Бакулев Петр Александрович

доктор технических наук, профессор кафедры радиолокации и радионавигации 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.

Тел./факс: (095) 925-9241
E-mail: iprzhr@online.ru
http://www.webcenter.ru/~iprzhr/

П.А. Бакулев **РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ**

Учебник для ВУЗов

П.А. Бакулев

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

П.А. Бакулев

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Допущено Министерством образования Российской Федерации в качестве учебника для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности «Радиоэлектронные системы» направления подготовки дипломированных специалистов «Радиотехника»

Издательство «Радиотехника»
Москва 2004

УДК 621.396
Б19
ББК 32. 95

Учебник

Рецензенты

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.* — М.: Радиотехника, 2004, 320 с., ил.

ISBN 5-93108-027-9

Изложены основные вопросы теории и техники радиолокационных систем.

Для преподавателей и студентов радиотехнических специальностей вузов. Может быть полезен научным и инженерно-техническим работникам.

УДК 621. 396
ББК 32. 95

ISBN 5-93108-027-9

© Издательство "Радиотехника", 2004

Предисловие

Книга написана в полном соответствии с программой и Государственным образовательным стандартом (ГОС) по направлению «Радиотехника» 6542000, утвержденными Министерством образования Российской Федерации. Излагаемый материал охватывает основные вопросы теории и техники радиолокационных систем.

Особенности учебника – лаконичность изложения материала и большое число рисунков и таблиц, что помогает лучше его усвоить. Книга создает базу для освоения дисциплин специализаций, курсового и дипломного проектирования. Я надеюсь, что учебник будет полезен аспирантам для подготовки к сдаче кандидатского минимума и инженерам, проходящим переподготовку.

Книга может быть использована в качестве учебного пособия при изучении курсов «Радиотехнические системы» и «Статистическая теория радиотехнических систем» специальности 200700, «Теория и техника радиолокации и радионавигации» специальности 201700.

При создании учебника мною использован многолетний опыт преподавания дисциплин, изучающих теорию и технику радиолокации, радиолокационных систем и устройств на факультете радиоэлектроники летательных аппаратов Московского авиационного института (Государственного технического университета).

Приношу благодарность профессору А.А. Сосновскому, доцентам И.А. Склярову, Г.Г. Джавадову, Г.А. Волковой за помощь при написании учебника. Существенно помогли критические замечания и советы рецензентов книги. Благодарю студентов, оказавших помощь в подготовке рукописи к печати, и особенно Н.В. Сметанина.

Доктор технических наук,
профессор

П.А. Бакулев

Глава 1. Общие сведения о радиолокационных системах

1.1. Основные понятия и определения

Радиолокация это обнаружение и распознавание объектов с помощью радиоволн, а также определение их местоположения и параметров движения в пространстве. Объекты радиолокации (ОЛ) называются *радиолокационными целями* или просто 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* (РЛС) и *устройствами* (РЛУ), *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 цели решаются, как правило, без помощи аппаратуры объекта.

Определение местоположения ОЛ в РЛС требует измерения координат объекта (цели). В некоторых ситуациях необходимо также 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, обеспечении полета и посадки самолетов. В комплекс могут входить:

– информационные датчики (ИД), как радиоэлектронные, так и нерадиотехнические (например, инерциальные);

– вычислительная система (процессор) на базе одной или нескольких электронных вычислительных машин (ЭВМ) 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 контроля, предназначенная для исключения возможности использования 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, а 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, диэлектрической проницаемостью μ и электропроводностью σ) от соответствующих характеристик окружающей среды при их облучении.

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).

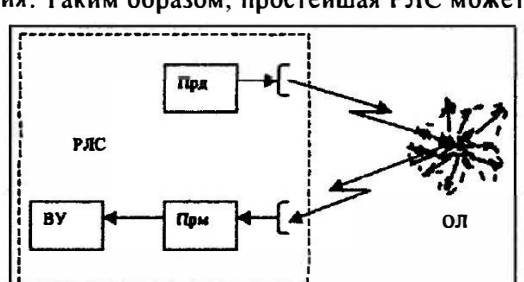


Рис. 1.1. Принцип действия простейшей РЛС

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 энергии сигнала при его распространении. Кроме того, на интенсивность отраженного сигнала существенно влияют размеры целей. 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.

Построение РЛС на базе современных технологий обработки информации заключается в использовании в качестве антенн фазированной антенной решетки (ФАР), 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, либо в виде модулятора и однокаскадного или многокаскадного генератора радиочастоты для пассивной ФАР или зеркальной антенны. Таким образом, перспективная РЛС (рис. 1.2) состоит из ФАР, синтезатора-

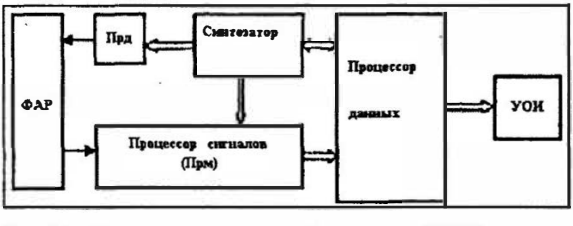


Рис. 1.2. Построение современной импульсной РЛС

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.

Количество одновременно обнаруживаемых и сопровождаемых целей определяется быстродействием систем обработки информации – выходного устройства, в качестве которого обычно используется цифровой процессор. На рис. 1.3 изображен диспетчерский пункт регулирования воздушного движения в зоне аэропорта.

Рис. 1.3. Диспетчерский пункт УВД

Типичное изображение на экране индикатора кругового обзора (ИКО) РЛС УВД показано на рис. 1.4, *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. 1.4, *б*). На рис. 1.4 для лучшей различимости проведено инвертирование изображения.

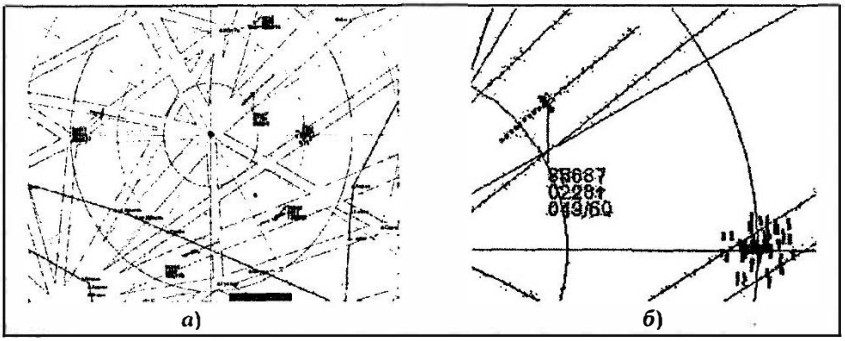


Рис. 1.4. Вид экрана РЛС управления воздушным движением: *а* — общий вид экрана; *б* — укрупненное изображение фрагмента экрана с формуляром

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 либо поочередно просматривать все значения этого параметра, либо 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 существенно меньшее время, однако оказываются технически более сложными.

Следует отметить, что обнаружение сигнала по информативному параметру при поиске эквивалентно грубой оценке (измерению) этого параметра, а следовательно, и элемента W. Эта информация используется при последующем точном измерении (уточнении) 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), равная 299792458,2±1,1 м/с. Неоднородность среды, в которой распространяются радиоволны, приводит к тому, что скорость их распространения в реальных условиях не остается постоянной, а траекто-

рия 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 элемента W. В приближенных расчетах влиянием n часто 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 $F_д$ связан с радиальной скоростью движения объекта V_r соотношением

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

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 максимума. 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 раздельно измерять мало отличающиеся информативные параметры, соответствующие мало отличающимся элементам W, характеризующим положение и параметры движения объектов (целей). 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 (Ц) находится по результатам измерения наклонной дальности R, азимута α и угла места β (рис. 1.5, *а*). При этом система координат неподвижна относительно земной поверхности. Если РЛС располагается на летательном аппарате (ЛА) и ось X координатной системы совмещается с продольной осью ЛА, а ось Z – с направлением правого крыла (рис. 1.5, *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.

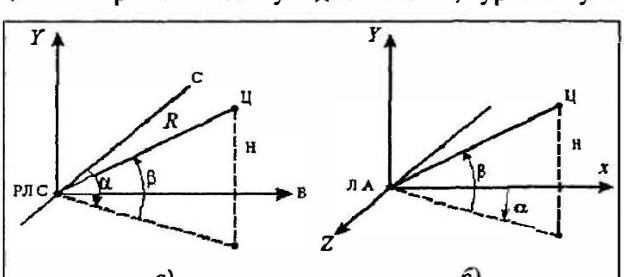


Рис. 1.5. Местные сферические системы координат: *а* – РЛС на поверхности Земли; *б* – РЛС на борту ЛА

При определении местоположения применяют как местную сферическую систему координат (рис. 1.5, *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: широты $\varphi_г$, представляющей собой угол между плоскостью экватора и направлением от объекта к центру Земли(различают северную и южную широты) и долготы $\lambda_г$, представляющей 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 поверхно-

стей 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 (ПП). 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. На рис. 1.6 показано определение места ОЛ, находящегося в точке M пространства, дальномерно-пеленгационным методом.

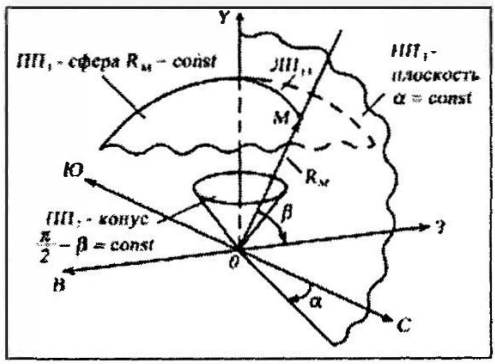


Рис. 1.6. Поверхности положения при определении местоположения объекта M позиционным (дальномерно-пеленгационным) методом

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 дальностями обнаружения и секторами обзора по азимуту и углу места (иногда эту область называют *областью обнаружения*). Вместо области обзора может использоваться рабочая область, т.е. область пространства, в пределах которой погрешность $\sigma_{мп}$ нахождения местоположения с помощью РЛС с известной вероятностью, не превышает заданную $\sigma_з$. 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 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. 1.7). 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 δR, $\delta\alpha$ и т.д., достигается соответствующим выбором сигнала и параметров антенной системы.

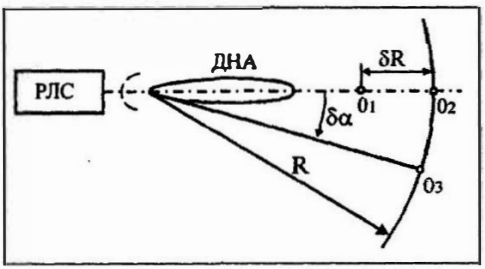


Рис. 1.7. Разрешение целей по дальности и азимуту

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, либо устранить, либо 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. 1.8):

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

где σ^2 – дисперсия случайной величины x.

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 ω(*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).

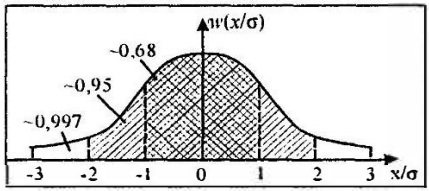


Рис. 1.8. Плотность распределения вероятностей случайных погрешностей измерения

Срединная (вероятная) погрешность связана со средней квадратической погрешностью при гауссовском распределении погрешностей соотношением δ = 0,67449σ. 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 количество 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 являются вероятность безотказной работы, т.е. вероятность того, что в пределах заданного времени отказ системы не возникнет, и так называемое среднее время наработки на отказ.

Эксплуатационная эффективность (Эф) характеризует средние затраты времени на настройку ($T_н$), регулировку ($T_р$) и обслуживание ($T_о$) системы по сравнению с временем использования ($T_{исп}$) системы по назначению:

$Эф = T_{исп}/(T_и + T_р + T_о)$.

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 (ДНА); 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 (УВД) противовоздушной (противоракетной) обороны (ПВО и ПРО), разведки, получения метеорологической информации и т.п. (рис. 1.9).

Рис. 1.9. РЛС «Утес»

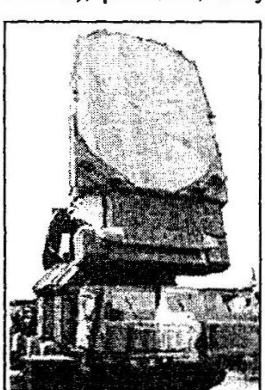


Рис. 1.10. РЛС «Имбирь»

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. 1.10).

Различают автономные и неавтономные системы и устройства. *Автономные* работают самостоятельно без помощи других радиоэлектронных устройств и не используют радиолиний, связывающих бортовую аппаратуру данного объекта с внешними по отношению к нему системами и устройствами. В таких радиосистемах реализуется прин-

цип однопозиционной радиолокации, т.е. информация об элементах W извлекается из отраженного от земной поверхности или цели сигнала.

Неавтономные 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 ОЛ 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 – расстояния до объекта от двух излучающих (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.

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, находящийся в точке *О*, не является источником радиосигналов. В такой РЛС передатчик (Прд) генерирует зондирующий сигнал, а антенна в процессе обзора пространства облучает цель. Приемник (Прм) усиливает и преобразует принятый от цели отраженный сигнал и выдает его на выходное устройство (ВУ), 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 ($Прд_1$) вырабатывает сигнал запроса, а антенна запросчика в процессе обзора пространства облучает объект, оснащенный ответчиком. Последний принимает сигнал запроса ($Прм_2$) и посылает ответный сигнал на $Прд_2$. Приняв и обнаружив этот сигнал, запросчик с помощью выходного устройства (ВУ) 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 $Прд_2$), 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: когда на обнаруживаемом объекте имеется радиопередатчик, сигналы которого улавливаются пассивной РЛС, и когда принимается естественное излучение пассивного объекта в радио- или инфракрасном диапазоне волн, возникающее при температуре объекта выше абсолютного нуля и при температурном контрасте с окружающими объектами. Этот вид радиолокации отличается простотой и высокой защищенностью от помех.

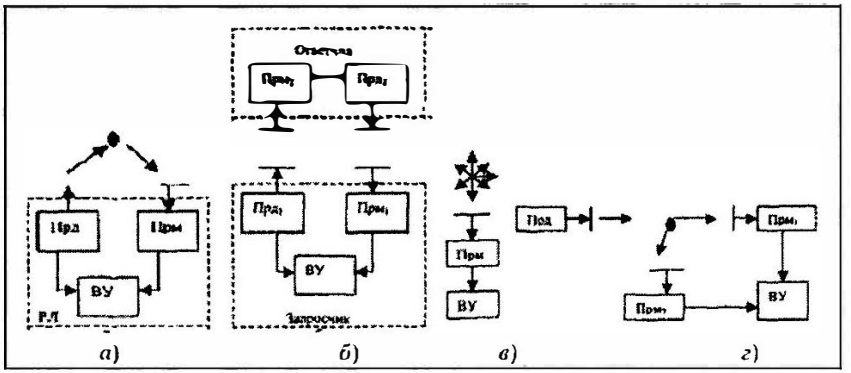


Рис. 2.1. Структурные схемы вариантов РЛС

Виды радиолокационных систем. По характеру размещения частей аппаратуры в пространстве различают однопозиционные, 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 (ОПРЛС) отличаются тем, что вся аппаратура располагается на одной позиции. Далее будем обозначать такие системы РЛС. В ОПРЛС реализуется активный или пассивный вид радиолокации (см. 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 (УВД), структура которой приведена на рис. 2.2, а внешний вид на рис. 2.3. Устройство управления обзором (управления антенной) служит для просмотра пространства (обычно кругового) лучом антенны, узким в горизонтальной плоскости и широким в вертикальной.

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.

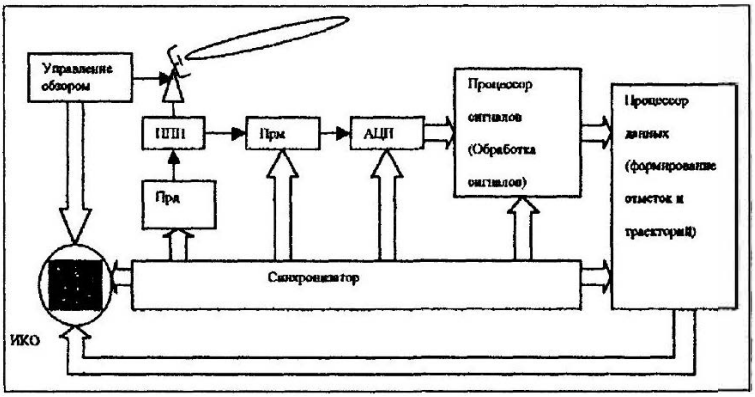


Рис. 2.2. Структурная схема РЛС обнаружения воздушных целей

Эта операция выполняется переключателем прием-передача (ППП). Пусковые импульсы, задающие период повторения зондирующих сигналов и синхронизирующие работу всех подсистем ОПРЛС, генерирует синхронизатор (Синх). Сигнал с приемника (Прм) 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.

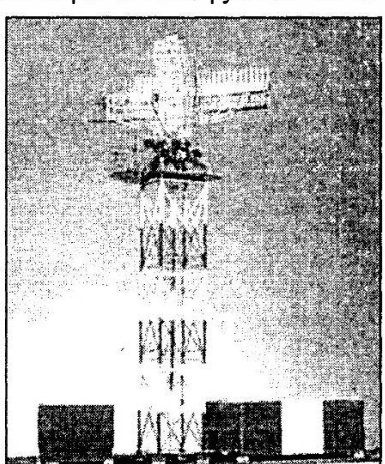


Рис. 2.3. Обзорная РЛС УВД «Днепр»

Сформированные сигналы вместе с информацией об угловом положении антенны передаются для дальнейшей обработки на командный пункт, а также для контроля на индикатор кругового обзора (ИКО). 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 (АЦП).

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

2.2. Многопозиционные радиолокационные системы

Многопозиционные радиолокационные системы (МПРЛС) (рис.2.4) в общем случае объединяют однопозиционные (ОПРЛС1 и ОПРЛС2), бистатические (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, имеющей общую передающую и три разнесенные приемные позиции. Такую МПРЛС называют *полуактивной*. Частным случаем полуактивной системы является БиРЛС.

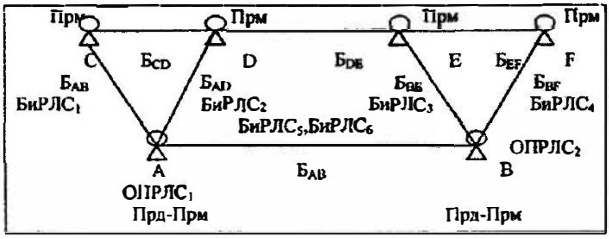


Рис. 2.4. Возможная структура МПРЛС

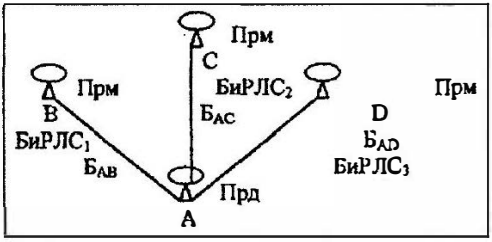


Рис. 2.5. Структура МПРЛС, состоящей из БиРЛС

Многопозиционные РЛС имеют несколько баз, которые обозначаются Б*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 менять 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. Б*jk*=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 разнесенни 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: аппаратуру 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.

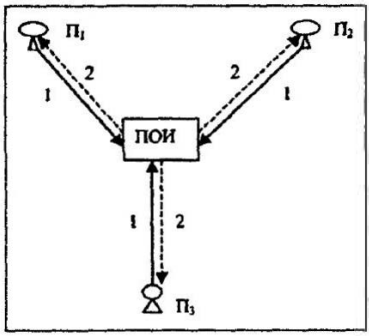


Рис. 2.6. Обобщенная структура МПРЛС

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*.

Под пространственной когерентностью понимают 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 (Б→0) сигналы на входе приемных устройств идентичны и когерентны. С увеличением базы сигналы начинают различаться в основном из-за многолепесткового характера диаграммы обратного рассеяния (ДОР) цели. При некотором размере базы $Б_l = R\lambda/l_ц$, где R – дальность до цели; $l_ц$ – наибольший размер цели, приемные позиции принимают отраженные от цели сигналы по разным лепесткам ДОР. Эти сигналы независимы и некоррелированы.

Пространственно-когерентные РЛС извлекают всю информацию, содержащуюся в пространственной структуре поля радиоволн, вплоть до фазовых соотношений. В этих РЛС фазовые набеги 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 постоянство 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 операции 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).

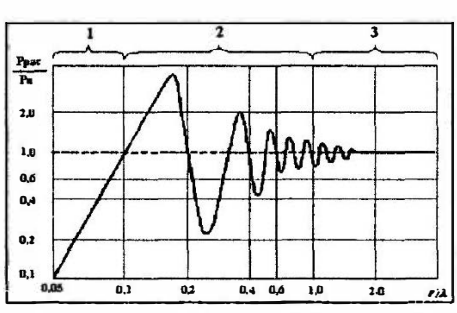


Рис. 2.7. Зависимость отношения $P_{рас}$ к мощности рассеяния P_0 (при $r/\lambda >> 1$) от отношения радиуса сферы r к длине волны λ

Здесь видны три характерные области, или зоны:

1 – зона рефракции, или зона Рэлея, когда $r/\lambda<<1$, при этом значения отношения $P_{рас}/P_0$ невелико и монотонно меняется;

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

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

Отметим, что перечисленные характерные области возникают при отражении сигналов от всех объектов правильной формы. В радиолокации стараются использовать зону отражения, и при реальных размерах целей $l_ц$ (летательные аппараты и транспортные средства) применяют радиоволны длиной, меньшей 10 м.

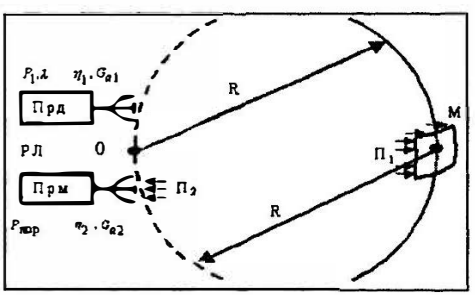


Рис. 2.8. Взаимное положение радиолокатора и обнаруживаемой цели

Для активного вида радиолокации плотность потока энергии на поверхности сферы радиуса R около точки M

$$\Pi_1 = \frac{P_1 \eta_1 G_1}{4\pi R^2},$$

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; k – КПД антенны; $D_1 = \dfrac{\Pi_н}{\Pi_{нн}} \equiv \dfrac{P_{1н}}{P_{1нн}} = \dfrac{E_{1н}^2}{E_{1нн}^2}$ ($E_{1н}$ и $E_{1нн}$ – напряженность электрического поля направленной и ненаправленной передающей антенны).

