистически независимо:

$$M = \frac{\Delta R_{\text{стр}}}{\delta R} \frac{\Delta \alpha_{\text{стр}}}{\delta \alpha}, \quad (15.8)$$

где $\Delta R_{\text{стр}}$ – размер строба по дальности; $\Delta \alpha_{\text{стр}}$ – размер строба по азимуту; $\delta R = c \tau_n / 2$ – дискретность по дальности; τ_n – длительность зондирующего импульса; $\delta \alpha = 2\pi \frac{T_n}{T_0} = \Omega T_n$ – угловая дискретность; T_n – пе-

риод повторения зондирующих импульсов.

Вероятность появления отметки в стробе:
при отсутствии цели

$$p_0 = F_M = 1 - (1 - F_1)^M \approx MF_1, \quad MF_1 \ll 1;$$

при наличии цели

$$p_1 \approx D + (1 - D)F_M,$$

Большинство алгоритмов обнаружения траекторий строится на основе алгоритма последовательного анализа (15.7) с некоторыми модификациями, касающимися принципа завязки (т.е. начала) траектории, усечения процедуры (т.е. ограничения накопления) и формирования нижнего порога B_1 (например, по серии l нулей подряд).

Главное преимущество алгоритмов последовательного анализа состоит в том, что при заданной достоверности обнаружения, характеризующей вероятностями $D_{аз}$ и $F_{лз}$, резко сокращается время анализа ложных, т.е. шумовых траекторий. Это позволяет разгрузить память и процессор ЭВМ вторичной обработки от непроизводительной работы. Такое сокращение будет тем больше, чем больше различаются вероятности ошибок, т.е. $M_{аз} = \bar{D}_{аз} = 1 - D_{лз}$ и $F_{лз}$.

Процесс автозахвата будем рассматривать в предположении, что за начало завязки траектории принимается наличие двух «единиц» подряд. Появление нулей или единиц на следующих шагах (циклах обзора) должно привести к пересечению либо верхнего порога автозахват или нижнего порога сброс. Между моментами появления комбинации 11 и пересечением верхнего или нижнего порога процесс переходит на каждом шаге в то или иное состояние. Появление сигналов на входе автомата автозахвата, реализующего алгоритм автозахвата, носит случайный характер, поэтому процесс перехода автомата из одного состояния в другое эквивалентен случайным блужданиям. Плоскость, на которой происходит блуждание, принято называть плоскостью случайных блужданий. Траекторию блуждания процесса на плоскости можно рассматривать как движение (блуждание) некоторой точки, которую обычно называют изображающей точкой.

Таким образом, весь процесс автозахвата можно представить графически. Расчет характеристик работы алгоритма автозахвата значительно упрощается с помощью графов.

Усечение процедуры анализа вызывается тактической необходимостью, однако из-за уменьшения времени анализа характеристики качества автозахвата $D_{аз}$, $F_{лз}$, $\bar{T}_{аз}$, $\bar{T}_{лз}$, будут ухудшаться и для их уточнения потребуется дополнительный анализ.

Наряду с последовательными критериями типа $k/n - l$ существуют критерии типа k/n . Здесь нет нижнего порога B_1 , в то же время их можно

назвать критериями типа последовательного анализа, так как достижение верхнего порога может произойти быстрее, чем за n шагов.

15.4. Сигналы и помехи в системах вторичной обработки

Входную реализацию в системе вторичной обработки можно представить, как и в гл. 3, в виде суммы полезного сигнала и помехи:

$$y(t) = U(\Theta, t) + N(t), \quad (15.9)$$

где $U(\Theta, t)$ – полезный сигнал, представляющий собой траекторию движения цели; $N(t)$ – помеха, искажающая траекторию.

При вторичной обработке радиолокационной информации помехами являются ошибки измерения координат и ложные отметки.

Рассмотрим возможные модели полезных сигналов и помех на примере сопровождения траектории летательного аппарата. Опыт показывает, что большую часть на трассе полета ЛА движется прямолинейно с постоянной скоростью.

Маневр – это изменение скорости или направления движения ЛА. Считается, что основным видом маневра ЛА является вираж с постоянным ускорением, минимальный радиус которого связан с допустимой перегрузкой $n_{\text{доп}} = a_M / g_0$. Правый и левый вираж равновероятны.

В полярной системе координат алгоритм движения представляется полиномом выше первой степени. Процесс изменения каждой координаты можно представить в виде суммы полинома, описывающего движение на линейном участке, и случайного процесса маневра с нулевым математическим ожиданием и экспоненциальной корреляционной функцией

$$R(\tau) = \sigma_{a_M}^2 \exp\{-\lambda \tau\}, \quad (15.10)$$

где $\sigma_{a_M}^2$ – дисперсия интенсивности маневра; λ – средняя частота изменения интенсивности маневра.

Ошибки измерения рассматриваются по каждой независимо измеряемой координате. В качестве примера рассмотрим дальность R , а ее измеренное значение представим в виде

$$R_i = R(\Theta, t) + \Delta R_i,$$

где $R(\Theta, t)$ – координата в момент времени t_i ; Θ – вектор параметров траектории; ΔR_i – погрешность измерения, имеющая нормальную плотность распределения вероятностей

$$W(R_i/\Theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{R_i}} \exp \left\{ -\frac{[R_i - R(\Theta, t_i)]^2}{2\sigma_{R_i}^2} \right\}, \quad (15.11)$$

где совокупность ошибок измерения координаты представляет собой n -мерную систему коррелированных, нормально распределенных случайных величин с корреляционной квадратной матрицей размерностью $n \times n$:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \sigma_{R_1}^2 & K_{12} & K_{1n} \\ K_{21} & \sigma_{R_2}^2 & K_{2n} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ K_{n1} & K_{n2} & \sigma_{R_n}^2 \end{bmatrix}.$$

Симметричные относительно диагонали элементы корреляционной матрицы ошибок равны между собой, т.е. $K_{ij} = K_{ji}$, а диагональные равны дисперсиям $\sigma_{R_i}^2 = K_{ii}$.

Составляющими ошибок измерения координаты являются шумовая, флуктуационная и систематическая погрешности.

Шумовая составляющая обусловлена влиянием внешних и внутренних помех. Ее значения независимы от обзора к обзору ($T_{обз} > T_{П}$) и характеризуются диагональной корреляционной матрицей $\mathbf{K}_{ш}$.

Флуктуационная составляющая обусловлена возмущениями в измерительной системе РЛС и ее величина не зависит от дальности, а корреляционная матрица $\mathbf{K}_{ф}$.

Систематическая составляющая постоянна в течение одного сеанса измерений, но случайно изменяется от сеанса к сеансу $\mathbf{K}_C$.

Суммарная корреляционная матрица ошибок измерения координаты равна сумме корреляционных матриц составляющих ошибок:

$$\mathbf{K} = \mathbf{K}_{ш} + \mathbf{K}_{ф} + \mathbf{K}_C.$$

Условную плотность вероятности n -мерной выборки коррелированных нормально распределенных случайных величин записывают в виде

$$W(R_1, R_2, \dots, R_n / \Theta) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2} |\mathbf{K}|^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{|K_{ij}|}{|\mathbf{K}|} \Delta R_i \Delta R_j \right\}, \quad (15.12)$$

где $|\mathbf{K}|$ – определитель корреляционной матрицы $\mathbf{K}$ ошибок измерения координаты; $|K_{ij}|$ – алгебраическое дополнение элемента K_{ij} в определителе.

теле $|K|$, представляющее собой определитель матрицы, полученной из матрицы K вычеркиванием i -й строки j -го столбца, умноженный на $(-1)^{i+j}$.

Квадратичная форма в показателе экспоненты выражения (15.12) может быть преобразована при использовании векторно-матричной записи:

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{|K_{ij}|}{|K|} \Delta R_i \Delta R_j = \Delta \mathbf{R}^T \mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{R},$$

где $\Delta \mathbf{R}^T = \|\Delta R_1, \Delta R_2, \dots, \Delta R_n\|$ (T – знак транспонирования); $\mathbf{K}^{-1}$ – матрица, обратная корреляционной матрице ошибок.

При таком представлении квадратичной формы условная плотность вероятности записывается в виде

$$W(R_1, \dots, R_n / \Theta) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2} |K|^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \Delta \mathbf{R}^T \mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{R} \right\}. \quad (15.13)$$

Это выражение является основным при синтезе оптимальных алгоритмов оценки параметров траектории.

15.5. Оценка параметров траектории

Пусть измеряемый параметр дальность $R(t)$ – случайный процесс, является аддитивной смесью полезного сигнала $R(t, \Theta)$ и помехи $\Delta R(t)$.

Полезный сигнал – процесс изменения во времени независимой координаты цели–дальности представляется в виде полинома, степень m которого определяется принятой моделью траектории:

$$R(t, \Theta) = \sum_{i=1}^m \Theta_i \frac{t^i}{i!} = \Theta_0 + \Theta_1 t + \Theta_2 t^2 + \dots + \Theta_m t^m = R_0 + vt + \frac{v'}{2} t^2 + \dots, \quad (15.14)$$

где параметры движения $\Theta_0 = x_0$ – начальная дальность; $\Theta_1 = v$ – скорость; $2\Theta_2 = v' = a$ – ускорение.

Коэффициенты полинома имеют смысл производных координаты (например, дальности, скорости, ускорения и т.д.). Они называются *параметрами траектории* цели. Совокупность параметров Θ_i , записанная в виде столбца, образует $m + 1$ -мерный вектор параметров траектории $\Theta = \|\Theta_0, \Theta_1, \dots, \Theta_m\|^T$.

Синтез оптимального сглаживающего (экстраполирующего) фильтра может производиться с использованием критериев (максимальное правдоподобие и минимум среднеквадратической ошибки).

В простейшем случае синтез линейного сглаживающего фильтра осуществляется методом максимума функции правдоподобия. Алгоритм фильтрации в этом случае представляет собой не рекурсивный фильтр с постоянными параметрами, реализующий операции дискретной свертки.

Пусть

$$\Theta(k) = x(k) = x[(k-1)T] = x_k,$$

где $k = 1, 2, \dots, n$; $T = T_{\text{отс.}}$.

Модель (алгоритм) движения

$$x_k = \Theta_0 + \Theta_1(k-1)T,$$

где $\Theta_0 = x_1$; $\Theta_1 = v$.

Функция правдоподобия вектора параметров (Θ_0, Θ_1)

$$L(\bar{\Theta}) = \prod_{k=1}^n \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left\{ -\frac{[\hat{x}_k(\bar{\Theta}) - x_k(\bar{\Theta})]^2}{2\sigma^2} \right\}.$$

Максимум функции правдоподобия находим, решая систему уравнений:

$$\begin{cases} \frac{d \ln L}{d \Theta_0} = 0; \\ \frac{d \ln L}{d \Theta_1} = 0; \end{cases}$$

$$\hat{\Theta}_0 = -\sum_{k=1}^n \frac{6k-4-4n}{n(n^2-1)} \hat{x}_k; \quad \hat{\Theta}_1 = \frac{1}{T} \sum_{k=1}^n \frac{12k-6-6n}{n(n^2-1)} \hat{x}_k.$$

При использовании алгоритма скользящего сглаживания

$$\bar{x}_n = \hat{\Theta}_0 + \hat{\Theta}_1(n-1)T = \sum_{k=1}^n \frac{6k-2-2n}{n(n+1)} \hat{x}_k = \sum_{k=1}^n C_k \hat{x}_k.$$

Сглаженные значения параметров движения получаются в результате весовой обработки совокупности наблюдаемых данных, т.е. выборы

ки $\bar{\hat{x}}^T = (\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_m)$ в виде $\theta_{ik} = \sum_{j=1}^n h_j^i \hat{x}_{k-j}$, $i = 1, 2, 3, \dots$; $k = 1, 2, 3, \dots$, где

$\{h^i\} = \{h_1^i, h_2^i, \dots, h_n^i\}$ – импульсная характеристика сглаживающего фильтра, причем сглаживанию $x(R)$ соответствует $\{h^0\}$; сглаживанию $v - \{h^1\}$; сглаживанию $v' - \{h^2\}$.

Пример 1. При линейной траектории цели ($m = 1$ полином первой степени) весовые множители импульсной характеристики алгоритма сглаживания имеет вид:

1) для сглаживания координаты x (дальность)

$$h_1^0 = -1/6; \quad h_2^0 = 2/6; \quad h_3^0 = 5/6, \quad \sum_{i=1}^n h_i^0 = 1;$$

2) при сглаживании скорости

$$h_1^i = -\frac{1}{2}T_{обс}; \quad h_2^i = 0; \quad h_3^i = \frac{1}{2}T_{обс}, \quad \text{а} \quad \sum_{i=1}^n h_i^1 = 0.$$

Помеха, под которой понимают ошибки измерения координаты, представляет собой нормальный случайный процесс с известной корреляционной функцией и математическим ожиданием, равным нулю. Процесс измерения состоит в получении выборки значений $R_1, R_2, \dots, R_n$ полинома $R(t)$ в моменты $t_1 < t_2 < \dots < t_n$.

Совокупность значений R_i образует n -мерный вектор-столбец выборочных значений:

$$\mathbf{R} = \|R_1 R_2 \dots R_n\|^T.$$

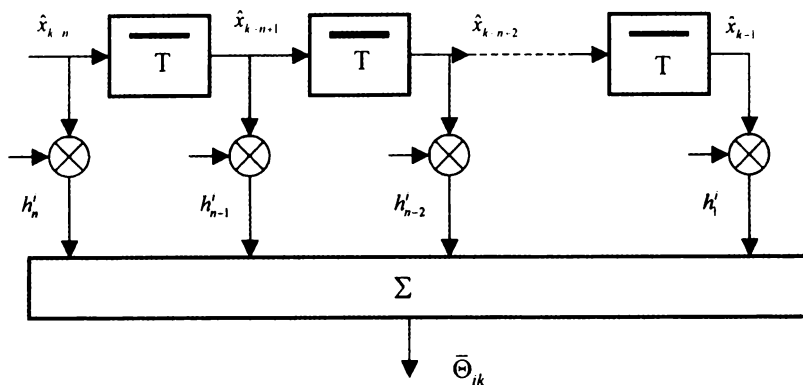


Рис. 15.4. Линейный фильтр сглаживания

Измерение или оценка $R(\Theta, t)$ осуществляется в процессе *фильтрации или сглаживания*.

Схема, соответствующая алгоритму, представлена на рис. 15.4. При реализации на ЭВМ необходимо хранить в памяти n выборочных значений $\hat{x}^T = (\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_n)$, n коэффициентов $\{h\} = (h_1, h_2, \dots, h_n)$ и производить n умножений и n сложений. Вычислительные затраты при реализации таких алгоритмов на ЭВМ оцениваются величинами числа ячеек памяти ЭВМ N_1 . Например, для полинома степени m :

1) при $m = 1 \rightarrow N_1 = 3n + 4$;

2) при $m = 2 \rightarrow N_1 = 4n + 6$.

Существует ряд методов сглаживания параметров траектории:

1) *метод оценки параметров траектории по фиксированной выборке измеряемых координат* (нужен значительный объем памяти, результаты фильтрации выдаются с задержкой);

2) *метод рекуррентного последовательного сглаживания параметров траектории*;

3) *метод скользящего сглаживания параметров траектории*.

При использовании последнего память фильтров ограничивается за счет замораживания коэффициентов сглаживания, а просмотр траектории производится в скользящем окне.

Пример 1. Оценивание постоянного параметра x . Тогда $\hat{x} = x + \xi_k$, где ξ_k – случайная погрешность, распределенная по нормальному закону и не имеющая межобзорной корреляционной связи.

Следовательно, алгоритм сводится к нахождению среднего арифметического $\bar{x}$:

$$\bar{x}_k = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \hat{x}_i = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^{k-1} \hat{x}_i + \frac{1}{k} \hat{x}_k = \frac{k-1}{k(k-1)} \sum_{i=1}^{k-1} \hat{x}_i + \frac{1}{k} \hat{x}_k = a_k \bar{x}_{k-1} + \frac{1}{k} \hat{x}_k.$$

Структура фильтра (фильтра Калмана первого порядка) показана на рис.

15.5. Обозначив $\frac{k-1}{k} = a_k$ и $\frac{1}{k} = b_k$, получим алгоритм

$$\bar{x}_k = a_k \bar{x}_{k-1} + b_k (\hat{x}_k - \bar{x}_{k-1}) = a_k \bar{x}_{k-1} + b_k \varepsilon_k.$$

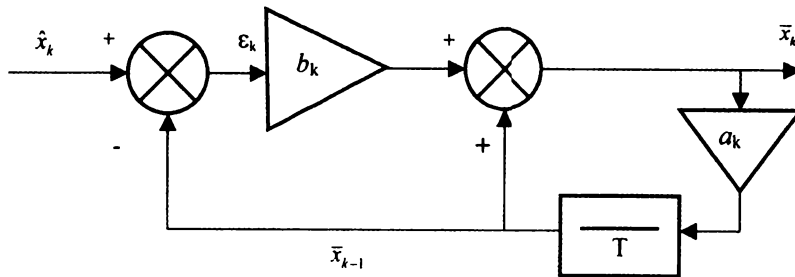


Рис. 15.5. Схема фильтра Калмана 1-го порядка

Пример 2. Оценивание параметра, изменяющегося с постоянной скоростью. Тогда $x_k = x_0 + v_k T_{обз}$. Следовательно, $\hat{x}_k = x_k + \xi_k$. Динамика сглаживания характеризуется системой уравнений

$$\begin{cases} \bar{x}_k = x_k^* + A_k(\hat{x}_k - x_k^*); \\ x_k^* = \bar{x}_{k-1} + v_k T_{обз}; \\ \bar{v}_k = \bar{v}_{k-1} + B_k(\hat{x}_k - x_k^*), \end{cases}$$

где $\varepsilon_k = \hat{x}_k - x_k^*$; $A_k = \frac{2(2k-1)}{k(k+1)} = 1 - a = \alpha$; $B_k = \frac{1}{T_{обз}} \frac{6}{k(k+1)} = \frac{1-b}{T_{обз}} = \frac{\beta}{T_{обз}}$.

Получили алгоритм фильтра Калмана 2-го порядка (α - β -фильтра).

На рис. 15.6 показана структура синтезированного фильтра (α - β -фильтра) для скользящего сглаживания параметров траектории, близкой к траектории прямолинейного равномерного движения.

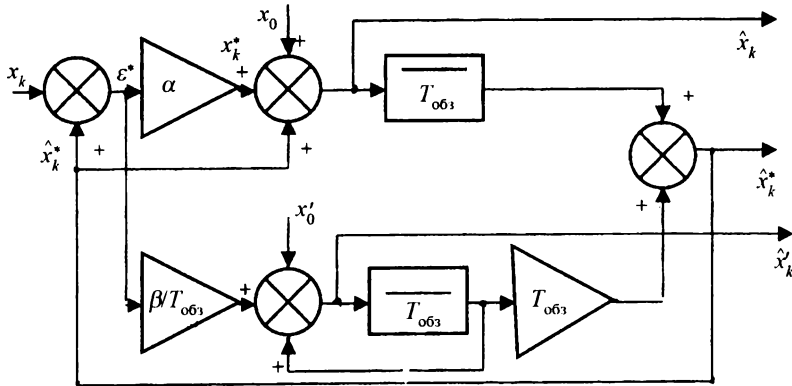


Рис. 15.6. Структура α - β -фильтра

Входными сигналами сглаживающего фильтра являются последовательности отсчетов x_k и начальные значения параметров x_0 и x_0' , которые вводятся в фильтр в момент t_0 до начала сопровождения. На выходе фильтра получится сглаженное значение координаты $\hat{x}_k$, сглаженное значение скорости изменения координаты $\hat{x}_k'$ и экстраполированное значение координаты $\hat{x}_k^*$, отнесенное к моменту t_k . На сумматоре Σ_1 получают их разность. Затем суммируют экстраполированное значение координаты и взвешенное значение сигнала ошибки в сумматоре Σ_2 . В начальный момент в сумматоре используют исходное значение координаты. Оценка скорости изменения координаты производится на сумматоре Σ_3 . Для этого из памяти фильтра берется значение скорости в предыдущий момент и сигнал ошибки с весом $\beta/T_{обз}$. Для начала процесса сопровождения необходим ввод значения скорости. Сумматор Σ_4 по предыдущим значениям координаты и ее скорости вычисляет экстраполированное значение координаты.

Пример 3. Оценка векторных величин Θ_k .

В этом случае вектор оцениваемой величины $\Theta_{k+1} = \Phi \Theta_k + \xi_{1k}$ представляет собой модель движения цели, а $\xi_{1k} = \Gamma_k W_k$ — воздействие на систему ВОИ. Φ — матрица экстраполяции.

При учете трех параметров движения

$$\Theta_k = \begin{bmatrix} x_k \\ v_k \\ a_r \end{bmatrix}; \Phi = \begin{bmatrix} 1 & T_{\text{обз}} & \frac{T_{\text{обз}}^2}{2} \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Оценка величины x получается с помощью алгоритма $\hat{x}_k = H\Theta_k + \xi_k$. Если $x_k = x_k$, то $H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ и тогда коррелированных нормально распределенных случайных величин и в матричном представлении

$$L(\Theta) = C \exp \left\{ -\frac{1}{2} \Delta \mathbf{R}^T \mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{R} \right\}.$$

Удобнее иметь дело с натуральным логарифмом функции правдоподобия

$$\ln L(\Theta) = \ln C - \frac{1}{2} \Delta \mathbf{R}^T \mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{R}. \quad (15.15)$$

Для нахождения оценок продифференцируем (15.8) по Θ :

$$\frac{\partial}{\partial \Theta} (\Delta \mathbf{R}^T \mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{R}) = 2 \left(\frac{\partial \Delta \mathbf{R}}{\partial \Theta} \right)^T \mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{R}. \quad (15.16)$$

Полагая $\Theta = \hat{\Theta}$ и $\Delta \mathbf{R} = \mathbf{R} - \mathbf{R}(t, \Theta)$, приравниваем производную нулю:

Поскольку $[\mathbf{R}(\hat{\Theta}, t)]^T$ является вектор-строкой, производную представим в виде матрицы

$$\frac{\partial}{\partial \hat{\Theta}} [\mathbf{R}(\hat{\Theta}, t)]^T = \mathbf{A}.$$

Векторное уравнение правдоподобия имеет вид $\mathbf{A}^T \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{R} - \mathbf{R}(\hat{\Theta}, t)] = 0$.