Отражающие свойства целей в РЛС принято оценивать эффективной площадью рассеяния цели:

$$S_0 = \frac{\xi P_{отр}}{\Pi_1} = \frac{\xi D_0 P_{рас}}{\Pi_1} = S D_0 \xi,$$

где ξ – коэффициент деполяризации вторичного поля ($0 \le \xi \le 1$); $P_{отр} = S D_0 \Pi_1$ – мощность отраженного сигнала; Π_1 – плотность потока энергии(плотность мощности)радиолокационного сигнала на сфере радиусом R в окрестности точки M, где находится цель (рис. 2.8); D_0 – значение диаграммы обратного рассеяния (ДОР) в направлении на радиолокатор; $S = P_{рас}/\Pi_1$ – полная площадь рассеяния цели.

Отметим, что $\Pi_{1пр} = \frac{P_1}{4\pi R^2} = \frac{1}{2} E_{1пр} H_{1пр} = \frac{E_{1пр}^2}{240\pi}$, поэтому $E_{1пр} = \frac{\sqrt{60 P_1}}{R}$,

или $E_{1пр} = \frac{\sqrt{60 P_1 G_1}}{R}$.

В общем случае $G = G(\alpha,\beta) = G_0 f^2(\alpha,\beta)$, где $f(\alpha,\beta)$ – ДНА, тогда в сторону РЛС отражается мощность

$$P_{отр} = S_0 \Pi_1 .$$

На сфере радиуса R около приемной антенны РЛС плотность потока энергии электромагнитного поля отраженного сигнала

$$\Pi_2 = \frac{P_{отр}}{4\pi R^2} .$$

Приемная антенна примет сигнал, отраженный от цели,

$$P_{A2} = \Pi_2 S_2 .$$

Здесь S_2 – активная, или эффективная поверхность приемной антенны;

$$S_2 = \frac{\lambda^2 G_2}{4\pi} .$$

При этом на вход приемника придет сигнал

$$P_2 = P_{A2} \eta_2 = \frac{P_1 G_1 \eta_1 S_2 \eta_2 S_0}{(4\pi)^2 R^4} \equiv C P_1 S_0 ,$$

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

Таким образом, эффективная площадь рассеяния (ЭПР) 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 распознавания и классификации целей переходят к более полной характеристике цели – ее радиолокационному портрету, или так называемой сигнатуре, связанной с геометрическими, физическими и кинематическими свойствами объекта.

Условно принято подразделять цели на *точечные*, когда $l_ц << \delta R$ или $l_ц << \delta l$, и *протяженные*, когда $l_ц \geq \delta R$ или $l_ц \geq \delta l$, где δR и δl – размеры элемента разрешения по дальности в радиальном и 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.

Пример. Длительность зондирующего импульса $\tau = 1 \cdot 10^{-6}$с, ширина диаграммы направленности антенны $\alpha_{0.5} = \beta_{0.5} = 2^{\circ}$, максимальный размер цели $l_{ц} = 15$ м. Определить расстояние R до цели, при котором ее можно считать точечной.

Решение

$\delta R = c\tau / 2 = 150$м при $c = 3 \cdot 10^{8}$ м/с, тогда $\delta R = l_{ц}$ и $\delta l = \alpha_{\bullet,5} R = \beta_{\bullet.5} R = l_{ц}$ или $\delta l \geq 10\, l_{ц}$, поэтому

$$R \geq \frac{10 l_{ц}}{\alpha_{\bullet,5}} \approx \frac{10 l_{ц}}{\beta_{0,5}} = 4,298 \cdot 10^{3} \text{ м}.$$

2.3.1. Точечные цели

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

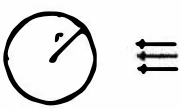
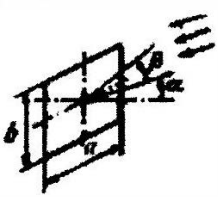
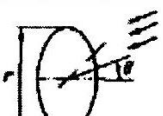
$$S_{\bullet} = 4\pi R^2 \frac{\Pi_2}{\Pi_1} = 4\pi R^2 \frac{E_2^2}{E_1^2} = S_{0\max} D_{\text{рас}}(\alpha, \beta),$$

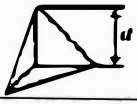
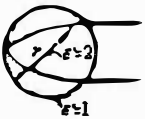
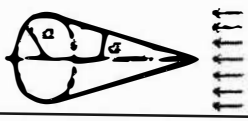
где $S_{0\max}$ – максимальная ЭПР; $D_{\text{рас}}(\alpha, \beta)$ – диаграмма неравномерности вторичного излучения, или диаграмма обратного рассеяния ДОР.

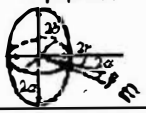
В табл. 2.1 приведены ЭПР некоторых объектов простейших форм. Сложные точечные цели, к которым относятся и все реальные цели, имеют ряд особенностей, в первую очередь, сложную («неправильную») форму, что не позволяет простыми средствами решить электродинамическую задачу рассеяния электромагнитных волн 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 (ЛЦ) 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 ОЛ возникает увеличение результирующей амплитуды – так называемый *эффект блестящей точки*, соответствующий зеркальному отражению радиоволн от какого-либо элемента цели, а при других положениях – уменьшение амплитуды – провал в ДОР.

Таблица 2.1

Вид объекта	ЭПР
Полуволновый вибратор	$S_0(\theta) = 0,86\lambda^2 \cos^4\theta$ $S_{0\max} = 0,86\lambda^2$ $\overline{S}_0 \approx 0,17\lambda^2$
Шар металлический $r>>2\lambda$ $r<<2\lambda$	$S_0 = \pi r^2$ $S_0 = 144\pi^5 r^6 / \lambda^4$ $S_0 = S_{0\max} = \overline{S}_0$
Шар диэлектрический $r>>2\lambda$ $r<<2\lambda$ 	$S_0 = \left(\frac{\sqrt{\varepsilon'}-1}{\sqrt{\varepsilon'}+1}\right)^2 \pi r^2$ $S_0 = 64\left(\frac{\sqrt{\varepsilon'}-1}{\sqrt{\varepsilon'}+2}\right)^2 \frac{\pi^6 r^6}{\lambda^4}$ $S_0 = S_{0\max} = \overline{S}_0$
Прямоугольная пластина 	$S_0 = \frac{4\pi(ab)^2}{\lambda^2}\left[\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} a\sin\alpha\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} a\sin\alpha}\right]^2 \times$ $\times\left[\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} b\sin\beta\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} b\sin\beta}\right]^2$ $S_{0\max} = -4\pi(ab)^2\lambda^{-2}$
Круглая пластина 	$S_0 = \frac{4\pi^2 r^4}{\lambda^2}\left[\frac{J_1\left(\frac{4\pi}{\lambda} r\sin\theta\right)}{\frac{4\pi}{\lambda} r\sin\theta}\right]^2 \cos^2\theta$ $S_0 = 4\pi^2 r^4 \lambda^{-2}$
Выпуклая поверхность с радиусами кривизны ρ_1 и ρ_2	$S_{0\max} \approx \pi\rho_1\rho_2$

Уголковый отражатель с прямоугольной гранью 	$S_{0\max} = 12\pi a^4 / \lambda^2$
Уголковый отражатель с треугольной гранью 	$S_{0\max} = 4\pi a^4 / 3\lambda^2$
Биконический отражатель 	$S_{0\max} = \frac{32\pi}{9\lambda}\left[b_2(2b_2 - b_1)^{1/2} - b_1^{3/2}\right]^2$
Линза Люнеберга 	$S_{0\max} = 4\pi^3 r^4 / \lambda^2$
Пассивная ФАР (отражатель Ван-Атта) 	$S_{0\max} = \pi n^2 \lambda^2 / 4$
Цилиндр 	$S_0(\theta) = \left(\frac{2\pi r l^2}{\lambda}\right) \times$ $\times \left[\frac{\sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\cos\theta\right)}{\frac{2\pi l}{\lambda}\cos\theta}\right]^2 \sin\theta$ $S_{0\max} = 2\pi r l^2 \lambda^{-1}$
Конус 	$S_{0\max} = \pi a^2 \mathrm{tg}^2\alpha$ (вдоль оси конуса)

Сфероид 	$S_0 = \dfrac{\pi r^2 a^2 b^2}{(r^2\cos^2\beta - a^2\sin^2\beta\cos^2\alpha + b^2\sin^2\beta\sin^2\alpha)^2}$
Объект оживальной формы	$S_0 = \dfrac{\lambda^2}{16\pi}\operatorname{tg}^2\theta_0$
Конус-сфера	$S_0 = 1.03\pi r^2(2\pi r\lambda^{-1})^{3/2}$, $1 < 2\pi r\lambda^{-1} < 15$
Конус-цилиндр	$S_0 = \dfrac{4\pi^2 r^2}{(\pi+\alpha)^2} \times \dfrac{\sin^2\left(\dfrac{\pi^2}{\pi+\alpha}\right)}{\left[\cos\left(\dfrac{\pi^2}{\pi+\alpha}\right) - \cos\left(\dfrac{2\pi^2}{\pi+\alpha}\right)\right]^2}$

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 этом 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 либо нет преобладающего отражателя (первая модель), либо 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:

при отсутствии преобладающего отражателя

$$w(S_0) = \left[\frac{1}{\overline{S_0}}\right] \exp\left\{-\frac{S_0}{\overline{S_0}}\right\}, \qquad (2.1)$$

при наличии преобладающего отражателя

$$w(S_0)=\left[\frac{1}{\bar{S}_0-S_{00}}\right]\exp\left\{-\frac{S_0+S_{00}}{\bar{S}_0-S_{00}}\right\}\;I_0\left(\frac{2\sqrt{S_0S_{00}}}{\bar{S}_0-S_{00}}\right). \qquad (2.2)$$

Определить $\bar{S}_0$ можно, используя соотношение

$$\bar{S}_0=\sum_{i=0}^{n}S_{0i}.$$

При $m = 0$, где $m=\frac{S_{00}}{S_0-S_{00}}$ – отношение ЭПР преобладающего отражателя к ЭПР случайных отражателей, ЭПР цели распределена по экспоненциальному закону и вероятное или срединное значение ЭПР имеет вид

$$S_{0вер}=S_{0ср}=S_{0,50\%}=0,7\bar{S}_0.$$

Когда $m = 1$, распределение вероятностей отличается от экспоненциального незначительно, но с ростом m начинает сказываться влияние наибольшей составляющей отражения. При $m>>1$ распределение $w(S_0/\bar{S}_0)$ стремится к гауссовскому с максимумом при $S_0/\bar{S}_0=1$. Это значит, что стабильное отражение от наибольшего отражателя превышает суммарный вклад случайных отражателей и определяет ЭПР цели (рис. 2.9).

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

$$w(S_0)=\frac{1}{(k-1)!}\frac{k}{\bar{S}_0}\left(\frac{kS_0}{\bar{S}_0}\right)^{k-1}\exp\left(-\frac{kS_0}{\bar{S}_0}\right).$$

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 (ПРВ), 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.

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

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

Решение приведено на рис. 2.9 в виде соответствующих графиков.

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*)

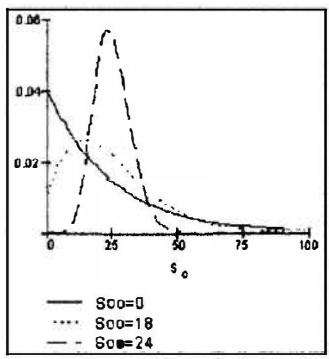


Рис. 2.9. Плотность распределения вероятностей нормированной ЭПР

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

где σ^2 – мощность (дисперсия) флуктуаций; $R(\tau)=\overline{U_m(t)U_m(t+\tau)}=$

$$=\lim_{T\to\infty}T^{-1}\int_0^T U_m(t)U_m(t+\tau)dt.$$

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

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

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

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

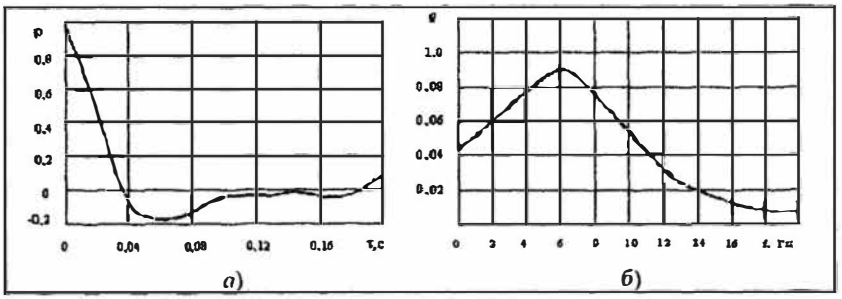


Рис. 2.10. Экспериментальные нормированные корреляционная функция (*а*) и спектр флуктуаций амплитуды (*б*) сигнала, отраженного от летящего самолета

Большинство реальных целей из-за сложной формы являются 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 S_0 достигают 30 – 40дБ, хотя $\overline{S_0}$ неизменна при ее измерении в различных диапазонах радиоволн.

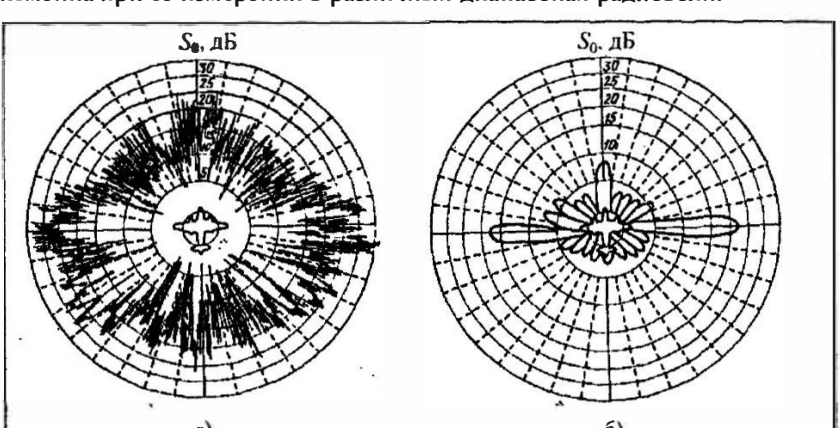


Рис. 2.11. Диаграмма обратного рассеяния реального самолета: *а* – λ=3см; *б* – λ=10см

2.3.2. Особенности отражения радиоволн от реальных объектов

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 фа-

зы и частоты отраженного сигнала. Кроме того, следует принимать во внимание изменения интенсивности этих сигналов из-за деполяризации радиоволн и зависимости отражательной способности цели от направления на точку приема сигнала.

Флуктуации фазового фронта волны, фазы и частоты отраженного 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 меняется 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 $\Delta\Theta = l_ц/R$, тогда средняя квадратическая погрешность σ_Θ по угловой координате составит $0{,}167 l_ц/R$. Спектральный состав флуктуаций угла прихода волны зависит от типа и динамики движения цели. Флуктуации фазового фронта называют *угловым шумом*.

В действительности на таких дальностях, когда максимальный угловой размер цели $\theta_ц$ соизмерим с шириной $\varphi_а$ ДНА радиолокатора, регистрируемые на практике значения вызываемых угловым шумом погрешностей $\Delta_а$ с вероятностью $P \le 0{,}13$ могут превышать $\theta_ц$, 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

$$\frac{\Delta\Theta}{\Theta_ц} = \frac{1 - a^2}{2\left(1 + a^2 + 2a\ \cos(\varphi)\right)},$$

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 равновероятном распределении φ.

Перемещение центра отражения вдоль линии визирования цели сопровождается флуктуациями времени запаздывания сигнала $(\Delta t_l)_{max} = 2l_ц/c$,

а следовательно, и погрешностями по дальности $\Delta R_{max}=l_ц$, для которых $\sigma_R = 0{,}33l_ц$. Что касается флуктуаций частоты, а следовательно, и радиальной скорости цели, то они связаны с угловыми перемещениями цели. Если известна угловая скорость цели $\Omega_ц=2\pi F_ц$, то ширина доплеровского спектра сигнала $\Delta f_{max} = 2l_ц F_ц / \lambda$.

Деполяризация при отражении радиоволн. Поляризация сигналов, отраженных от объектов сложной формы, обычно не совпадает с поляризацией зондирующего сигнала. Степень такой деполяризации зависит как от формы объекта, так и от исходной поляризации падающей волны. Различие S_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 $\mathbf{E}_{1в}$ и $\mathbf{E}_{1г}$ 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

$$\mathbf{E}_1=\mathbf{E}_{1г}+\mathbf{E}_{1в}=E_{1г}\mathbf{i}x+E_{1в}\mathbf{i}y.$$

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

$$\begin{pmatrix}\mathbf{E}_{2г}\\ \mathbf{E}_{2в}\end{pmatrix}=\left(\mathrm{M}_{отр}\right)\begin{pmatrix}\mathbf{E}_{1г}\\ \mathbf{E}_{1в}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}a_{11} & a_{12}\\ a_{21} & a_{22}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\mathbf{E}_{1г}\\ \mathbf{E}_{1в}\end{pmatrix}, \qquad (2.3)$$

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

где элементы матрицы отражения $(\mathrm{M}_{отр})$ в общем случае определяются по формулам:

$$a_{11}=\sqrt{K_{отр11}}e^{(j\varphi_{11})},\quad a_{12}=\sqrt{K_{отр12}}e^{(j\varphi_{12})},$$

$$a_{21}=\sqrt{K_{отр21}}e^{(j\varphi_{21})},\quad a_{22}=\sqrt{K_{отр22}}e^{(j\varphi_{22})}.$$

Величины $a_{ik}=\sqrt{K_{отрik}}e^{(j\varphi_{ik})}$ – комплексные коэффициенты отражения, причем индексы i и k соответствуют излучаемому и принимаемому полю. При одной приемопередающей антенне и однородном пространстве по принципу вза-

имности $K_{отр12}=K_{отр21}$, $\varphi_{12}=\varphi_{21}$ и поляризационная матрица описывается только пятью параметрами вместо восьми:

$$K^{1/2}{}_{отр11};\ K^{1/2}{}_{отр22};\ K^{1/2}{}_{отр12};$$
$$\varphi_{22}-\varphi_{11};\ \varphi_{12}-\varphi_{11}.$$

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.

Рассмотрим бистатическую систему, когда угол между направлениями на цель с передающей и приемной позиций равен γ. Установлено, что для элементарных точечных целей при $l_ц > \lambda$ значение ЭПР в такой системе $\bar{S}_{02}$ равно обычной ЭПР $\bar{S}_{01}$ в направлении биссектрисы угла γ:

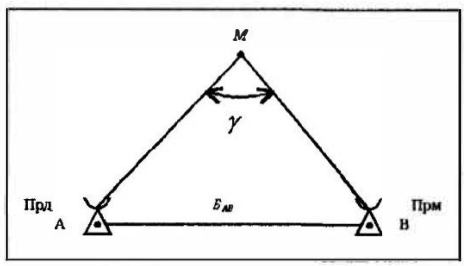


Рис. 2.13. Геометрия бистатической РЛС

$$\bar{S}_{02} = \bar{S}_{01}(\lambda/2).$$

В общем случае облучения тел простой формы плоскими электромагнитными волнами при $0 \le \gamma \le 50°$ наблюдается медленный рост ЭПР. При γ, лежащих в пределах 50 – 110°, ЭПР быстро возрастает до значений, на порядок больших $\bar{S}_{02}$. Когда γ достигает 180°, может иметь место резкое увеличение ЭПР:

$$\bar{S}_{02}(\gamma = 180) = 4\pi A^2 \lambda^{-2},$$

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

Следовательно, при $A \gg \lambda^2$ ЭПР $\bar{S}_{02}$ может быть намного больше $\bar{S}_{01}$. Например, для металлического шара $\bar{S}_{01} = \pi r^2$, а при γ=180° получаем $A = \pi r^2$ и, следовательно, $\bar{S}_{02} = 4\pi^3 r^4 \lambda^{-2}$, что дает увеличение отношения ЭПР $\bar{S}_{02} / \bar{S}_{01}$ в $(2\pi r \lambda^{-1})^2$ раз.

Для дипольных помех при совпадении векторов электрического поля с бистатической плоскостью (плоскость биссектрисы угла γ) и равновероятной их ориентации $\bar{S}_{02} = (0,06\lambda^2)(1+\cos(2\gamma))$, при этом $(\bar{S}_{01})_{max} = 0,17\lambda^2$, а $(\bar{S}_{02})_{max} = 0,06\lambda^2$.

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

2.3.3. Методы определения ЭПР реальных целей

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

1) обработки гистограммы результатов записи отраженных сигналов при движении объекта по определенному маршруту;

2) сравнения или калибровки радиолокатора по эталонной цели;

3) моделирования.

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.

Метод обработки гистограмм. Значение $\bar{S}_0$ находят по зависимости результатов наблюдения мощности отраженного движущимся объектом сигнала от дальности $P_2=f(R)$. Поскольку ракурс цели и ее дальность меняются, производится усреднение результатов, т.е. переходят к соотношению $P_2 = K_0(\bar{S}_0/\bar{R}^4)$, 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 $\bar{S}_0$. При методе гистограмм считается, что коэффициент K_0 = 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: испытуемую с неизвестной ЭПР S_{0x}, и эталонную с известной ЭПР $S_{0эт}$. Измеряя

$$\bar{P}_{2эт} = K_0(\bar{S}_{0эт} / \bar{R}^4_{эт}) \quad \text{и} \quad \bar{P}_{2x} = K_0(\bar{S}_{0x} / \bar{R}^4_{x}),$$

по полученным данным вычисляют

$$\boxed{\bar{S}_{0x} = \bar{S}_{0эт}(\bar{P}_{2x} / \bar{P}_{2эт})(\bar{R}^4_{x} / \bar{R}^4_{эт}).}$$

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 n раз. Облучая модели и измеряя отраженную мощность P_2, находят $\overline{S}_{0м}$. Длина волны при таком эксперименте для удовлетворения принципа подобия также берется в n раз меньшей (обычно в диапазоне миллиметровых или оптических волн): $l_ц / l_м = \lambda_{0ц} / \lambda_{0м}$. Результаты эксперимента при расчете ЭПР реальной цели увеличиваются в n^2 раз, т.е. $\boxed{\overline{S}_{0ц} = \overline{S}_{0м} n^2}$.

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

Таблица 2.2

Цель	$\overline{S}_0$, м^2	Цель	$\overline{S}_0$, м^2
Истребитель	1,5–3	Катер	50
Бомбардировщик	4–25	Рубка подводной лодки	30–140
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	$1–10^{-2}$	Человек	0,5–1

2.3.4. ЭПР протяженных целей

Обычно в качестве поверхностно протяженного объекта выступает поверхность Земли при облучении ее с помощью поднятой над ней антенны, например, с какого-либо ЛА. При импульсном зондирующем сигнале на поверхности высвечивается пятно характерной формы (рис. 2.14), контуры которого образованы границей лепестка ДНА (по уровню 0,5) и элемента разрешения по дальности, определяемого длительностью импульса $\tau_и$. Внутри этого контура (отражающей площадки) имеется совокупность объектов (неровности почвы, деревья, различные сооружения и т.п.). 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).

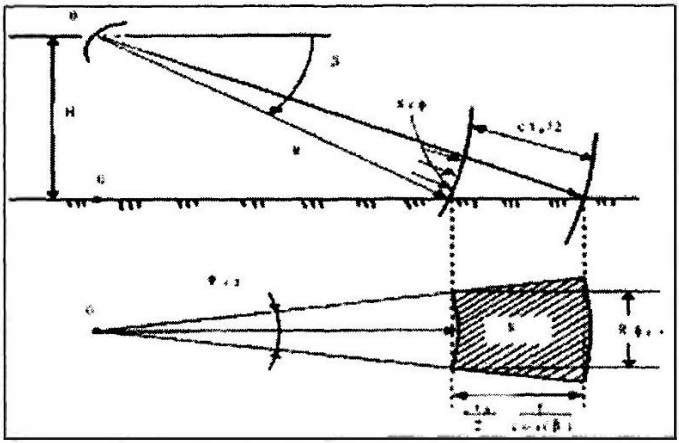


Рис. 2.14. Формирование отражающей площадки при облучении земной поверхности

При высокой разрешающей способности радиолокатора ($\tau_и$<0,5 мкс) и углах визирования поверхности $\beta < 5°$ математическое описание флуктуаций амплитуды сигнала отличается от приведенных и хорошо аппроксимируется логарифмически нормальным распределением (особенно при отражении от водной поверхности):

$$w(u) = \frac{1}{\sigma U\sqrt{2\pi}} \exp\left\{\frac{\lg(U/U_m)}{2\sigma}\right\},$$

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

$$w(U) = (\eta_ф \sigma^{-1})(U\sigma^{-1})^{\eta_ф - 1} \exp\left\{-(U\sigma^{-1})^{\eta_ф}\right\},$$

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

Параметром статистических характеристик сигналов, отраженных от земной поверхности, считается $\overline{S}_0 = \sum_{i=1}^{n} S_{0i}$. Введем удельную ЭПР $s_п = \overline{S}_0 / S_{пл}$, которая совпадает с коэффициентом отражения земной поверхности площадью $S_{пл}$. Обычно при обзоре Земли радиолокаторами $R \approx 0{,}5c\tau_и$ и $\varphi_{0,5г} < 30°$. При подсчете поперечного размера участка $R\varphi_{0,5}$ на рис. 2.14 и в формуле $\overline{S}_0$ $\varphi_{0,5}$ измеряется в радианах. Тогда средняя ЭПР земной поверхности

$$\overline{S}_0 = s_п(0{,}5c\tau_и) R\varphi_{0.5г} \operatorname{tg}\beta.$$

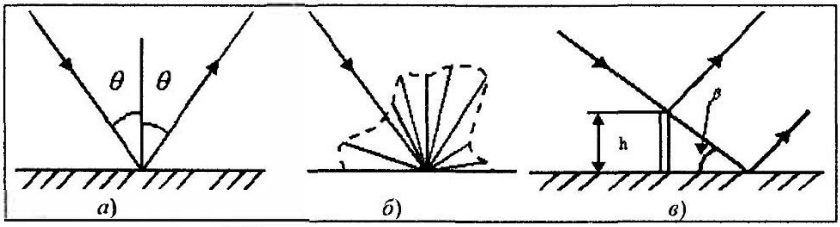


Рис. 2.15. Зеркальное (*а*) и диффузное (*б*) отражения и формирование сигнала при неровности высотой h (*в*)

Значение $s_п$ 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 неровностям поверхности: разность фаз сигналов φp, 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.

В табл. 2.3. приведены значения удельных площадей рассеяния $s_п$ разных местностей.

Таблица 2.3

$S_п$дБ ($м^2/м^2$)	Море	Бетонированная площадь	Степь	Травянистая поверхность	Лес
λ = 3см	– 40	– 30	– 20	– 16	– 15
λ = 70см	– 55	– 60	– 60	– 55	– 35

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 $q_ц$, под которой понимают степень радиолокационного контраста, т.е.

$$q_ц = P_{2ц} / P_{2ф},$$

где $P_{2ц}$ и $P_{2ф}$ – мощности сигналов, отраженных соответственно от цели и от окружающих ее объектов (фона). При $q_ц > 1$ цель наблюдается на фоне мешающих отражений, а при $q_ц < 1$ 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 $q_н$ различных участков местности определяется степенью их контраста, т.е.,

$$q_н = \frac{P_{2i}}{P_{2k}} = \frac{\bar{S}_{0i}}{\bar{S}_{0k}} = \frac{s_{ni}}{s_{nk}},$$

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:

$$q_н = \frac{P_{2ц}}{P_{2ф}} = \frac{\bar{S}_{0ц}}{\bar{S}_{0ф}} = \frac{\bar{S}_{0ц}}{s_п(c\tau_и/2)R\varphi_{0,5г}\mathrm{tg}\beta} = f(\tau_и, \varphi_{0,5г}, \lambda).$$

К объемно распределенным или протяженным относятся такие объекты, как облака различного вида отражателей: дождевых капель, снежинок, ионизированных частиц, дипольных помех и т.п. Средняя ЭПР таких объектов (рис. 2.16) определяется как $\bar{S}_0 = s_v v$, где s_v – удельная ЭПР с размерностью м^2/м^3; v – отражающий объем.

Для элемента разрешения в виде эллиптического цилиндра

$$v = \frac{c\tau_п}{2}\frac{\pi R^2}{4}\varphi_{0,5г}\varphi_{0,5в}.$$

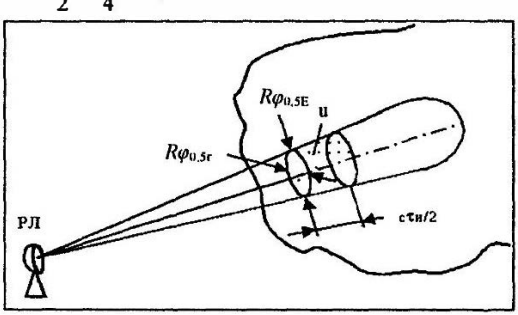


Рис. 2.16. Граница облака отражающих частиц и отражающий объем

Удельная ЭПР единицы объема $s_v = \sum_{i=1}^{n} S_{0i}$, где n – число отражателей в единице объема.

Для дождевого облака ЭПР капли в виде диэлектрический сферы с радиусом ri, и ε'=80 (см. табл. 2.1)

$$S_{0i} = \frac{64\pi^5 (r_i)^6}{\lambda^4}\left(\frac{\varepsilon' - 1}{\varepsilon' + 2}\right)^2 \approx 64\pi^5 (r_i)^6 \lambda^{-4}, \quad s_v = \frac{2Q^{1,6}\pi^5 |k^2| 10^{-10}}{\lambda^4},$$

где Q – интенсивность осадков (мм/ч); a и b – постоянные, зависящие от диапазона волн. Корректирующий коэффициент $|k|^2$ в случае дождя равен 0,93, а для снега 0,2. Удельная ЭПР дождя для разных диапазонов радиоволн приведена в табл. 2.4.

Таблица 2.4

Интенсивность осадков Q, мм/ч	S_v ($см^2/см^3$) 10^{-9}	
	λ=3,2см	λ=5,5см
5	7,1	0,57
10	22	1,7
25	93	7,4
50	280	23
100	860	68

Для дипольных помех (см. табл. 2.1)

$$S_v = \sum_{i=1}^{n} S_{0i} \approx nS_{0i} = 0,17n\lambda^2,$$

и тогда $\overline{S}_0 = 0,02125\pi cn\tau_и R^2 \varphi_{0,5г}\varphi_{0,5в}$.

Наблюдаемость точечной цели на фоне дождевого облака

$$q_н = \frac{\overline{S}_{0ц}}{\frac{|k|^2 \pi^6}{8\lambda^4} c\tau_и R^2 \varphi_{0,5в}\varphi_{0,5г} Z} = f(\tau_и, \varphi_{0,5и}, \varphi_{0,5г}, \lambda).$$

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

Таблица 2.5

Диапазон частот	Отражения от земли $s_ц$, дБ	Отражения от дождя s_v, $(дБм)^{-1}$	Отражения от диполей s_v, $(дБм)^{-1}$
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 $q_н$ 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:

$$\mathbf{M}_{отр} = \begin{pmatrix} \sqrt{K_{отр11}}e^{(j\varphi_{11})} & 0 \\ 0 & \sqrt{K_{отр22}}e^{(j\varphi_{22})} \end{pmatrix},$$

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

$$\begin{pmatrix} \mathbf{E}_{2г} \\ \mathbf{E}_{2в} \end{pmatrix} = (\mathbf{M}_{отр}) \begin{pmatrix} \mathbf{E}_{1г} \\ \mathbf{E}_{1в} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{K_{отр11}} e^{(j\varphi_{11})} \mathbf{E}_{1г} \\ \sqrt{K_{отр22}} e^{(j\varphi_{22})} \mathbf{E}_{1в} \end{pmatrix},$$

или

$$\mathbf{E}_{2в} = \sqrt{K_{отр22}} e^{(j\varphi_{22})} \mathbf{E}_{1в}, \quad \mathbf{E}_{2г} = \sqrt{K_{отр11}} e^{(j\varphi_{11})} \mathbf{E}_{1г}.$$

Пусть, например, передающая антенна (рис. 2.17) излучает вертикально поляризованные волны. Циркулятор, представляющий собой металлическую линзу длиной $\lambda_в/4$, трансформирует поляризацию волн в круговую, так как нормальная составляющая электрического поля $\mathbf{E}_n$ проходит линзу без сдвига фазы, а тангенциальная $\mathbf{E}_\tau$ – со сдвигом фазы на 90°. Таким образом, $\mathbf{E}_n$ и $\mathbf{E}_\tau$ 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 капля – антенна), а при вторичном прохождении через циркулятор отраженная волна $\mathbf{E}_\tau$ получает новый сдвиг фазы на 90°. В результате $\mathbf{E}_\tau$ 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.

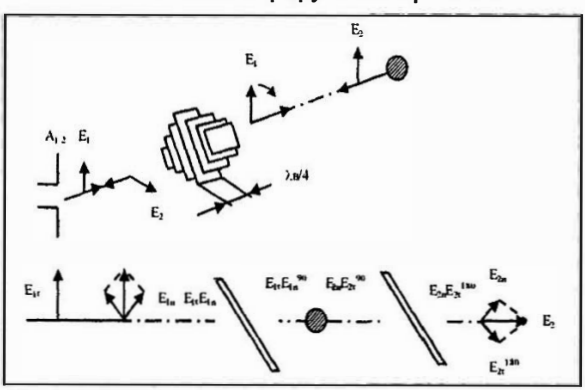


Рис. 2.17. Преобразование поляризации сигналов при поляризационной селекции

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

2.2. Дайте краткую характеристику каждого вида радиолокационных систем.

2.3. Какова структурная схема 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 волн можно использовать в МПРЛС для обеспечения пространственно-когерентной обработки, если Б=15 м, R>3 км, $l_ц$=30 м?

2.14. Рассчитайте S_{0max} и постройте сечения ДОР прямоугольной пластины размером 15·10 см, если λ=10 см.

2.15. Рассчитайте S_{0max} уголкового отражателя с треугольными гранями при a=15 см и a=3 см.

2.16. Цель представляется в виде n точечных отражателей. Средняя ЭПР цели $\overline{S}_0$=5 м^2. Определите вероятность того, что $3 \le S_0 \le 10$ м^2.

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 S_0, связаны между собой неотражающей штангой размером $l<<R$, где R – расстояние до цели. В каких пределах будет меняться результирующая ЭПР при вращении штанги вокруг вертикальной оси? Найдите среднюю ЭПР $S_{0ф}$.

2.21. Тангенциальная составляющая скорости движения цели $V_τ$=200м/с. Определите СКО измерения скорости цели, если R=20·10^3 м, λ = 3 см, $l_ц$=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 $\mathbf{E}_{2г}$ и $\mathbf{E}_{2в}$ 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 γ=180°?

2.31. Для измерения ЭПР $\overline{S}_0$ воздушной цели используют РЛС со следующими параметрами: P_i=90 кВт, dA=1 м, λ=3 см. Определите коэффициент K_0.

2.32 В результате обработки гистограммы получено $\overline{P}_2 = 10^{-10}$ Вт, $\overline{R} = 30$ км. Определите ЭПР $\overline{S}_0$ 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 λ=10 см.

2.35. Высота неровностей поверхности h=5 см, длина волны λ=10 см. Найдите угол падения, при котором отражение от поверхности будет зеркальным.

2.36. Определите на какой дальности ЭПР точечной цели будет превышать ЭПР поверхностно распределенной цели, если $\overline{S}_{0ц} = 5$ м^2, $\beta = 20°$, $S_п$=0,002 м^2/м^2. Для наблюдения цели используется импульсная РЛС с параметрами: $\tau_и = 1$ 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: $\tau_и = 1$ мкс, $d_A = 1$ м, $\lambda = 3$ см)?

2.38. Рассчитайте коэффициент наблюдаемости точечной цели с ЭПР $\overline{S}_{0ц} = 1$ м^2 на фоне дождя интенсивностью 10 мм/ч (s_v=10^{-6} м^2/м^3), на дальности R=30 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 км. Параметры РЛС принять равными параметрам РЛС вопроса 2.37.

Глава 3. Обнаружение радиосигналов

3.1. Физические основы обнаружения

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 $T_{набл}$ требуется выяснить, какая из ситуаций 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.

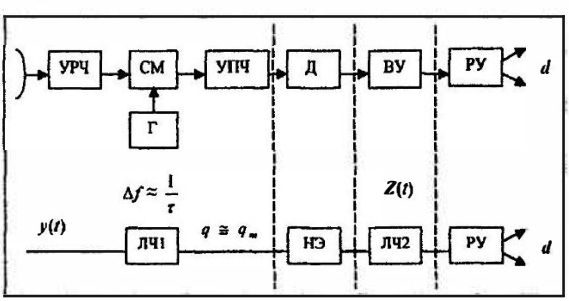


Рис. 3.1. Схема приема сигналов: ЛЧ – линейная часть приемника; НЭ – нелинейный элемент; РУ – решающее устройство

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

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

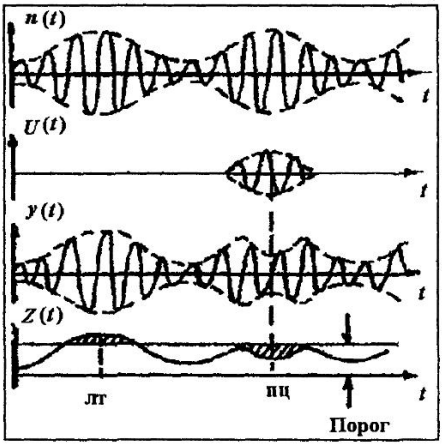


Рис. 3.2. Ошибки при обнаружении сигнала: $Z(t)$ – огибающая смеси сигнала с шумом на входе РУ; $y(t)$ – смесь сигнала и шума на выходе УПЧ; $u(t)$ – сигнал на выходе УПЧ; $n(t)$ – шум на выходе УПЧ

Ошибка первого рода – происходит ложное обнаружение шумового выброса $n(t) \Rightarrow$ *ложная тревога* (ЛТ). *Ошибка второго рода* – за счет подавления шумом сигнал $u(t)$ не обнаруживается $\Rightarrow$ *пропуск цели* (ПЦ). Очевидно 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 ($i = 1,2,3,\ldots, T_{набл}/\Delta t$). Пространство входных реализаций обозначим Г, 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 Д с элементами d_i и пространство решающих правил Δ с решениями δ_i.

Таким образом, решающее правило $\delta(y) = d$ отображает пространство реализаций Г в пространство решений Д. 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 – так называемую *функцию риска* (условный риск):

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

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:

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

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

Оптимальное правило решений разбивает область Г 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)

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

Условная вероятность правильного обнаружения

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

Здесь D – мощность правила решений; 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 обозначить $p(1) = p$, а $p(0) = q$, то $p + q = 1$.

3.2.Критерии оптимального обнаружения

Критерий Байеса. Пусть $\theta = 1$ соответствует наличию сигнала в $y(t)$, а $\theta = 0$ – его отсутствию. Множество решений $d\in$ Д вырождается в два: $d_1 \to \theta = 1$ и $d_0 \to \theta = 0$.

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 одно из двух решений: d_1 или d_0.

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

$\delta(y) = d_0$ при $y \in \Gamma_0$,

$\delta(y) = d_1$ 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

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

Поскольку $qC_{00} + pC_{10}$ – постоянная положительная величина, минимум $\bar{r}$ будет получен при

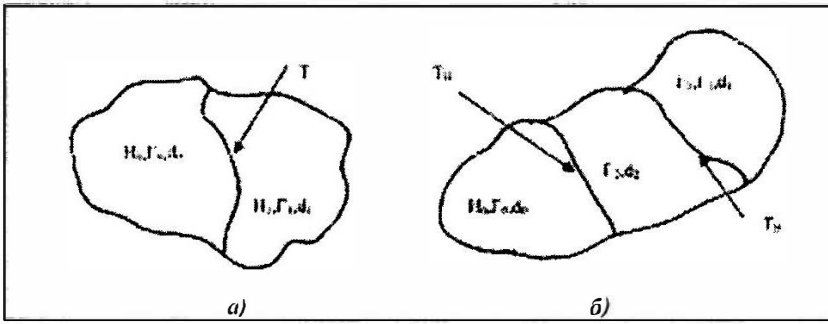
$$p(C_{10} - C_{11})w(y/1) \geq q(C_{01} - C_{00})w(y/0)$$

или

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

Величина $w(y/1)/w(y/1) = \Lambda(y)$ 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 Г разделена границей T на две области Γ_1 и Γ_0.



а) *б)*

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

$$\boxed{\Lambda \gtrless T.} \qquad (3.4)$$

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 правдоподобней, вероятность которой больше. Если $w(0/y) > w(1/y)$, то правдоподобней H_0, и нужно принять решение d_0. Если $w(0/y) < w(1/y)$, то правдоподобней H_1, и таким образом, если

$$\frac{pw(y/1)}{qw(y/0)} \geq 1,$$

то принимается решение d_1, справедлива гипотеза H_1, y принадлежит области Γ_1.

$$\frac{pw(y/1)}{qw(y/0)} < 1,$$

то принимается решение d_0, справедлива гипотеза H_0, y принадлежит области Γ_0, т.е., как и в критерии Байеса,

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

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:

$$\Lambda(y) \gtrless T. \tag{3.5}$$

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

Критерий Неймана – Пирсона. При критерии Неймана – Пирсона фиксируется вероятность ложной тревоги $F = \text{const}$, время обнаружения $T_{набл}$ 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

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

Ввиду 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 δ, т.е. находят $r_{max}(\theta,\delta)$. Затем выбирают правило решений δ^*, обеспечивающее наименьшее значение риска среди полученных максимальных:

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

Здесь $r(\theta,\delta^*)$ – 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 $T_{набл}$ или объем выборки $y_1, y_2, \ldots, y_k$. Однако можно заранее объем выборки не фиксировать. При критерии Вальда область Г делится на три подобласти Γ_1, Γ_0 и Γ_2 нижним $T_н$ и верхним $T_в$ порогами, как показано на рис. 3.3,*б*:

$\delta(y) = d_0$, если $\Lambda_к \le T_н$ – в этом случае справедлива гипотеза H_0 и y принадлежит области Γ_0;

$\delta(y) = d_1$,если $\Lambda_к \ge T_в$ – в этом случае справедлива гипотеза H_1 и y принадлежит области Γ_1 ;

$\delta(y) = d_2$, если $T_н \le \Lambda_к \le T_в$ – в этом случае принимается решение продолжить наблюдение.

Здесь $\Lambda_к = \Lambda(y_1, y_2, \ldots, y_к) = \dfrac{w(y_1 \ldots y_k / \theta \approx 1)}{w(y_1 \ldots y_k / \theta \approx 0)}$.

Таким образом критерий Вальда двухпороговый:

$$\boxed{T_н \gtrless \Lambda_к \lessgtr T_в.} \qquad (3.8)$$

Пороги определяются вероятностями D и F: $T_н \approx \dfrac{1-D}{1-F}$, $T_в \approx \dfrac{D}{F}$.

Длительность наблюдений – величина случайная. Критерий Вальда является оптимальным в смысле минимизации среднего времени наблюдения (обнаружения) по большему 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:

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

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

– однопороговые критерии с фиксированным временем $T_{набл}(n)$ (рис. 3.4,*а*);

– двухпороговый критерий с переменным временем $T_{набл}(n)$ (рис. 3.4,*б*).

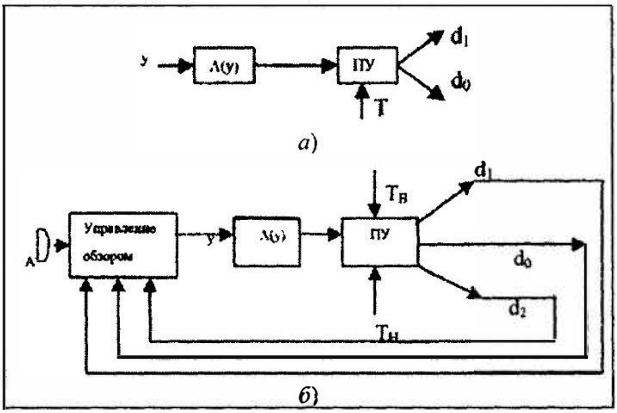
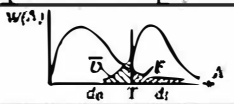
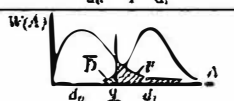
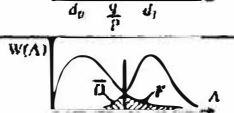
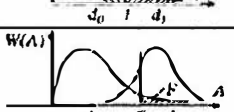
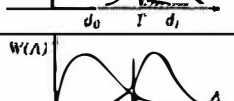


Рис. 3.4. Структурные схемы однопороговых (*а*) и двухпороговых (*б*) обнаружителей

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 таблице.

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	$\left(\frac{q}{p}\right)_{мм}\frac{C_{01}-C_{00}}{C_{10}-C_{11}}$	
Двухпороговый Вальда	$T_в \approx \frac{D}{F}\quad T_н \approx \frac{1-D}{1-F}$	

Задача обнаружения решается в каждом элементе разрешения. Способ просмотра элементов разрешения определяется выбранным методом обзора пространства. Количество элементов разрешения зависит от величины 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 $F_i=F_k=...=F_1=\text{const}$, то $\bar{F}=\prod_{i=1}^{m}(1-F_i)=(1-F_1)^m$.