Если обозначить $\mathbf{R}(\hat{\Theta}, t) = \mathbf{A}\hat{\Theta}$ и $\mathbf{A}^T \mathbf{K}^{-1} \mathbf{A} = \mathbf{B}$, то решением этого уравнения будет соотношение

$$\hat{\Theta} = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{K}^{-1} \mathbf{R}. \quad (15.17)$$

Алгоритм обработки получается при конкретизации статистики помех, n и R . Точность измерения параметров траектории зависит от корреляционной матрицы вектора $\hat{\Theta}$

$$\mathbf{K}_{\hat{\Theta}} = M \{ (\Theta - M\Theta)(\Theta - M\Theta)^T \} = M \{ (\Theta - \hat{\Theta})(\Theta - \hat{\Theta})^T \}. \quad (15.18)$$

где $\mathbf{N}$ – матрица ξ_k . Так как $\mathbf{R} = \mathbf{A}\Theta + \xi$ (ξ – вектор погрешностей измерений), $\Theta - \hat{\Theta} = \mathbf{B}\xi$, то $\mathbf{K}_{\hat{\Theta}} = \mathbf{B} \mathbf{K}_{\xi} \mathbf{B}^T$.

Обычно матрица $\mathbf{K}^{-1}$ симметрична относительно диагонали и, следовательно, $\mathbf{K}_{\hat{\Theta}} = (\mathbf{A}^T \mathbf{K}^{-1} \mathbf{A})^{-1}$. Если использовать многомерный фильтр Калмана, то его алгоритм и структура находятся путем конкретизации оптимального соот-

ношения рекуррентной фильтрации. Без вывода приведем результаты такого синтеза.

Пусть v -мерный вектор состояния $\Theta_{k+1} = (\Theta_{1,k+1}, \dots, \Theta_{v,k+1})^T$ задан линейным векторным разностным уравнением

$$\Theta_{k+1} = F_{k+1,k} \Theta_k + G_k \xi_k, \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (15.19)$$

где $F_{k+1,k}$ – переходная матрица состояния размера $v \times v$; G_k – матрица размера $v \times m$; ξ_k – m -мерный вектор гауссовских величин, для которого $M\xi_k = 0$, $M\{\xi_k \xi_k^T\} = Q_k \delta_{jk}$; Q_k – матрица размером $m \times m$; δ_{jk} – символ Кронекера; Θ_0 задает начальное состояние.

Уравнение (15.22) характеризует движение летательного аппарата, матрица $F_{k+1,k}$ задает динамику движения, а матрица G_k определяет преобразования возмущений, действующих на ЛА. Наблюдаемый векторный процесс имеет вид

$$R_{k+1} = C_{k+1} \Theta_{k+1} + \xi_{k+1}, \quad k = 0, 1, 2, \dots,$$

где C_{k+1} – матрица размера $m \times v$; ξ_{k+1} – m -мерный вектор погрешностей измерений (шум).

Процесс последовательного формирования оценки вектора состояния описывается соотношением

$$\hat{\Theta}_{k+1} = F_{k+1,k} \hat{\Theta}_k + B_{k+1}(R_{k+1} - C_{k+1} F_{k+1,k} \hat{\Theta}_k), \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (15.20)$$

Например, если нужно оценить параметры прямолинейной траектории, то при равномерных и равнооточных измерениях и мерности задачи, равной двум,

получим $\Theta_{k+1} = \begin{bmatrix} R_{k+1} \\ R_{k+1} \end{bmatrix}$,

$$G_k = 0, F_{k+1,k} = \begin{bmatrix} 1 & T_{обз} \\ T_{обз} & 1 \end{bmatrix}, \quad C_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad K_{\xi_{k+1}} = \sigma^2 I. \quad (15.21)$$

Совместное решение алгоритмов (15.20) и (15.21) позволяет найти соотношение

$$\begin{bmatrix} \hat{R}_{k+1} \\ \hat{R}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{R}_k + \hat{R}_k T_{обз} \\ \hat{R}_k \end{bmatrix} + B_{k+1} (R_{k+1} - \hat{R}_k - \hat{R}_k T_{обз}). \quad (15.22)$$

Фильтр показан на рис. 15.7.

Этот алгоритм соответствует фильтру Калмана для обработки векторных величин. Работа подобного фильтра рассмотрена в гл. 9.

Фильтр Калмана является линейным рекуррентным фильтром, что позволяет последовательно сглаживать параметры траекторий. Однако при реализации таких фильтров по мере вычисления коэффициентов B_{k+1} их величина уменьшается и стремится к нулю, поэтому они перестают зависеть от входных данных, что делает невозможным обнаружение маневров цели.

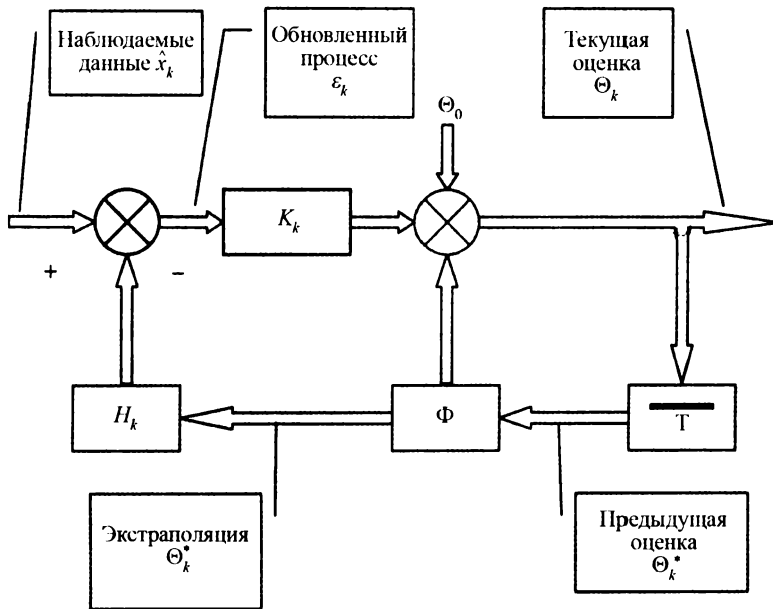


Рис. 15.7. Экстраполирующий фильтр Калмана

Кроме того, при больших k коэффициенты B_{k+1} соизмеримы с величиной вычислительных ошибок из-за многократного обращения матриц. В результате фильтры становятся неустойчивыми. Имеются приемы, препятствующие неустойчивости фильтра, например регуляризация, которая сводится к добавлению в фильтр шумов.

15.6. Стробирование отметок целей

При стробировании отметки целей должны быть выделены (селектированы) таким образом, чтобы их отклонения от центра строба не превышали некоторую фиксированную величину:

$$|U_{от\bar{i}} - U_{стр\bar{i}}| \leq \Delta U_{стр}, \quad (15.23)$$

где $U_{от\bar{i}} = \{R_i, \alpha_i, \beta_i\}$ – совокупность координат i -й отметки; $U_{стр\bar{i}} = \{R_{стр\bar{i}}, \alpha_{стр\bar{i}}, \beta_{стр\bar{i}}\}$ – совокупность координат центра строба для i -й траектории; $\Delta U_{стр} = \{\Delta R_{стр\bar{i}}, \Delta \alpha_{стр\bar{i}}, \Delta \beta_{стр\bar{i}}\}$ – размеры строба по координатам R, α, β для i -й траектории.

Отклонение истинной отметки от центра строба определяется суммой случайной и динамической ошибок экстраполяции координат а также ошибками измерения координат отметки.

Рассмотрим экстраполяцию координат траектории цели на следующий n -й обзор по данным $(n - 1)$ предыдущих обзоров. Положение экстраполированной точки обозначим 0 (рис. 15.8) – начало декартовой системы координат с осью Y , совмещенной с направлением РЛС – цель, осью X – перпендикулярна этому направлению в плоскости вращения антенны. Ось Z – направлена так, чтобы образовалась правая система координат. Суммарные отклонения новой отметки от экстраполированной точки обозначим Δx_{Σ} , Δy_{Σ} , Δz_{Σ} . Величины этих отклонений равновероятны (при условии отсутствия систематических ошибок измерения):

$$\Delta x_{\Sigma} = \Delta x_{\text{сл}} + \Delta x_{\text{д стр}}, \Delta y_{\Sigma} = \Delta y_{\text{сл}} + \Delta y_{\text{д стр}}, \Delta z_{\Sigma} = \Delta z_{\text{сл}} + \Delta z_{\text{д стр}}.$$

Случайные составляющие равны

$$\Delta x_{\text{сл}} \approx \pm R(\Delta \beta_{\text{сл стр}} + \Delta \beta_{\text{и}}), \Delta y_{\text{сл}} \approx \pm (\Delta R_{\text{сл стр}} + \Delta R_{\text{и}}),$$

$$\Delta z_{\text{сл}} \approx \pm R(\Delta \alpha_{\text{сл стр}} + \Delta \alpha_{\text{и}}),$$

где $\Delta R_{\text{и}}$, $\Delta \alpha_{\text{и}}$, $\Delta \beta_{\text{и}}$ – ошибки измерения.

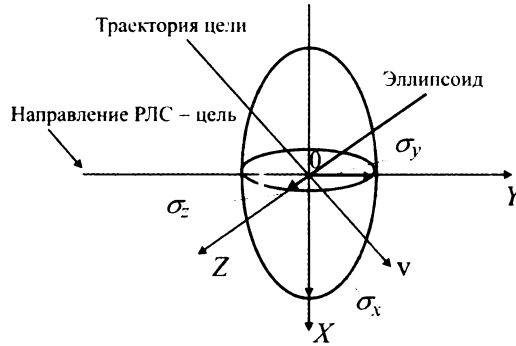


Рис.15.8. Эллипсоид суммарных ошибок системы вторичной обработки

Эти составляющие статистически независимы и имеют нормальную ПРВ с нулевым математическим ожиданием и дисперсиями σ_x^2 , σ_y^2 и σ_z^2 соответственно.

Как известно, ПРВ трех независимых случайных величин равна

$$W(\Delta x_{\Sigma}, \Delta y_{\Sigma}, \Delta z_{\Sigma}) = \frac{1}{(2\pi)^{3/2} \sigma_x \sigma_y \sigma_z} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{(\Delta x_{\Sigma})^2}{\sigma_x^2} + \frac{(\Delta y_{\Sigma})^2}{\sigma_y^2} + \frac{(\Delta z_{\Sigma})^2}{\sigma_z^2} \right) \right\}.$$

Поверхность одинаковой ПРВ в пространстве дает уравнение эллипсоида:

$$\frac{(\Delta x_{\Sigma})^2}{a^2} + \frac{(\Delta y_{\Sigma})^2}{b^2} + \frac{(\Delta z_{\Sigma})^2}{c^2} = 1.$$

Поэтому поверхность равновероятного отклонения истинных отметок от центра строба представляет собой эллипсоид, величина и ориентация сопряженных полуосей которого относительно направления РЛС – цель зависит от ошибок измерения, интенсивности маневра и направления вектора движения цели.

При эллипсоидальном распределении отклонения отметок от центра требует увеличения размеров полуосей строба в λ раз для обеспечения попадания отметок в строб. Вероятность попадания точки в эллипсоид определяется из выражения

$$P(\lambda) = 2 \left[\Phi_0(\lambda) - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \lambda \exp \left\{ -\frac{\lambda^2}{2} \right\} \right], \quad (15.24)$$

где $\Phi_0(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\lambda \exp \left\{ -\frac{t^2}{2} \right\} dt, N = \lambda.$

При $\lambda \geq 3,5$ вероятность $P(\lambda)$ близка к единице. Такие значения λ нужно выдерживать при выборе размеров строба.

Формирование эллипсоидальных стробов невозможно, поэтому выбирают форму строба, совпадающую с объемным элементом разрешения (близкого по форме к параллелепипеду), в который вписывается эллипсоид суммарных ошибок. Размеры сторон параллелепипеда равны соответственно $2\lambda\sigma_x$, $2\lambda\sigma_y$ и $2\lambda\sigma_z$, а его объем определяется по формуле $8\lambda^3\sigma_x\sigma_y\sigma_z$. То, что объем строба стал больше объема эллипсоида ошибок, приводит к увеличению вероятности попадания в строб ложных отметок и, следовательно, к ухудшению селективирующей и разрешающей способности стробирования. Практически форма строба выбирается простейшей в той системе координат, в которой осуществляется обработка информации. Для случая обработки в сферической системе координат простейший строб задается линейным размером по дальности $\Delta R_{\text{стр}}$ и двумя угловыми размерами: по азимуту $\Delta\alpha_{\text{стр}}$ и по углу места $\Delta\beta_{\text{стр}}$ (рис. 15.9), т.е. по форме он совпадает с элементом разрешения.

Размеры сторон строба могут быть установлены заранее, с учетом максимальных значений случайных и динамических ошибок обрабатываемых траекторий. Как указывалось, при пропуске одной или даже нескольких отметок от цели система сопровождения продолжает траекторию по имеющимся данным, путем экстраполяции ее координат. Ошибки экстраполяции при этом возрастают, что приводит к увеличению размеров строба. Обычно эти размеры рассчитываются заранее на случай пропуска определенного количества отметок при отсутствии и наличии маневра цели.

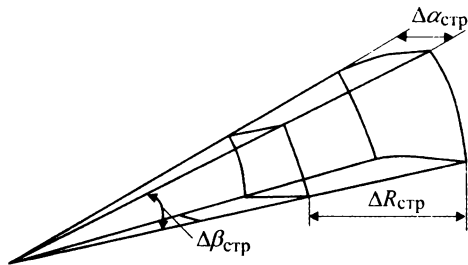


Рис. 15.9. Форма пространственного строга

Контрольные вопросы

- 15.1. Каковы задачи вторичной обработки информации?
- 15.2. Как определяется и сопровождается траектория?
- 15.3. Что такое строб и в чем различие между математическим и физическим строгами?
- 15.4. Для чего нужны сглаживание и экстраполяция сигналов?
- 15.5. Каковы модели полезного сигнала и помех в системе вторичной обработки информации?
- 15.6. Как задается участок маневра?
- 15.7. Назовите статистические характеристики траекторного сигнала?
- 15.8. Какими функциями аппроксимируются отрезки траектории?
- 15.9. Что такое сглаживание и экстраполяция?
- 15.10. Каков принцип действия α - β -фильтра?
- 15.11. Для чего при вторичной обработке используют фильтр Калмана?
- 15.12. Каковы логика селекции отметок и как оценить ее качество?
- 15.13. Что такое эллипсоид ошибок экстраполяции?
- 15.14. Как работает устройство вторичной обработки в обзорной РЛС?

Контрольные задачи

Типовая задача

Радиолокатор УВД обнаружил воздушную цель, движущуюся по прямолинейной траектории со скоростью. РЛС работает в режиме кругового обзора и имеет скорость обзора $\Omega = 36^\circ/\text{с}$. Определите размер первого кругового строга r_1 и темп изменения его размера $\frac{dr}{dt} T_{\text{обз}}$ при пролонгации траектории цели.

Решение. Поскольку максимальная скорость цели известна, то размеры математического строга круглой формы будут равны $r_1 = V_{\text{max}} T_{\text{обз}}$. В нашем случае время обзора равно $T_{\text{обз}} = \frac{360^\circ}{36^\circ/\text{с}} = 10 \text{ с}$. Поэтому $r_1 = 3 \text{ км}$. При ускоренном переме-

шении цели будем считать $\frac{dv_r}{dt} = a = 3,3 \text{ м/с}^2$, тогда $\Delta r = 33 \text{ м/с}$. Пронумеруем

циклы стробирования:

1) при приближении $t = 0$; $V_0 = 1200 \text{ км/ч}$; $k = 0$;

$V_1 = 1199,67 \text{ км/ч}$, $V_2 = 1199,34 \text{ км/ч}$; $V_k \dots V_{\min} = 600 \text{ км/ч}$;

2) при удалении $t = 0$; $V_0 = 600 \text{ км/ч}$; $k = 0$;

$V_1 = 600,33 \text{ км/ч}$, $V_2 = 600,66 \text{ км/ч}$, $V_k \dots V_{\max} = 1200 \text{ км/ч}$.

Таким образом, $r_k = r_1 \pm i\Delta r$, где i – номер цикла стробирования.

Задачи для самостоятельного решения

- 15.1. Определите размеры пространственного строба, если заданы суммарные погрешности по всем координатам: $\sigma_R = 15 \text{ м}$; $\sigma_\alpha = \sigma_\beta = 10^{-3} \text{ рад}$; и наклонная дальность цели $R = 10 \text{ км}$.

Ответ: Полуоси эллипса-строба равны $l_R = 50 \text{ м}$, $l_\alpha = 35 \text{ м}$, $l_\beta = 35 \text{ м}$.

- 15.2. Найдите суммарные погрешности, от которых зависят размеры строба, если известны среднеквадратические погрешности измерения координат самолета $\sigma_R = 50 \text{ м}$, $\sigma_{l_\alpha} = 11 \text{ м}$, $\sigma_{l_\beta} = 9 \text{ м}$ и динамические ошибки сопровождения цели $\Delta R_{\text{дин}} = 25 \text{ м}$; $\Delta \alpha_{\text{дин}} = 10^{-3} \text{ рад}$; $\Delta \beta_{\text{дин}} = 10^{-3} \text{ рад}$ и дальность $R = 50 \text{ км}$.

Ответ: $\sigma_{R\Sigma} = 55,9 \text{ м}$; $\sigma_{l_{\alpha\Sigma}} = 61 \text{ м}$; $\sigma_{l_{\beta\Sigma}} = 61 \text{ м}$.

Глава 16

Точность определения местоположения цели

16.1. Методы определения положения объектов локации (целей) в пространстве

В радиолокационных и радионавигационных системах для определения местоположения локационного или навигационного объекта в пространстве или на плоскости чаще всего используется позиционный метод. В этом случае положение (координаты) объекта находится как точка пересечения поверхностей или линий положения (позиционных линий). Поверхности и линии положений являются геометрическими элементами с постоянными координатами (геометрическим местом точек с постоянными координатами).

Как было показано в предыдущих разделах, с помощью радиотехнической аппаратуры можно измерить следующие координаты источников излучения или отражения радиоволн:

1) с одной позиции дальность с помощью радиодальномеров. В этом случае в пространстве поверхность положения – сфера, а на плоскости – окружность;

2) с другой позиции угол между опорным направлением и направлением на источник излучения (пеленг) с помощью радиопеленгаторов. В этом случае в пространстве поверхность положения – конус, осью которого является опорное направление, а на плоскости – луч (прямая), проведенный под углом к линии опорного направления;

3) в случае нескольких позиций (три или четыре) разность дальностей, используя две или три базы. В этом случае в пространстве поверхность положения – двухполостной гиперболоид, а на плоскости – гиперболы.

Используя комбинации радиоустройств, можно в пространстве и на плоскости определять местоположение источника радиоволн, т.е. измерять его координаты. Основными комбинациями радиоустройств, позволяющими определять местоположения источников радиоволн являются следующие (иллюстрация расположения источника радиоволн и

радиоустройств даются для решения задачи определения местоположения на плоскости).

1. *Дальномерный* – два радиодальномера на двух разных позициях (рис. 16.1).

2. *Пеленгационный* – два радиопеленгатора на двух разных позициях (рис. 16.2).

3. *Разностно-дальномерный* – три радиопередатчика на трех позициях, образуя попарно две базы, работают синхронно, а приемная аппаратура в точке M измеряет разность расстояний до источников радиоволн (рис. 16.3).

4. *Дальномерно-пеленгационный* – радиодальномер и радиопеленгатор на одной позиции измеряют дальность и пеленг источника радиоволн (рис. 16.4).

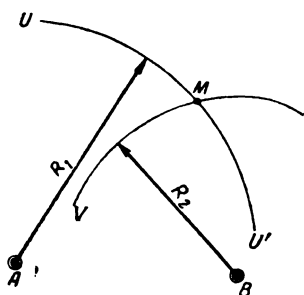


Рис. 16.1. Дальномерный метод определения местоположения объекта

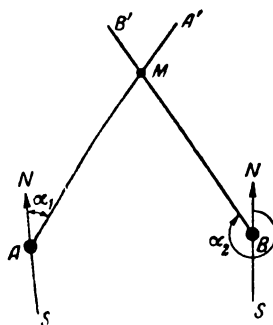


Рис. 16.2. Пеленгационный метод определения местоположения и объекта

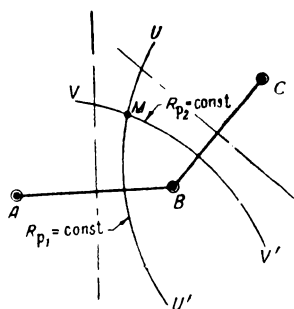


Рис. 16.3. Разностно-дальномерный метод определения местоположения объекта

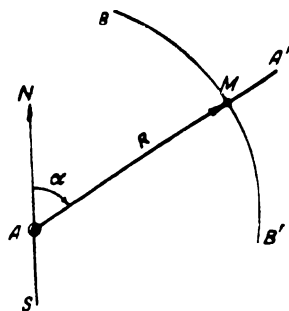


Рис. 16.4. Дальномерно-пеленгационный метод определения местоположения объекта

В однопозиционных активных РЛС чаще всего применяется дальномерно-пеленгационный метод.

Рассмотрим характеристики точности РЛС при измерении местоположения цели в пространстве.

Активная РЛС включает в себя передатчик (Прд), приемное устройство (Прм) и вычислитель параметров сигнала (процессор сигналов). Расчет дальности, угловых координат и других геометрических элементов W , характеризующих МП, производится по измеренным параметрам сигнала в процессоре данных. По этим данным в ВУ решается геометрическая задача вычисления МП методом нахождения точек пересечения поверхностей или линий положения. На основании сказанного, среднеквадратическая погрешность определения местоположения $\sigma_{мп}$ может быть найдена только при анализе системы и при независимости погрешностей, вносимых всеми элементами системы:

$$\sigma_{мп} = \Gamma s_w = \sqrt{\Gamma^2 \left[M^2 (\sigma_{прд}^2 + \sigma_{ср}^2 + \sigma_{изм}^2) + \sigma_{г}^2 \right] + \sigma_{вмп}^2},$$

где M – масштабный коэффициент или коэффициент пересчета результатов измерения Θ в значения W ; Γ – геометрический фактор, зависящий от геометрического расположения элементов РЛС в пространстве или на плоскости и от углов пересечения линий и поверхностей положения; $\sigma_{прд}$ – СКП формирования и генерирования сигнала в передатчике; $\sigma_{ср}$ – СКП распространения сигнала в среде; $\sigma_{изм}$ – СКП измерения параметра сигнала; $\sigma_{г}$ – СКП расчета геометрического элемента; $\sigma_{вмп}$ – СКП вычисления местоположения.

Погрешности $\sigma_{прд}$ и $\sigma_{вмп}$ могут быть сведены к приемлемому минимуму при тщательном конструировании аппаратуры, а составляющая $\sigma_{ср}$ зависит от рабочей частоты системы, типа ее антенн, характера окружающих РЛС и ОЛ предметов и ряда других специфических факторов. Рассмотрим основные причины снижения точности определения местоположения.

Точность определения геометрического элемента

В РЛС связь определяемого геометрического элемента W (координат объекта) с измеряемым параметром сигнала v дается уравнением

$$W = Mv, \quad (16.1)$$

которое является исходным при нахождении погрешности определения W . Находя полный дифференциал (16.1) и переходя к конечным приращениям, получим

$$\Delta W/W = \Delta M/M + \Delta v/v, \quad (16.2)$$

где ΔM и $\Delta \nu$ имеют смысл текущих значений погрешностей, обусловленных нестабильностью масштабного коэффициента и недостаточной точностью измерительного устройства.