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

$$\boxed{F_1=F/m.}$$

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

Что касается D, то вероятность правильного обнаружения равна $1-\bar{D}$, а эта последняя равна произведению вероятности пропуска цели в одном элементе на вероятность правильного необнаружения во всех остальных $m-1$ элементах:

$$\bar{D}=1-[\bar{D}_1\bar{F}_1^{(m-1)}]=1-(1-D_1)[1-(m-1)F_1]\approx 1-(1-D_1)\equiv D_1,$$

т.е.

$$\boxed{D=D_1.}$$

Таким образом, $D=D_1$, а $F=mF_1$.

3.3.Модели радиолокационных сигналов

Детерминированный сигнал, или *сигнал с полностью известными параметрами* имеет вид

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

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

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

где $\boldsymbol{\mu}$ – вектор случайных параметров сигнала.

Возможны два случая:

а) *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. $w_0(\varphi) = 1/(2\pi)$;

б) *сигнал со случайной фазой* φ *и флуктуирующей амплитудой* $au_m(t)$, где φ – неизвестная начальная фаза с распределением $w_\theta(\varphi)=1/(2\pi)$; 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. Вид пачек показан на рис. 3.5.

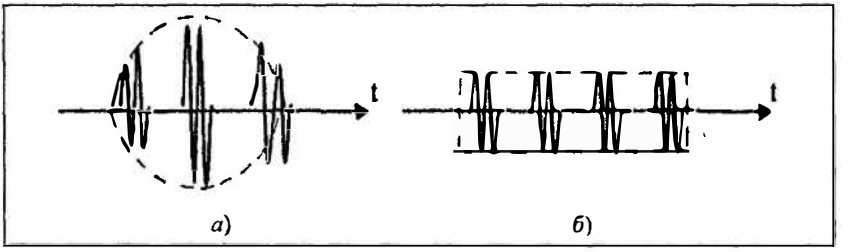


Рис. 3.5. Форма пачек импульсов при плавном (*а*) и ступенчатом (*б*) обзоре пространства

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

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

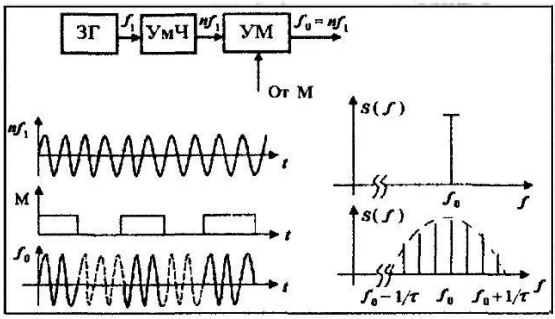


Рис. 3.6. Формирование когерентных радиоимпульсов

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.

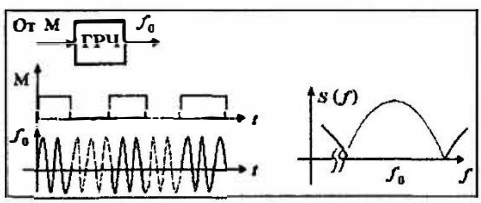


Рис. 3.7. Формирование некогерентных радиоимпульсов

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

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

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

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

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

– мощность шума на входе приемника.

В пределах полосы пропускания приемника $\sigma^2 = N_0\Delta f = K_ш k T_0 \Delta f$, где $K_ш$ – коэффициент шума приемника ($K_ш = T_a/T_0 + T_{Прм}/T_0 - 1$, $T_0 = 290$K, $kT_0 = 4\cdot10^{-21}$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: $\{t_1, t_2, ..., t_k, ..., t_n\}$. Поскольку $n = 2f_в T$, отсчеты в моменты t_k независимы: $y(t_k) = y_k = \theta u_k + n_k$, $k = 1,2,3,4,\ldots,n$. В этом случае «белый» шум имеет нормальный закон распределения вероятностей ($\theta = 0$) и плотность распределения вероятностей (ПРВ) имеет вид

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

В силу независимости отсчетов совместная ПРВ

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

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

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

С учетом независимости отсчетов

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

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 $\Delta t \to 0$, при этом $T_{\text{набл}} = \text{const}$, $n \to \infty$, $\frac{N_0}{2\Delta t} \to \sigma^2$. Тогда $\ln\Lambda \to \frac{2}{N_0}\int_0^{T_{\text{набл}}} u(t)y(t)dt - \frac{1}{N_0}\int_0^{T_{\text{набл}}} u^2(t)dt$.

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

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

Структурная схема корреляционного обнаружителя (КО) показана на рис. 3.8,*а*.

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

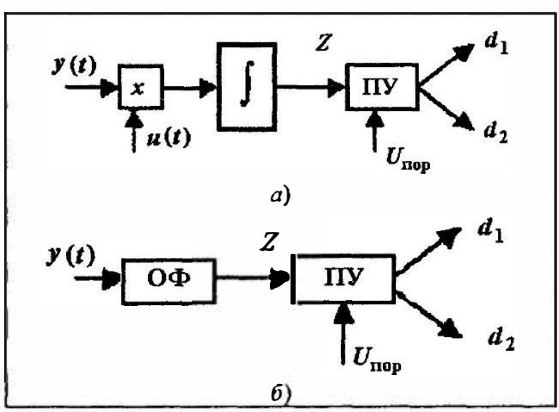


Рис. 3.8. Структуры корреляционного (КО) (*а*) и фильтрового (ФО) (*б*) обнаружителей

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

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

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

В КО на выходе инерционного фильтра (ИнФ) будет нарастающее напряжение в момент $t_R+\tau_и$, равное $z(\tau_и)$, в то время как в ФО на выходе возникает радиоимпульс, по форме совпадающий с корреляционной функцией входного сигнала. Для устранения колебаний внутри огибающей радиоимпульса на выходе ОФ ставят детектор огибающей (ДО) (рис. 3.9, *а–г*).

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

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

$$\sigma_z^2 = M\{z^2\} - (M\{z\})^2 = M\{z^2\} = \int_0^{T_{\text{набл}}} \int_0^{T_{\text{набл}}} u(t)u(t')M\{n(t)n(t')\}dtdt' =$$

$$= \int_0^{T_{\text{набл}}} \int_0^{T_{\text{набл}}} u(t)u(t')\frac{N_0}{2}\delta(t-t')dtdt' = \frac{N_0}{2}\int_0^{T_{\text{набл}}} u^2(t')dt = \frac{N_0 E}{2} .$$

Таким образом,

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

При $\theta = 1$ меняется 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:

$$F = \int_{u_{\text{пор}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z}\exp\left\{-\frac{z^2}{2\sigma_z^2}\right\}dz =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left\{-\frac{y^2}{2}\right\}dy -$$

$$-\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{h}\exp\left\{-\frac{y^2}{2}\right\}dy =$$

$$= 1 - \Phi(h),$$

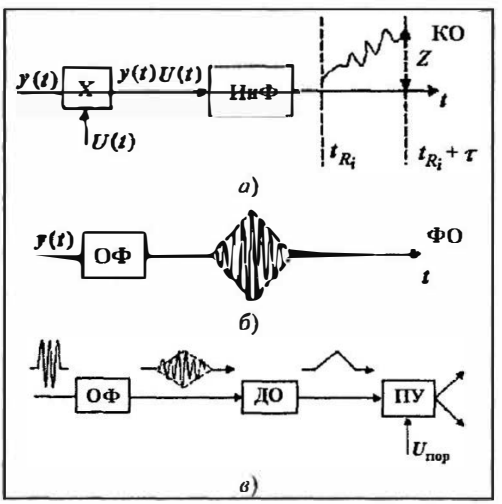


Рис. 3.9. Форма сигналов в корреляционном (*а*), фильтровом (*б*) и фильтровом с детектором огибающей (*в*) обнаружителях

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

Аналогично вычисляется вероятность правильного обнаружения:

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

$$-\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{h-\sqrt{q_{\max}}}\exp\left\{-\frac{y^2}{2}\right\}dy = 1 - \Phi\left(h - \sqrt{q_{\max}}\right),$$

где $q_{\max} = E/N_0$.

Обнаружение квазидетерминированного радиоимпульса. «Белый» шум аддитивно складывается с квазидетерминированным сигналом, у которого начальная фаза неизвестна:

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

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 $u(t,\varphi)=u_1(t)\cos\varphi+u_2(t)\sin\varphi$:

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

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

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,

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

Усредняя по неизвестной начальной фазе φ, получаем

$$\Lambda(y)=\overline{\Lambda(y,\varphi)}^{\varphi}=\exp\left\{-\frac{E}{N_0}\right\}\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\exp\left\{\frac{2Z}{N_0}\cos(\varphi-\upsilon)\right\}d\varphi=$$

$$=\exp\left\{-\frac{E}{N_0}\right\}I_0\left(\frac{2Z}{N_0}\right).$$

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:

$$\boxed{Z\gtrless u_{\text{пор}},} \tag{3.11}$$

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 $Z\cos(\varphi-\nu)$ (см. рис. 3.10,*б*).

Так как шум и смесь сигнала с шумом распределены на выходе детектора огибающей (ДО) 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.

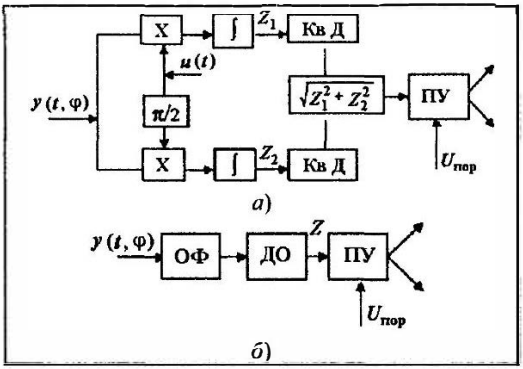


Рис. 3.10. Корреляционный (*а*) и фильтровой (*б*) обнаружители радиоимпульса с неизвестной начальной фазой

Обнаружение флуктуирующего радиоимпульса. «Белый» шум складывается с радиоимпульсом, имеющим неизвестную начальную фазу и флуктуирующую амплитуду: $u(t,\varphi)=aU_m(t)\cos[\omega_0 t+\psi(t)-\varphi]$. 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

$$\Lambda(y) = \overline{\Lambda(y,\varphi,a)}^{\varphi,a} = \int_0^\infty \int_0^{2\pi} \Lambda(y/a,\varphi) w_0(a) w_0(\varphi) d\varphi da =$$

$$= \int_0^\infty \Lambda(y/a) w_0(a) da = \int_0^\infty \exp\left\{-\frac{a^2 E}{N_0}\right\} I_0\left(\frac{2aZ}{N_0}\right) w_0(a) da,$$

где E энергия сигнала при $a=1$.

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

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

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

$$Z^2 \underset{<}{>} u_{\text{пор}}. \qquad (1.12)$$

Структура обнаружителя показана на рис. 3.11.

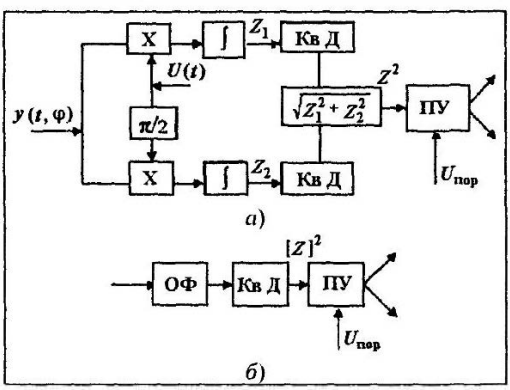


Рис. 3.11. Корреляционный (*а*) и фильтровой (*б*) обнаружители радиоимпульса с неизвестной начальной фазой и флуктуирующей амплитудой

Определим вероятности 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

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

тогда

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

и 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 $\sigma_a^2 = \frac{\bar{E}}{2E} = \frac{1}{2}$. Поэтому, исключая h, получаем

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

где $q = P_c/P_ш$.

Обнаружение флуктуирующего радиоимпульса с неизвестным (случайным) временем прихода ($\tau = t_R$) и с расстройкой по частоте ($\omega = \omega_д$). 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 $\overline{\Lambda(y/\theta,\varphi,\alpha)}^{\varphi,\alpha} = \Lambda(y/\theta)$, 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. $\tau=\tau_1,\tau_2,\ldots,\tau_i,\ldots,\tau_n$, $\omega=\omega_1,\omega_2,\ldots,\omega_k,\ldots,\omega_m$ с вероятностями $p_{\tau i}=P\{\tau=\tau_i\}$, $i=1,2,3,\ldots,n$; $p_{\omega k}=P\{\omega=\omega_k\}$, $k=1,2,3,\ldots,m$.

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

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

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 ($\tau_и$). 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) ($\delta\omega_д$).

Обнаружение пачки когерентных радиоимпульсов. Реализации аддитивной смеси «белого» шума с когерентными радиоимпульсами пачки в каждом периоде повторения имеют ту особенность, что шум в них не коррелирован, так как время корреляции шума $\tau_{кор}$ меньше периода повторения $T_п$:

$$\tau_{кор}=1/\Delta f_{эф}\approx\tau_и<T_п.$$

Плотности распределения вероятностей

$$w_n(y/\theta=0)=\prod_{i=1}^{n} w_i\left(y/\theta=0\right),\ w_n(y/\theta=1)=\prod_{i=1}^{n} w_i\left(y/\theta=1\right),$$

поэтому

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

Соответственно $\ln\Lambda_n(y)\sum_{i=1}^{n}\ln\Lambda_i(y)$.

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,

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

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.

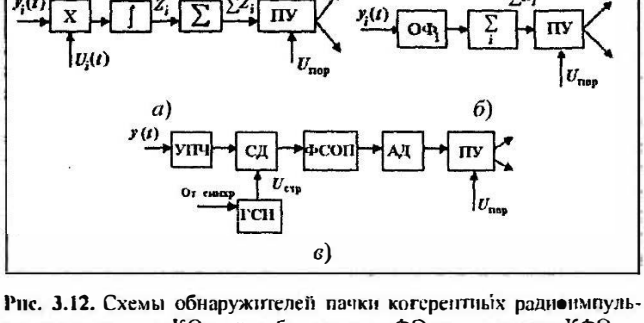


Рис. 3.12. Схемы обнаружителей пачки когерентных радиоимпульсов: *а* – структура КО пачки; *б* – структур ФО; *в* – структура КФО

Здесь $ОФ_1$ – 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 с огибающей пачки.

На рис. 3.13 показан процесс накопления когерентных радиоимпульсов в обнаружителе (рис.3.12,*в*).

Здесь $U_1(t)$ – пачка из трех радиоимпульсов на входе; $U_2(t)$ – пачка импульсов на выходе согласованного (оптимального) фильтра, задержанная на один период $U_2(t-T_п)$ и два периода повторения $U_2(t-2T_п)$; $U_Σ(t)$ – выходной сигнал накопителя радиоимпульсов; $U_д(t)$ – сигнал после детектора.

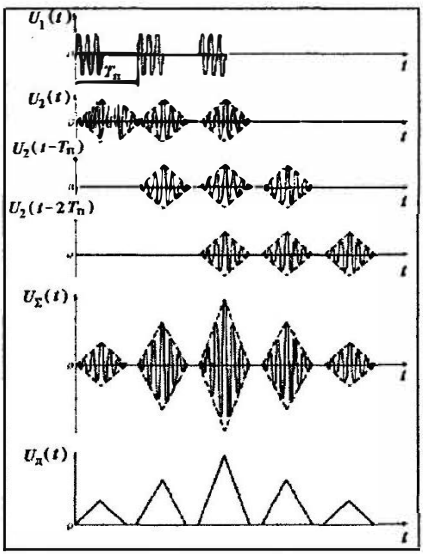


Рис. 3.13. Сигналы в характерных точках обнаружителя пачки когерентных радиоимпульсов

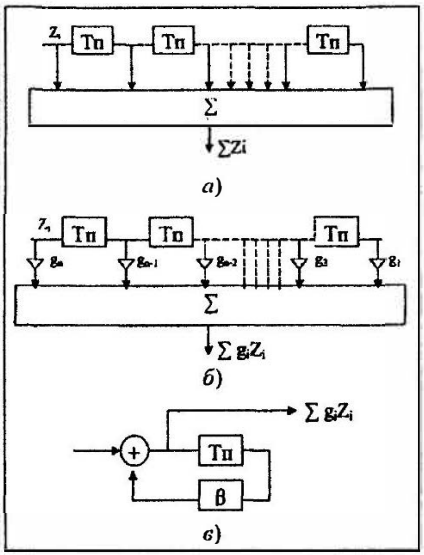


Рис. 3.14. Структуры накопителей радиоимпульсов: *а* – равновесный; *б* – неравновесный; *в* – рециркулятор

На рис. 3.14 представлены структурные схемы накопителей радиоимпульсов пачки.

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

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

где $Z_\Sigma = \sqrt{\left(\sum_{i=1}^{n} z_{1i}\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^{n} z_{2i}\right)^2}$; $\upsilon_\Sigma = \operatorname{arctg} \dfrac{\sum_{i=1}^{n} z_{2i}}{\sum_{i=1}^{n} z_{1i}}$.

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:

$$Z_\Sigma \gtrless U_{\text{пор}}.$$

Соответствующие этому алгоритму структуры обнаружителей показаны на рис. 3.15.

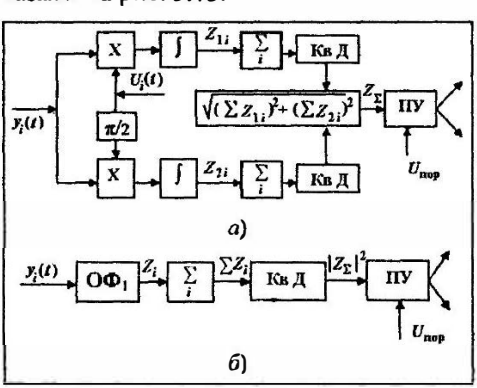


Рис. 3.15. Корреляционный (*а*) и фильтровой (*б*) обнаружители пачек когерентных радиоимпульсов с неизвестной начальной фазой

Сигнал с неизвестной начальной фазой и флуктуирующей амплитудой. В соответствии со случаем обнаружения сигнала с флуктуирующей амплитудой, аналогично предыдущему имеем

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

$$\times \exp\left\{\frac{2a_i Z_i \cos(\varphi - \nu_i)}{N_0}\right\},$$

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

Учитывая, как и ранее, что $\sum_{i=1}^{n} a_i Z_i \cos(\varphi - \nu_i) = Z_\Sigma \cos(\varphi - \nu_\Sigma)$, усредняем $\Lambda_п$ по φ и a, после чего получаем искомое выражение:

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

и окончательно

$$Z_{\Sigma}^2 \gtrless u_{пор}. \qquad (3.14)$$

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

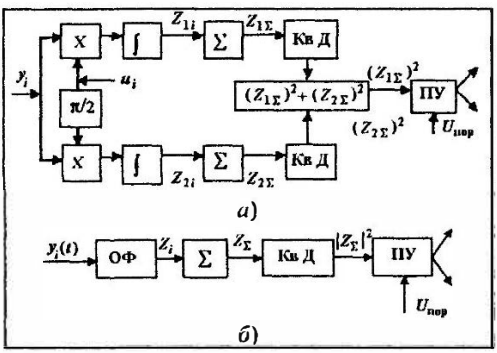


Рис. 3.16. Обнаружители пачек когерентных флуктуирующих радиоимпульсов

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

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

Рассмотрим некогерентные импульсы пачки как сигнал с неизвестной начальной фазой:

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

Используем преобразование $\ln \Lambda_п \gtrless \ln T$:

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

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

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

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

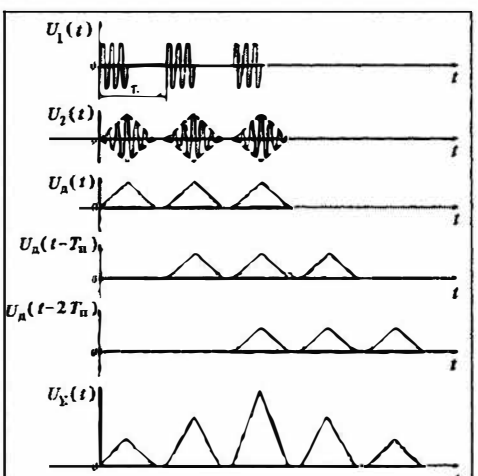


Рис. 3.17. Графики процесса накопления пачки некогерентных радиоимпульсов

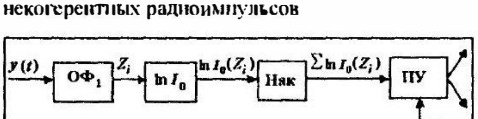


Рис. 3.18. Обнаружитель пачки некогерентных радиоимпульсов

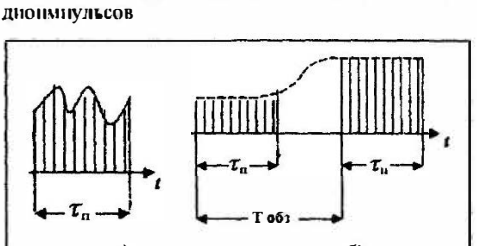


Рис. 3.19. Быстрые (*а*) и медленные (*б*) флуктуации амплитуды импульсов пачки

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

Можно показать, что при нефлуктуирующей амплитуде импульсов

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

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

$$\times I_{n-1}\left(\sqrt{nq}\,Z\right) dZ,$$

где $q=q_1=P_с/P_ш$ – отношение мощности сигнала к мощности шума в одном импульсе.

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

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

что соответствует схеме обнаружителя, показанной на рис. 3.20.

Для медленных флуктуаций алгоритм усложняется:

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

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

На рис. 3.21 приведены характеристики обнаружения для этих случаев с F=const. Для одинаковых q большая вероятность D при обнаружении обеспечивается в случае быстрых флуктуаций. Следовательно, целесообразно убыстрить (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).

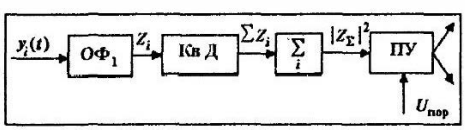


Рис. 3.20. Обнаружитель пачки быстро флуктуирующих импульсов

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 $R_{\text{п}}(\tau)$ рассматривается в интервале $0<t<T_{\text{набл}}$. При дискретном времени $t_k=k\Delta t$, где k=1,2,3,...,n, известна корреляционная матрица помехи $\mathbf{R}_{\text{п}}(|j-k|\,t)=\mathbf{R}_{jk}$, симметричная с ненулевым определите-

лем, 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} – так называемый символ Кронекера, который равен 1 при $j=k$ или 0 при $j \neq k$.

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

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

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

Найдем отношение правдоподобия

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

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

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

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

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

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

Если обозначить $\mathbf{W}_j = \sum_{k=1}^{n}\mathbf{Q}_{jk}\mathbf{u}(t_k)$, отождествляя $\mathbf{W}_j$ с весовыми коэффициентами фильтра, то алгоритм обнаружения становится более понятным:

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

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

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

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

$$F(\mathbf{Y}/\theta=0) = k_0 \exp\left\{\frac{1}{2}\int_0^{T_{наб}}\int_0^{T_{наб}} \mathbf{Q}(t_1,t_2)\mathbf{y}(t_1)\mathbf{y}(t_2)dt_1dt_2\right\},$$

$$F(Y/\theta=1) = k_0 \exp\left\{-\frac{1}{2}\int_0^{T_{наб}}\int_0^{T_{наб}} \mathbf{Q}(t_1,t_2)\left[\mathbf{y}(t_1)-\mathbf{u}(t_1)\right]\left[\mathbf{y}(t_2)-\mathbf{u}(t_2)\right]dt_1dt_2\right\}.$$

Уравнение обращения корреляционной матрицы становится интегральным:

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

при этом отношение правдоподобия имеет вид

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

$$= \exp\left\{\int_0^{T_{наб}}\int_0^{T_{наб}} \mathbf{Q}(t_1,t_2)\mathbf{y}(t_1)\mathbf{u}(t_2)dt_1dt_2 - \frac{1}{2}\int_0^{T_{наб}}\int_0^{T_{наб}} \mathbf{Q}(t_1,t_2)\mathbf{u}(t_1)\mathbf{u}(t_2)dt_1dt_2\right\}.$$

Введем весовой коэффициент фильтра обработки $\mathbf{W}(t_1) = \int_0^{T_{наб}} \mathbf{Q}(t_1,t_2)\mathbf{u}(t_2)dt_2$ и получим алгоритм обнаружения

$$\boxed{\int_0^{T_{наб}} \mathbf{W}(t)\mathbf{y}(t)dt \gtrless u_{пор}}.$$

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

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

С использованием интеграла свертки получаем

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

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

$$\int_0^{T_{наб.т}} \left[\int_0^{T_{наб.т}} \mathbf{Q}(t_1, t_2)\mathbf{u}(t_0 - t_2)dt_2 \right] \exp\{-j\omega t\}\, dt =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{Q}(t_1, t_2)\exp\{-j\omega t\}dt_2 \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{u}(t_0 - t_2)\exp\{-j\omega t_2\}dt_2 =$$

$$= P(j\omega)\exp\{-j\omega t_0\}S^*(j\omega), \qquad (3.18)$$

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

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

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

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

На рис. 3.22,*а* показана структурная схема такого обнаружителя. Он состоит из последовательно включенных «обеляющего» фильтра с коэффициентом передачи $k_{об}(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{G_n(j\omega)}{N_0}}$ 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 $k=1,2,3,\ldots,N$ – номер периода повторения.

Отношение правдоподобия имеет вид

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

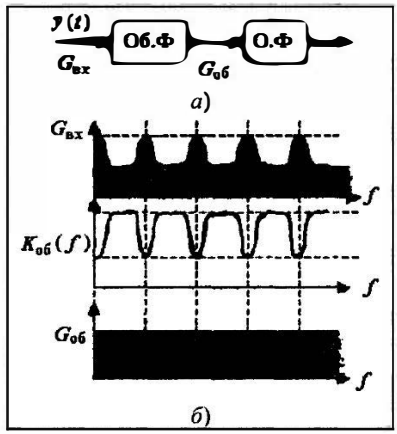


Рис. 3.22. Структура обнаружителя радиосигналов на фоне коррелированной помехи (*а*) и спектральная картина обеления помехи (*б*)

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 $\ln w_\xi(y_k-u_k)$ в ряд по степеням u_k:

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

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

$$Z = \sum_{i=1}^{\infty} Z_i \gtrless u_{пор}, \qquad (3.23)$$

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. 3.22,*а*) ,в каждом из которых стоит блок нелинейной обработки (БНО), осуществляющий нелинейное преобразование $f(y)$. Число каналов стараются уменьшить, что можно сделать с некоторыми потерями, если отношение сигнала к по-

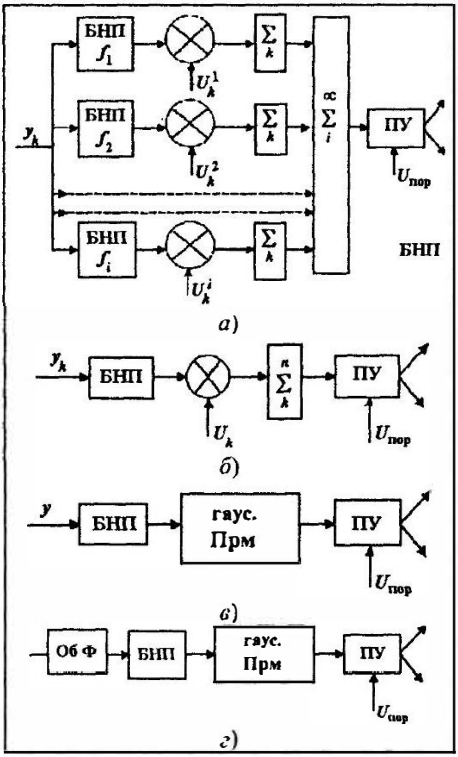


Рис. 3.23. Обнаружитель произвольного сигнала на фоне произвольной помехи с независимыми значениями

мехе 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 $u_k \to 0$ $Z_1 \to Z$ 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*).

Цифровое обнаружение. Цифровые обнаружители обрабатывают информацию, полученную с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) 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

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

$\delta_i = 0$ при $Y_{mi} < h_{кв}$,

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

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

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

Такая же вероятность при наличии сигнала:

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

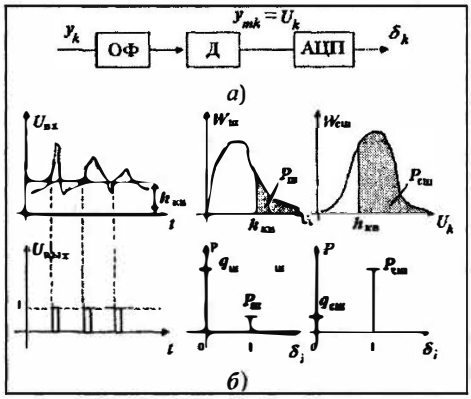


Рис. 3.24. Иллюстрация работы цифрового обнаружителя: *а* – схема; *б* – квантование; *в* – вероятности превышения порога шумом $p_ш$ и сигналом с шумом $p_{сш}$

где $1-P_{ш i}=q_{ш i}$; $1-P_{сш i}=q_{сш i}$ – вероятности 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*,

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

При статистически независимых наблюдениях

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

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

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

или

$$\boxed{\sum_{i=1}^{N}\delta_i W_i \gtrless u_{пор}}, \qquad (3.24)$$

где W_i – весовой коэффициент: $W_i=\ln\frac{P_{сш i}q_{ш i}}{P_{ш i}q_{сш i}}$.

Этот алгоритм соответствует структуре весового накопителя (интегратора). Если шум стационарный: $P_{ш i}=P_ш$, а пачка импульсов имеет

прямоугольную огибающую $P_{\text{сш}i} = P_{\text{сш}}$, то $W_i = W = \text{const}$. В этом случае алгоритм упрощается:

$$\sum_{i=1}^{N} \delta_i \gtrless h, \tag{3.25}$$

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 вероятности для одной реализации $P_{\text{ш}i}$ и $P_{\text{сш}i}$

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

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

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

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

При $P_{\text{ш}i} = P_{\text{ш}}$ и $P_{\text{сш}i} = P_{\text{ш}}$ статистика пачки имеет биноминальное 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 $F \le \sum_{k=h_0}^{N} C_N^k P_{\text{ш}}^k (1 - P_{\text{ш}})^{N-k}$.

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 так называемому обнаружителю типа «k из N».

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

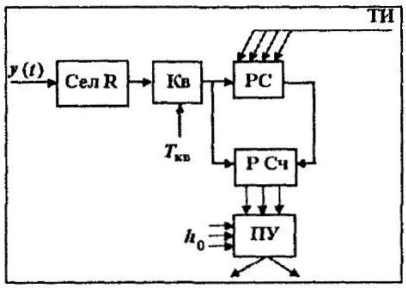


Рис. 3.25. Бинарный обнаружитель, работающий в «скользящем окне»

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 (т.*1* на рис.3.26,*а*). Селектор дальности (Сел *R*) пропускает на квантователь (Кв) импульсы цели только с определенного элемента разрешения по дальности. Квантователь работает по алгоритму: если $U_k \geq h_{кв}$, то на выходе появляется стандартный импульс $\delta_i=1$, а если $U_i < h_{кв}$, то $\delta_i=0$ (т.*2* на рис. 3.26,*а*).

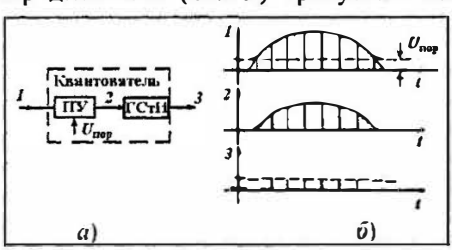


Рис. 3.26. Схема квантователя (*а*) и графики сигналов (*б*) в точках *1*, *2* и *3* устройства рис. 3.26

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 (т.*3* на рис. 3.26,*а*). Регистр сдвига имеет число ячеек, равное *n*, и управляется тактовыми импульсами (ТИ). 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.

3.5. Эффективность систем обнаружения сигналов

За критерий эффективности систем обнаружения при их сравнении можно выбрать 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 = const лежит левее);

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

Наиболее широкое распространение получили критерии 2 и 3.

Принцип расчета *характеристик обнаружения* показан на рис. 3.27. Зная плотности распределения вероятностей входной величины порогового устройства $w(z/\theta = 0)$ и $w(z/\theta = 1)$ (см. 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 ($F_1, F_2, F_3, \ldots, F_\infty$), 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*.

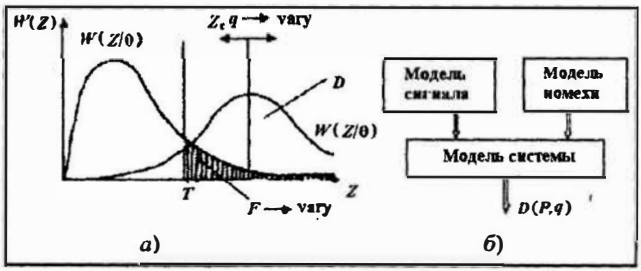


Рис. 3.27. Метод графического построения характеристик обнаружения (*а*) и получение характеристик методом моделирования (*б*)

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

Рис. 3.28. Семейство кривых обнаружения [7]

Кривые полностью известного сигнала даны штрихпунктиром (–·–·–), 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 разах (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 заданными вероятностями 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;... . В то же время $F=10^{-3}...10^{-20}$.Зная D и F, по характеристикам обнаружения определяют $q_{пор}$ так, как это показано на рис. 3.28.

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

$$P_{пор} = q_{пор}\frac{k_ш kT}{\tau_и}. \qquad (3.26)$$

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

$$P_{пор} = q_{пор}\frac{k_ш kT\nu}{\tau_и}. \qquad (3.27)$$

Учитывая, что $\tau_и = 1/\Delta f$, а $P_{швх} = k_ш kT\Delta f$, можно представить соотношение (3.27) в виде $P_{пор} = k_в P_{швх}$, где $k_в = q_{пор}\nu$ – так называемый коэффициент видимости сигнала на фоне шума.

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

$$P_{пор} = q_{пор}\frac{k_ш kT\nu}{n\tau_и}. \qquad (3.28)$$

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

$$P_{пор} = k_в P_{швх},$$

где $P_ш = \dfrac{k_ш kT}{n\tau_и} = k_ш kT\Delta f$.

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 количеством импульсов в пачке n, как показано на рис. 3.29.

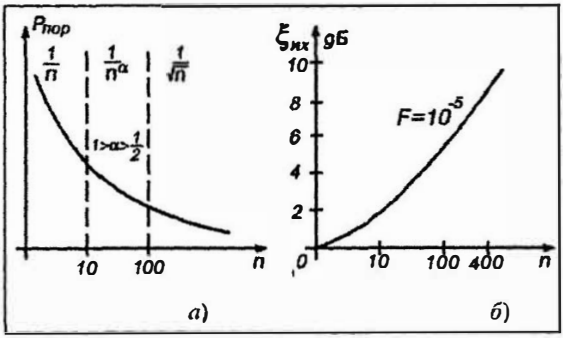


Рис. 3.29. Потери при некогерентном накоплении импульсов

Ход графика $P_{пор}=f(n)$ 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 $P_{пор}= q_{пор}\frac{k_ш kTv}{\sqrt{n\tau}}$. Обычно используют одну и ту же формулу для пачки когерентных и некогерентных радиоимпульсов, учитывая потери некогерентного накопления:

$$P_{пор} = q_{пор}\frac{k_ш kTv\nu_{нк}}{n\tau_и}.$$

Кроме указанных потерь, при расчетах учитываются и другие с помощью соотношения $\nu_л = \prod_{i=1}^{N}\nu_i$. Причинами таких потерь являются:

– неоптимальность фильтрации $\nu_ф$ (несогласованная фильтрация), эти потери не превышают $\nu_ф<1$ дБ;

– непрямоугольность огибающей пачки радиоимпульсов $\nu_{непр}$ ($\nu_{непр}<1,6$дБ);

– флуктуации амплитуды отраженных сигналов $\xi_{фл}$ (в самом тяжелом случае дружных флуктуаций – $\nu_{фл}<8$дБ);

– некогерентное накопление $\nu_{нк}$ (зависят от числа импульсов в пачке);

– нелинейность характеристики накопления интегратора $\nu_и$ (определяются типом интегратора);

– цифровая обработка $\nu_ц$ (лежат в пределах 1дБ$<\nu_ц<$3дБ);

– прочие $\nu_{пр}$.

Таким образом, общие потери можно посчитать, используя соотношение

$$\nu_{\text{п}} = \prod_{i=1}^{N} \nu_i = \nu_{\text{ф}} \nu_{\text{итр}} \nu_{\text{фл}} \nu_{\text{ик}} \nu_{\text{и}} \nu_{\text{ц}} \nu_{\text{пр}},$$

или в децибелах

$$\nu_{\text{п}} = \sum_{i=1}^{N} \nu_i = \nu_{\text{ф}} + \nu_{\text{итр}} + \nu_{\text{фл}} + \nu_{\text{ик}} + \nu_{\text{и}} + \nu_{\text{ц}} + \nu_{\text{пр}}.$$

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. Различают

– *параметрическую априорную неопределенность*, когда при известном законе распределения вероятностей сигнала и помехи неизвестны значения параметров этого закона;

– *непараметрическую неопределенность*, когда неизвестен закон распределения сигнала и помехи.

В первом случае возникает нехватка априорных данных, что не дает возможности 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 так называемого адаптивного байесова подхода, основной особенностью которого является замена неизвестных параметров, характеристик или законов распределения 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, так называемых 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 меняющимися параметрами могут быть: интенсивность (мощность) помехи $\sigma_п^2$, доплеровская поправка частоты $\omega_{дп}$ или набег фазы за период повторения $\omega_{дп}T_п$ для пассивной помехи, широкополосность помехи $\sigma_{\omega п}(\sigma_{\omega п}T_п)$ или ее коррелированность $\tau_{кп}$.

Неопределенность и изменение $\sigma_п^2$ 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. 3.30 показана структура обнаружителя с *постоянным уровнем ложных тревог* (ПУЛТ).

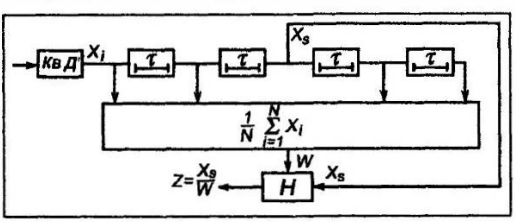


Рис. 3.30. Обнаружитель ПУЛТ

В схеме рис. 3.30 текущие реализации X_i, пропорциональные мощности помех ($X_i \approx U_{mi}^2$), формируются с помощью квадратичного детектора (КвД). Эти реализации подаются на линию задержки с $N+1$ отводами через $\tau_и$. Со среднего отвода линии выборочное значение X_s подают на нормирующее устройство (Н), где производится деление X_s на средний по числу ячеек N или числу элементов дальности уровень мощности помехи $P_{пор}=W$. Средняя мощность помехи формируется путем усреднения N выборочных значений X_i со всех отводов линии, кроме среднего: $W=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} X_i$.

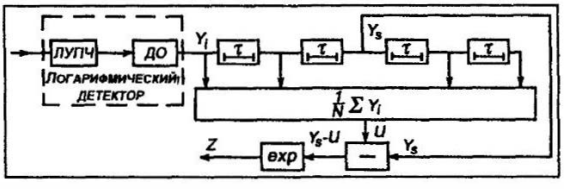


Рис. 3.31. Логарифмическое устройство ПУЛТ

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. 3.31).

Здесь вместо квадратичного детектора используют комбинацию УПЧ с логарифмической амплитудной характеристикой (ЛУПЧ) и де-

тектора огибающей (ДО) (линейного детектора). Эта комбинация называется *логарифмическим детектором*, на выходе которого реализуется Y_i. Поскольку $\ln X_i = 2\ln U_{ш}$, то $Y_i \approx X_i$, и операцию нормировки можно осуществлять не делением X/W, а вычитанием $Y_x - U$, 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 либо 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 и ранговая статистика.*

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

$$\operatorname{Sign} Y_i = \left\{\frac{Y_i}{|Y_i|}\right\} = \begin{cases} +1 \rightarrow \text{при } Y_i > 0, \\ -1 \rightarrow \text{при } Y_i < 0. \end{cases}$$

Процесс перехода к знаковой статистике показан на рис. 3.32,*а*, где видна замена выборочных значений стандартными положительными (+1) и отрицательными (−1) импульсами. Видно, что статистика знаков не зависит от выборочных значений. На рис. 3.32,*б* показана одна из возможных схем построения знакового обнаружителя. Реализации Y_i с широкополосного ограничителя (Ш Огр) поступают на вход линии задержки, с N отводов которой выборочные значения складываются, детектируются и сравниваются с $U_{пор}$. Данное устройство реализует так называемый простой знаковый алгоритм:

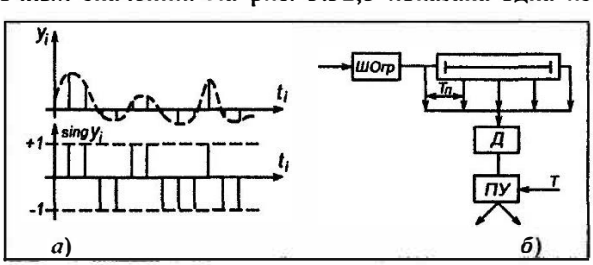


Рис. 3.32. Переход к статистике знаков (*а*) и знаковый обнаружитель (*б*)

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

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

$Z = \sum_{i=1}^{N} U_i \operatorname{sign} Y_i \gtrless T$. Структура этого обнаружителя представлена на рис. 3.33,*а*. Входная выборка Y_i с помощью ШОгр переходит в $\operatorname{sign} Y_i$ 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 ($\operatorname{sign} U_i$): $Z = \sum_{i=1}^{N} \operatorname{sign} U_i \operatorname{sign} Y_i \gtrless T$.

Схема такого обнаружителя показана на рис. 3.33,*б*.

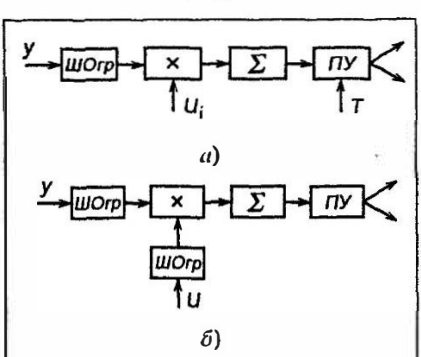


Рис. 3.33. Знаковые обнаружители: *а* – простой; *б* – с двойной знаковой статистикой

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.3.34,*а*. Как видно ступеньки $S(Y)$ связаны со знаком выборочных значений $\operatorname{sign} Y$: $S(Y)=1/2(\operatorname{sign} Y+1)$, а статистика не зависит от выборочных значений Y. Алгоритм обнаружения задается соотношением

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

На рис. 3.34,*б* после ШОгр осуществляется суммирование сигналов с отводов линии задержки, отстоящих один от другого на величину $\tau_и$. Результат детектируется и сравнивается с порогом T–$N/2$.

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

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

Ранг R_i – общее число элементов вектора (выборки), не превышающих по величине Y_i. Для определения ранга выборочное значение Y_i сравнивается со всеми остальными значениями Y_k (в том числе и с самим собой), причем, 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 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:

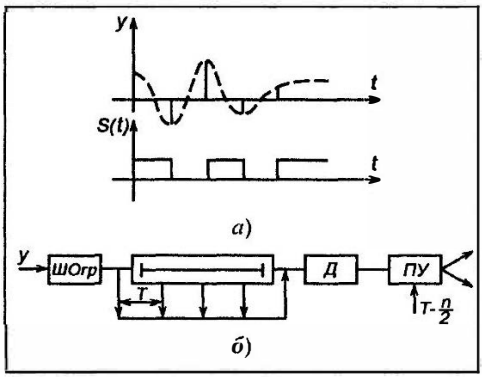


Рис. 3.34. Переход к статистике ступенек (*а*) и обнаружитель, использующий статистику ступенек (*б*)

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

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

Этому алгоритму соответствует схема, представленная на рис.3.35. 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 $\sum_{k=1}^{m} \text{rang}_{k,j}$, осуществляется накопление пачки рангов $\sum_{j=1}^{n} \text{rang}_j$ и произво-

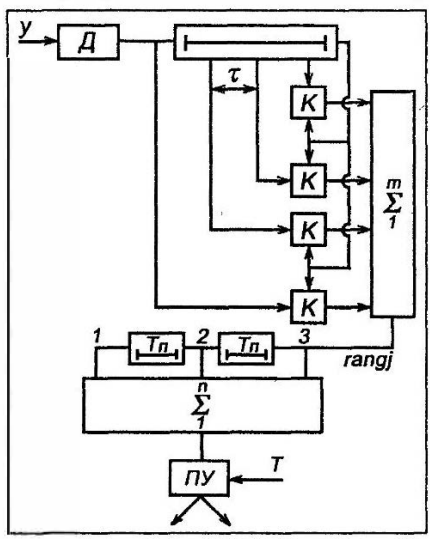


Рис. 3.35. Ранговый обнаружитель

дится сравнение с порогом T. Естественно, порядковый номер (ранг) по величине выборочного значения не зависит от величины 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 10дБ.