Возводя обе части выражения (16.2) в квадрат и усредняя полученный результат в предположении независимости погрешностей ΔM и $\Delta \nu$, получаем уравнение, связывающее дисперсию погрешности σ_W^2 определения элемента W с дисперсиями σ_M^2 и σ_ν^2 :

$$\sigma_W/W = \left[(\sigma_M/M)^2 + (\sigma_\nu/\nu)^2 \right]^{1/2}. \quad (16.3)$$

Из этого уравнения следуют два направления уменьшения погрешности σ_M и в итоге повышения точности местоопределения. Первое связано с уменьшением погрешности σ_M , которая тем меньше, чем выше стабильность масштабного коэффициента. Поэтому при проектировании РЛС обычно принимают меры по стабилизации масштабного коэффициента (или учитывают, если это возможно, его нестабильность). При выполнении условия $M = \text{const}$ уравнение погрешностей (16.3) принимает вид $\sigma_M = M \sigma_\nu$.

При оптимальном построении измерителя σ_ν стремится к минимуму, называемому *потенциальной точностью*. Неоптимальность схемы измерителя информационного параметра сигнала приводит к росту погрешности по сравнению с потенциальной.

Погрешность определения линии положения

Если местоположение объекта на плоскости находится на пересечении двух линий положения (ЛП), то погрешность местоопределения будет зависеть от погрешности Δl нахождения каждой из них, за которую обычно принимают минимальное расстояние в точке расположения объекта (цели) между истинной ЛП и ЛП*, найденное по результатам определения элемента W (рис. 16.5).

Примем, что погрешность определения W равна ΔW и имеет, как и $\Delta \Theta$, гауссовский закон распределения с нулевым средним значением. Элементу W на плоскости соответствует семейство ЛП. Это семейство можно представить как скалярное поле элемента W , причем линии уровня этого поля и есть ЛП. Воспользовавшись теорией скалярного поля, можно найти градиент изменения элемента W : $|\text{grad} W| = dW/dl$, который представляет собой вектор, перпендикулярный линиям положения и направленный в сторону возрастания W . Переходя к конечным приращениям, получаем

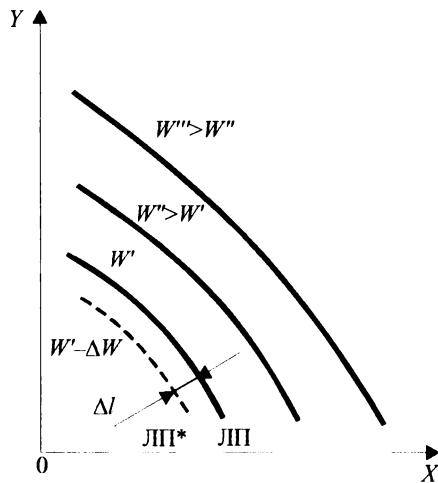


Рис.16.5. Семейство линий положения

$$\Delta l = \frac{1}{|\text{grad} W|} \Delta W = k_{\text{лп}} \Delta W, \quad (16.4)$$

где $k_{\text{лп}}$ – коэффициент погрешности определения ЛП (единицы длины/единицы параметра).

При гауссовском законе распределения погрешностей ΔW погрешности Δl также распределены по гауссовскому закону, как правило, с нулевым средним значением и дисперсией $\sigma_{\text{лп}}^2$. Возводя обе части равенства (16.4) в квадрат, усредняя и извлекая квадратный корень из результата, находим

$$\sigma_{\text{лп}} = k_{\text{лп}} \sigma_W, \quad (16.5)$$

где $\sigma_{\text{лп}}$ и σ_W – СКП нахождения линии положения и определения элемента.

Из (16.5) следует, что при одной и той же погрешности σ_W можно снизить погрешность $\sigma_{\text{лп}}$, непосредственно влияющую на точность местоопределения, уменьшив коэффициент $k_{\text{лп}}$, который зависит от вида ЛП.

Для нахождения $k_{\text{лп}}$ необходимо представить W как функцию координат X, Y прямоугольной системы координат. Тогда

$$k_{\text{лп}} = (|\text{grad} W|)^{-1} = \left[\left(\frac{d}{dx} W \right)^2 + \left(\frac{d}{dy} W \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (16.6)$$

Например, найдем $k_{\text{лп}}$ для наиболее распространенных дальномерного и угломерного устройств. В радиодальномерах определяемый элемент записывается в прямоугольной системе координат (рис. 16.6, а)

так: $W = R = (x^2 + y^2)^{1/2}$ и линии положения представляют собой окружности с центром в точке установки радиодальномера. Тогда $|\text{grad}W| = 1$ и $k_{\text{лп}} = 1$. Следовательно, $\sigma_{\text{лп}} = \sigma_R$. Таким образом, при заданной погрешности радиодальномера σ_R погрешность определения ЛП постоянна и не зависит от дальности.

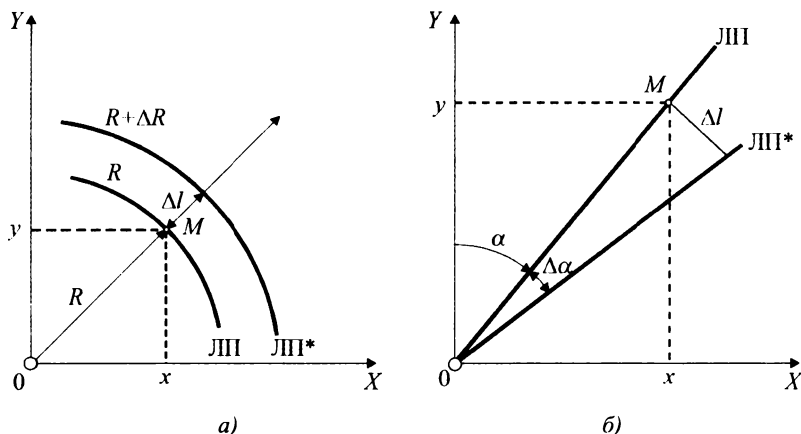


Рис.16.6. Погрешность определения линии положения при измерении дальности (а) и азимута (б)

В радиопеленгаторе, установленном в точке 0 (рис. 16.6, б), определяется, например, азимут α . Элемент W в прямоугольной системе координат записывается так: $W = \alpha = \arctg(x/y)$, откуда $|\text{grad}W| = (x^2 + y^2)^{1/2} = R^{-1}$.

Следовательно, $\sigma_{\text{лп}} = R\sigma_\alpha$. Таким образом, при заданной погрешности угломерного устройства σ_α погрешность определения ЛП (радиальные прямые) тем больше, чем больше расстояние до объекта (цели). Данное обстоятельство является серьезным недостатком угломерных устройств. Заметим, что подобная зависимость погрешности $\sigma_{\text{лп}}$ от дальности имеет место и в разностно-дальномерных устройствах. На больших дальностях линии положения этих устройств (гиперболы) практически совпадают со своими асимптотами (прямыми), радиально расходящимися из центра базы устройства.

Погрешность определения местоположения

Погрешность определения местоположения объекта на плоскости

Определим связь СКП местоположения $\sigma_{\text{мп}}$ с СКП σ_{w1} и σ_{w2} устройств, входящих в данную систему. Погрешности Δl_1 и Δl_2 , как показа-

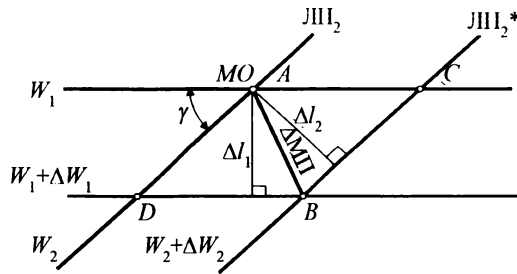


Рис.16.7. Погрешность определения местоположения объекта на плоскости

но на рис. 16.7, приводят к погрешности $\Delta_{мп}$ определения места объекта или цели.

Если γ – угол пересечения линий положения ЛП в точке МО, то при одинаковых знаках Δl_1 и Δl_2 из треугольника ADB следует, что $\Delta_{мп}^2 = AD^2 + DB^2 - 2AD \cdot DB \cos \gamma$. Если Δl_1 и Δl_2 имеют разные знаки, то последний член формулы будет положительным. Выразим стороны треугольника через погрешности линий положения, где знак «плюс» будет при разных знаках Δl_1 и Δl_2 :

$$\Delta_{мп} = \sin^2 \gamma (\Delta l_1^2 + \Delta l_2^2 + 2\Delta l_1 \Delta l_2 \cos \gamma),$$

$$\Delta_{мп} = \sin^2 \gamma (\Delta l_1^2 + \Delta l_2^2 - 2\Delta l_1 \Delta l_2 \cos \gamma).$$

Пусть линии положения пересекаются под углом γ (рис. 16.3), а случайные ошибки их $\Delta l_1 = V$ и $\Delta l_2 = U$ подчиняются нормальным законам распределения.

В этом случае двумерная плотность распределения вероятностей ошибок U и V

$$W(U, V) = \frac{1}{2\pi\sigma_U\sigma_V\sqrt{1-\rho^2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2(1-\rho^2)} \left[\frac{U^2}{\sigma_U^2} - \frac{2\rho UV}{\sigma_U\sigma_V} + \frac{V^2}{\sigma_V^2} \right] \right\},$$

где σ_U и σ_V – средняя квадратическая погрешность линий положения; ρ – коэффициент корреляции ошибок.

Коэффициент корреляции характеризует степень вероятностной связи между случайными ошибками U и V :

$$\rho = \frac{\iint UV w(U, V) dudv}{\sigma_U \sigma_V}.$$

Если случайные ошибки U и V независимы, то $\rho = 0$. Приравняв показатель степени к некоторой постоянной величине, получим уравнение линии, равной плотности распределения вероятностей:

$$\frac{U^2}{\sigma_U^2} - \frac{2\rho UV}{\sigma_U \sigma_V} + \frac{V^2}{\sigma_V^2} = \lambda^2. \quad (16.7)$$

Значение погрешности линий положения в реальных условиях таково, что в пределах возможных положений точки М линии положения практически можно считать параллельными. В этих условиях кривая равной плотности распределения представляет собой эллипс (рис. 16.8).

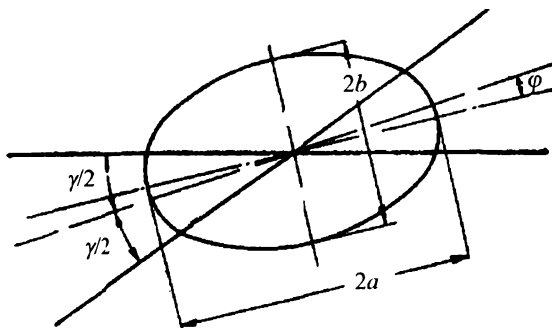


Рис. 16.8. Эллипс ошибок

Различным значениям λ соответствует семейство софокусных эллипсов ошибок. Размеры полуосей эллипса ошибок заданной вероятности зависят от величины λ , погрешностей σ_U , σ_V , корреляции погрешностей ρ и угла пересечения ЛП γ . Положение эллипса ошибок определяется углом ψ между большой осью эллипса и биссектрисой угла между линиями положения γ .

Обычно корреляционная зависимость между погрешностями линий положения в РЛС выражена слабо и можно принять $\rho = 0$. Анализ положений эллипса ошибок при различных значениях σ_U , σ_V и γ показывает, что большая ось эллипса ошибок всегда лежит между биссектрисой острого угла γ пересечения линий положения и той из ЛП, точность определения которой выше.

Когда точности определения линий положения равны между собой, большая ось эллипса совпадает с биссектрисой острого угла пересечения ЛП. В ОПРЛС, использующих дальнсмерно-пеленгационный метод определения местоположения, когда угол пересечения прямой ($\gamma = 90^\circ$), а $\rho = 0$ (ошибки U и V являются взаимно независимыми), оси эллипса ошибок совпадают с линиями положения. В этом случае полуоси эллипса

$$\begin{cases} a = \lambda \sqrt{2} \sigma_x, \\ b = \lambda \sqrt{2} \sigma_y, \end{cases}$$

где σ_x и σ_y – среднеквадратические погрешности двух взаимно перпендикулярных линий положения.

Если при этом $\sigma_x = \sigma_y$, то рассеивание превращается в круговое, а эллипсы ошибок превращаются в окружности. Вероятность того, что искомое место находится в пределах эллипса ошибок,

$$P(\lambda) = \iint_{UV} w(U, V) dU dV.$$

Выполнив интегрирование, получим $P(\lambda) = 1 - \exp\{-\lambda^2\}$, откуда

$$\lambda = \sqrt{-\ln(1-P)}.$$

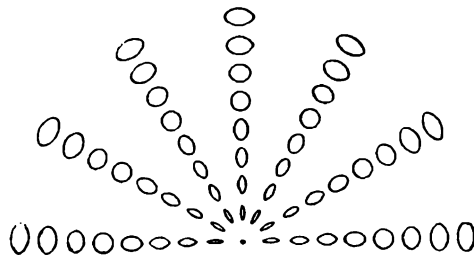


Рис. 16.9. Поле ошибок при дальномерно-пеленгационном методе определения положения цели

Для эллипса ошибок, обладающего тем свойством, что вероятность нахождения в нем искомого местоположения равна 0,5, значение параметра $\lambda = 0,832$. Представление о зависимости точности местоопределения от взаимного расположения РЛС и цели дает *поле ошибок*, представляющее собой ряд эллипсов ошибок заданной вероятности. Для иллюстрации на рис. 16.9 представлено поле ошибок при дальномерно-пеленгационном методе определения местоположения.

Определение местоположения объекта в пространстве дальномерно-пеленгационным методом

Рассмотрим случай определения местоположения объекта в пространстве дальномерно-пеленгационным методом. Если при измерении дальности R , азимута α и угла места β возникли ошибки ΔR , $\Delta \alpha$ и $\Delta \beta$, то найденное местоположение не будет совпадать с истинным. Ошибка места r в этом случае будет равна расстоянию M_0M (рис. 16.10).

Из рисунка видно, что составляющие ошибки места по трем взаимно перпендикулярным осям X , Y и Z :

$$\begin{cases} x = \Delta R, \\ y = R \cos \beta \Delta \alpha, \\ z = R \Delta \beta. \end{cases}$$

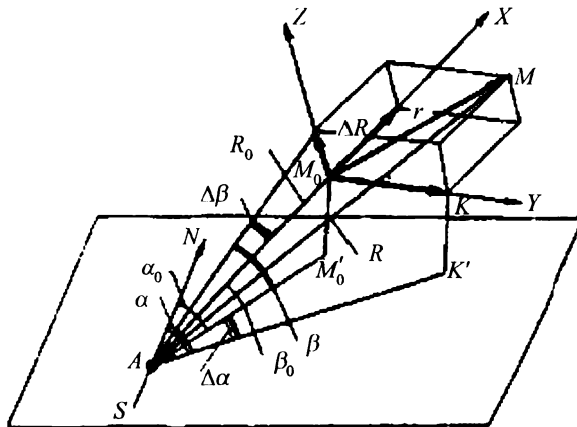


Рис. 16.10. Ошибка измерения местоположения цели в пространстве при использовании дальномерно-пеленгационного метода

Если случайные ошибки по трем осям X , Y и Z взаимно независимы и подчиняются нормальным законам распределения, что обычно выполняется в ОПРЛС, то трехмерная плотность распределения вероятности

$$W(x, y, z) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^3 \sigma_x \sigma_y \sigma_z}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\frac{x^2}{\sigma_x^2} + \frac{y^2}{\sigma_y^2} + \frac{z^2}{\sigma_z^2} \right] \right\},$$

Приравняв показатель степени к некоторой постоянной величине, получим уравнение поверхности равной плотности распределения вероятностей:

$$\frac{x^2}{2\sigma_x^2} + \frac{y^2}{2\sigma_y^2} + \frac{z^2}{2\sigma_z^2} = \lambda^2. \quad (16.8)$$

Эта поверхность представляет собой эллипсоид ошибок с центром в начале координат (M_0) и осями, совпадающими с осями координат. Различным значениям λ соответствует семейство софокусных эллипсоидов ошибок. Полуоси эллипсоида:

$$a = \sqrt{2\lambda} \sigma_x, \quad b = \sqrt{2\lambda} \sigma_y, \quad c = \sqrt{2\lambda} \sigma_z.$$

Вероятность того, что искомое местоположение ОЛ находится в пределах эллипсоида ошибок

$$P(\lambda) = \iiint_{x,y,z} w(x, y, z) dx dy dz = \Phi(\sqrt{2\lambda}) - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \lambda \exp \{-\lambda^2\}.$$

Вероятность $P = 0,5$ соответствует $\lambda = 1,088$.

Удобной мерой случайной величины $\Delta_{\text{мп}}$ является СКП местоопределения:

$$\sigma_{\text{мп}} = \sin^{-1} (\sigma_{\text{мп}1}^2 + \sigma_{\text{мп}2}^2 \pm 2\rho\sigma_{\text{мп}1}\sigma_{\text{мп}2}\cos\gamma)^{-1/2},$$

где ρ – коэффициент корреляции погрешностей Δl_1 и Δl_2 .

Для РЛС $\rho = 0$, что свидетельствует о независимости определения линий положения входящими в систему устройствами. Принимая $\rho = 0$ и выражая погрешности $\sigma_{\text{лп}}$ через коэффициенты линий положения и соответствующие погрешности, находим оценку точности местоопределения:

$$\sigma_{\text{мп}} = \sin^{-1} [(K_{\text{лп}1}\sigma_{\text{лп}1})^2 + (K_{\text{лп}2}\sigma_{\text{лп}2})^2]^{-1/2}. \quad (16.9)$$

Физический смысл формулы (16.9) заключается в следующем. Если построить окружность с центром в точке M_0 , где расположен объект или цель, с радиусом, равным допустимому значению

$$\begin{cases} \sigma_x = \sigma_R, \\ \sigma_y = R \cos \beta \sigma_\alpha, \\ \sigma_z = R \sigma_\beta. \end{cases}$$

где σ_R , σ_α , σ_β – среднеквадратическая погрешность по дальности, азимуту и углу места.

Для нахождения геометрического фактора многопозиционных РЛС можно воспользоваться данными точностных характеристиках этих систем, некоторые из них приведены в табл. 16.1, формулы которой справедливы для расположения станций системы в точках А, В и С, показанных на приведенных в таблице рисунках. Обозначения в формулах соответствуют этим рисункам, а для упрощения введены следующие сокращения: $b = B/2R_0$, $K_\Gamma = (1 - 2b^2 \cos 2\Theta_0 + b^4)^{1/2}$; в многобазовых системах $b_{0A} = B_{0A}/R_0$, $b_{0B} = B_{0B}/R_0$, $K_{\Gamma 0A} = (1 - 2b_{0A}^2 \cos 2\Theta_0 + (b_{0A})^2)^{1/2}$, $K_{\Gamma 0B} = (1 - 2b_{0B}^2 \cos 2\Theta_0 + (b_{0B})^2)^{1/2}$.

В системах, состоящих из однотипных устройств, $\sigma_{\text{лп}1} = \sigma_{\text{лп}2} = \sigma_{\text{лп}}$. Коэффициент корреляции погрешностей ρ принят равным нулю. Приближенные выражения справедливы, когда $R_0/B_{ik} \gg 1$. Для всех однобазовых систем ($n = 1$) точность местоопределения максимальна на перпендикуляре к базе, т.е. при $\theta_0 = \pi/2$.

16.2. Рабочие зоны РЛС

Рабочая зона – важнейший тактический параметр, позволяющий определить число и целесообразное взаимное размещение РЛС в данном районе.

Для построения рабочей зоны можно воспользоваться данными табл. 16.1 и известными разработчику параметрами системы. Обычно известны значения погрешностей устройств системы $\sigma_{\text{лп}1}$ и $\sigma_{\text{лп}2}$ и допустимое значение погрешности местоопределения $\sigma_{\text{мп.д}}$.

Таблица 16.1

Тип системы	Число баз n_B	Измеряемые элементы W	Вид ЛП	Расположение	Выражение для погрешности местоопределения σ_{mp}	
					Точное	Приближение для дальней зоны $(R_0/B_{ik})^2 \gg 1$
Угломерно-дальномерная	0	K_0 θ_0	Окружность Прямая		$[\sigma_R^2 + (R_0 \sigma_\theta)^2]^{1/2}$	$R_0 \sigma_\theta$ $(R_0 \sigma_\theta \gg \sigma_R)$
Дальномерная, активная	1	R_A R_B	Окружность		$\sigma_R \left(\frac{B}{R_0} \sin \theta_0 \right)^{-1} \times$ $\times K_r \sqrt{2}$	$\frac{R_0 \sqrt{2}}{B \sin \theta_0} \sigma_R$
Угломерная, активная или пассивная	1	θ_A θ_B	Прямая		$R_0 \sim \left(\frac{B}{R_0} \sin \theta_0 \right)^{-1} \times$ $\times K_r [2(1 + \delta^2)]^{1/2}$	$\frac{R_0 \sqrt{2}}{B \sin \theta_0} R_0 \sigma_n$

Построим рабочую зону для угломерно-дальномерной (дальномерно-пеленгационной) системы. В такой угломерно-дальномерной системе $\gamma = 90^\circ$. Рабочая зона имеет форму окружности с центром в точке O и радиусом, определяемым из выражения, приведенного в таблице.

Размеры рабочей зоны любой системы возрастают при повышении точности устройств, используемых для определения местоположения, и увеличении допустимой погрешности $\sigma_{\text{мп.л.}}$. На больших дальностях, как следует из таблицы, погрешность $\sigma_{\text{мп}}$ угломерных систем увеличивается пропорционально квадрату дальности R , а угломерно-дальномерных – пропорционально R , что приводит к сокращению размеров рабочей зоны. Этот эффект несвойствен дальномерным системам, что обусловило их перспективность.

Контрольные вопросы

- 16.1. Как учесть и исключить погрешность из-за непостоянства скорости распространения радиоволн?
- 16.2. Зависит ли предельная точность от протяженности навигационной радиолинии?
- 16.3. Какова погрешность линии положения, если СКП радиодальномера равна 100 м?
- 16.4. СКП радиопеленгатора 1° . Найдите линейную погрешность этого РНУ на дальностях 10 км и 100 км.
- 16.5. Как связана погрешность местоопределения с параметрами РНУ?
- 16.6. Почему утверждают, что дальномерные РНС более перспективны, чем РНС других типов?

Контрольные задачи

- 16.1. Определите погрешность местоопределения $\sigma_{\text{мп}}$ угломерно-дальномерной РНС, погрешности измерения дальности и азимута которой равны соответственно $\sigma_\alpha = 0,25^\circ$ и $\sigma_R = 100$ м, а дальность до объекта навигации $R = 150$ км.
- 16.2. Радиомаяк, находящийся в зоне аэропорта в точке начала местной системы координат, служит для измерения дальности R и азимута α самолета, координаты которого в указанной системе координат составляют $x = 150$ км и $y = 50$ км.

Определите погрешности $\sigma_{\text{мп1}}$ и $\sigma_{\text{мп2}}$ линий положения радиомаяка в месте нахождения самолета, если СКП измерений $\sigma_R = 100$ м и $\sigma_\alpha = 0,25^\circ$.

Дано: $x = 150$ км, $y = 50$ км, $\sigma_R = 100$ м, $\sigma_\alpha = 0,25^\circ$.

Решение: Найдём расстояние самолета от радиомаяка

$$R = \sqrt{x^2 + y^2} = 158 \text{ км}.$$

Для вычисления искомых погрешностей используем соотношение

$$\sigma_{\text{мп}} k_{\text{мп}} \sigma_W = \frac{1}{|\text{grad} W|} \sigma_W.$$

Определим коэффициенты погрешностей линий положения, найдя соответствующие градиенты:

Для канала дальности

$$W = R = \sqrt{x^2 + y^2}$$

и поэтому

$$\text{grad}R = 1. \text{ Тогда } k_{\text{лп}} = 1,$$

т.е. погрешность $\sigma_{\text{лп1}} = \sigma_R$ и зависит только от точности дальномера.

Для канала азимута

$$W = \alpha = \text{arctg}(x/y) \text{ и } \text{grad}\alpha = R^{-1},$$

т.е. $k_{\text{лп2}} = R$ и погрешность $\sigma_{\text{лп2}} = R\sigma_\alpha$ возрастает по мере удаления самолета от радиомаяка.

Используя заданные параметры радиомаяка и рассчитанное расстояние до самолета, получаем $\sigma_{\text{лп1}} = 0,1 \text{ км}$, $\sigma_{\text{лп2}} \approx 0,7 \text{ км}$.

16.3. Угломерно-дальномерный радиомаяк системы ближней навигации должен обеспечивать точность определения местоположения $\sigma_{\text{мп}} \leq \sigma_{\text{мп.д}}$, где $\sigma_{\text{мп.д}} = 1 \text{ км}$ при СКП дальномерного канала $\sigma_R = 0,3 \text{ км}$ и угломерного канала $\sigma_\alpha = 1^\circ$

Найдите радиус рабочей зоны радиомаяка R_p , и погрешность определения местоположения $\sigma_{\text{мп}}$ самолета в точке М с координатами $x_M = 25 \text{ км}$ и $y_M = 40 \text{ км}$ в декартовой системе координат с центром, совпадающим с расположением радиомаяка.

Дано: $\sigma_{\text{мп.д}} = 1 \text{ км}$; $\sigma_R = 0,3 \text{ км}$; $\sigma_\alpha = 1^\circ$; $x_M = 25 \text{ км}$; $y_M = 40 \text{ км}$.

Решение: При определении радиуса рабочей зоны учтем, что в рассматриваемой РНС угол пересечения линий положения $\gamma = 90^\circ$ и используем соотношение

$$R_p = \frac{\sqrt{\sigma_{\text{мп.д}}^2 - \sigma_R^2}}{\sigma_\alpha},$$

в котором σ_α следует выразить в радианах. Получаем $R_p = 54,5 \text{ км}$.

Найдем расстояние точки М от радиомаяка:

$$R_M = \sqrt{x^2 + y^2} = 47,17 \text{ км}.$$

Погрешность местоопределения в точке М будет

$$\sigma_{\text{мп.м}} = \sqrt{R^2 \sigma_\alpha^2 + \sigma_R^2} = 0,88 \text{ км},$$

где σ_α выражена в радианах.

Глава 17

Радиолокационные комплексы

17.1. Радиолокационные комплексы

Комплексы (К) представляют собой совокупность различных систем, датчиков и устройств, предназначенную для решения определенной задачи или набора задач.

Для радиолокационных комплексов (РЛК) различают две сферы применения – народное хозяйство, например навигация, УВД, метеорология и т.п.; и оборона страны, например системы предупреждения о ракетном нападении (СПРН), системы противоракетной (ПРО) и противовоздушной обороны (ПВО), бортовые радиолокационные системы (БРЛС), зенитно-ракетные комплексы (ЗРК) и т.п. В комплексы могут входить электронные системы (ЭС) и устройства (ЭУ), оптические системы (ОС), телевизионные системы (ТС) и т.п. В настоящее время технологии построения радиоэлектронных комплексов (РЭК) используют в качестве основного ядра К цифровые быстродействующие процессоры (ЭВМ), в качестве связующих звеньев современных линий и устройств передачи и приема информации (рис.17.1).

Вычислительная система (Центральный процессор или ЭЦВМ) получает необходимую для выполнения программы информацию, проводит ее обработку с помощью блока обработки информации. Блок радиосвязи и обмена информацией осуществляет совместное решение тактической задачи комплекса с учетом информации от системы опознавания. Кроме того, ВС выводит нужную для операторов визуальную, графическую и числовую информацию на мониторы и индикаторы. ВС взаимодействует с внешними РЭК и управляет работой внешних объектов. Система контроля функционирования устройств комплекса выполняет проверку работоспособности всех его элементов и по ее сигналам процессор принимает решение об устранении неполадок. Таким образом, в комплекс входят процессор (ЭВМ) в качестве системы обработки, преобразования и хранения информации, с возможностью в дальнейшем принимать решения и вести уп-

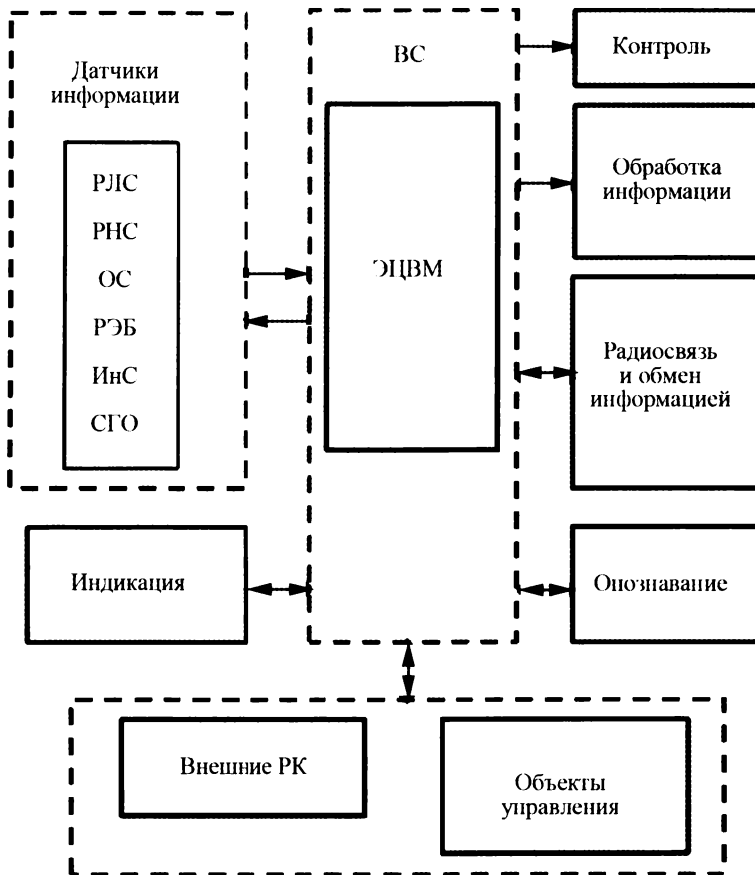


Рис. 17.1. Структурная схема радиолокационного комплекса

равление объектами, связанными с комплексом; быстродействующие с большой пропускной способностью системы передачи информации и связи (СПИ); системы хранения, преобразования, воспроизведения и индикации информации; датчики информации РЛС, РНС, РТС, ОС и т.п. Большинство систем и устройств из состава комплекса для решения таких задач, как, например, ПРО, ПВО, УВД, метеорология, навигация, картография и др. являются комплексными радиоэлектронными системами (РЭС), а сам комплекс является электронным (ЭК) или радиоэлектронным (РЭК). Наиболее сложной РЭС, входящей в РЭК кроме ЭВМ, является *радиолокационная система* (РЛС). Поэтому по мере развития

техники РЭК стал формироваться на базе РЛС. Так возник наиболее распространенный класс РЭК – радиолокационных комплексов (РЛК).

17.2. Классификация РЛК

Целесообразно систему классификации радиолокационных комплексов проводить по месту расположения комплекса и по его назначению или тактическому применению.

По месту расположения или месту функционирования РЛК различают:

- 1) наземные РЛК;
- 2) морские РЛК;
- 3) РЛК летательных аппаратов;
- 4) космические РЛК.

Каждый радиолокационный комплекс по назначению подразделяется на виды.

Наземные РЛК

1. РЛК дальнего обнаружения летательных аппаратов (входят в систему ПВО).

2. РЛК обнаружения космических объектов таких как спутники, баллистические ракеты, астероиды и др. Такие комплексы принято называть *системами предупреждения о ракетном нападении* (СПРН) и они входят в систему (ПРО).

3. РЛК уничтожения воздушных и космических объектов *зенитно-ракетные комплексы* (ЗРК).

4. РЛК обнаружения низколетящих и наземных целей.

5. РЛК обнаружения и управления летательными аппаратами в зонах аэропортов и на трассах полета (входят в систему УВД).

6. Метеорологические РЛК.

Морские РЛК имеют те же самые виды, что и наземные комплексы.

РЛК летательных аппаратов (самолеты, вертолеты, аэростаты)

1. Прицельно-навигационные комплексы служат для обнаружения и борьбы с воздушными, наземными, морскими и космическими целями.

2. Обзорные или навигационные РЛК используются для навигации по яркостным изображениям местности, поражения наземных и морских целей, картографии, экологической разведки и т.п.

3. Метеорологические РЛК.

4. Сбор, распределение, передача информации и управления объектами.

Космические РЛК

1. Обзор окружающего пространства и предупреждения о сближении с космическим объектом.

2. Сближение и причаливание (стыковка) с кооперируемым или не кооперируемым космическим кораблем.

3. Обзор земной поверхности.

4. Астрономические РЛК.

Радиолокационные комплексы относятся к классу *сложных технических систем* (СТС), обладающих следующими признаками:

- СТС состоит из большого количества подсистем, устройств и элементов, что определяет множество возможных состояний системы;

- СТС имеют сложную иерархическую структуру.

При работе происходит интенсивный обмен информацией между элементами, подсистемами и устройствами СТС.

Изменение характеристик подсистем комплекса во времени (дрейф характеристик) делает сложные системы нестационарными объектами.

Несмотря на согласованную работу элементов и подсистем и наличие системы управления, сложность описания поведения СТС приводит к отсутствию общего алгоритма функционирования.

Большой уровень внутренних шумов и помех предопределяет неопределенность ее поведения.

Обмен информацией со многими внешними объектами, системами и комплексами.

Затруднена работа СТС в режиме взаимодействия с человеком-оператором в виду невосприимчивости ее к управлению.

По вышеперечисленным причинам при анализе и проектировании РЛК используется системный подход, когда РЛК исследуется как единая целостная система, что позволяет выявить механизмы функционирования и взаимные связи элементов системы как единого объекта. Наиболее полно дает представление о целостном функционировании системы структурная схема модели системы или ее архитектура. Структура систем определяется составом элементов системы X , множеством их связей Y и множеством их характеристик Z , записываемых, как множества $X = \{x_1, x_2, x_3 \dots x_n\}$ и т.п. Поэтому в процессе анализа работы СТС или ее проектирования структура СТС представляется результирующим множеством $\Sigma = \{X, Y, \dots Z\}$.

Структура СТС определяет архитектуру РЛК, и поскольку ход ее проектирования идет от физики процесса к его алгоритму, а затем к программе алгоритма, архитектура систем также подразделяется на физическую структуру, алгоритмическую или логическую структуру и программную структуру РЛК.

Архитектура и организация РЛК может быть:

- децентрализованной;

- федеративной централизованной;

– иерархически федеративной централизованной.

В структуру РЛК кроме радиолокационной системы входят сложные комплексы или подсистемы, такие как система опознавания, приема и передачи информации (радиосвязи), система контроля, радиоэлектронной борьбы (РЭБ), системы хранения, преобразования и воспроизведения информации (индикации), вычислительная система и система управления внешними объектами (см. рис.17.1). Особенностью работы РЛК является то обстоятельство, что датчики информации работают в широком спектре радиоволн. Точнее они работают в ограниченных участках спектра, но в разных частях радиодиапазона радиоволн:

Радиолокационные системы0,03...300 ГГц

– системы РЭБ2...18 ГГц

– системы радиосвязи30...3000 МГц

– системы опознавания0,39...0,53 ГГц

Это обстоятельство затрудняет решение проблемы электромагнитной совместимости подсистем комплекса и интегрирования антенных систем комплекса.

17.3. Примеры РЛК

Далее приводятся примеры радиолокационных комплексов, составленные по литературным источникам и рекламным материалам фирм и предприятий изготовителей, а также в материалах, размещенных на сайтах интернета.

Самолетный комплекс А-50 решает задачу дальнего радиолокационного обнаружения воздушных, морских и наземных целей. В наземных и корабельных РЛС дальность действия ограничена дальностью прямой видимости

$$R_{\text{пв}} = 4,12(\sqrt{H} + \sqrt{h}) ,$$

где $R_{\text{пв}}$ – дальность прямой видимости, км; H – высота полета цели, м; h – высота подвеса антенны, м.

Поэтому для дальнего обнаружения низколетящих и наземных целей необходимо увеличивать высоту подвеса антенны. Проще всего это сделать, установив РЛС на самолете носителя. При полете на высоте 10 км (10^3 м) дальность прямой видимости равна 400 км. Однако при таком расположении антенны возникает проблема приема отражений от земной поверхности по боковым лепесткам антенны, которые маскируют полезные сигналы целей, т.е. существенно затрудняют создание устройств обнаружения точечных целей. В РЛК А-50 используется сантиметровая радиолокационная станция «Шмель», в которой успешно решены указанные проблемы уменьшения уровня боковых лепестков ан-

тенны и обнаружения целей с малыми ЭПР, используя технологии селекции движущихся на малой высоте или по земной поверхности.

Компоненты РЛК А-50

– Самолет Ил-76, масса 190 т, высота полета 10,2 км, скорость патрулирования 600 км/ч, дальность полета 5 000 км, экипаж 5 человек.

– Радиолокационная система (радиотехнический комплекс РТК) «Шмель».

– Цифровой информационно-аналитический комплекс (бортовая БЦВМ А-50).

– Система активного запроса–ответа и передачи команд.

– Система определения государственной принадлежности (система опознавания).

– Система и линии командного управления.

– Система цифровой связи с наземными, корабельными пунктами наведения, а также с летательными аппаратами.

– Система хранения и отображения информации на рабочих местах операторов.

– Система документирования данных.

– Комплекс защиты самолета (РЭБ), включающий активную защиту самолета в передней и задней полусфере от управляемого оружия и автоматы сброса пассивных помех и тепловых ловушек.

РЛК (РЛС «Шмель») позволяет обнаруживать и сопровождать такие цели с малой ЭПР, как крылатые ракеты на фоне отражений от земной поверхности. РТК А-50 позволяет успешно функционировать при воздействии активных и пассивных помех и организованном противодействии.

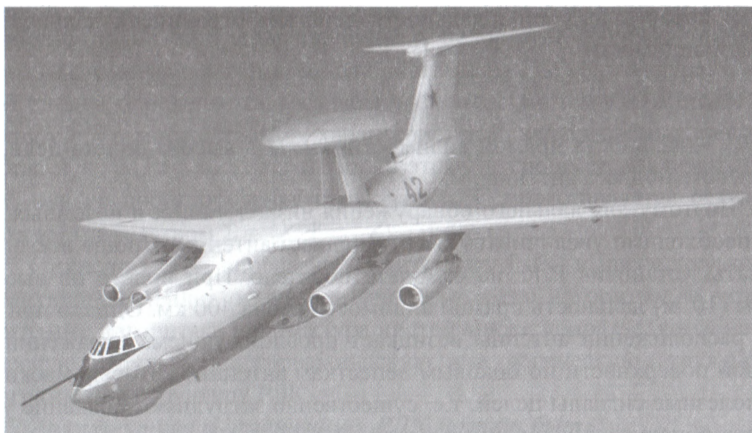


Рис. 17.2. Общий вид самолета носителя радиолокационного комплекса А-50

Управляют РЛК экипаж в составе 5 человек летного состава и 10 операторов.

Общий вид комплекса А-50 показан на рис. 17.2.

Технические характеристики комплекса А-50

Высота патрулирования, м	5000...10000
Время патрулирования без дозаправки, ч	7,7
Число одновременно сопровождаемых целей	50...60
Число одновременно наводимых самолетов	10–12
Дальность обнаружения целей с ЭПР – 3 м ² , км	220–240
Крупные морские цели, км	400
Дальность радиосвязи:	
по каналу на КВ-диапазоне, км	2000
по каналу УКВ-диапазона, км	400
по широкополосной радиолнии, км	400
через спутники, км	2000

Применяется с 1984 г.

Наземный радиолокационный комплекс дальнего обнаружения воздушных целей «Небо-М»

Радиолокационный комплекс «Небо-М» создан на основе радиолокационной системы 55Ж6МЕ и используется как мобильный РЛК, работающая одновременно на трех диапазонах радиоволн: метровом, дециметровом

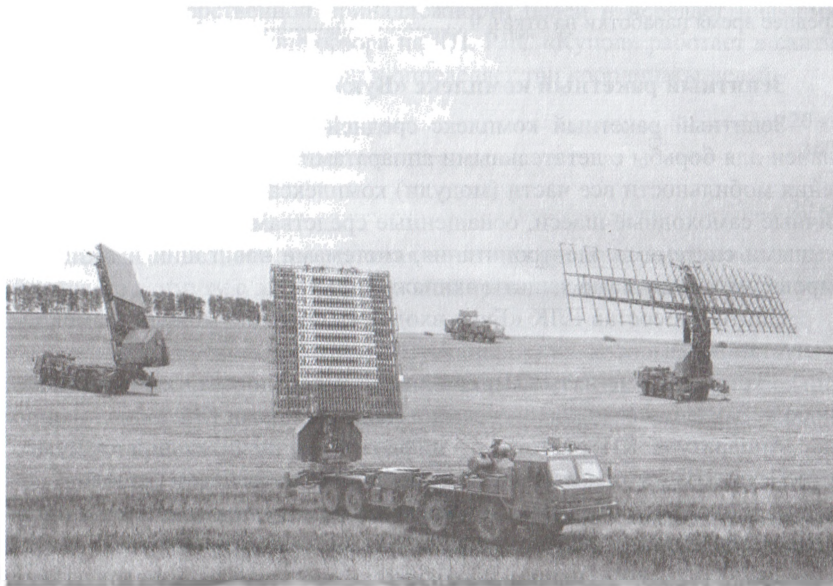


Рис. 17.3. Радиолокационная станция комплекса 55Ж6М

вом и сантиметровом. Испытание и прием на вооружение длились с 2009 по 2012 г.

РЛК имеет модульную конструкцию. Модули (РЛМ) метровых волн, дециметровых волн, сантиметровых волн и управления выполнены на поворотных устройствах вместе с антеннами, размещенных на транспортных машинах высокой проходимости.

Кроме того, имеется еще ряд транспортных единиц для обеспечения штатной работы комплекса. Энергопотребление каждого РЛМ 100 кВт. Антенны разворачиваются и раскрываются с помощью гидравлических приводов. Не используются кабельные соединения между модулями для каналов обмена информацией и управления. Для определения местоположения и топографической привязки используются спутниковые радионавигационные системы.

По существу, каждый модуль является самостоятельной РЛС с твердотельной ФАР соответствующего диапазона радиоволн, и отличается размерами полотна антенн.

Каждая РЛС измеряет три координаты цели.

Область обзора:

по дальности, км	600
по азимуту, град	70
по высоте, км	600
Число сопровождаемых трасс (целей).....	200
Среднее время наработки на отказ, ч	10 ³

Зенитный ракетный комплекс «Бук»

Зенитный ракетный комплекс средней дальности «Бук» предназначен для борьбы с летательными аппаратами и ракетами. Для обеспечения мобильности все части (модули) комплекса установлены на гусеничные самоходные шасси, оснащенные средствами радиосвязи, собственными системами электропитания, системами навигации и позиционирования и системами защиты экипажей.

Обычно в состав РЛК «Бук» входят следующие модули (самоходные установки):

– командный пункт (КП), связанный телекодowymi каналами связи; со всеми модулями комплексами с вышестоящими КП.

Аппаратура КП состоит из цифровой вычислительной системы, устройства хранения и отображения информации и систем (каналов) передачи данных. КП обеспечивает управление модулями комплекса и позволяет обрабатывать информацию о 75 целях и прокладывать 15 траекторий наиболее опасных целей;

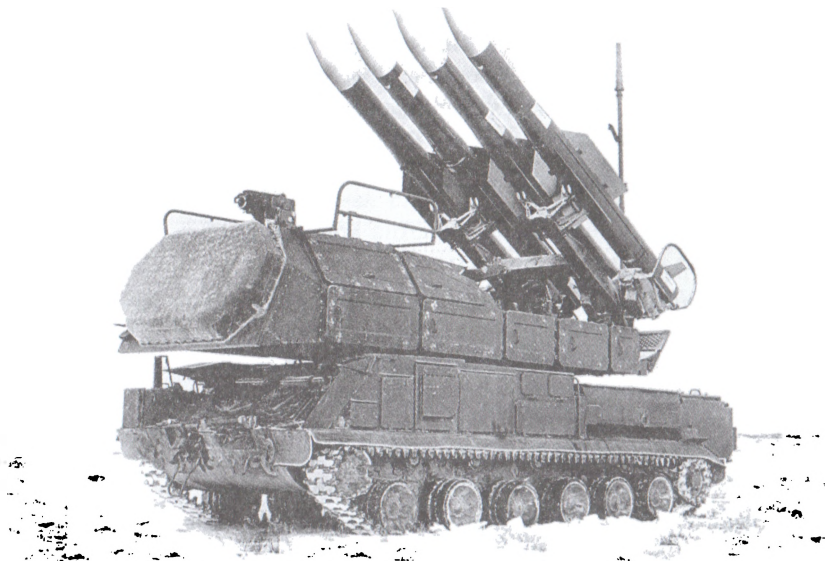


Рис. 17.4. Пусковая установка ЗРК БУК М1-2

– радиолокационная станция обнаружения целей во всей зоне обзора «Купол», которая осуществляет обзор заданной зоны обнаружения, опознавание государственной принадлежности целей и передает информацию об обстановке в зоне обзора на КП. РЛС «Купол» работает в сантиметровом диапазоне радиоволн и определяет три координаты целей:

по дальности	120 км
по азимуту	360°
по углу места	40°
по высоте	20 км

для чего волноводно-щелевая антенная решетка механически вращается по азимуту с электронным сканированием луча антенны по углу места;

– шесть пусковых (огневых) установок, на которых имеется РЛС обнаружения, сопровождения и подсвета цели и ракеты, радиолокационный запросчик, телевизионный оптический визир, пусковое устройство и четыре зенитные ракеты (ЗУР);

– шесть пускозаряжающих установок, которые осуществляют хранение, транспортировку и перезарядку ракет пусковых модулей;

– зенитные управляемые ракеты наводятся на цель, используя полуактивные радиолокационные головки и метод пропорционального наведения. На начальных участках наведения используется коррекция

траектории ракеты по данным РЛС наведения о траектории цели, которая передается на ракету в сигнале подсвета. Скорость ЗУР – 850 м/с. Радиовзрыватель подрывает боевой заряд при расстоянии до цели 17 м.