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 статистике 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 $0 \le \varepsilon \le 1$; $\sigma_2 = k\sigma_1$.

В этом случае, если первоначальное качество обнаружения характеризовалось параметрами $U/\sigma = 0{,}06$ и $F = 5\cdot10^{-3}$, 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. 3.36,*а,б* приведены схема такого робастного обнаружителя и характеристика амплитудного ограничителя (Огр), после которого стоит накопитель $\left(\sum_{i=1}^{n} Y_i\right)$:

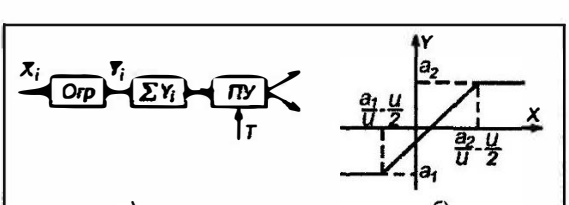


Рис. 3.36. Робастный обнаружитель (*а*) и характеристика ограничителя, примененного в его схеме (*б*)

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

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 и что такое априорная неопределенность?

3.6. Расчитайте средний риск, если $p = 0{,}8$, $F = 10^{-4}$, $D = 0{,}9$, $C(\theta,d)=\begin{Vmatrix} 0 & 10^5 \\ 10^2 & 0 \end{Vmatrix}$.

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 структурные 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. Каковы 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. Какова схема 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?

Глава 4. Выбор зондирующего сигнала в РЛС

4.1. Функция неопределенности

При оптимальном обнаружении сигнала на выходе приемника формируется сигнал, совпадающий по форме с корреляционной функцией зондирующего сигнала. Поэтому особенности разрешения сигнала, оценивания его параметров, распознавания цели и других операций связаны с формой двумерной корреляционной функции (ДКФ) зондирующего сигнала и ее деформацией при расстройке пары «фильтр – сигнал» по частоте Ω или рассогласовании по времени τ пары «опорный сигнал – принятый сигнал» при корреляционной обработке.

При описании зондирующего сигнала обычно используют комплексную форму (аналитический сигнал), которая предполагает, что сигнал задан действительной и мнимой частями, связанными преобразованием Гильберта:

$$U(t)=u_1(t)+ju_2(t),$$

где $u_1(t) = -\pi \int_{-\infty}^{\infty} (t-\tau)u_2(\tau)d\tau$; $u_2(t) = \pi^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} (t-\tau)u_1(\tau)d\tau$.

Спектральная плотность сигнала

$$\begin{cases} 2S_1(j\omega) & \text{при } \omega > 0 \\ S_1(j\omega) & \text{при } \omega = 0 \\ 0 & \text{при } \omega < 0. \end{cases}$$

Здесь $S_1(j\omega)$ – спектральная плотность сигнала $u_1(t)$.

Узкополосные сигналы, обычно используемые в радиолокационных приложениях, можно представить в виде

$$u(t) = U_{m0}(t)\exp\{j(\omega_0 t + j(t))\} = U_m(t)\exp\{j\omega_0 t\},$$

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

$$S_1(j\omega) = 0,5\left(S_m(j\omega - j\omega_0) + jS_m(-j\omega - j\omega_0)\right),$$

$$S_2(j\omega) = 0,5\left(S_m(j\omega - j\omega_0) - jS_m(-j\omega - j\omega_0)\right),$$

где $S_m(j\omega)$ – спектральная плотность модулирующей функции сигнала $U_m(t)$

Поэтому спектральная плотность комплексного сигнала $u(t)$

$$S(j\omega) = S_1(j\omega) + jS_2(j\omega) = S_m(j\omega - j\omega_0) = 2\mathrm{Re}\left[S_1(j\omega)\right].$$

Двумерная корреляционная функция сигнала. Для сигнала $u(t)$ двумерная корреляционная функция (ДКФ) задается корреляционным интегралом

$$R_m(\tau,\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_m(t)U_m^*(t+\tau)\exp\{-j\Omega t\}dt = \\ = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_m^*(j\omega)S_m(j\omega + j\Omega)\exp\{-j\omega\tau\}d\omega. \qquad (4.1)$$

На выходе согласованного фильтра или коррелятора оптимального обнаружителя, как показано в гл. 3, формируются сигналы, описываемые модулем корреляционного интеграла. Поэтому ДКФ является обобщением корреляционного интеграла на случай рассогласования принимаемого и опорного сигналов по времени на интервал τ и по частоте на величину расстройки Ω. При этом τ может физически интерпретироваться как несовпадение времени задержки принимаемого t_R и опорного t_0 сигналов, а $\Omega = 2\pi F$ как расстройка согласованного фильтра относительно несущей частоты принимаемого сигнала, что физически происходит из-за эффекта Доплера при работе с движущимися объектами. Следовательно, 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».

Двумерная корреляционная функция имеет следующие свойства:

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

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

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:

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

Модуль нормированной ДКФ называется функцией неопределенности зондирующего сигнала (ФНЗС), 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_K) и скорости (V_r) или о разрешающей способности при наблюдении близко расположенных 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 меняя его объема.

Найдем ФНЗС с гауссовской огибающей

$$U_m(t) = U_0\exp(-t^2/\tau_и^2),$$

воспользовавшись формулами (4.1), (4.2) для расчета,

$$\chi(\tau,\Omega) = \exp\left[-0,5\left(0,25(\Omega\tau_и)^2 + (\tau/\tau_и)^2\right)\right]. \qquad (4.3)$$

Для прямоугольного радиоимпульса ($U_m(t)=U_m e^{j\omega_0 t}$ при $-\tau_и/2 \le t \le \tau_и/2$) ФНЗС описывается выражением

$$\chi(\tau, F)=\left|\frac{\sin\left[\pi F(\tau_и-|\tau|)\right]}{\pi F \tau_и}\right|. \qquad (4.4)$$

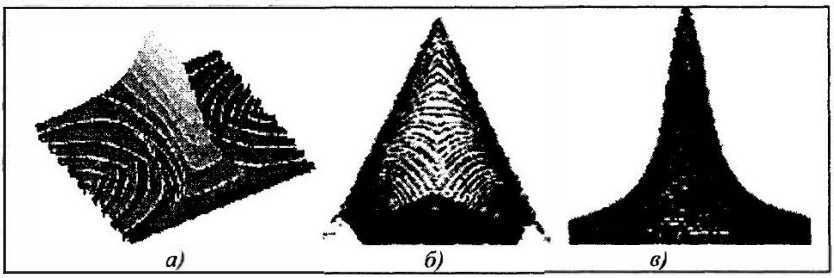


Рис. 4.1. Тело функции неопределенности одиночного прямоугольного радиоимпульса (*а*) и его сечения $\chi(\tau)$ (*б*) и $\chi(\Omega)$ (*в*)

При внутриимпульсной линейной частотной модуляции (ЛЧМ) выражение для ФНЗС имеет вид

$$\chi(\tau,\Omega)=\sin\left[\left(\frac{\Delta f\tau}{2\tau_и}+\frac{\Omega}{2}\right)(\tau_и-|\tau|)\right]\left[\left(\frac{\Delta f\tau}{2\tau_и}+\frac{\Omega}{2}\right)\tau_и\right]^{-1}, \qquad (4.5)$$

где Δf – девиация частоты; $\tau_и$ – длительность импульса. На рис. 4.2 показана ФНЗС с линейной ЧМ.

Рис. 4.2. Тело неопределенности радиоимпульса с линейной ЧМ

Как видно, ФНЗС является объемной фигурой (рис.4.1,*а*) (телом неопределенности) над плоскостью τ,Ω, (τ, f). Форма ФНЗС может быть очень сложной. Сечение ФНЗС при $\Omega=0$, т.е. $\chi(\tau)$, совпадает по форме с временной корреляционной функцией зондирующего сигнала (рис. 4.1, *б*):

$$\chi(\tau)=\frac{1}{2E}\int U_m(t)U_m^*(t+\tau)dt=\int\left|S_m(j\omega)\right|^2\exp\{-j\omega\tau\}d\omega\,. \qquad (4.6)$$

Сечение ФНЗС при $\tau=0$, т.е. $\chi(\Omega)$, является частотной корреляционной функцией зондирующего сигнала (рис. 4.1, *в*):

$$\chi(\Omega)=\frac{1}{2E}\int\left|U_m(t)\right|^2\exp\{-j\Omega t\}dt=\frac{1}{4\pi E}\int S_m^*(j\omega)S_m(j\omega+j\Omega)d\omega \qquad (4.7)$$

или ее нормированной спектральной плотностью.

Для радиоимпульса с прямоугольной огибающей сечения $\chi(\tau)$ и $\chi(\Omega)$ приведены на рис. 4.1,*б*, *в*.

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, $\chi(\tau,\Omega)=0{,}5[\,|\rho(\tau,\Omega)|=0{,}5\,]$.

Можно перейти к сечению плоскостью, параллельной плоскости $0\tau\Omega$, цилиндра, равновеликого по высоте и объему с ФНЗС. Полученные сечения, спроектированные на плоскость $0\tau\Omega$, носят названия диаграмм неопределенности (ДН) 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.

Рассмотрим особенности ДН 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 $0\tau f$ имеет форму эллипса:

$$\frac{\tau^2}{\left(\tau_{\text{и}}\sqrt{-2\ln(c)}\right)^2}+\frac{F^2}{\left(\frac{1}{\pi\tau_{\text{и}}}\sqrt{-2\ln(c)}\right)^2}=1, \qquad (4.8)$$

где c – уровень, на котором проведена секущая плоскость.

Эллипс, симметричный относительно начала координат, имеет оси $2a=2\tau_{\text{и}}\sqrt{-2\ln(c)}$ и $2b=\frac{2}{\pi\tau_{\text{и}}}\sqrt{-2\ln(c)}$. Площадь эллипса не зависит от длительности импульса: $S=\pi ab=-2\ln(c)$. Диаграмма неопределенности короткого импульса вытянута вдоль оси $0F$, а длинного – вдоль оси 0τ.

Для прямоугольного радиоимпульса ДН при $c > 0{,}5$ по форме близка к эллипсу.

При внутриимпульсной ЛЧМ выражение для сигнала и ФНЗС имеет вид

$$U_m(t)=\begin{cases} U_{m0}\exp\left\{j\left(2\pi f_0 t+\pi\frac{\Delta f t^2}{\tau_{\text{и}}}\right)\right\} & \text{при } \tau_{\text{и}}/2\le t\le\tau_{\text{и}}/2 \\ 0 & \text{при других значениях } t \end{cases} \qquad (4.9)$$

Тогда ФНЗС

$$\chi(\tau, F) = \frac{\sin\left[\pi\left(\Delta f\tau + F\tau_{и}\right)\left\{1 - \left(|\tau|/\tau_{и}\right)\right\}\right]}{\left[\pi\left(\Delta f\tau + F\tau_{и}\right)\right]},$$

где Δf – девиация частоты.

Диаграмма неопределенности радиоимпульса с ЛЧМ (рис. 4.3) представляет собой также эллипс, но повернутый на угол $\alpha = \operatorname{arctg}\Delta f/\tau_{и}$, причем при изменении угла α крайние правая и левая горизонтальные точки ПГТ и ЛГТ перемещаются по вертикальным прямым. Площадь эллипса по-прежнему не меняется, 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.

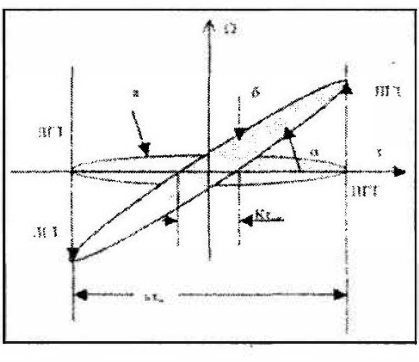


Рис. 4.3. Диаграммы неопределенности прямоугольного импульса без модуляции (*а*) и с внутриимпульсной ЛЧМ (*б*)

Если использовать внутриимпульсную фазокодовую модуляцию псевдослучайным кодом, то тело неопределенности будет состоять из главного пика (острия) и достаточно тонкого пьедестала («шляпки»), образуя «кнопкообразную» ФНЗС (см. рис. 4.18).

Пример. Построим ДН радиоимпульса с гауссовской огибающей для $\tau_{и} = 1$ мкс и $\tau_{и} = 5$ мкс, приняв $c = 0{,}5$.

Решение. Учитывая, что $\sqrt{-2\ln(c)} = \sqrt{-2\ln(0{,}5)} = 1{,}177$, запишем уравнение ДН в виде

$$\frac{\tau^2}{(1{,}177\tau_{и})^2} + \frac{F^2}{(0{,}374/\tau_{и})^2} = 1.$$

Для построения ДН воспользуемся параметрической формой уравнения эллипса:

$$x = a\cos(\varphi), \quad y = a\sin(\varphi), \quad 0 \le \varphi \le 2\pi,$$

где $\varphi = 0; -0{,}01, \ldots, 2\pi$.

Для короткого импульса $\tau_1 = 1$мкс, $a_1 = 1{,}177\ \tau_1$, $b_1 = 0{,}374\tau_1$, $X_1 = a_1\cos(\varphi)$, $Y_1 = b_1\sin(\varphi)$;

Для длинного импульса $\tau_2 = 5$мкс, $a_2 = 1{,}177\tau_2$, $b_2 = 0{,}374\tau_2$, $X_2 = a_2\cos(\varphi)$, $Y_2 = b_2\sin(\varphi)$.

Результаты решения представлены на рис. 4.4.

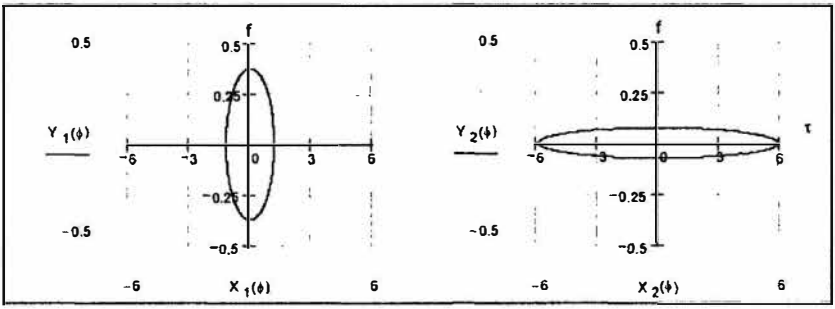


Рис. 4.4. Диаграммы неопределенности короткого (1мкс) и длинного (5мкс) импульсов

Пример. Построить ФНЗС и ДН радиоимпульса с прямоугольной огибающей при $\tau_и = 1$ мкс.

Решение. $\tau_и = 1$ мкс, $\Delta f = 1/\tau_и$, расчет проведен в *пятидесяти точках*.

$$\chi(\tau, F) = \left| \frac{\sin\left[\pi F\left(\tau_и - |\tau|\right)\right]}{\pi F \tau_и} \right|.$$

Результаты решения представлены на рис. 4.5.

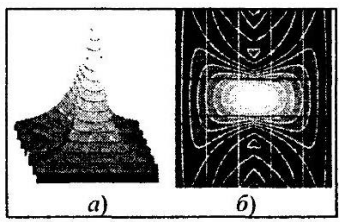
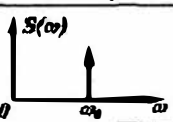
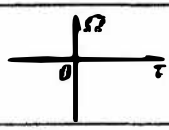
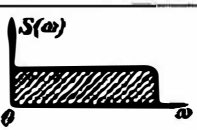
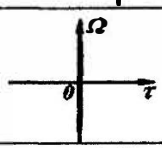
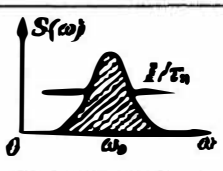
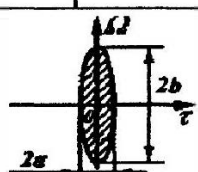
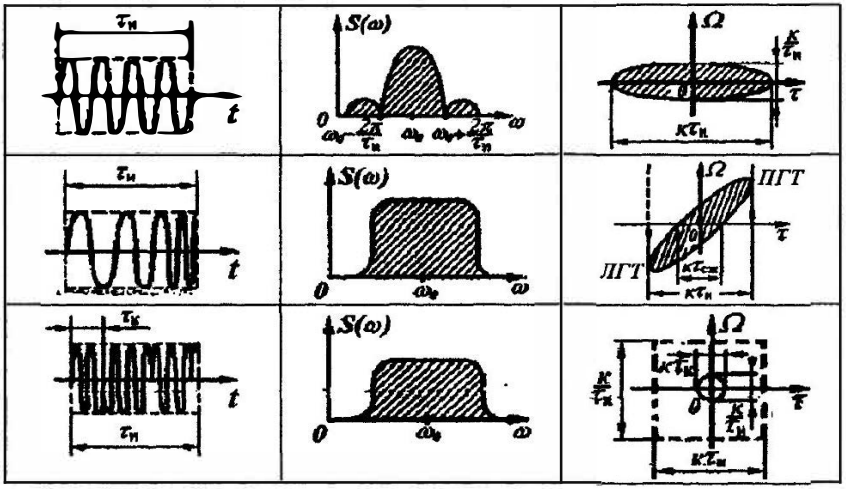


Рис. 4.5. ФНЗС (*а*) и ее сечения – ДНЗС (*б*)

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:

$$U_2(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t - iT_{\text{п}}),$$

где $T_{\text{п}}$ – период повторения.

Функция повторяемости ДКФ:

$$R_{m2}(\tau, F) = \sum_i \sum_k \delta\left[\tau - (i-k)T_{\text{п}}\right]\delta(F - kF_{\text{п}}) =$$

$$= \sum_i \sum_k \delta(\tau - iT_{\text{п}})\delta(F - (i-k)F_{\text{п}}). \qquad (4.10)$$

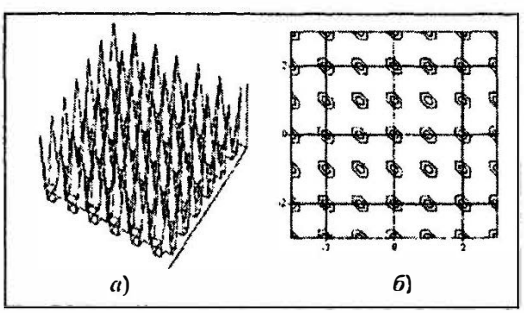


Рис. 4.6. ФНЗС (*а*) и ДН (*б*) функции повторяемости сигналов

Рассмотрим ФН и ДН сигнала в виде бесконечной последовательности δ-функций следующих с периодом повторения $T_{\text{п}}$=1 мс. 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:

$$R_{m\Sigma}(\tau, F) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} R_{mi}(\tau - iT_{\text{п}}, F) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left[F - (i-k)F_{\text{п}}\right]. \qquad (4.11)$$

Следовательно, ДН представляет собой фигуру, образующуюся при пересечении двух семейств частных ДН: R_{mi} и δ-функций. Семейство ДН R_{mi} является набором повторяющихся через $T_{\text{п}}$ вдоль оси τ эллипсов $R_{mi}(\tau - iT_{\text{п}}, F)$, а семейство δ-функций дает систему горизонтальных линий по оси F через $F_{\text{п}}$. Таким образом, ДН содержит отрезки прямых линий, вписанные в повторяющиеся эллипсы.

Функция неопределенности пачки сигналов. Если представить огибающую пачки сигналов временной функцией $u_{\text{ог}}(t)$, которой соответствует ДКФ $R_{m\text{ог}}(\tau, F)$, то ДКФ пачки $R_{mn}(\tau, F)$ можно определить путем свертки $R_{m\Sigma}(\tau, f)$ и $R_{m\text{ог}}(\tau, f)$, т.е.

$$R_{mn}(\tau, F) = \int R_{m\Sigma}(\tau, \nu) R_{m\text{ог}}(\tau, F - \nu) d\nu =$$
$$= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_{mi}\left[\tau - iT_{\text{п}}, (k-i)F_{\text{п}}\right] R_{m\text{ог}}\left[\tau, F - (k-i)F_{\text{п}}\right]. \qquad (4.12)$$

Следовательно, ДН пачки сигналов формируется взаимным пересечением семейства повторяющихся через $T_{\text{п}}$ по оси τ эллипсов одиночных сигналов: $R_{mi}[\tau - iT_{\text{п}}, F]$ и семейства повторяющихся по оси F через $F_{\text{п}}$ эллипсов огибающей пачки: $R_{m\text{ог}}[\tau, F - F_{\text{п}}k]$. Происходит дробление тела неопределенности на систему пиков, которая в сечении дает группу эллипсов малого размера с суммарной площадью, равной площади исходного эллипса одиночного сигнала.

Пример. Рассмотрим ФН и ДН пачки когерентных гауссовских импульсов с гауссовской огибающей.

Длительность импульса $\tau_{\text{и}} = 0{,}5$ мкс, период повторения импульсов $T = 5$ мкс, длительность пачки $T_{\text{ог}} = 10$ мкс. Тогда

$$R_{mn}(\tau, F) = \sum_{L} \sum_{k} R_{mi}\left[\tau - LT_{\text{п}}, F_{\text{п}}(k-L)\right] R_{m\text{ог}}\left[\tau, F - F_{\text{п}}(k-L)\right]$$

– ДКФ пачки импульсов.

Пусть $F_{\text{п}} = 1/T_{\text{п}} = 0{,}2$; $L = -6, \ldots, +6$; $k = -6, \ldots, +6$, тогда

$$R_{mi}(\tau, F) = \exp\left[-0{,}5\left[(\tau/\tau_{\text{и}})^2 + (\pi F \tau_{\text{и}})^2\right]\right],$$

$$R_{m\text{ог}}(\tau, F) = \exp\left[-0{,}5\left[(\tau/\tau_{\text{ог}})^2 + (\pi F \tau_{\text{ог}})^2\right]\right].$$

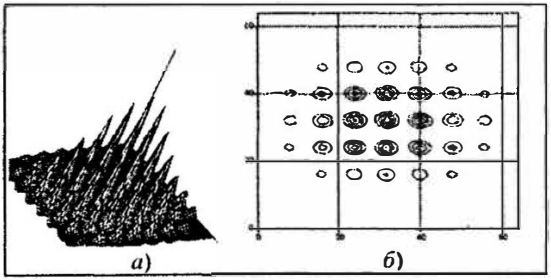
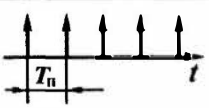
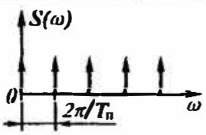
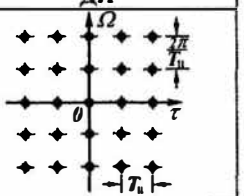
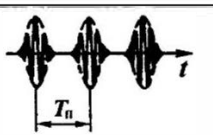
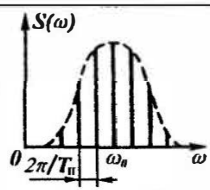
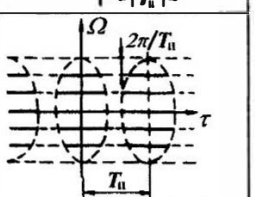
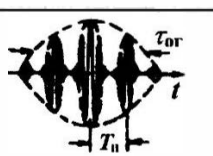
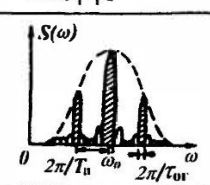
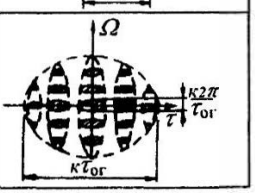


Рис. 4.7. ФНЗС (*а*) и ДН (*б*) пачки импульсов

На рис. 4.7 показаны ДНЗС и ДН пачки, рассмотренной в примере.