В составе РЛК имеются средства технического обеспечения.

Технические характеристики РЛК:

Зона поражения воздушной цели	
по дальности, км	3...35
по высоте, км	0,015...22
Вероятность поражения одной ЗУР:	
истребителя	0,8...0,95
вертолета	0,3...0,6
крылатой ракеты	0,25...0,6
Максимальная скорость цели, м/с.....	800

Трассовый радиолокационный комплекс системы управлением воздушным движением «Сопка-2»



Рис. 17.5. Радиолокационный комплекс «Сопка-2»

Управление воздушным движением осуществляется различными радиокомплексами на различных этапах полета самолета и в зависимости от места летательного аппарата на маршруте движения. При взлете и посадке ЛА это будет зона УВД аэропорта (аэродрома), при полете по траектории маршрута это будут трассы в зонах УВД различных центров управления. Поэтому центры УВД для эффективного автоматического или диспетчерского управления воздушным движением комплектуются различающимися радиосредствами, в том числе и радиолокационными.

Например, в зоне аэропорта, которая может включать в больших мегаполисах несколько аэродромов, обязательно используется аэродромный радиолокационный комплекс – АРЛК. Цен-

тры УВД контроля полета на трассах используют трассовые радиолокационные комплексы – ТРЛК. К числу используемых в настоящее время относится ТРЛК «Сопка-2».

[www.lemz.ru/sopka2/]

В состав этого комплекса входят первичный радиолокатор ПРЛ, вторичный радиолокатор ВРЛ и навигационный запросчик НРЗ. Конструктивно все составляющие радиоустройства установлены вместе с антеннами на вращающемся в горизонтальной плоскости основании на башне (рис. 17.5).

РЛК «Сопка-2» работает в десятисантиметровом диапазоне радиоволн. Первичная 3-координатная РЛС представляет собой твердотельное устройство с фазированной антенной решеткой (ФАР), совершающее обзор верхней полусферы. При этом сканирование по азимуту происходит путем механического поворота ФАР на 360° с постоянной скоростью, а по углу места электрически (частотное качание луча) в пределах 45° . Скорость обзора по азимуту равна 60 град/с.

Таким образом, ПРЛ производит обнаружение воздушных целей в зоне обзора, измерение трех координат (R, α, β) каждой цели. Твердотельный передатчик ПРЛ генерирует импульсный сигнал со средней мощностью 4 кВт.

Предусмотрено полное резервирование аппаратуры, которое производится автоматически по сигналам системы контроля.

Супергетеродинный четырехканальный приемник имеет коэффициент шума 3 дБ. Цифровая система обработки построена по многоканальной схеме на цифровых сигнальных процессорах и использует программируемые логические интегральные схемы. Имеются системы подавления пассивных помех с коэффициентом подавления 50 дБ и система автоматического контроля работоспособности.

Сопровождение траекторий летательных аппаратов осуществляется специальным процессором вторичной обработки сигналов ПРЛ и ВРЛ с отождествлением отметок целей и траекторий.

Возможно одновременное сопровождение траекторий движения 300 целей.

Дальность действия ПРЛ	$R_{\max} = 360 \text{ км}$
Точность измерения дальности	$\sigma_R = 50 \text{ м}$
Разрешающая способность	$\delta_R = 250 \text{ м}$
Пределы измерения по угловым координатам	$\alpha_{\max} = 360^\circ, \beta_{\max} = 45^\circ$
Точность измерения угловых координат	$\sigma_\alpha = 10 \text{ ум}, \sigma_\beta = 15 \text{ ум}$

В качестве вторичного радиолокатора используется моноимпульсный ВРЛ «Лира – ВМ», соответствующий требованиям международной и государственной систем опознавания. Режимы опознавания контролируются процессором вторичной обработки.

Антенное устройство построено на базе моноимпульсной ФАР.

Дальность действия ВРЛ	$R_{\max} = 450 \text{ км}$
Точность измерения дальности	$\sigma_R = 50 \text{ м}$
Разрешающая способность	$\delta_R = 100 \text{ м}$
Точность изменения угловых координат	$\sigma_a = 6 \text{ ум}$

Совместно с ПРЛ и ВРЛ в комплекс входит навигационный радиолокационный запросчик «Лира – АЗН». Запросчик АЗН соответствует нормам ИКАО и обеспечивает наблюдение за обстановкой в рабочей зоне и обмен данными с центрами УВД. Пропускная способность характеризуется количеством одновременно сопровождаемых ЛА и составляет не менее 400 ЛА.

Антенное устройство РЛК «Сопка-2» устанавливается на вышке (башне) на вращающемся основании. Антенны ПРЛ и антенны ВРЛ и НРЗ развернуты на угол 180° , т.е. поставлены «спина к спине» (см. рис. 17.5).

Заключение

Случаи рассеяния радиоволн объектами и нарушения радиосвязи при пересечении движущимися объектами трасс распространения сигналов наблюдались и были известны с момента изобретения радиосвязи. Однако разработка и развитие техники и устройств радиолокации произошло только в 1934–1935 гг. почти одновременно в нескольких странах.

С тех пор теория и техника радиолокации прошла длинный путь развития и раздвинула границы применения для решения оборонных и хозяйственных задач. Последовательно разрабатывались радиолокационные станции, затем радиолокационные системы и, наконец, радиолокационные комплексы [19]. Технический прогресс позволял использовать РЛС и РЛК для решения все более сложных научно – технических задач, что приводило к появлению новых «более полных» различных систем их классификации. Не вдаваясь в дискуссию о наиболее целесообразной классификационной системе приведем ряд примеров технического облика существующих РЛ систем и комплексов.

Заслуживает внимания интересное применение РЛ-систем в мирных целях, для дистанционного зондирования поверхности Земли в целях экологического мониторинга, геодезии, картографии и геологии летательных и космических аппаратов. Поскольку анализ радиолокационных изображений возможен только при высоком разрешении деталей земной поверхности, то для получения качественных изображений используются техника синтезирования апертуры (рис. 1).



Рис. 1. Аппаратура РЛС СА (а) и антенна РЛС СА (б)

На рис. 2 приведен пример кадра земной поверхности, полученный с помощью РЛС с синтезированной апертурой.



Рис. 2. Изображение гористой местности, полученное методом синтеза апертуры

Строители и геологи успешно эксплуатируют георадары для подповерхностного зондирования с целью обнаружения подземных пластов воды и нефти, электрических кабелей и трубопроводов (рис. 4).



Рис. 3. Георадар для подповерхностного зондирования

Широко применяются РЛС для управления воздушным движением (РЛС УВД) самолетов и вертолетов как на трассах полета, так и в зоне аэропортов (см. рис. 17.5). Похожие по облику и построению РЛС используют для противовоздушной (РЛС ПВО) и противоракетной обороны (РЛС ПРО). На рис. 4. показана фотография РЛС «Воронеж», системы предупреждения о ракетном нападении (СПРН), предназначенная для своевременного предупреждения об обнаружения баллистических ракет, а на рис. 5. РЛС ПРО «Дон» с ФАР для дальнего обнаружения боеголовок баллистических ракет, работающая в УВЧ-диапазоне радиоволн.

В гл. 2 рассмотрены ограничения дальности обнаружения целей, в том числе и за счет кривизны Земли. Увеличение дальности прямой видимости, особенно низколетящих целей, возможно при подъеме РЛС летательным аппаратом на значительную высоту (до 10 км), для чего разработаны и используются дальние радиолокационные комплексы обнаружения (ДРЛК). На рис.17.2. показан российский комплекс даль-

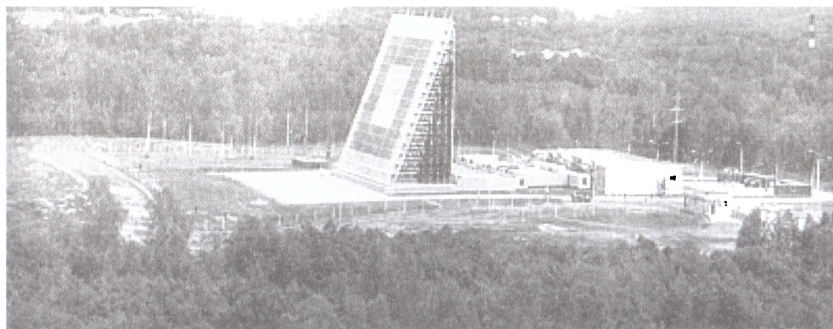


Рис. 4. РЛС «Воронеж», системы предупреждения о ракетном нападении (СПРН)

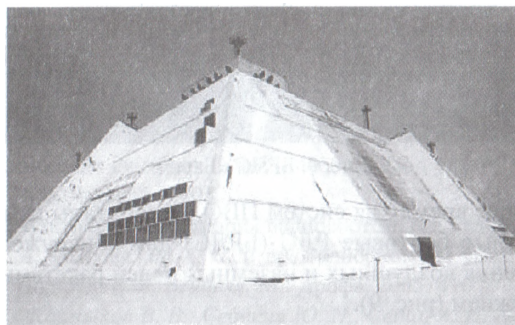


Рис. 5. Радиолокационная станция ПРО «Дон» для дальнего обнаружения баллистических ракет

ного радиолокационного обнаружения А-50, аналогичный американскому комплексу AWACS.

В настоящее время системы ПВО оснащаются зенитно-ракетными комплексами (ЗРК), которые имеют в своем составе как радиолокатор обнаружения (рис. 7), так и радиолокатор наведения (рис. 17.4).

Большие усилия были затрачены при разработке и создании радиолокаторов декаметрового диапазона для сверхдальнего (загоризонтного) обнаружения морских и воздушных целей с использованием многократного скачкообразного отражения сигнала от ионосферы и Земли (рис. 8).

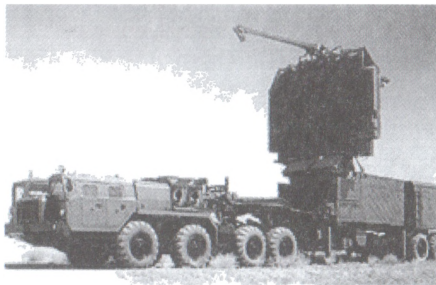
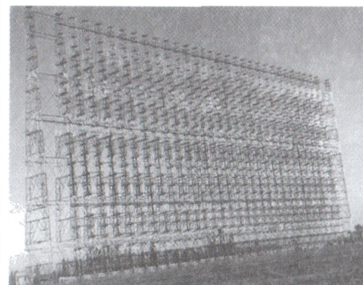


Рис. 7. РЛС ПВО ЗРК «С-300-ПМУ»



**Рис. 8. Вид антенны
загоризонтной РЛС**

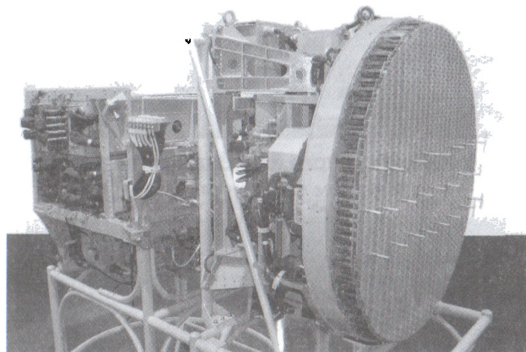


Рис. 9. БРЛС «Барс»

В настоящее время для систем ПВО разработаны самолетные многофункциональные бортовые РЛС (БРЛС) для обнаружения, прицеливания и поражения воздушных и наземных целей ракетами и стрелково-пушечным оружием (рис. 9).

Подводя итог краткому очерку современных радиолокационных систем, отметим, что в наши дни нет ни одной отрасли науки, техники и технологии, в которой бы РЛС не внесли существенного вклада. Высокие технологии в биологии и медицине, управлении и распознавании в оборонной и мирной технике, геодезии и картографии, астрономии и аэрокосмической технике, метеорологии и др. невозможны без использования радиолокационных систем и комплексов.

Литература

1. *Бакулев П.А.* Радиолокационные системы: Учебник для вузов. М.: Радиотехника. 2007. 375 с.
2. *Сергиенко А. Б.* Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. СПб.: Питер. 2005. 604 с.
3. *Гришин Ю. П., Кутузов В. Б., Казаринов Ю. М.* и др. Радиотехнические системы. Учеб. для вузов / под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Академия. 2008. 590 с.
4. *Черняк В. С.* Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь. 1993. 416 с.
5. *Ширман Я. Д.* и др. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: Справочник / под ред. Я. Д. Ширмана. М.: ЗАО «Маквис». 1998. 828 с.
6. *Трухачев А. А.* Радиолокационные сигналы и их применение. М.: Воениздат. 2005. 320 с.
7. *Кузьмин С. З.* Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: Издательство ВЦ. 2000. 428 с.
8. *Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю.* Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учеб. пособие для вузов / Под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника. 2005. 368 с.
9. *Васин В. А., Власов И. Б., Егоров Ю. М.* и др. Информационные технологии в радиотехнических системах. Учеб. пособие / Под ред. И. Б. Федорова. М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана. 2003.
10. *Перов А. И.* Статистическая теория радиосистем. М.: Радиотехника. 2003.
11. *Вейцель В. А., Волковский А. С.* и др. Радиосистемы управления: Учебник для вузов / Под ред. В. А. Вейцеля. М.: Дрофа. 2005. 416 с.
12. *Васин В. А., Калмыков В. В., Себекин Ю. Н., Сенин А. И., Федоров И. Б.* Радиосистемы передачи информации: Учеб. пособие для вузов / Под ред. И. Б. Федорова и В. В. Калмыкова. М.: Горячая линия–Телеком. 2005. 472 с.
13. *Barton D. K.* Radar System Analysis and Modeling (Electronic Edition). Бостон – Лондон: Barton Artech House, INC. 685 Canton Street Norwood, MA 02062.
14. *Bar-Shalom, Fortman T. E.* Tracking and Data Association. Academic Press, Inc. 1988.
15. *Лихарев В. А.* Проектирование радиолокационных систем с цифровой обработкой информации. М.: МАИ. 1968.
16. *Бакулев П. А., Сосновский А. А., Волкова Г. А.* и др. Задачник по курсу «Радиолокационные системы»: Учеб. пособие для вузов / под ред. П. А. Бакулева и А. А. Сосновского. М.: Радиотехника. 2007. 208 с.
17. *Бакулев П. А., Сосновский А. А.* Лабораторный практикум по курсу «Радиолокационные системы»: Учебное пособие для вузов / А.В. Бруханский, Г.А. Волкова и др. М.: Радиотехника. 2007. 160 с.

18. *Куриянов А. И., Сахаров А. В.* Радиоэлектронные системы в информационном конфликте. М.: Вузовская книга. 2003. 527 с.
19. Радиоэлектронные комплексы навигации, прицеливания и управления вооружения летательных аппаратов. Т.1 и 2. Теоретические основы / Под ред. *М.С. Ярлыкова*. 2012.
20. История отечественной радиолокации. М.: ИД «Столичная энциклопедия». 2011. 768 с.

Приложение

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Принцип действия переключателей прием-передача (ППП)

Переключатели прием-передача (ППП) применяют для переключения антенны с выхода передатчика в режиме излучения мощных радиоимпульсов ко входу приемника в режиме приема слабых отраженных сигналов. ППП также предохраняют входные цепи приемника от мощных импульсов передатчика.

В качестве примера на рис. П1.1 показана схема ППП на двухпроводной фидерной линии с включенными в нее газовыми разрядниками. Принцип действия переключателя состоит в том, что разрядник защиты приемника (РЗП) пробивается во время работы, а так как расстояние него до точки присоединения антенного фидера передатчика равно $\lambda/4$, то сопротивление этого отрезка линии велико и происходит надежная защита входных цепей приемника. Разрядник блокировки передатчика (РБП) также пробивается во время работы передатчика, но благодаря включению в ответвление от передающего фидера на расстоянии $\lambda/4$ он не оказывает влияние на прохождение мощности в антенну при работе на передачу.

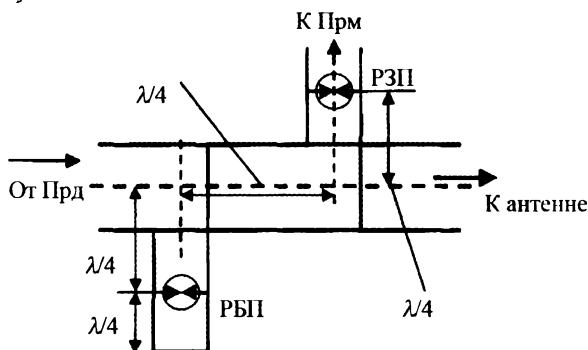


Рис. П1.1. Схема переключателя прием-передача

Во время приема сигналов разрядники РЗП и РБП разомкнуты. Ответвление передающего фидера, в котором находится разрядник РБП, имеет общую длину $\lambda/2$ и поэтому в точке присоединения к передающему фидеру имеет очень малое сопротивление — короткое замыкание. Так как эта точка находится на расстоянии $\lambda/4$ от места подключения фидера к антенне, то вся мощность принятого антенной сигнала проходит в фидер, ведущий к приемнику. Технически осуществляют переключение с передачи на прием с помощью щелевых мостов, как это иллюстрируется на рис. П1.2.

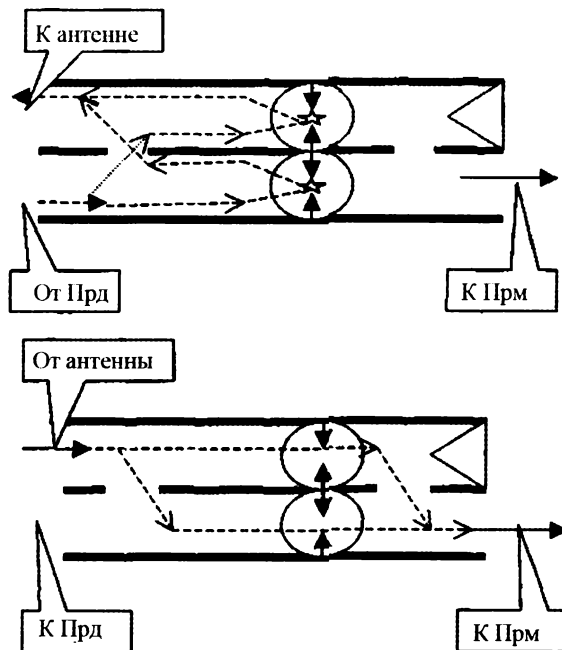


Рис. П1.2. Схема переключателя прием–передача на щелевых мостах при работе на передачу и прием

Практические схемы переключения антенны с помощью ППП могут быть различными в зависимости от длины волны сигнала и типа фидера. В диапазоне сантиметровых волн они реализуются на волноводах и газонаполненных разрядниках.

В ППП применяют газонаполненные разрядники, конструктивно представляющие собой стеклянный баллон с электродами вставленными в объемный резонатор или в секцию волновода с окнами – диафрагмами, закрытыми стеклами. Обычно разрядники наполнены смесью водорода с аргоном под давлением в несколько миллиметров ртутного столба. Для ускорения пробоя в разрядник добавляется электрод поджига и на него подается постоянное напряжение. Уменьшение времени восстановления разрядника (времени деионизации) достигается добавлением в баллон паров воды под давлением в 10 мм рт. ст.

На рис. П1.3 показано использование циркулятора или кольцевого моста для построения ППП.

Принцип действия ППП основан на подборе длины отрезков волновода между плечами 1, 2, 3 и 4 величиною $[(2n - 1)/4]\lambda$. Например, при общей длине кольца $(3/2)\lambda$ между плечами 1 и 2 расстояние равно $(1/4)\lambda$, между плечами 2 и 3 – $(1/4)\lambda$ и между плечами 3 и 4 тоже $(1/4)\lambda$. Таким образом, и по часовой и против часовой стрелке расстояние между плечами 1 и 4 равно $(3/4)\lambda$. Передатчик направляет зондирующий импульс в плечо 1, который распространяется по

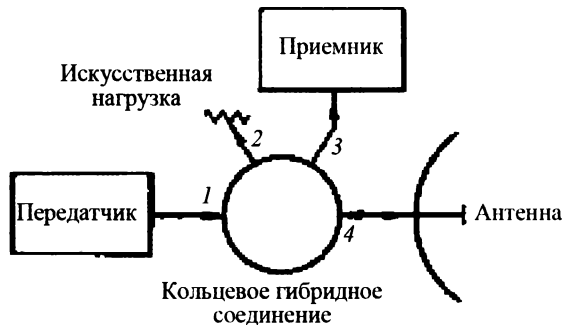


Рис. П1.3. Переключатель прием–передача на волноводном циркуляторе

и против часовой стрелке с уменьшенной в два раза мощностью. В плечах 2 и 4 приходит одинаковая мощность. Если нагрузка в этих плечах согласована с сопротивлением волновода, то отражения отсутствуют и сигнал, уменьшенный по мощности в два раза, излучается антенной. При этом, так как расстояние от точки 1 до точки 3 по часовой стрелке равно $\lambda/2$, а против часовой стрелке λ , то возникает разность хода величиной $\lambda/2$ и поэтому в плечо 3 сигнал передатчика не попадает. Такие ППП вносят потери 6 дБ, обеспечивают развязку до 30 дБ, но чувствительны к изменению частоты сигнала и степени несогласованности нагрузки в плече 2 и антенны в плече 4. В РЛС большой мощности в плечо 3 дополнительно ставят для надежной защиты приемника РЗП.

В результате неидеальной работы ППП часть зондирующего сигнала просачивается на вход приемника (Прм).

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Таблица частот РЛС

Обозначение диапазона (литеры)	Занимаемые частоты, ГГц	Частота радиолокации США, ГГц	Частота радиолокации РФ, ГГц
	0–0,003	отсутствуют	0,001625–0,001635;
HF	0,003–0,03	отсутствуют	0,0018–0,00181;
VHF	0,03–0,3	0,138–0,144; 0,216–225	0,00216–0,00217; 0,43–0,44; 0,44–0,45;
UHF	0,3–1	0,42–0,45; 0,89–0,942	1,215–1,260
L	1–2	1,215–1,4	1,26–1,3; 1,3–1,4
S	2–4	2,3–2,5; 2,7–3,7	2,3–2,45; 2,45–2,483; 2,453–2,5; 2,1–2,7
C	4–8	5,25–5,925	5,25–5,65; 5,65–5,67; 5,725–5,83; 6,425–7,075; 7,75–7,9

X	8–12	8,5–10,68	8,4–8,5; 8,5–8,75; 8,85–9; 9,2–9,3; 9,3–9,5; 9,5–10; 10–10,5; 10,5–10,7
K _U	12–18	13,4–14; 15,7–17,7	13,4–13,75; 13,75–14; 14,4–14,5; 15,7–16,6
K	18–27	24,05–24,25	24,05–24,25
K _A	27–40	33,4–36	33,4–34,2; 34,2–34,7; 34,7–35,2; 35,2–36
V	40–75	59–64	
W	75–110	76–81; 92–100	76,81; 92,95
mm	110–300	126–142; 144–149; 231–235; 238–248	126–134; 149–150;
mm	300–400		241–248

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Обнаружение детерминированного сигнала на фоне коррелированной аддитивной гауссовой помехи

Будем считать, что случайный гауссов процесс $y(t)$ с нулевым средним значением и корреляционной функцией $R_n(\tau)$ рассматривается в интервале $0 < t < T_{\text{набл}}$. При дискретном времени $t_k = k\Delta t$, где $k = 1, 2, 3, \dots, n$, известна корреляционная матрица помехи $\mathbf{R}_n(j - k | t) = \mathbf{R}_{jk}$, симметричная с ненулевым определителем, и обратная ей корреляционная матрица $\mathbf{R}_{jk}^{-1} = \mathbf{Q}_{jk}$. Причем алгоритм обращения корреляционной матрицы

$$\sum_{i=1}^n \mathbf{R}_{ji} \mathbf{Q}_{ik} = \delta_{jk},$$

где δ_{jk} – символ Кронекера, который равен 1 при $j = k$ или 0 при $j \neq k$.

Пусть последовательность выборочных значений $\{y(t_1), y(t_2), y(t_3), \dots, y(t_n)\} = \{y_1, y_2, y_3, \dots, y_n\}$ образует вектор $\mathbf{y}_1^n = \mathbf{Y}$. Совместные плотности распределения вероятностей выборочных значений можно представить в виде

$$w(\mathbf{Y} / 0) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n \text{Det} \|\mathbf{R}_n\|}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_j^n \sum_k^n \mathbf{Q}_{jk} y(t_j) y(t_k) \right\},$$

$$w(\mathbf{Y} / 1) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n \text{Det} \|\mathbf{R}_n\|}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_j^n \sum_k^n \mathbf{Q}_{jk} [y(t_j) - \mathbf{u}(t_j)] [y(t_k) - \mathbf{u}(t_k)] \right\}.$$

Найдем отношение правдоподобия

$$\Lambda(\mathbf{Y}) = \frac{w(\mathbf{y} / 1)}{w(\mathbf{y} / 0)} = \exp \left\{ \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \mathbf{Q}_{jk} y(t_j) \mathbf{u}(t_k) - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \mathbf{Q}_{jk} \mathbf{u}(t_j) \mathbf{u}(t_k) \right\} \frac{w(y_1 / 1)}{w(y_0 / 0)}$$

и перейдем к его логарифму для сравнения с порогом решения

$$\ln \Lambda(Y) = \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n Q_{jk} y(t_j) u(t_k) - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n Q_{jk} u(t_j) u(t_k) + \ln \frac{w(y_1 / \Theta = 1)}{w(y_0 / \Theta = 0)} \geq \ln T.$$

Объединяя слагаемые этого выражения, не зависящие от Y , в пороговое напряжение $u_{\text{пор}}$, получаем алгоритм

$$\sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n Q_{jk} y(t_j) u(t_k) \geq U_{\text{пор}}. \quad (\text{ПЗ.1})$$

Если обозначить $W_j = \sum_{k=1}^n Q_{jk} u(t_k)$, отождествляя W_i с весовыми коэффициентами фильтра, то алгоритм обнаружения становится более понятным:

$$\sum_{j=1}^n W_j y(t_j) \geq U_{\text{пор}}.$$

Перейдем к непрерывному времени: $\Delta t \rightarrow 0$, $n \rightarrow \infty$, $\Delta t \rightarrow dt$, тогда плотности распределения вероятностей переходят в гауссовы функционалы:

$$W(Y/\theta) \rightarrow F(Y/\theta).$$

Для $\theta = 0$ и $\theta = 1$ эти функционалы выглядят следующим образом:

$$F(Y/\theta = 0) = k_0 \exp \left\{ -\frac{1}{2} \int_0^{T_{\text{набл}}} \int_0^{T_{\text{набл}}} Q(t_1, t_2) y(t_1) y(t_2) dt_1 dt_2 \right\},$$

$$F(Y/\theta = 1) = k_0 \exp \left\{ -\frac{1}{2} \int_0^{T_{\text{набл}}} \int_0^{T_{\text{набл}}} Q(t_1, t_2) [y(t_1) - u(t_1)] [y(t_2) - u(t_2)] dt_1 dt_2 \right\}.$$

Уравнение обращения корреляционной матрицы становится интегральным:

$$\int_0^{T_{\text{набл}}} R(t_1, t) Q(t, t_2) dt = \delta(t_1 - t_2),$$

при этом отношение правдоподобия имеет вид

$$\begin{aligned} \Lambda &= \frac{F(Y/1)}{F(Y/0)} = \\ &= \exp \left\{ \int_0^{T_{\text{набл}}} \int_0^{T_{\text{набл}}} Q(t_1, t_2) y(t_1) u(t_2) dt_1 dt_2 - \frac{1}{2} \int_0^{T_{\text{набл}}} \int_0^{T_{\text{набл}}} Q(t_1, t_2) u(t_1) u(t_2) dt_1 dt_2 \right\}. \end{aligned}$$

Введем весовой коэффициент фильтра обработки

$$W(t_1) = \int_0^{T_{\text{набл}}} Q(t_1, t_2) u(t_2) dt_2$$

и получим алгоритм обнаружения

$$\int_0^{T_{\text{набл}}} W(t) y(t) dt \geq U_{\text{пор}}.$$

Перейдем в частную область, для чего применим преобразование Фурье к левой и правой частям уравнения фильтра обработки:

$$W(t_0 - t_1) = \int_0^{T_{\text{набл}}} Q(t_1, t_2) u(t_0 - t_2) dt_2.$$

С использованием интеграла свертки получаем

$$\int_{-\infty}^{\infty} W(t) \exp\{-j\omega t\} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_0^{T_{\text{набл}}} Q(t_1, t_2) u(t_0 - t_2) dt_2 \right] \exp\{-j\omega t\} dt = k(j\omega),$$

полагая $t_0 - t_2 = t$ по теореме о спектре свертки, имеем

$$\begin{aligned} & \int_0^{T_{\text{набл}}} \left[\int_0^{T_{\text{набл}}} Q(t_1, t_2) u(t_0 - t_2) dt_2 \right] \exp\{-j\omega t\} dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} Q(t_1, t_2) \exp\{-j\omega t\} dt_2 \times \\ & \times \int_{-\infty}^{\infty} u(t_0 - t_2) \exp\{-j\omega t_2\} dt_2 = \\ &= P(j\omega) \exp\{-j\omega t_0\} S^*(j\omega), \end{aligned} \quad (\text{П3.2})$$

$$\text{где } S^*(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \exp\{j\omega t\} dt.$$

Таким образом, $k(j\omega) = P(j\omega) S^*(j\omega) \exp\{-j\omega t_0\}$.

Вычисляя интеграл Фурье от уравнения обращения корреляционной матрицы, находим

$$P(j\omega) G(j\omega) = \text{const},$$

$$\text{где } P(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} Q(t_1, t_2) \exp\{-j\omega t_2\} dt_2;$$

$$G(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(t_1, t_2) \exp\{-j\omega t_2\} dt_2. \quad (\text{П3.3})$$

Если решить уравнения (П3.2) и (П3.3) совместно и исключить $P(j\omega)$, приходим к уравнению коэффициента передачи оптимального фильтра (устройства):

$$\begin{aligned} k_{\text{опт}}(j\omega) &= \frac{k S^*(j\omega) \exp\{-j\omega t_0\}}{G(j\omega)} = \\ &= k \exp\{j\omega t_0\} \frac{S^*(j\omega)}{N_c} \frac{1}{\left[1 + \frac{G_n(j\omega)}{N_0} \right]}. \end{aligned} \quad (\text{П3.4})$$

Таблица П4.1. Алгоритмы для расчета разрешающей способности различных зондирующих сигналов

Сигнал	Соотношения для $\delta\tau$ и δR	Соотношения для δf и δV_r
Прямоугольный радиоимпульс	$\delta\tau = \frac{1,2}{\Delta f_c} = \tau_n$ $\delta R = \frac{c\tau_n}{2}$	$\delta f = \frac{1}{\tau_n}$ $\delta V_r = \frac{\lambda}{2\tau_n}$
Колоколообразный радиоимпульс	$\delta\tau = 1,33\tau_n$ $\delta R = 0,66c\tau_n$	$\delta f = \frac{1,33}{\tau_n}$ $\delta V_r = \frac{0,66\lambda}{\tau_n}$
Пачка прямоугольных радиоимпульсов	$\delta\tau = \frac{1,2}{\Delta f_c}$ $\delta R = \frac{c\tau_n}{2}$	$\delta f = \frac{1,2}{\tau_n} = \frac{1,2}{nT_n}$ $\delta V_r = \frac{0,6\lambda}{nT_n}$
Прямоугольный радиоимпульс с ЛЧМ	$\delta\tau = \frac{1,2}{\Delta f} = 1,2\tau_{сж}$ $\delta R = \frac{0,6c}{\Delta f} = 0,6c\tau_{сж}$	$\delta f = \frac{1,2}{\tau_n}$ $\delta V_r = \frac{0,6\lambda}{\tau_n}$
Колоколообразной радиоимпульс с ЛЧМ	$\delta\tau = \frac{1}{\Delta f} = \tau_{сж}$ $\delta R = \frac{c}{2\Delta f} = \frac{c\tau_{сж}}{2}$	$\delta f = \frac{1,33}{\tau_n}$ $\delta V_r = \frac{0,66\lambda}{\tau_n}$
Прямоугольный радиоимпульс с ФКМ	$\delta\tau = \tau_k$ $\delta R = \frac{c\tau_k}{2}$	$\delta f = \frac{1,2}{\tau_n}$ $\delta V_r = \frac{0,6\lambda}{\tau_n}$

При описании зондирующего сигнала обычно используют комплексную форму или аналитический сигнал (см. табл. П4.1).

Аналитический сигнал задается действительной и мнимой частями, связанными преобразованием Гильберта:

$$U(t) = u_1(t) + ju_2(t),$$

где

$$u_1(t) = -\pi \int_{-\infty}^{\infty} (t-\tau)u_2(\tau)d\tau, \text{ а } u_2(t) = \pi^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} (t-\tau)u_1(\tau)d\tau.$$

Спектральная плотность сигнала равна

$$S(j\omega) = \begin{cases} 2S_1(j\omega) & \text{при } \omega > 0, \\ S_1(j\omega) & \text{при } \omega = 0, \\ 0 & \text{при } \omega < 0, \end{cases}$$

где $S_1(j\omega)$ – спектральная плотность сигнала $u_1(t)$.

Узкополосные сигналы, обычно используемые в радиолокационных приложениях, можно представить в виде

$$u(t) = U_{m0}(t) \exp\{j(\omega_0 t + \varphi(t))\} = U_m(t) \exp\{j\omega_0 t\},$$

где $U_m(t) = U_{m0}(t) \exp\{j\varphi(t)\}$ – комплексная модулирующая функция, или комплексная огибающая сигнала, которая описывается как $U_m(t) = U_{mx}(t) + jU_{my}(t)$.

При узкополосном сигнале $U_m(t)$ меняется медленно по сравнению с $\exp\{j\omega_0 t\}$. В частотной области спектральные плотности составляющих $u_1(t)$ и $u_2(t)$ имеют вид

$$S_1(j\omega) = 0,5(S_m(j\omega - j\omega_0) + jS_m(-j\omega - j\omega_0)),$$

$$S_2(j\omega) = 0,5(S_m(j\omega - j\omega_0) - jS_m(-j\omega - j\omega_0)),$$

где $S_m(j\omega)$ – спектральная плотность модулирующей функции сигнала $U_m(t)$.

Поэтому спектральная плотность комплексного сигнала $u(t)$

$$S(j\omega) = S_1(j\omega) + jS_2(j\omega) = S_m(j\omega - j\omega_0) = 2\operatorname{Re}[S_1(j\omega)].$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

Краткие теоретические сведения об особенностях радиотеплового излучения и температурном контрасте

При отличии температуры объекта от 0 К часть энергии излучается в диапазоне радиоволн. Интенсивность излучения задается формулой Планка:

$$J_f = 2c^{-1} \varepsilon h f^3 [\exp\{hf / k T_r^\circ\} - 1]^{-1}, \quad (\text{П5.1})$$

где $h = 6,26 \cdot 10^{-34}$ Вт·с² – постоянная Планка; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт·Гц⁻¹·град⁻¹ – постоянная Больцмана; f – частота Гц; ε – степень черноты тела или излучательная способность.

Максимум излучения приходится на длину волны λ_m , значение которой в микрометрах определяется из соотношения Вина: $\lambda_m = 3 \cdot 10^3 / T_r^\circ$. В диапазоне миллиметровых и сантиметровых волн справедливо неравенство $hf \gg k T_r^\circ$, поэтому экспоненту в знаменателе (П5.1) можно разложить в степенной ряд и ограничиться двумя членами разложения, тогда (П5.1) перейдет в соотношение вида

$$J_f \approx 2 \varepsilon k T_r^\circ \lambda^{-2}. \quad (\text{П5.2})$$

Зависимость (П5.1), показанная на рис. П5.1 штриховой линией, определяет интенсивность радиотеплового излучения и носит название формулы Ре-

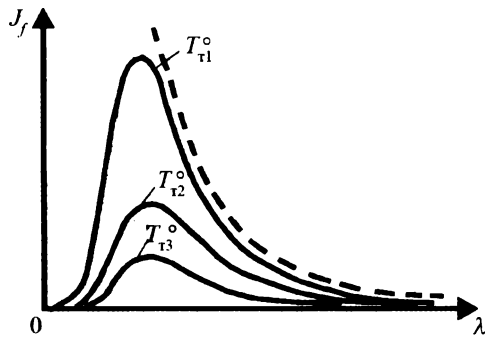


Рис. П5.1. Зависимость $J_f(\lambda)$, построенная по формулам (П5.1) и (П5.2)

ля–Джинса. Формально она позволяет при расчетах пользоваться не интенсивностью (яркостью) излучения, а температурой объекта T_T° .

С учетом степени черноты поверхности объекта вводят яркостную температуру $T^{\circ} = \varepsilon T_T^{\circ}$. Полное излучение тела складывается из двух компонентов: собственного радиоизлучения и переизлученных объектом радиоволн, попадающих на него извне. Для непрозрачных предметов излучательная способность ε и коэффициент отражения $K_{отр}$ связаны соотношением $\varepsilon + K_{отр} = 1$, поэтому эффективная яркостная температура $T_{эф}^{\circ} = \varepsilon T_T^{\circ} + K_{отр} T_B^{\circ}$, где T_B° – температура внешнего облучения. При отсутствии внешнего облучения тела $T_B^{\circ} = 0$, поэтому $T_{эф}^{\circ} = \varepsilon T_T^{\circ} = T_0^{\circ}$. При одинаковой термодинамической температуре объектов их излучения различаются из-за разной излучательной способности ε , и обнаружение объектов возможно по контрасту излучений или яркостных температур $\Delta T^{\circ} = T_1^{\circ} - T_2^{\circ} = (\varepsilon_1 - \varepsilon_2) T_T^{\circ}$. Если объект точечный, т.е. угловой размер источника излучения $\Phi_{\text{и}}$ меньше ширины диаграммы $\Phi_{\text{а}}$ антенны ПРЛС, а $T^{\circ}(\alpha, \beta)$ – распределение эффективной температуры по углам α и β , то температура антенны, согласованной с нагрузкой,

$$T_a^{\circ} = \Phi_a^{-1} \iint_{\alpha \beta} T^{\circ}(\alpha, \beta) f(\alpha, \beta) d\alpha d\beta \approx T^{\circ} \Phi_{\text{и}} \Phi_a^{-1} = T^{\circ} K_{\text{л}},$$

где $f(\alpha, \beta)$ – ДНА; $K_{\text{л}}$ – коэффициент заполнения луча.

Для распределенных источников радиоизлучения $K_{\text{л}} = 1$ и $T_a^{\circ} = T^{\circ}$. В этом случае необходимо учесть использование площади антенны (КПД антенны) $K_{\text{а}}$, КПД фидерного тракта η и собственные шумы антенно-фидерного тракта $T_a^{\circ} = T^{\circ} K_{\text{а}} \eta + T_0^{\circ} (1 - \eta)$, где T_0° – температура окружающей среды. Кроме того, следует добавить составляющую T_0° , соответствующую излучению, принятому по боковым лепесткам антенны $T_0^{\circ} = (1 - K_{\text{а}}) \eta$. Следовательно,

$$T_a^\circ = T^\circ K_a \eta + T_0^\circ (1 - K_a) \eta + T_0^\circ (1 - \eta).$$

Протяженные цели на границе раздела имеют контраст эквивалентных антенных температур, равный $\Delta T_a^\circ = \eta K_a \Delta T^\circ$. Для расчета контраста температуры точечных целей следует знать коэффициент заполнения луча антенны K_λ , поэтому $\Delta T_a^\circ = K_\lambda \eta K_a \Delta T^\circ$.

Радиотепловой сигнал, принятый антенной, представляет собой шум, обозначаемый далее u , а дисперсии помехи и сигнала σ_n^2 и σ_c^2 пропорциональны полной температуре T_n° , учитывающей как температуру антенны T_a° , так и эквивалентную температуру $T_{\text{прм}}^\circ$ собственных шумов приемника; $T_n^\circ = T_a^\circ + T_{\text{прм}}^\circ$. Это выражение можно привести к обычному, введя коэффициент шума $k_{\text{ш}}$ приемника: $T_n^\circ = T_a^\circ (1 + T_{\text{прм}}^\circ / T_a^\circ) = k_{\text{ш}} T_a^\circ$. Когда входная реализация задается n выборочными значениями, то плотности распределения вероятностей радиотеплового шума (сигнала) с шумом приемника и одного шума приемника представляют собой n -мерные гауссовские распределения вероятностей, отличающиеся лишь дисперсиями:

$$\omega_n(u_1 \dots u_n) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \right)^n \exp \left[-\frac{\sum_{i=1}^n u_i^2}{2\sigma_n^2} \right];$$

$$\omega_{\text{сп}}(u_1 \dots u_n) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_n^2 + \sigma_c^2)}} \right)^n \exp \left[-\frac{\sum_{i=1}^n u_i^2}{2(\sigma_n^2 + \sigma_c^2)} \right].$$

Следовательно, отношение правдоподобия

$$\Lambda = \frac{\omega_{\text{сп}}(u_1 \dots u_n)}{\omega_n(u_1 \dots u_n)} = \left[\frac{\sigma_n}{\sqrt{\sigma_n^2 + \sigma_c^2}} \right]^n \exp \left[-\frac{\sigma_n^2 \sum_{i=1}^n u_i^2}{\sigma_n^2 [\sigma_n^2 + \sigma_c^2]} \right].$$

Отсюда следует, что решение о наличии сигнала можно принимать, сравнивая с порогом накопленное значение его мощности:

$$Z = K \sum_{i=1}^n u_i^2 \approx K \int_0^{T_n} u^2(t) dt \underset{?}{\geq} U_{\text{пор}}, \quad (\text{П5.3})$$

где $U_{\text{пор}}$ – пороговое напряжение, K – масштабный коэффициент.

Оптимальный обнаружитель радиотеплового сигнала (рис. П5.2) состоит из линейного тракта приемника ЛТП (УРЧ, преобразователь частоты, УПЧ), квадратичного детектора КвД, накопителя Σ и порогового устройства ПУ. Приемные устройства, используемые для обнаружения радиотепловых сигналов, называются радиометрическими. Чувствительность таких приемников при обнаружении теплового контраста двух объектов по выходному эффекту ЛТП $\Delta Z = Z_1 - Z_2$, который представляет собой случайную величину, имеющую при больших значениях n или T_n (время накопления) гауссовский закон распределения вероятностей, определяется статистиками помех и сигнала, а также структурой приемника.

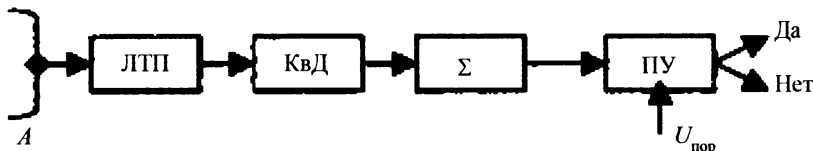


Рис. П5.2. Схема оптимального обнаружителя радиотеплового сигнала

Выражение для плотности вероятностей величин Z_1 (или Z_2) имеет вид

$$w(Z) = \frac{1}{\sigma_{Z_{1,2}} \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(Z_{1,2} - \bar{Z}_{1,2})^2}{2\sigma_{Z_{1,2}}^2} \right],$$

где $\bar{Z}_1$ (или $\bar{Z}_2$) – среднее значение; $\sigma_{Z_1}^2$, $\sigma_{Z_2}^2$ – дисперсия случайных величин $Z_1(Z_2)$, действующих на входе радиометрического приемника. Вероятность правильного обнаружения отличия $\Delta Z = \bar{Z}_1 - \bar{Z}_2$ и вероятность ложной тревоги при обнаружении ΔZ определяется по формулам

$$D = P(\Delta Z > U_{\text{пор}}) = \Phi \left[\frac{(\bar{Z}_1 - U_{\text{пор}})}{\sigma_{Z_1}} \right], \quad F = P(z_2 > U_{\text{пор}}) = \Phi \left[\frac{(\bar{Z}_2 - U_{\text{пор}})}{\sigma_{Z_2}} \right],$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt$.

Полагая $U_{\text{пор}} = Z_2$, получаем алгоритм обнаружения контраста $\Delta Z \geq 0$, где ΔZ имеет гауссовское распределение вероятностей с параметрами Δz и $\sigma_{Z_1}^2$ при наличии источника излучения и 0 и $\sigma_{Z_2}^2$ при его отсутствии.

После детектора распределение шумов становится экспоненциальным со средними значениями $\bar{Z}_1 = K_d \sigma_1^2$ и $\bar{Z}_2 = K_d \sigma_2^2$ и дисперсиями $\sigma_{Z_1}^2 = K_d^2 \sigma_1^4$ и $\sigma_{Z_2}^2 = K_d^2 \sigma_2^4$.