В табл. 4.2 сведены примеры повторяющихся и пачечных сигналов, их спектров и ДНЗС.

Таблица 4.2

Сигнал	Спектр	ДН
		
		
		

4.3. Использование диаграмм неопределенности в радиолокации

Аппарат ФНЗС можно распространить на анализ обработки сигналов с различной задержкой. При этом с центром плоскости 0τΩ 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 $\Omega_д$. При повторяющихся сигналах получим ДН, изображенную на рис. 4.8, анализ которого показывает, что однозначное измерение времени запаздывания возможно при выполнении условия $t_R < T_п$, а доплеровского сдвига часто-

ты – при $|\Omega_д| < \pi/T_и$. Объединяя эти условия, находим ограничения для выбора частоты повторения зондирующего сигнала:

$$2F_{д\max} \le F_п \le 1/t_{R\max}.$$

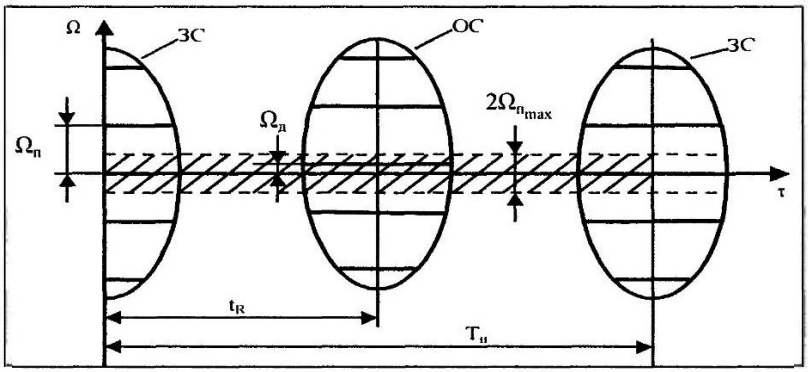


Рис. 4.8. Иллюстрация условий однозначности измерений t_R и $F_д$ с помощью диаграмм неопределенности зондирующего и отраженного сигнала

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. 4.9). Так как $\delta R = k\tau_и$, а $\delta\Omega д = k/\tau_и$, для высокого разрешения по $t_R(R)$ нужно уменьшать $\tau_и$, а для высокого разрешения по $\Omega_д$ (V_r) увеличивать $\tau_и$. Одновременно повышать δ_R и $\delta\Omega_д$ при использовании простых сигналов нельзя, так как δt_R $\delta\Omega_д$ = const. Величину разрешающей способности по задержке $\delta\tau$ можно определить протяженностью области высокой корреляции

$$\delta\tau = 1/\Delta f_э,$$

где $\Delta f_э = \dfrac{\left[\int(|S(f)|)^2\,df\right]^2}{\int(|S(f)|)^4\,df}$ – эквивалентная ширина спектра сигнала; $S(f)$ – спектральная плотность сигнала.

Аналогично, разрешающая способность по частоте

$$\delta f = 1/\Delta t_э,$$

где $\Delta t_э = \dfrac{\left[\int(|U(t)|)^2\,dt\right]^2}{\int(|U(t)|)^4\,dt}$ – эквивалентная длительность сигнала; $U(t)$ – комплексная огибающая сигнала.

Разрешающие способности по дальности и радиальной скорости соответственно $\delta R = 0{,}5c\delta\tau$ и $\delta V_r = 0{,}5\lambda\delta f$.

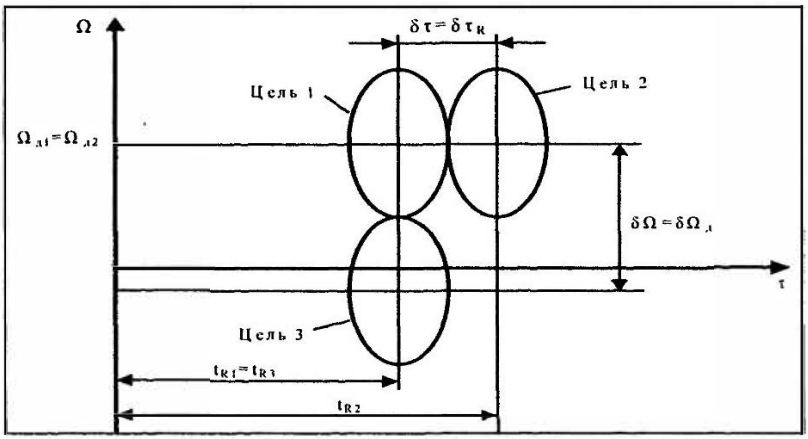


Рис. 4.9. ДН сигналов, отраженных от нескольких близко расположенных целей

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 $\Delta\tau = k\tau_и$ и для повышения точности следует уменьшать длительность импульса $\tau_и$. 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 $\Delta\Omega = k/\tau_и$, точность измерения радиальной скорости возрастает при увеличении $\tau_и$. 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. Потенциальная точность измерения t_R (см. 9.4)

$$\sigma_r^2 = \frac{1}{(E/N_0)(2\pi f_{ск})^2}, \qquad (4.14)$$

где $f_{ск} = \left(\dfrac{\int f^2 \left|S(f)\right|^2 df}{\int \left|S(f)\right|^2 df} \right)^{1/2}$ – среднеквадратическая ширина спектра сигнала; E/N_0 – отношение сигнал/шум на входе измерителя.

Аналогично, потенциальная точность измерения $f_д$

$$\sigma_f^2 = \frac{1}{(E/N_0)(2\pi t_{ск})}, \qquad (4.15)$$

где $t_{ск} = \left(\frac{\int t^2 \left(|U(t)|\right)^2 dt}{\int \left(|U(t)|\right)^2 dt} \right)^{1/2}$ – среднеквадратическая длительность сигнала.

Среднеквадратическая ошибка измерения дальности $\sigma_R = 0,5c\sigma_\tau$ и радиальной скорости $\sigma_\upsilon = 0,5\lambda\sigma_f$.

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 ($T_c\Delta f_c$=1), вследствие постоянного объема ФНЗС или площади ДН невозможно повышать разрешающую способность и точность одновременно по t_R и $\Omega_д$. Для устранения этого недостатка необходимо переходить к так называемым 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 либо мощности, либо 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 (ЛЧМ) и дискретно-кодированные (ДКС).

Линейно-частотно-модулированный сигнал. Если в пределах длительности импульса $\tau_и$ модулировать несущую частоту по линейному закону с большой девиацией частоты, то база сигнала $\tau_и\Delta f_c$ будет большая и огибающая спектральной плотности входного сигнала $S_{вх}(f)$ будет приближаться к прямоугольной, т.е. $S_{вх}(f) = \sqrt{S} = \text{const}$. Тогда на выходе оптимального фильтра формируется 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 $K(j\omega)$:

$$S_{\text{вых}}(j\omega)=K(j\omega)S_{\text{вх}}(j\omega)=S_{\text{вх}}(j\omega)S^{*}_{\text{вх}}(j\omega)=\left|S_{\text{вх}}(j\omega)\right|^2.$$

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

$$U_m(t)=\frac{S}{2\pi}\int_{-0,5\Delta\omega_c}^{0,5\Delta\omega_c}\exp\left(j(\omega_1+\omega_0)t\right)d\omega_1=\frac{S}{2\frac{\pi}{\Delta\omega_c}}\frac{\sin(0,5\Delta\omega_c t)}{(0,5\Delta\omega_c t)}\exp(j\omega_0 t).$$

Видно, что импульс на выходе оптимального фильтра имеет огибающую вида

$$\left|U_m(t)\right|=\left|\frac{\sin\left[\pi\Delta f_c(t-\tau_и)\right]}{\pi\Delta f_c(t-\tau_и)}\right|, \qquad (4.16)$$

где $\tau_и$ – 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 $K_{сж}=\tau_и/\tau_{сж}=\tau_и\Delta f_c$ раз. Коэффициент сжатия $K_{сж}$ равен базе сигнала.

Пример. Построим временную диаграмму прямоугольного радиоимпульса с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией. Параметры сигнала: амплитуда U_0=1 В, среднее значение частоты f_0=100 МГц, длительность сигнала $\tau_и$ =4 мкс, ширина спектра Δf_c=140 МГц.

Рис. 4.10. Вид ЛЧМ-сигнала

Решение. Аналитическое выражение для сигнала (рис. 4.10) имеет вид

$$U_m(t)=\begin{pmatrix}U_{m0}\cos\left(\omega_0 t+\dfrac{\pi K_{сж}t^2}{\tau_и^2}\right) & \text{при } -\dfrac{\tau_и}{2}<t<\dfrac{\tau_и}{2}\\ 0 & \text{при других значениях } t\end{pmatrix},$$

где $K_{сж}=\Delta f T_c$ – коэффициент сжатия (база сигнала).

На рис. 4.11 приведены графики, иллюстрирующие процесс сжатия радиоимпульса с ЛЧМ.

Сигнал имеет следующие параметры: f_0=100 мГц, $\tau_и$=2 мкс, Δf=20 мГц,

$$\delta t=\tau_и/1000,\ f(t)=\frac{\Delta f}{\tau_и}t+f_0.$$

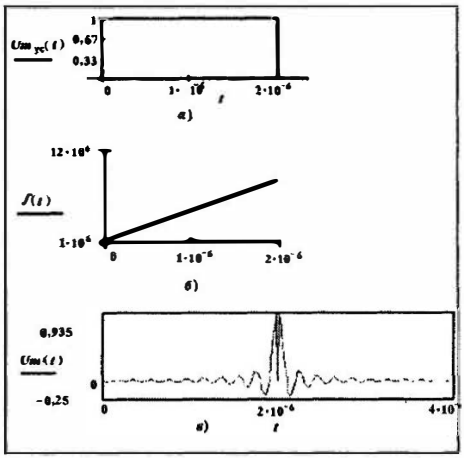


Рис. 4.11. Процесс «сжатия» ЛЧМ – радиоимпульса: *а* – огибающая входного сигнала; *б* – закон ЛЧМ; *в* – огибающая выходного сигнала

Фильтры сжатия. В качестве фильтров сжатия могут использоваться устройства с прямоугольной амплитудно-частотной и квадратичной фазочастотной характеристиками, например, линии задержки (ЛЗ) сигнала с отводами (рис. 4.12, *а,б*). Если ЛЗ не обладает дисперсионными свойствами, то отводы располагают неравномерно на различных интервалах задержки и тем самым обеспечивают синфазное суммирование сигналов при распространении ЛЧМ-импульса вдоль ЛЗ. Если используется дисперсионная ЛЗ, у которой скорость изменения времени группового запаздывания от частоты обратна по знаку скорости изменения частоты ЛЧМ-сигнала во времени, то отводы располагаются равномерно по ЛЗ.

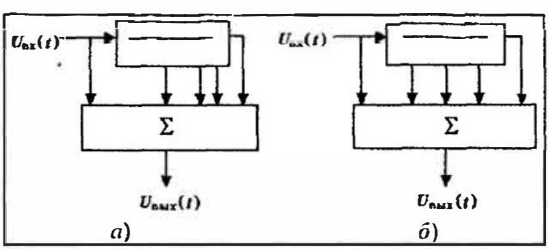


Рис. 4.12. Недисперсионная линия задержки (*а*) и дисперсионная линия задержки (*б*)

Для сжатия ЛЧМ-радиоимпульсов наиболее употребительны дисперсионные ультразвуковые линии задержки (ДУЛЗ) на поверхностных акустических волнах (ПАВ), представляющие собой тонкие пластины пьезоэлектрических материалов (синтетического пьезокварца, ниобата лития, германата висмута и др.), на которые нанесены передающие и приемные металлические решетчатые электроды (рис. 4.13).

Рис. 4.13. Дисперсионная ультразвуковая линия задержки на ПАВ

К числу основных параметров ЛЗ относятся рабочая частота f_0, полоса пропускания Δf и время задержки $T_з$, значения которых зависят от материала ЛЗ.

В качестве примера рассмотрим ДУЛЗ (ОАО «Авангард»), предназначенную для сжатия ЛЧМ-радиоимпульса длительностью $\tau_и$=70 мкс с девиацией частоты Δf=20 МГц, работающую на частоте f_0=70 МГц.

Фильтр на такой ЛЗ дает $K_{сж}$≈900, вносит потери –50 дБ и имеет уровень боковых лепестков –28 дБ. Число электродов в решетке преобразователя составляет $3 \cdot 10^3$.

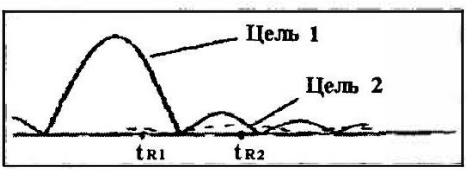


Рис. 4.14. Маскировка слабого сигнала (цель 2) боковым лепестком сильного сигнала (цель 1)

Сжатый импульс имеет форму $\sin(x)/x$, что повышает опасность маскировки основных лепестков сжатого радиоимпульса, отраженного от цели с малой ЭПР (рис.4.14), боковыми лепестками сильного сигнала. Для борьбы с этим явлением применяют весовую обработку сигналов во временной либо в частотной области с помощью специальных корректирующих фильтров (рис. 4.15), построенных обычно по трансверсальной схеме.

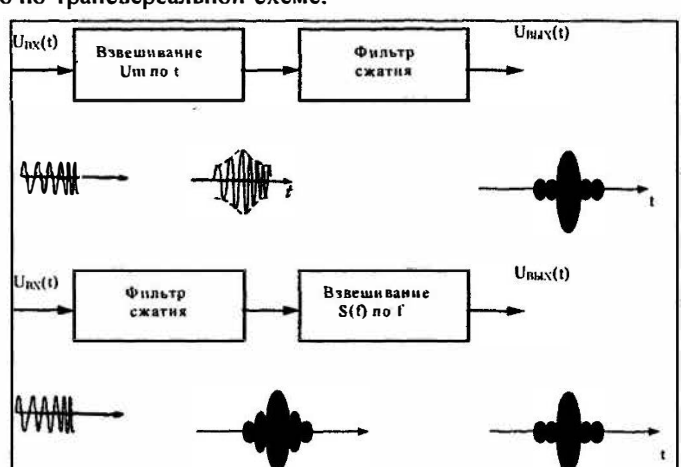


Рис. 4.15. Схемы весовой обработки ЛЧМ-сигналов во времен-ной и частотной областях

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, использовав следующие весовые функции корректирующего фильтра:

1) весовая функция *Дольфа – Чебышева* (рис. 4.16);

2) весовая функция *Тейлора*;

3) весовая функция *общего вида*:

$$K(\omega) = K_{бл}(1 - K_{бл})\cos^{n}\left(\frac{\pi\omega}{\Delta\omega}\right).$$

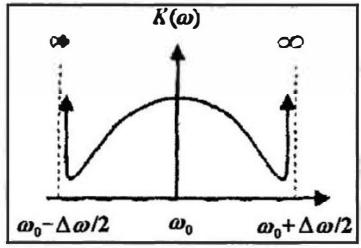


Рис. 4.16. Частотная характеристика корректирующего фильтра Дольфа – Чебышева

Частным случаем весовой функции Тейлора является весовая функция Хэмминга:

$$K(N) = a + 2b\cos\left[\frac{\pi(\omega - \omega_0)}{\Delta\omega}\right] = k + (1-k)\cos^2\left[\frac{\pi(\omega - \omega_0)}{2\Delta\omega}\right].$$

Структурная схема фильтра с $a = 0{,}54$; $b = 0{,}23$; $k = 0{,}08$ показана на рис. 4.17 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 Хэмминга.

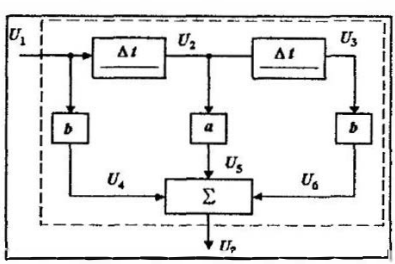


Рис. 4.17. Структурная схема фильтра Хэмминга

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). Кроме корректирующих фильтров, для борьбы с боковыми лепестками используют изменение формы (предыскажение) зондирующих сигналов и внутриимпульсную нелинейную частотную модуляцию.

Дискретно кодированные сигналы (ДКС). Представим модель тела неопределенности, удовлетворяющую требованиям к энергоемкому зондирующему сигналу с высокой разрешающей способностью одновременно по времени τ и по частоте Ω (дальности R и скорости V_r) в виде пьедестала толщиной ρ^2 и острого конуса с осью, совпадающей с

осью 0χ, высотой 1 и эллиптическим основанием, стоящим на пьедестале (рис. 4.18).

Разобьем тело ФНЗС на две части: информативную v_1 и неинформативную v_2, причем

$$\frac{1}{3\pi}v = \frac{1}{2\pi}(v_1 + v_2) = 1.$$

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 $v_2 = 2(2\pi\Delta f)(2T_c)\rho_б^2$. Потребуем, чтобы $\frac{1}{2\pi}v_2 \ll 1$. Для этого необходимо, чтобы $\rho_б < (4\Delta f T_c)^{1/2}$, т.е. величина $\rho_б$ 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 (ШПС), а чаще всего *дискретно-кодированные сигналы* (ДКС).

Дискретное кодирование сигналов можно выполнять по фазе, частоте и амплитуде как раздельно, так и одновременно. Обычно ДКС разделяют на кодированные по амплитуде (АДКС), частоте (ЧДКС) и фазе (ФДКС). Дискретно-кодированный сигнал представляет собой радиоимпульс длительностью T_c, состоящий из N более коротких импульсов-элементов (дискретов) длительностью $\tau_к$, плотно примыкающих друг к другу (см. рис. 4.20,*а*).

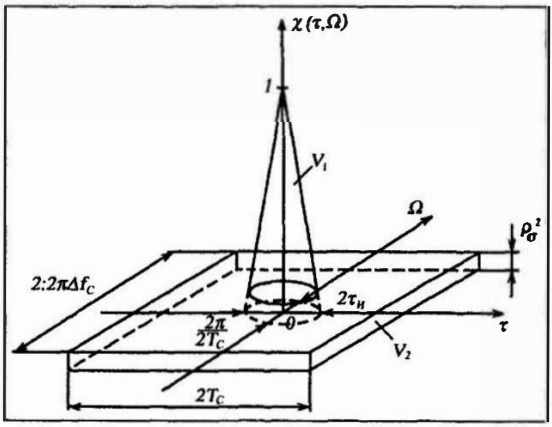


Рис. 4.18. Модель функции неопределенности сложного сигнала

Аналитически ДКС можно записать так:

$$U_{пп} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{N} \alpha_i U_{mi}(t)\exp\left[j[(\omega_0 + \omega_i)t + \varphi_i]\right] & \text{при } 0 \le t \le T_c \\ 0 & \text{при других значениях } t \end{bmatrix}, \qquad (4.17)$$

где α_i, ω_i, φ_i – параметры кодовой модуляции последовательности дискретов $\{\tau_i\}$, которая может содержать коды $\{\alpha_i, \omega_i, \varphi_i\}$; $i=1,2,..,N$ – номер дискрета кодовой последовательности ; N – число дискретов в сигнале; $U_m(t)$ – импульс стандартной амплитуды длительностью $\tau_к$ (длительность элемента кода):

$$U_{mi} = \begin{cases} U_m\left[t-(i-1)\tau_к\right] \text{ при } (i-1)\tau_к \le t \le i\tau_к \\ 0 \text{ при других значениях } t. \end{cases}$$

При этом длительность сигнала составляет $T_c=N\tau_к$. Поскольку α_i – энергетический параметр, для сохранения энергии сигнала неизменной при расчетах необходимо нормировать (4.17) с помощью дополнительного делителя $\left[\tau_к \sum_{i=1}^{N} (\alpha_i)^2\right]^{1/2}$. 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* (АДКС):

$$U(t) = \begin{cases} \sum_{i=1}^{N} \alpha_i U_{mi} \exp\{j\omega_0 t\} \text{ при } 0 \le t \le N\tau_к \\ 0 \text{ при других значениях } t \end{cases} \tag{4.18}$$

При $\{\theta_i\}=\{\omega_i\}$, $\{\alpha_i\}=1$, $\{\varphi_i\}=0$ получаем *частотно-кодированный сигнал* (ЧДКС). Обозначим $U_i(t)=U_{mi}(t)\exp(j\omega_0 t)$, тогда

$$U(t) = \begin{cases} \sum_{i=1}^{N} U_i(t) \exp\{j\omega_0 t\} \text{ при } 0 \le t \le N\tau_к \\ 0 \text{ при других значениях } t. \end{cases} \tag{4.19}$$

Чаще других используются ФДКС или, так называемые *фазо-кодомодулированные* (ФКМ) и *фазо-манипулированные* (ФМ) *сигналы*. В этом случае $\{\theta_i\}=\{\varphi_i\}$, $\{\alpha_i\}=1$, $\{\omega_i\}=0$ и

$$\boxed{U(t) = \begin{cases} \sum_{i=1}^{N} U_{mi}(t) \exp\{j(\omega_0 t + \varphi_i)\} \text{ при } 0 \le t \le N\tau_к \\ 0 \qquad\qquad\qquad\qquad \text{при других значениях } t. \end{cases}} \tag{4.20}$$

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 $\{\varphi_i\}=\{0,\pi\}$

либо в виде последовательности оператора $\{C_i\}=\{\exp(j\varphi_i)\}=\{+1,-1\}$, либо в виде последовательности символов кода $\{d_i\}=\{1,0\}$.

Иногда в иллюстративном материале вместо символов C_i $\{+1, -1\}$ используют 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. 4.19 показан вид бинарного фазоманипулированного (ФМ) сигнала-радиоимпульса (*а*) и соответствующей кодовой последовательности (*б*). В качестве бинарных кодовых последовательностей фазоманипулированных 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. 4.19.