Накопитель обнаружителя суммирует выбросы видеошумов. Как известно, длительность выброса, $\tau_b \approx \tau_{\text{кор}} = (\Delta f_{\text{упч}})^{-1}$, а время накопления определяется полосой пропускания интегратора $\Delta F_{\text{и}}$, т.е. $T_n \approx \Delta F_{\text{и}}^{-1}$. Поэтому число накопленных выбросов шумов $n = T_{\text{нрб}} = \Delta f_{\text{упч}} \Delta F_{\text{и}}^{-1}$. При постоянстве $\Delta f_{\text{упч}}$ и $\Delta F_{\text{и}}$ среднее значение случайных величин Z_1 и Z_2 , отнесенное к времени накопления, или к числу накопленных выбросов n , остается неизменным:

$$\bar{Z}_1 = n^{-1} \sum_{i=1}^n Z_{1i} = K_d \sigma_1^2 \quad \text{или} \quad \bar{Z}_2 = n^{-1} \sum_{i=1}^n Z_{2i} = K_d \sigma_2^2,$$

а дисперсии $\sigma_{Z_1}^2 = 2n^{-1} K_d^2 \sigma_1^4$ и $\sigma_{Z_2}^2 = 2n^{-1} K_d^2 \sigma_2^4$ убывают с увеличением n . Следовательно, с ростом интервала накопления разброс шумов относительно среднего значения уменьшается, а контраст увеличивается.

Поскольку $\sigma^2 = T_n^o$,

$$\Phi\left(\frac{\bar{z}_1 - U_{\text{пор}}}{z_1}\right) = \Phi\left[\frac{\sqrt{n} \sigma_1^2 - \frac{U_{\text{пор}}}{K_d}}{\sigma_1^2}\right] = \Phi\left[\frac{\sqrt{n} T_{n1}^o - \frac{U_{\text{пор}}}{K_d}}{T_{n1}^o}\right] = \Phi\left[\frac{\sqrt{n} \left[1 - \frac{U_{\text{пор}}}{K_d T_{n1}^o}\right]}{1}\right].$$

Обозначая $T_{n1}^o = T_{n2}^o = T_n^o$ и $T_{n1}^o - U_{\text{пор}}/K_d = T_{a\text{пор}}^o$, получаем

$$D = P\{\bar{\Delta z} > U_{\text{пор}}\} = \Phi\left\{\frac{1}{2} \left[\frac{\Delta T_{a\text{пор}}^o}{T_n^o} \right] \left(\sqrt{\frac{\Delta f_{\text{упч}}}{\Delta F_n}} \right)\right\}.$$

Если при вероятности ложной тревоги F вероятность правильного обнаружения температурного контраста $P_{\Delta z} = D$, то пороговый контраст

$$\Delta T_{a\text{пор}}^o = 2T_n^o \Phi^{-1}(D) \sqrt{\frac{\Delta F_n}{\Delta f_{\text{упч}}}},$$

где $\Phi^{-1}(x)$ – аргумент функции $\Phi^{-1}(x) = x$.

Таким образом, цель с температурным контрастом ΔT_a^o относительно обнаруживающей ее среды обнаруживается, если $\Delta T_a^o > \Delta T_{a\text{пор}}^o$, и, следовательно, яркостной контраст обнаруживается, если

$$\Delta T_a^o \geq 2T_n^o \eta^{-1} K_a^{-1} \left[\Phi^{-1}(D) \sqrt{\frac{\Delta F_n}{\Delta f_{\text{упч}}}} \right].$$

Это соотношение характеризует обнаружение по контрасту границы раздела двух протяженных целей, угловые размеры которых больше ширины луча антенны ПРЛС. Поэтому границы раздела наблюдаются при любом расстоянии R до цели (R в формулу не входит). При обнаружении цели, угловые размеры которой меньше ширины луча антенны, условие обнаружения записывается с учетом коэффициента заполнения луча K_n , поэтому

$$\Delta T_a^o = \Delta T_n^o K_n \eta K_a \geq 2\Delta T_n^o \left[\Phi^{-1}(D) \sqrt{\frac{\Delta F_n}{\Delta f_{\text{упч}}}} \right].$$

Так как $K_n = \Phi_n / \Phi_a$, а $\Phi_n = S_n / R^2$ и $\Phi_a = \lambda^2 / S_a$, где S_n – площадь цели, дальность обнаружения цели

$$R_{\text{max}} = \sqrt{\frac{\Delta T_n^o S_n S_a}{T_n^o 2\lambda^2} \frac{\eta K_a}{\Phi^{-1}(D)} \sqrt{\frac{\Delta F_n}{\Delta f_{\text{упч}}}}}.$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 6

Прием и обработка пространственно-временных сигналов

Пусть в пространстве элементы антенны располагаются в точках A , B и C , образуя на осях X и Y базы B_{AB} и B_{AC} (рис. П6.1). При значительном расстоянии до цели, расположенной в точке M , получаем $r_1 > B_{AB}$, $r_2 > B_{AC}$ и $r_3 > B_{AB}$, $r_4 > B_{AC}$. Поэтому траектории радиоволн, падающих в точки A , B и

C , можно считать параллельными, т.е. $AM \parallel BM \parallel CM$. Следовательно, разность хода траекторий радиоволн в плоскостях XOZ и YOZ

$$x = r_1 - r_2 = B_{AB} \sin \alpha = B_{AB} \cos \theta_x = B_{AB} C_x;$$

$$y = r_3 - r_4 = B_{AC} \sin \beta = B_{AC} \cos \theta_y = B_{AC} C_y,$$

где C_x и C_y – направляющие косинусы, характеризующие пространственное положение цели.

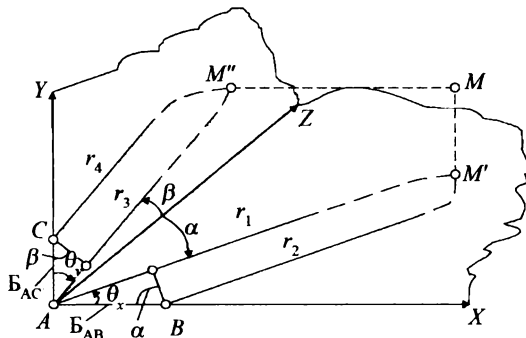


Рис. П6.1. Геометрические особенности взаимного расположения антенн (A , B и C) и цели (M), поясняющие возникновение разности хода сигналов

Если считать, что антенна согласована по поляризации с электромагнитным полем, то поле падающих радиоволн описывается скалярной функцией. Принимаемый сигнал в частотно-временной области характеризуется временной функцией $u(t)$ и спектральной функцией (спектром) $S(f)$, которые связаны парой преобразований Фурье (см. гл. 4):

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \exp\{j2\pi ft\} df; \quad S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \exp\{-j2\pi ft\} dt,$$

где мгновенная фаза сигнала и частота определены соотношениями

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega(t) dt \quad \text{и} \quad f = (2\pi)^{-1} d\varphi(t)/dt.$$

Диаграмма направленности антенны $G_a(C)$ и распределение поля в раскрыве антенны $S_E(\theta)$ также описываются парой преобразований Фурье:

$$G_a(C) = \int_{-\infty}^{\infty} S_E(\theta) \exp\{j2\pi\theta C\} d\theta, \quad S_E(\theta) = \int_{-\infty}^{\infty} G_a(C) \exp\{-j2\pi\theta C\} dC \quad (\text{П6.1})$$

и представляют собой функции направляющих косинусов C_x , C_y или C и относительных координат элемента раскрыва $\theta_y = y/\lambda$, или $\theta = r/\lambda$. Мгновенные

пространственные частота и фаза $\theta = \frac{1}{2\pi} d\varphi(C)/dC$ и $\varphi(C) = 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} \theta(C) dC$.

Безразмерная функция $S_E(\theta)$ является спектром пространственных частот, по которому можно восстановить ДНА и найти угловые координаты цели. Эта функция показывает как взаимодействует падающая электромагнитная волна с антенной в каждой ее точке, и используется для нахождения амплитуды и фазы пространственно-временного сигнала, а также шума, принимаемого вместе с сигналом. Полученные таким образом сведения о сигнале и шуме позволяют синтезировать оптимальные или близкие к оптимальным устройства приема и обработки пространственно-временных сигналов на фоне действующей на антенну помехи.

Описание принимаемого сигнала. Воздействие сигнала в виде электромагнитной волны на апертуру антенны (рис. П6.2) можно рассмотреть, ограничившись классом симметричных относительно своих максимумов функций $|G_a(C_x, C_y)|$, $|S_E(\theta_x, \theta_y)|$, $|u(t)|$ и $|S(f)|$. Такую электромагнитную волну можно представить дельта функцией направления на ее источник $\delta(C_x, C_y)$. Следовательно, пространственный спектр волны равномерен, а напряженность поля в плоскости фронта волны постоянна. Ограниченный по пространству раскрыв антенны перехватывает часть фронта волны, пропорциональную $S_E(\theta_x, \theta_y)$, и для определения направления на источник, т.е. C_x и C_y , необходимо выполнить обратное преобразование Фурье спектра пространственных частот и получить функцию $G_a(C_x, C_y)$. Из-за ограниченности апертуры антенны диаграмма направленности $G_a(C_x, C_y)$ имеет конечную угловую ширину и отличается от дельта-функции $\delta(C_x, C_y)$, но по положению ДНА в пространстве (например, максимума ДНА) можно определить направление на источник радиоволн.

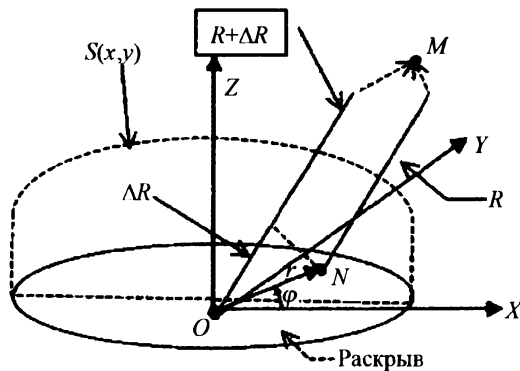


Рис. П6.2. Функция распределения поля в раскрые антенны и основные векторы, характеризующие направление прихода волны

Координаты точки раскрыва N можно задать как $r = r \exp\{j\varphi\}$ или как $x = r \sin\varphi$ и $y = r \cos\varphi$, причем $x^2 + y^2 = r^2$. Пространственно-временной сигнал $u(t, r)$,

формируемый в точке N элементов антенны из действующего на него электрического поля $e(t, r)$, можно представить в виде

$$u(t, r) = u(t, x, y) = S_E(r)e(t, r) = S_E(x, y)e(t, x, y),$$

где u и e имеют размерность напряженности электрического поля, причем $u(t, r) = u(t, x, y) = \text{Re}\{u(t, x, y)\}$, где $u(t, x, y)$ – аналитический сигнал. Функция $S_E(r) = S_E(r)\exp\{j\psi(r)\}$ связывает амплитуду напряженности поля падающей волны и сигнала на выходе элемента антенны, а $\psi(r)$ означает сдвиг начальной фазы.

При активной радиолокации излучается сигнал

$$e(t) = \text{Re}\{e(t)\} = \text{Re}\{e_m(t)\exp(j\omega_0 t)\},$$

где t отсчитывается от момента излучения сигнала. После отражения от точечной цели, находящейся в точке M на расстоянии R от центра апертуры (точка O), в точке N антенны будет действовать поле отраженного сигнала напряженностью

$$e_a(t, x, y) = \text{Re}\{e(t, R, r)\} = \text{Re}\left\{K e_m\left(t - \frac{R}{c} - \frac{R(r)}{c}\right)\exp\left[\left(t - \frac{R}{c} - \frac{R(r)}{c}\right) + j\varphi_{\text{отр}}\right]\right\},$$

где учтено время прохождения сигнала до цели R/c и от цели до точки N , равное $R(r)/c$, а также сдвиг фазы сигнала при отражении $\varphi_{\text{отр}}$.

Коэффициент пропорциональности K учитывает изменение амплитуды сигнала при отражении и распространении.

При пассивной радиолокации за начало отсчета времени удобно принять момент прихода сигнала в геометрический центр антенны с координатами $r = x = y = 0$. Тогда напряженность поля сигнала в точке N

$$e_N(t, R, r) = \text{Re}\exp\left\{\left\{K e_m\left[t - \frac{R(r) - R}{c}\right]\right\}\exp\left\{j\omega_0\left[t - \frac{R(r) - R}{c}\right]\right\}\right\}. \quad (\text{П6.2})$$

Учтем, что на плоскую антенну действуют только нормальная к раскрыву составляющая электрического поля, пропорциональная направляющему косинусу C_z . Так как $C_x^2 + C_y^2 + C_z^2 = 1$, то $C_z = [1 - C_x^2 - C_y^2]^{1/2}$. Тогда комплексная огибающая напряженности поля сигнала на элементе апертуры с координатами x и y или r

$$U_a(t, x, y) = E_0 [1 - C_x^2 - C_y^2]^{1/2} S_E(x, y) e_m\left(t - \frac{R}{c} - \frac{R(x, y)}{c}\right) \times \\ \times \exp\{-j(2\pi/\lambda)[R + R(x, y)]\} \quad (\text{П6.3})$$

или

$$U_N(t, x, y) = E_0 [1 - C_x^2 - C_y^2]^{1/2} S_E(x, y) e_m\left(t - \frac{R(x, y) - R}{c}\right) \times \\ \times \exp\{-j(2\pi/\lambda)[R(x, y) - R]\}, \quad (\text{П6.4})$$

где E_0 – постоянный размерный множитель, объединяющий все константы.

Свойства принимаемого антенной шума. Шум, действующий на раскрыв антенны, складывается из внешнего и внутреннего шумов. Внешний шум $N_{\text{внеш}}(x, y, t)$ создается случайным электромагнитным полем, формируемым волнами, которые приходят от источников шума, находящихся в различных точках пространства, т.е. с разных направлений. Снимаемое с элементов апертуры антенны, напряжение внешнего шума записываем в виде

$$n_{\text{внеш}}(x, y, t) = S_E(x, y) N_{\text{внеш}}(x, y, t).$$

Внутренний шум, отнесенный к элементам апертуры антенны с эффективной площадью S_a ,

$$n_{\text{внут}}(x, y, t) = N_{\text{внут}}(t) S_a^{-1}$$

не зависит от координат элемента раскрыва. Следовательно, шум на входе системы обработки определяется соотношением

$$N_E(x, y, t) = N_{\text{внут}}(t) S_a^{-1} + N_{\text{внеш}}(x, y, t) S_E(x, y),$$

а его спектральная плотность

$$N_0(x, y) = N_{0\text{внут}} + N_{0\text{внеш}} |S_E(x, y)|^2.$$

Во всех дальнейших выкладках считаем, что внешний шум имеет равномерную спектральную плотность во всем диапазоне пространственных и временных частот, меньшую, чем у внутреннего шума системы, также равномерно распределенного по раскрыву антенны, т.е. $N_{\text{внеш}} < N_{\text{внут}}$ и $N_E(x, y, t) = N_{\text{внут}}$.

При таких предположениях входная реализация записывается в виде $y(x, y, t) = u(x, y, t) + N_E(t)$ и является функцией параметров волны.

Особенности обработки пространственно-временных сигналов. Обычно алгоритм оптимальной обработки пространственно-временных сигналов разделяют на пространственный и временной алгоритмы, выполняемые соответственно пространственным и временным фильтрами. Вначале производится оптимальная обработка сигнала в пространстве с помощью пространственного фильтра, осуществляемого соответствующим построением и настройкой антенной системы, а затем сигнал подвергается оптимальной обработке во временной области. Полученное распределение поля на апертуре антенны $S_E(x, y)$ описывается спектром пространственных частот θ_x и θ_y . Для определения направления на точку M (см. рис. Пб.2) нужно восстановить ДНА и $G_a(\theta_x, \theta_y)$ по этому распределению поля.

Особенности пространственной обработки сигнала удобно рассмотреть на примере антенны с плоским раскрывом. Пусть в точке N раскрыва с координатами x, y принимается сигнал, который, в соответствии с (Пб.4), можно представить в виде пространственной функции (временная обработка здесь не рассматривается, так как она известна из гл. 3):

$$u(\theta_x, \theta_y) = E_0 \lambda^2 [1 - C_x^2 - C_y^2]^{1/2} S_E(\theta_x, \theta_y) \exp\{j2\pi(\theta_x C_x + \theta_y C_y)\}.$$

Этот сигнал является спектром пространственных частот θ_x, θ_y диаграммы направленности $u(\theta_x, \theta_y) = S_{вх}(\theta_x, \theta_y)$. Как известно, коэффициент передачи оптимального фильтра или любой другой системы оптимальной обработки сигнала на фоне шума с равномерным спектром комплексно сопряжен со спектром принимаемого сигнала. Поэтому искомым оптимальным пространственным фильтром, восстанавливающий ДНА, должен иметь коэффициент передачи

$$K(\theta_x, \theta_y) = AS_{вх}(\theta_x, \theta_y) = BS_E(\theta_x, \theta_y) \exp\left\{-j2\pi\left[\theta_x C_x^0 + \theta_y C_y^0\right]\right\},$$

где C_x^0, C_y^0 – направляющие косинусы найденного фильтра (опорного сигнала); A и B – некоторые константы.

Тогда выходной сигнал антенной системы будет определяться произведением

$$S_{вых}(\theta_x, \theta_y) = S_{вх}(\theta_x, \theta_y) K(\theta_x, \theta_y) = AE_0 \lambda^2 \left[1 - C_x^2 - C_y^2\right]^{1/2} \times \\ \times |S_E(\theta_x, \theta_y)|^2 \exp\left\{j2\pi\left[\theta_x (C_x - C_x^0) + \theta_y (C_y - C_y^0)\right]\right\}.$$

Выходной сигнал точно настроенной антенной системы

$$z_a(0, 0) = \iint S_{вых}(\theta_x, \theta_y) d\theta_x d\theta_y = \\ = \lambda^2 \left[1 - C_x^2 - C_y^2\right]^{1/2} \left[\iint |S_E(\theta_x, \theta_y)|^2 d\theta_x d\theta_y\right] = S_a \left[1 - C_x^2 - C_y^2\right]^{1/2},$$

где $S_a = \lambda^2 \left[\iint |S_E(\theta_x, \theta_y)|^2 d\theta_x d\theta_y\right]$ – эффективная площадь антенны.

Таким образом, оптимальная пространственная обработка сводится к умножению на комплексный коэффициент передачи сигнала с каждого элемента раскрыва антенны, имеющего координаты x, y или пространственные частоты θ_x, θ_y . Для этого необходимо раздельно управлять амплитудой и фазой сигнала в каждой точке раскрыва антенны, чего можно достичь только в ФАР, элементы которой дискретно (с интервалами a и b) распределены по раскрыву. Предположим для простоты, что число элементов решетки равно N (N – нечетное число по координатам x и y). Тогда координаты элементов ФАР будут $\theta_{xi} = ia/\lambda$ и $\theta_{yk} = kb/\lambda$, где номера элементов решетки по координатам x и

y , т.е. i и k , равны $0; \pm 1; \pm 2; \dots \pm \frac{N-1}{2}$. Следовательно, $S_E(\theta_{xi}, \theta_{yk}) = S_{ik}$ и

$2\pi(\theta_{xi} C_{xi} + \theta_{yk} C_{yk}) = \phi_{ik}$. Поэтому коэффициент передачи имеет дискретный характер

$$K_{ik} = AS_{Eik} \exp\left\{-j2\pi\left[i(a/\lambda)C_{xi}^0 + k(b/\lambda)C_{yk}^0\right]\right\} = \\ = W_{ik} \exp\left\{-j\phi_{ik}\right\}, \quad (П6.5)$$

где $W_{ik} = AS_{Eik}$; $\phi_{ik} = i\psi_x + k\psi_y$; $\psi_x = 2\pi(a/\lambda)C_x^0$; $\psi_y = 2\pi(b/\lambda)C_y^0$; $C_{x,y}^0$ – направление приема, задаваемое настройкой значений соответствующих направляющих косинусов с помощью фазовращателей. При $a = b = \lambda/2$ (полуволновая

антенная решетка) получаем $\psi_{X,Y} = \pi C_{X,Y}^0$. Оптимальная пространственная обработка может быть реализована с помощью ФАР с использованием как фильтров, так и корреляторов.

В соответствии с (П6.5), оптимальный пространственный фильтр имеет в канале обработки каждого элемента ФАР ($A_0, A_{\pm 1}, \dots$ и т.д.) весовой усилитель или аттенуатор с коэффициентом передачи W_{ik} и фазовращатель для настройки на заданное направление приема сигналов. При корреляционной обработке весовые амплитудные множители и фазовые сдвиги вносятся с помощью сигнала гетеродина, а настройка на заданное направление – поворот главного лепестка ДНА выполняется на промежуточной частоте.

Переход к ФАР требует существенного усложнения антенной системы за счет введения весовых усилителей, фазовращателей с системой управления и т.п. Вместе с тем положительные свойства ФАР, такие как электрическое сканирование луча, возможность формирования одновременно нескольких лучей, высокая надежность и т.п., привели к быстрому внедрению ФАР в практику радиолокации.

ПРИЛОЖЕНИЕ 7

Таблица П7.1. Алгоритмы расчета потенциальной точности различных импульсных сигналов

Сигнал	Потенциальная точность, σ_R
Прямоугольный радиоимпульс	$2\sqrt{2}c\tau_n/q$
Колокольный радиоимпульс. Длительность импульса на уровне 0,46- $\tau_{н,0,46}$	$c\tau_n/(2\sqrt{\pi q})$
Прямоугольный радиоимпульс ЛЧМ. Девияция частоты, Δf	$c\sqrt{3}/(2\pi\Delta f\sqrt{q})$
Колокольный радиоимпульс с ЛЧМ	$c\tau_n/(2k_{сж}\sqrt{\pi q})$

ПРИЛОЖЕНИЕ 8

Методика расчета флуктуационных и динамических погрешностей радиодальномеров

В табл. П8.1 в соответствии с методикой расчета флуктуационных и динамических погрешностей измерителей, изложенной в гл. 9, даны алгоритмы расчета G_R и $\sigma_{R\text{фл}}$ для различных видов дальнометрии.

В табл. П8.1 q – отношение сигнал/шум на входе измерителя, зависящее от расстояния R_n до цели $q(R_n) = q_{\min}(R_{\text{нmax}}/R_n)^4$ – в активных системах и $q(R_n) = q_{\min}(R_{\text{нmax}}/R_n)^2$ в пассивных системах.

В фазовых дальномерах обычно $\Delta F_{\text{фл}} = \Delta F_{\text{уиф}}$, а величина $\Delta F_{\text{уиф}}$ выбирается так, чтобы $\Delta F_{\text{уиф}} = (10-15)\Delta f_c$. $\sigma_{R\text{дин}}$ – динамическая погрешность, зависящая от закона (кинематики) изменения параметра – дальности цели и инерционности дальнометрической системы. Поскольку и динамическая и флуктуационная по-

Таблица П8.1

Метод дальнометрии	$G_{RЭ} = M^2 G_{\theta Э}$	$\sigma_{Rфл}$
Импульсный активный	$n_{и}$ – число проинтегрированных импульсов	
не следящий		$\frac{c}{2} \sqrt{\frac{\tau_{и}}{\Delta f_{упч} q n_{и}}}$
следящий	$\frac{c^2 T_{и} \tau_{и} (0,18q + 0,42)}{8q^2}$	$\frac{c \tau_{и} \sqrt{T_{и} \Delta F_{и} (0,18q + 0,42)}}{2q}$
Частотный		
не следящий с симметрич- ной пилою	$3M^2 / \left(\pi^2 T_{м}^2 \frac{q^2}{1+q} \right)$	$\frac{c \sqrt{3 T_{м} (1+q) \Delta F_{и}}}{4 \pi q \Delta f}$
следящий с не симмет- ричной пилою	$6M^2 / \left(\pi^2 T_{м}^2 \frac{q^2}{1+q} \right)$	$\frac{c \sqrt{3 T_{м} (1+q) \Delta F_{и}}}{\sqrt{2} \pi q \Delta f}$
с анализато- ром спектра		$\frac{c}{2} \sqrt{\frac{\tau_{и}}{2 q \Delta F_{ф} n_{и}}}$
Фазовый	$M^2 / (2 q \Delta F_{фл})$	$M \sqrt{\frac{\Delta F_{и}}{q \Delta F_{фл}}}$

грешности в следящих дальномерах зависят от полосы пропускания сглаживающего фильтра (экстраполятор), выбор оптимального значения последней производится по критерию минимума суммы дисперсий флуктуационной и динамической погрешностей:

$$\sigma_{Rфл}^2 + \sigma_{Rдин}^2 = \min(\Delta F_{и}) .$$

В табл. П8.2. даны алгоритмы расчета $\Delta F_{и.опт}$ и $\Delta R_{дин}$ в установившемся режиме следящих измерителей, сглаживающие цепи которых определяют аста-тизм измерителя первого или второго порядка.

Таблица П8.2

Астатизм измерителя	Параметры измерителя		Динамическая погрешность
	Передаточная функция $W(p)$	$\Delta F_{и.опт}$	
1-го порядка	$\frac{k_{и}(1+pT_1)}{p(1+pT_2)}$	$\left(\frac{V_{и}^2}{8G_{RЭ}T_2^2} \right)^{1/5}$	$\frac{V_{и}}{4\Delta F_{и.опт}^2 T_2}$
2-го порядка	$\frac{k_{и}(1+pT_k)}{p^2}$	$\left(\frac{a_{и}^2}{8G_{RЭ}} \right)^{1/5}$	$\frac{a_{и}}{4\Delta F_{и.опт}^2}$

В табл. П8.2 T_1 и T_2 – постоянные времени сглаживающих цепей, а $k_{\text{и}}$ – коэффициент передачи интегратора.

Сглаживающий фильтр не следящего измерителя дальномера сглаживает флуктуации R , возникающие при маневре цели.

Спектральная плотность или энергетический спектр флуктуаций G_R можно аппроксимировать алгоритмом

$$G_{R\text{мн}} = \left(\frac{\sigma_{R\text{мн}}^2}{\Delta F_{\text{мн}}} \right) \exp \left\{ -0,25\pi \left(\frac{f}{\Delta F_{\text{мн}}} \right)^2 \right\},$$

где $\sigma_{R\text{мн}}^2$ и $\Delta F_{\text{мн}}$ – дисперсия и ширина спектра флуктуаций дальности при маневрировании цели.

Если известны время маневра – $\tau_{\text{мн}}$, скорость цели – $V_{\text{ц}}$, и ее ускорение – $a_{\text{ц}}$, скорость самолета носителя – $V_{\text{лв}}$, то

$$\sigma_{R\text{мн}}^2 = [(V_{\text{лв}} + 0,707V_{\text{ц}})\tau_{\text{мн}}]^2 + [0,5(0,707a_{\text{ц}})\tau_{\text{мн}}^2]^2.$$

Ширина спектра флуктуаций равна $\Delta F_{R\text{мн}} \approx \frac{1}{\tau_{\text{мн}}}$, а оптимальная полоса пропускания сглаживающих цепей определяется по соотношению

$$\Delta F_{\text{и.опт}} = [(\Delta F_{\text{мн}}^2 \sigma_{R\text{мн}}^2 / 2G_{R_3})^{2/3} - \Delta F_{\text{мн}}^2]^{1/2},$$

а динамическая погрешность

$$\sqrt{(\Delta R)^2} = \sigma_{R\text{дин}} = \sigma_{R\text{мн}} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta F_{\text{мн}}}{\Delta F_{\text{и.опт}}} \right)^2}} \right\};$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 9

Таблица П9.1

Вид сигнала	$\delta\tau$ и δR	δf и δV_r	$R_{\text{одн}}$ и $V_{r.\text{одн}}$
Пачка когерентных или некогерентных радиоимпульсов	$\delta\tau = \frac{1,2}{\Delta f_c} = \tau_{\text{и}}$ $\delta R = \frac{c\tau_{\text{и}}}{2}$	$\delta f = \frac{1,2}{\tau_{\text{и}}} = \frac{1,2}{nT_{\text{п}}}$ $\delta V_r = \frac{0,6\lambda}{nT_{\text{п}}}$	$\tau_{\text{одн}} \leq T_{\text{п}}$ $ f_{\text{одн}} < \frac{F_{\text{п}}}{2}$
ЛЧМ-импульс	$\delta\tau = \frac{1,2}{\Delta f}$ $\delta R = \frac{0,6c}{2\Delta f}$	$\Delta f = \frac{1,2}{\tau_{\text{и}}}$ $\delta V_r = \frac{0,6\lambda}{\tau_{\text{и}}}$	$\tau_{\text{одн}} < T_{\text{п}}$ $ f_{\text{одн}} < \frac{F_{\text{п}}}{2}$
ФМС-сигнал	$\delta\tau = \tau_{\text{к}}$ $\delta R = \frac{c\tau_{\text{к}}}{2}$	$\delta f = \frac{1,2}{\tau_{\text{и}}}$ $\delta V_r = \frac{0,6\lambda}{\tau_{\text{и}}}$	$\tau_{\text{одн}} < T_{\text{п}}$ $ f_{\text{одн}} < \frac{F_{\text{п}}}{2}$

Алгоритмы расчета среднеквадратической ширины спектра $\Delta f_{\text{ск}}$ и потенциальной флуктуационной погрешности $\sigma_{R\text{пот}}$ для некоторых видов сигнала

Вид сигнала	$\Delta f_{\text{ск}}$	$\sigma_{R\text{пот}}$
Прямоугольный радиоимпульс	$1/\sqrt{2}\tau_{\text{и}}$	$2\sqrt{2}c\tau_{\text{и}}/q_{\text{max}}$
Колокольный радиоимпульс	$\sqrt{\pi}/\tau_{\text{и}0,46}$	$c\tau_{\text{и}}/(2\sqrt{\pi q_{\text{max}}})$
Прямоугольный радиоимпульс с ЛЧМ	$\frac{\pi}{\sqrt{3}}\Delta f$	$c\sqrt{3}/(\sqrt{q_{\text{max}}}2\pi\Delta f)$
Колокольный радиоимпульс с ЛЧМ	$K_{\text{сж}}\sqrt{\pi}/\tau_{\text{и}}$	$\frac{c\tau_{\text{и}}}{2}/(\sqrt{K_{\text{сж}}\pi q_{\text{max}}})$

В таблице $q_{\text{max}} = \frac{E}{N_0}$.

В радиодальномерах потенциальная точность не достижима в следствие того, что структура реальных устройств неоптимальна. Реальная флуктуационная погрешность рассчитывается по алгоритму $\sigma_{R\text{фл}} = \frac{c}{2\sqrt{q}\Delta f_{\text{ск}}}$.

Список основных сокращений

АМ	– амплитудная модуляция
АПЧ	– автоматическая подстройка частоты
АРУ	– автоматическая регулировка усиления
АЦП	– аналого-цифровой преобразователь
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
БРЛС	– бортовая радиолокационная система
БиРЛС	– бистатическая радиолокационная система
ВАРУ	– временная автоматическая регулировка усиления
ГРЧ	– генератор радиочастоты
ДКФ	– двумерная корреляционная функция
ДН	– диаграмма неопределенности (сигнала)
ДНА	– диаграмма направленности антенны
ДОР	– диаграмма обратного рассеяния
ИКО	– индикатор кругового обзора
ИМ	– импульсная модуляция
КНД	– коэффициент направленного действия
КО	– корреляционный обнаружитель
КФО	– корреляционно-фильтровой обнаружитель
КПД	– коэффициент полезного действия
КФ	– корреляционная функция
ЛА	– летательный аппарат
ЛЗ	– линия задержки
ЛЧМ	– линейная частотная модуляция
МАРУ	– мгновенная автоматическая регулировка усиления
МПРЛС	– многопозиционная радиолокационная система
ОДЦ	– обнаружение движущихся целей
ОЗУ	– оперативное запоминающее устройство
ОПРЛС	– однопозиционная радиолокационная система
ОЛ	– объект локации
ПАВ	– поверхностные акустические волны
ПЗС	– прибор с зарядовой связью
ПРВ	– плотность распределения вероятностей
ПУ	– пороговое устройство
ПУЛТ	– постоянный уровень ложных тревог
РГФ	– режекторный гребенчатый фильтр
РД	– радиодальномер
РЛК	– радиолокационный комплекс

РЛУ	– радиолокационное устройство
РЛС	– радиолокационная система
РП	– радиопеленгатор
РСА	– радиолокатор с синтезированной апертурой
РСН	– равносигнальное направление
СДЦ	– селекция движущихся целей
СКП	– средняя квадратическая погрешность
УВД	– управление воздушным движением
УЛЗ	– ультразвуковая линия задержки
УПЧ	– усилитель промежуточной частоты
ФАПЧ	– фазовая автоматическая подстройка частоты
ФАР	– фазированная антенная решетка
ФМ	– фазовая модуляция
ФО	– фильтровой обнаружитель
ФНЗС	– функция неопределенности зондирующего сигнала
ФЧХ	– фазо-частотная характеристика
ЧМ	– частотная модуляция
ЧПВ (ЧПК)	– череспериодное вычитание(компенсация)
ЦАП	– цифро-аналоговый преобразователь
ЦОДЦ	– цифровое обнаружение движущихся целей
ЦРГФ	– цифровой режекторный гребенчатый фильтр
ЭВМ	– электронная вычислительная машина
ЭЛТ	– электронно-лучевая трубка
ЭПР	– эффективная площадь рассеяния
ЭЦВМ	– электронная цифровая вычислительная машина

Условные обозначения

B	– база радиосистемы
B	– база сигнала
P_a	– пеленгационная чувствительность
P	– плотность потока энергии
$c = 3 \cdot 10^8$	– расчетная скорость распространения радиоволн
D	– вероятность правильного обнаружения
d_a	– диаметр антенны (l_a, a, b – размер апертуры антенны)
d	– динамический диапазон
d_{AB}	– база антенны
E_{cl}	– энергия сигнала (в одном импульсе)
$E_{пор1}$	– пороговая энергия (одного импульса)
F	– вероятность ложной тревоги
$F_a(\theta)$	– диаграмма направленности антенны (ДНА)
f_0	– несущая частота
F_d, f_d	– доплеровский сдвиг частоты
$F_{фл}$	– частота флуктуации сигнала
F_6	– частота биений
G_a	– коэффициент усиления антенны
G_s	– эквивалентная спектральная плотность
$g = \frac{k_1}{k_2}$	– степень неидентичности коэффициентов передачи каналов
$g_0 = \frac{k_{01}}{k_{02}}$	по промежуточной частоте – то же по высокой частоте
H	– высота (цели)
h_a	– высота подъема антенны
$H_{пр}$	– приведенная высота
$j = \frac{d^2 V}{dt^2}$	– вторая производная скорости
$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Вт}/(\text{Гц} \cdot \text{град})$	– постоянная Больцмана
$k_{ш.пр}$	– коэффициент шума приемника
$k_{ш.с}$	– то же системы
k_m	– коэффициент усиления по мощности
$k_{п}$	– коэффициент подавления пассивной помехи
k_y	– коэффициент улучшения отношения сигнал/помеха
$k_{ппв}$	– коэффициент подпомеховой видимости
$k_{сж}$	– коэффициент сжатия импульса

$k_{бл}$	– уровень боковых лепестков
$k_{и}$	– коэффициент передачи интегратора
$l_{ц}$	– максимальный размер цели
$L_{эф}$	– эффективная длина синтезированной апертуры
L_a	– длина апертуры антенны,
M_x	– масштабный коэффициент (по параметру x)
m	– число элементов разрешения в области обзора
n	– число разрядов
N_0	– спектральная плотность мощности белого шума
$n(N)$	– число элементов М-последовательности
N	– число фильтров при СА
n	– число импульсов в пачке
P	– мощность сигнала
$P_{пор}$	– пороговая мощность
q	– отношение сигнал/шум по мощности
$q_{пор}$	– пороговое значение отношения сигнал/шум по мощности
$q_{сф}$	– отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра
q_n	– наблюдаемость сигнала (цели)
R_{max}	– дальность действия РЛС
R_{max0}	– то же в свободном пространстве
R	– дальность
$R_3 = 6730$ км	– радиус Земли
$R_{з.эф}$	– эффективный радиус Земли
$R_{max.одн}$	– однозначно измеряемая дальность
$R_{сл}$	– слепая дальность
R_0	– расстояние (дальность) до траектории цели
$S(\omega)$	– спектр сигнала
S_a	– эффективная площадь (поверхность) антенны
T_p	– период повторения импульсов
$T_0=290K$	– стандартная температура
T_a	– шумовая температура антенны
t	– время
$T_{обз}$	– период обзора
t_R	– задержка отраженного сигнала
T_L	– время дискретизации в АЦП
$T_{сч}$	– период следования счетных импульсов
$t_{ск}$	– среднеквадратическая длительность сигнала
U_m	– амплитуда
$U_{пор}$	– пороговое напряжение обнаружителя
$U_{пор.н}$	– нормированное пороговое напряжение обнаружителя
V	– скорость
V_r	– радиальная скорость
$V_{гсл}$	– слепая скорость
$V_{одн}$	– однозначно измеряемая скорость

$V_{\text{пд}}$	– скорость поиска по дальности
V	– объем
$V_{\text{п}}$	– объем памяти
$w(\sigma)$	– плотность распределения вероятностей ЭПР
W	– определяемый радиолокационный элемент
W_i	– весовой коэффициент
α	– азимут
α_i	– удельный коэффициент поглощения
α_0	– угол разворота лучей V-антенны
β	– угол места (угол возвышения) цели
γ	– степень различия фазовых сдвигов в каналах УПЧ
$\Delta\theta$	– зона обзора по координате θ
$\Delta F_{\text{фл}}$	– ширина спектра флуктуаций сигнала
$\Delta f_{\text{ск}}$	– среднеквадратичная ширина спектра
Δt	– интервал временной дискретизации в АЦП
$\Delta\varphi$	– разность фаз сигналов
ΔR_i	– протяженность участка трассы
$\Delta F_{\text{ф}}$	– полоса пропускания фильтра
$\Delta F_{\text{и}}$	– полоса пропускания измерителя
ΔR_v	– скоростная ошибка при ЛЧМ
$\Delta\theta_{\text{сист}}$	– систематическая погрешность по параметру θ
$\Delta R_{\text{диск}}$	– погрешность дискретизации
$\Delta\theta_{\text{а}}$	– аппаратурная погрешность
Δf	– девиация частоты
δW	– разрешающая способность по элементу W (дальность, скорость и т. д.)
η	– КПД фидерной линии
Θ	– информативный параметр сигнала
θ	– угол (α или β)
θ_0	– угол отклонения максимума ДНА от РСН
λ	– длина волны
$\rho(\tau)$	– нормированная корреляционная функция
$\rho_{\text{и}}(nT_{\text{и}})$	– межпериодный коэффициент корреляции пассивной помехи
σ	– ЭПР цели
$\bar{\sigma}$	– средняя ЭПР цели
$\bar{\sigma}_s$	– удельная ЭПР поверхности
$\bar{\sigma}_v$	– удельная ЭПР объема
σ	– средняя квадратическая погрешность (СКП)
σ_w	– СКП по параметру W

σ_{θ}^2	– дисперсия измерения информативного параметра θ
$\sigma_{\text{пот}}$	– потенциальная погрешность
$\sigma_{\text{дин}} (\Delta\theta_{\text{дин}})$	– динамическая погрешность
σ_{Σ}	– суммарная погрешность
σ_{Π}	– полная погрешность
$\sigma_{\text{уш}}$	– погрешность, вызываемая угловым шумом
τ	– задержка сигнала
$\tau_{\text{н}}$	– длительность импульса
$\tau_{\text{эф}}$	– эффективная длительность сигнала
τ_{Π}	– длительность пачки импульсов
$\tau_{\text{кор}}$	– интервал корреляции
$\tau_{\text{кор.фл}}$	– интервал корреляции флуктуации
$t_{\text{вос}}$	– время восстановления ППП
$t_{\text{с}}$	– длительность принимаемого сигнала
$\tau_{\text{к}}$	– длительность элемента кода М-последовательности
$\tau_{\text{сж}}$	– длительность сжатого импульса
φ	– фаза сигнала
$\varphi_{\text{рх}}$	– изменение фазы из-за разности хода волны
$\varphi_{\text{в}\theta}$	– ширина ДНА по половинной мощности в горизонтальной ($\theta = \alpha$) или вертикальной ($\theta = \beta$) плоскости
L	– коэффициент потерь
ψ	– неидентичность фазовых сдвигов в каналах по высокой частоте
Ω	– угловая скорость
$\Omega_{\text{ск}}$	– скорость сканирования
ω_0	– несущая круговая частота

Учебное издание

Петр Александрович Бакулев

Радиолокационные системы

Учебник

Изд. № 10. Сдано в набор 21.12.2014.

Подписано в печать 16.04.2015. Формат 60×90 1/16.

Бумага офсетная. Гарнитура Таймс.

Печать офсетная

Печ. л. 27,5. Тираж 500 экз. (1 завод). Зак. №

Издательство «Радиотехника»

107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6

Тел./факс: (495)621-48-37; 625-78-72, 625-92-41

E-mail: info@radiotec.ru

www.radiotec.ru

Отпечатано

в типографии ООО «Галлея-Принт»

В Издательстве «Радиотехника» вышли в свет книги

НАУЧНАЯ СЕРИЯ

«Бортовые аэронавигационные системы»

А.А. Лавров

РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ СКОРОСТНОЙ ПОРТРЕТ

Основы теории

Показаны современные принципы построения и даны потенциальные характеристики авиационных и космических радиолокационных систем обзора морской поверхности в режиме формирования скоростного портрета, а также алгоритмы формирования изображений. Представлены результаты экспериментальных исследований отражений когерентного радиолокационного сигнала от МП при высоком пространственном разрешении. Сформированы требования к аппаратуре. Особое внимание уделено пространственной разрешающей способности и точности измерения скорости.

Для специалистов, занимающихся авиационными и космическими системами обзора поверхности Земли. Может быть полезна аспирантам и студентам, обучающимся по соответствующим дисциплинам.

А.А. Лавров

АВИАЦИОННЫЕ ОБЗОРНЫЕ РАДИОЛОКАТОРЫ

Методы и алгоритмы

пространственно-временной обработки сигналов

Рассмотрены вопросы разработки методического аппарата синтеза и анализа радиоэлектронных систем, эффективно функционирующих в остроконфликтных ситуациях. Предложены вероятностные модели динамики конфликта сложных организационно-технических систем в интересах обоснования требований и принципов построения конфликтно-устойчивых оптико-электронных и радиоэлектронных средств разведки, прицеливания и наведения, функционирующих в условиях преднамеренных помех и ложных целей. Представлены математические модели информационного конфликта РЭС в различных ситуациях с учетом процессов поражения.

Для научных работников, преподавателей, аспирантов (адъюнктов), студентов (слушателей) высших учебных заведений по радиотехническим специальностям, связанным с разработкой и эксплуатацией оптико-электронных средств и систем радиоэлектронной борьбы.

АВИАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОВИДЕНИЯ

Под ред. Г.С. Кондратенкова

Дано систематическое изложение основ теории авиационных систем радиовидения (амплитудные, фазовые, скоростные и поляризационные портреты, многопозиционные системы, обратное синтезирование). Приведены примеры реализации и эффективности различных методов радиовидения. Книга написана с использованием только открытых опубликованных трудов научной школы «Радиовидение» ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского.

Для научных работников и инженеров, а также преподавателей, аспирантов и студентов высших учебных заведений радиотехнического профиля.

МИЛЛИМЕТРОВАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ

Методы обнаружения негауссовских сигналов

Под ред. Р.П. Быстрова

Освещены вопросы распространения радиоволн миллиметрового диапазона, характеристики отражения наземных объектов, а также потенциальные возможности радиолокационных систем в короткой части миллиметрового диапазона радиоволн. Показаны альтернативные варианты построения и оценены параметры активных РЛС обнаружения наземных объектов. Даны понятие информационных возможностей РЛС обнаружения наземных объектов, характеристика перспективных методов обработки радиолокационных сигналов. Особое внимание при этом уделено моделированию отраженного негауссовского радиолокационного сигнала и методам обнаружения негауссовских сигналов. Приведен анализ состояния элементной базы радиолокационной техники миллиметрового диапазона.

Для научных работников, инженеров, преподавателей и студентов вузов по общетеоретическим и прикладным вопросам радиотехники и радиофизики.

ПАССИВНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ

методы обнаружения объектов

Под ред. Р.П. Быстрова и А.В. Соколова

Приведены физические экспериментальные и теоретические исследования собственных излучений фонов и объектов в окнах прозрачности воздуха в диапазоне миллиметровых радиоволн при приеме пассивных излучений в присутствии естественных помех. Помимо основных законов радиотеплового излучения, особое внимание уделено теоретическим и экспериментальным исследованиям земной поверхности, а также оценке влияния атмосферы и паров воздуха, кислорода и различных гидрометеорных образований на яркостные фоны и объекты. Теоретически и экспериментально проведено изучение чистого неба и облачных образований. Представлены наземные, самолетные и городские башенные измерения в летнее и зимнее время.

Для научных сотрудников, аспирантов старших курсов, а также преподавателей вузов, занимающихся вопросами обнаружения и распознавания наземной техники и малозаметных самолетов.

По вопросам заказа и приобретения книг
обращаться в Издательство «Радиотехника» по адресу:
107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6,
тел./факс: (495) 625-78-72, 621-48-37, 625-92-41
<http://www.radiotec.ru>, e-mail: info@radiotec.ru

**Полный перечень книг,
выпускаемых Издательством «Радиотехника»,
размещен на сайте <http://www.radiotec.ru>**



Бакулев Петр Александрович

доктор технических наук, профессор кафедры Радиолокации и навигации Московского авиационного института (государственного технического университета), заслуженный деятель науки и техники РФ. Занимается научно-педагогической деятельностью в области теории и техники радиолокации. Создатель общепризнанной научной школы селекции движущихся целей. Автор известных монографий и учебных пособий.

Изложены основные вопросы теории и техники радиолокационных систем.

Для студентов и преподавателей радиотехнических специальностей вузов.

Может быть полезен научным и инженерно-техническим работникам.

ISBN 978-5-93108-101-4



9 785931 081014