Сжатие ФКМ импульса осуществляется с помощью линии задержки (ЛЗ) с отводами и сумматора, сигналы к которому от ЛЗ подаются через отводы либо непосредственно, либо с поворотом фазы на π, т.е. инверсно, для обеспечения последовательности суммирования дискретов, показанной на рис. 4.19,*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 ЛЗ 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 из отводов ЛЗ при прохождении по ней радиосигнала показан на рис. 4.19,*г*.

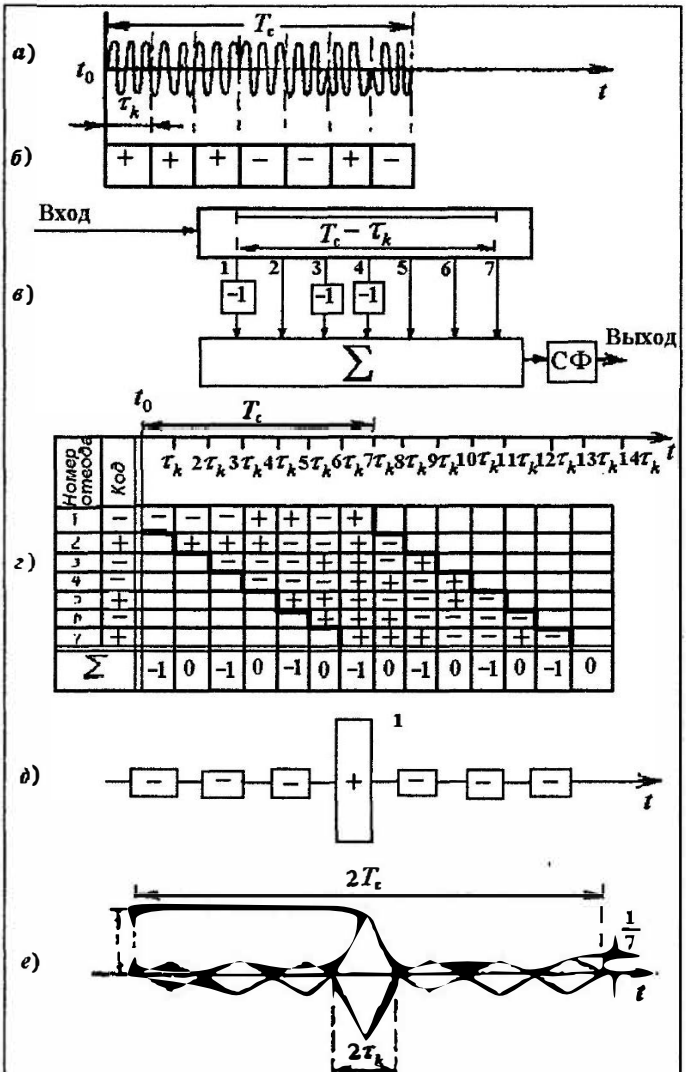


Рис. 4.19. Обработка в оптимальном фильтре ФКМ-радиоимпульса с семиэлементным кодом Баркера: *а* – вид ФКМ-радиоимпульса; *б* – бинарный код начальных фаз дискретов; *в* – структурная схема устройства обработки (оптимального фильтра); *г* – последовательность суммирования дискретов; *д* – результат суммирования дискретов; *е* – выходной сигнал

Видно, что когда начало радиоимпульса достигнет последнего отвода, а конец – первого, парциальные сигналы на всех семи отводах бу-

дут 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. 4.20 показана ФНЗС сигнала с фазокодовой манипуляцией кодом Баркера при $N = 11$.

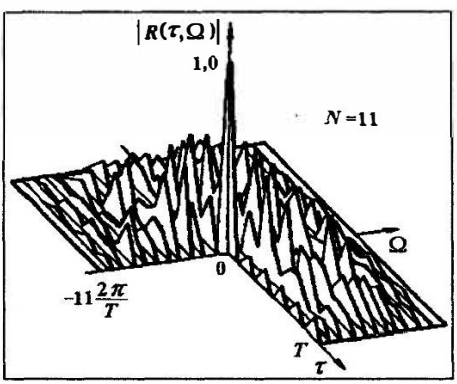


Рис. 4.20. Вид ФНЗС с модуляцией фазы кодом Баркера [11]

Для увеличения коэффициента сжатия $K_{сж}=T_c/\tau_к$ 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 $T_п$ равен его длительности $T_c(T_п=T_c)$, и непериодические (усеченные), когда $T_п$ больше $T_c(T_п>T_c)$. 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

$$d_j = \sum_{j=1}^{m} a_j d_{m-j} = a_1 d_{j-1} \oplus \ldots \oplus a_m d_{j-m}, \qquad (4.21)$$

где d_j и a_j могут быть равны 0 или 1.

Величина m называется *памятью кодовой последовательности* и определяет количество 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).

Перечислим некоторые основные свойства М-последовательностей:

1) М-последовательности содержат $2m-1$ элементов и имеют длительность $T_c = \tau_к(2^m - 1)$;

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 $T_п = N\tau_к$ равен $1/N$, а для одиночной (усеченной) непериодической последовательности длительностью $N\tau_к$ он равен $1/\sqrt{N}$;

4) число различных максимальных линейных рекуррентных последовательностей при одинаковом m определяется алгоритмом $N_п = (1/m)\varphi(2^m - 1)$, 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 так называемые характеристические полиномы кодовых последовательностей:

$$P(x) = x^0 + a_1 x^1 + ... + a_m x^m = 1 + a_1 x^1 + ... a_m x^m, \qquad (4.22)$$

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:

$$P(X) = d_i \oplus a_1 d_{i-1} \oplus ... \oplus a_m d_{i-m}.$$

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 $\tau_к$. Здесь имеется в виду, что $\tau_к$ – элемент кода и в то же время элемент (ячейка) задержки регистра сдвига:

$$P(\tau_к) = \tau_к^0 \otimes a_1 \tau_к^1 \otimes a_2 \tau_к^2 \otimes ... \otimes a_m \tau_к^m.$$

Этому полиному соответствует каноническая схема устройства формирования кода, показанная на рис. 4.21, в которой коэффициенты a_i определяют наличие обратных связей регистра, а «степень» символа $\tau_к$ показывает номер ячейки (триггера) регистра.

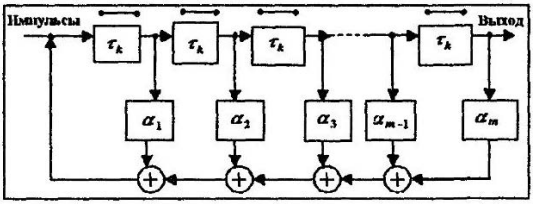


Рис. 4.21. Каноническая схема формирования кода М-последовательности

Устройство состоит из регистра сдвига, представленного на рисунке в виде цепочки m элементов задержки $\tau_к$ (ячеек или триггеров), m отводов с элементов задержки, ключей (усилителей с коэффициентами усиления 0 или 1 в отводах и устройств сложения по модулю 2. Количество 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 сводятся к следующему:

1) число ячеек регистра $m = \lg(N+1)/\lg 2$, где N определяется требуемым уровнем боковых лепестков ДКФ;

2) количество обратных связей определяется не равными 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 $P(\tau_к)$ для регистра из трех элементов $\tau_к$, поскольку $\tau_к^0 = 1$, представляется следующим образом:

$$P(\tau_к) = 1 \oplus a_1\tau_к^1 \oplus a_2\tau_к^2 \oplus a_3\tau_к^3.$$

Пусть a_i имеют следующие значения: $a_1=a_3=1$, $a_2=0$ и $P(\tau_к)=1 \oplus \tau_к^1 \oplus \tau_к^3$, тогда схема формирования кода {0100111} конкретизируется в структуру, показанную на рис. 4.22, в которой в качестве элементов задержки $\tau_к$ 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 так называемые 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, Хаффмана и др.

В качестве примера на рис. 4.23 приведено тело функции неопределенности усеченной М-последовательности с параметрами $m = 4$, $N = 15$.

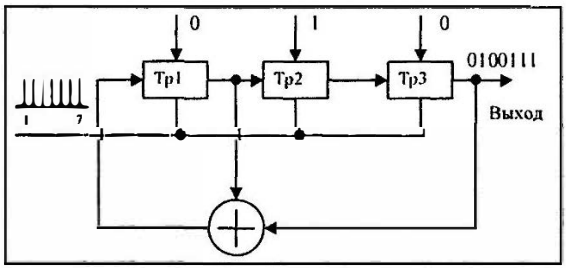


Рис. 4.22. Схема формирования семизначной М-последовательности {0100111}

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 ($T_c=N\tau_к$), и энергия в импульсе $E_1=P_1T_c$. При этом гарантируется выполнение требований к разрешающей способности по дальности δR (времени запаздывания) и скорости δf (смещения частоты), поскольку ширина сечений острия ФНЗС вдоль осей $O\tau$ и $O\Omega$ пропорциональна соответственно $\Delta\tau\approx\tau_к$ 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.

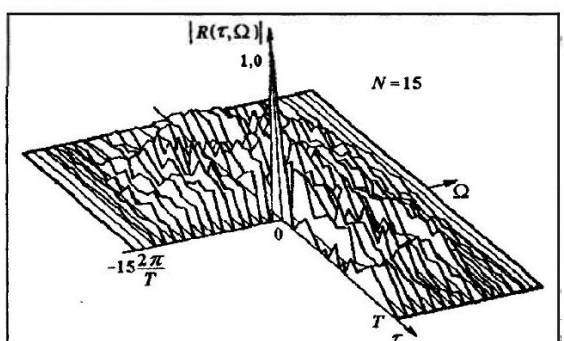


Рис. 4.23. Вид ФНЗС-сигнала, модулированного по фазе М-последовательностью с $N = 15$ [11]

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 $u_1=U_m\dfrac{\sin(\omega_0 t)}{\omega_0 t}$ и постройте ее.

4.3. Для обработки отраженного от цели сигнала с прямоугольной огибающей длительностью $\tau_и$ =5 мкс используется коррелятор. Насколько уменьшится амплитуда выходного сигнала коррелятора, если временное рассогласование между принимаемым и отраженным сигналами $\Delta t = t_к - t_0$=2,5 мкс?

4.4. Отраженный от движущейся цели сигнал имеет прямоугольную огибающую. Насколько уменьшится амплитуда сигнала на выходе оптимального фильтра, если длительность импульса $\tau_и$=5 мкс, скорость движения цели V=300 м/с, длина волны λ=3 см?

4.5. Как площадь ДН зависит от параметров сигнала?

4.6. Что происходит с ДН при введении внутриимпульсной частотной модуляции?

4.7. Дайте определение диаграммы неопределенности, приведите ее свойства.

4.8. Чем определяется площадь ДН и как она зависит от параметров сигнала?

4.9. Что происходит с ДН при введении внутриимпульсной частотной модуляции?

4.10. Какова ДН сигнала, заданного в виде последовательности δ-функций?

4.11. Какова ДН сигнала, заданного в виде повторяющихся в бесконечных пределах импульсов с гауссовской огибающей?

4.12. Какова ДН 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. Надите пределы однозначного измерения дальности до цели.

4.15. Для импульса с гауссовской огибающей определите разрешающую способность по дальности и скорости при $\tau_и$=5 мкс и l = 0,03 м.

4.16. В РЛС используются прямоугольные ЛЧМ-импульсы длительностью 10 мкс, частота заполнения которых меняется по линейному закону от 9,95 до 10,05 ГГц. Определите разрешающие способности по дальности и скорости.

4.17. Сигнал с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией имеет длительность $\tau_и$=5 мкс и Δf=10 мГц. Найдите коэффициент сжатия сигнала, разрешающую способность по дальности.

4.18. Постройте частотную характеристику фильтра подавления боковых лепестков Хэмминга. Постройте выходной импульс, сравните с входным.

4.19. Основание кода m=7, длительность одного дискрета $\tau_к$=0,1 мкс. Определите количество знаков кода, длительность сформированной последовательности, ширину спектра, уровень боковых лепестков одиночной и периодической последовательностей.

4.20. В схеме рис. 4.22 определите период сформированной последовательности, а также саму кодовую последовательность, если начальная установка триггеров (011).

Глава 5. Дальность действия и точность РЛС

5.1. Дальность действия РЛС

Одна из основных задач при проектировании РЛС – расчет максимальной дальности обнаружения, когда от цели с ЭПР $\overline{S}_0$ принимается сигнал мощностью P_{20}, при которой цель обнаруживается с заданными вероятностями правильного обнаружения D и ложной тревоги F, а элементы W, характеризующие положение и движение объекта, измеряются с заданными точностью и вероятностью.

5.1.1. Дальность действия РЛС в свободном пространстве

На входе приемника активного радиолокатора действует отраженный сигнал, мощность которого (см. рис. 2.7)

$$P_{20} = \frac{P_1 G_{a1} \eta_1 \eta_2 S_{a2} \overline{S}_0}{(4\pi)^2 R^4}, \qquad (5.1)$$

где P_1 – мощность передатчика; G_{a1} – коэффициент усиления передающей антенны; η_1 и η_2 – КПД антенно-фидерного тракта передатчика и приемника; S_{a2} – активная площадь приемной антенны; $\overline{S}_0$ – 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 ($\overline{S}_0$) 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 отраженный 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 заданного значения 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. С учетом ска-

занного дальность действия радиолокатора при обнаружении цели (максимальная дальность обнаружения или измерения) определяется как

$$R_{\max 0} = \sqrt[4]{\frac{P_1 G_{a1} G_{a2} \eta_1 \eta_2 \lambda^2 \overline{S}_0}{(4\pi)^3 P_{\text{пор}}}}, \tag{5.2}$$

или

$$R_{\max 0} = \sqrt[4]{\frac{P_1 S_{a1} S_{a2} \eta_1 \eta_2 \overline{S}_0}{4\pi\lambda^2 P_{\text{пор}}}}, \tag{5.3}$$

где учтено, что $G_a = 4\pi(S_a/\lambda^2)$, 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

$$R_{\max 0} = \sqrt[4]{\frac{P_1 G_a^2 \eta^2 \lambda^2 \overline{S}_0}{(4\pi)^3 P_{\text{пор}}}},$$

$$R_{\max 0} = \sqrt[4]{\frac{P_1 S_a^2 \eta^2 \overline{S}_0}{4\pi\lambda^2 P_{\text{пор}}}}.$$

В активном радиолокаторе с активным ответом дальности действия ответчика ($R_{\max от}$) и запросчика ($R_{\max з}$) рассчитывают по формулам

$$R_{\max от} = \sqrt{\frac{P_{1з} G_{a1з} G_{a2от} \eta_{1з} \eta_{2от} \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\text{пор.от}}}}, \tag{5.4}$$

$$R_{\max з} = \sqrt{\frac{P_{1от} G_{a1от} G_{a2з} \eta_{1от} \eta_{2з} \lambda^2}{(4\pi)^2 P_{\text{пор.з}}}}. \tag{5.5}$$

При $R > R_{\max от}$ сигнал не может быть принят ответчиком, а при $R > R_{\max з}$ – запросчиком. Поэтому целесообразен вариант активной системы с активным ответом, у которой $R_{\max з} = R_{\max от}$, для чего необходимо обеспечить равенство

$$P_{1з} P_{\text{пор.з}} [G_{a1з} \eta_{1з} / G_{a2з} \eta_{2з}] = P_{1от} P_{\text{пор.от}} [G_{a1от} \eta_{1от} / G_{a2от} \eta_{2от}],$$

а при работе в импульсном режиме (одна приемопередающая антенна на ответчике и одна на запросчике)

$$P_{1з} P_{\text{пор.з}} = P_{1от} P_{\text{пор.от}}.$$

Если радиолокатор, установленный на ЛА, имеет индикатор кругового или секторного обзора с яркостной отметкой, в котором яркость

изображений на экране пропорциональна мощности P_2, то для правильного воспроизведения характера местности на экране индикатора ставится условие: изображение местности одного и того же вида ($s_{\text{и}}$=const) вне зависимости от R и β при полете на постоянной высоте H должно иметь одинаковую яркость на экране индикатора, т.е. при H=const необходимо обеспечить P_2=const. Поскольку $G_{\text{а1}} = G_{\text{а2}} = G(\alpha,\beta)G_0 f^{-2}(\beta)$ и $R=H(\sin\beta)^{-1}$ (рис. 5.1), на основании (5.2)

$$P_2 = \frac{P_1 G_0^2 \eta_1 \eta_2 \lambda^2 \overline{s}_s (c\tau/2)\sin^4\beta}{(4\pi)^3 H^3 \cos\beta} f^4(\beta) = \text{const}.$$

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 в верхней полусфере с одинаковыми $\overline{S}_0$ и H для улучшения наблюдаемости целей следует обеспечить одинаковую яркость отметок на экране индикатора, не зависящую от R и β. В этом случае ДНА должна иметь форму $f(\beta)$ = cosecβ (рис. 5.1,*б*).

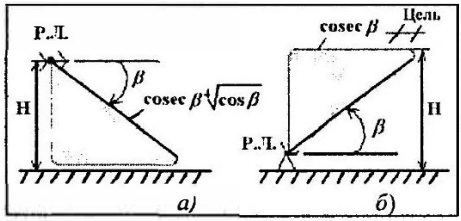


Рис. 5.1. Диаграмма направленности косекансной формы: *а* – РЛС на ЛА; *б* – РЛС на поверхности Земли

Дальность обнаружения в пассивных РЛС. 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), полученным 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 $T_{\text{т}}$ объекта от абсолютного нуля он является источником излучения. Диапазон частот такого излучения простирается от нуля до бесконечности, а его интенсивность неравномерна в этом диапазоне и связана с температурой, формой, материалом и степенью ше-

роховатости поверхности. Часть энергии при этом излучается в диапазоне радиоволн.

Интенсивность излучения задается формулой Планка:

$$J_f = 2c^{-1}\varepsilon hf^3[\exp\{hf/kT_т\}-1]^{-1}, \qquad (5.6)$$

где $h = 6{,}26\cdot10^{-34}$ Вт·с^2 – постоянная Планка; k=1,38·10^{-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: $\lambda_m = 3\cdot10^3/T_т$. В диапазоне миллиметровых и сантиметровых волн справедливо неравенство $hf \gg kT_т$, поэтому экспоненту в знаменателе (5.6) можно разложить в степенной ряд и ограничиться двумя членами разложения, тогда (5.6) перейдет в соотношения вида

$$J_f \approx 2\varepsilon kT_т\lambda^{-2}.$$

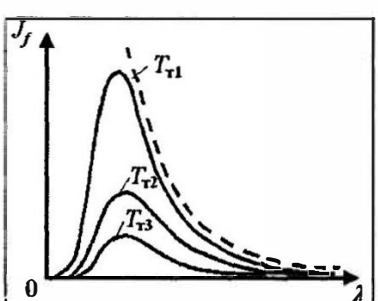


Рис. 5.2. Зависимость $J_f(\lambda)$, построенная по формулам (5.6) и (5.7)

Зависимость (5.6), показанная на рис.5.2 штриховой линией, определяет интенсивность радиотеплового излучения и носит название *формулы Рэлея–Джинса*. Формально она позволяет при расчетах пользоваться не интенсивностью (яркостью) излучения, а температурой объекта $T_т$.

С учетом степени черноты поверхности объекта вводят так называемую яркостную температуру $T = \varepsilon T_т$. 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 $T_{эф} = \varepsilon T_т + K_{отр}T_в$, где $T_в$ – температура внешнего облучения. При отсутствии внешнего облучения тела $T_в = 0$, поэтому $T_{эф} = \varepsilon T_т = T_0$. При одинаковой термодинамической температуре объектов их излучения различаются из-за разной излучательной способности ε, и обнаружение объектов возможно по контрасту излучений или яркостных температур $\Delta T = T_1 - T_2 = (\varepsilon_1 - \varepsilon_2)T_т$. Если объект точечный, т.е.

угловой размер источника излучения $\Phi_ц$ меньше ширины диаграммы $\Phi_а$ антенны ПРЛС, а $T(\alpha,\beta)$ – распределение эффективной температуры по углам α и β, то температура антенны, согласованной с нагрузкой,

$$T_а = \Phi_а^{-1} \int_\alpha \int_\beta T(\alpha,\beta) f(\alpha,\beta) d\alpha d\beta \approx T\Phi_ц \Phi_а^{-1} = TK_л ,$$

где $f(\alpha, \beta)$ – ДНА; $K_л$ – коэффициент заполнения луча.

Для распределенных источников радиоизлучения $K_л=1$ и $T_а=T$. В этом случае необходимо учесть использование площади антенны (КПД антенны) $K_а$, КПД фидерного тракта η и собственные шумы антенно-фидерного тракта $T_а = TK_а\eta + T_0(1-\eta)$, где T_0 – температура окружающей среды.

Кроме того, следует добавить составляющую T_0, соответствующую излучению, принятому по боковым лепесткам антенны $T_б=(1-K_а)\eta$. Следовательно,

$$T_а = TK_а\eta + T_б(1-K_а)\eta + T_0(1-\eta).$$

Протяженные цели на границе раздела имеют контраст эквивалентных антенных температур, равный $\Delta T_а = \eta K_а \Delta T$. Для расчета контраста температуры точечных целей следует знать коэффициент заполнения луча антенны $K_л$, поэтому $\Delta T_а = K_л \eta K_а \Delta T$.

Радиотепловой сигнал, принятый антенной, представляет собой шум, обозначаемый далее u, а дисперсии помехи и сигнала $\sigma_ш^2$ и $\sigma_с^2$ пропорциональны полной температуре $T_п$, учитывающей как температуру антенны $T_а$, так и эквивалентную температуру $T_{прм}$ собственных шумов приемника; $T_п = T_а + T_{прм}$. Это выражение можно привести к обычному, введя коэффициент шума $k_ш$ приемника: $T_п = T_а(1+T_{прм}/T_а)=k_ш T_а$. 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:

$$w_п(u_1 \ldots u_n) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_ш}\right)^n \exp\left[-\frac{\sum_{i=1}^{n} u_i^2}{2\sigma_п^2}\right]^2,$$

$$w_{сп}(u_1 \ldots u_n) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\left(\sigma_п^2+\sigma_с^2\right)}}\right)^n \exp\left[-\frac{\sum_{i=1}^{n} u_i^2}{2\left(\sigma_п^2+\sigma_с^2\right)}\right]^2.$$

Следовательно, отношение правдоподобия

$$\Lambda = \frac{w_{сп}(u_1 \ldots u_n)}{w_n(u_1 \ldots u_n)} = \left[\frac{\sigma_п}{\sqrt{\sigma_п^2 + \sigma_с^2}}\right]^n \exp\left[\frac{\sigma_п^2 \sum_{i=1}^{n} u_i^2}{\sigma_п^2\left[\sigma_п^2 + \sigma_с^2\right]}\right]^2.$$

Отсюда следует, что решение о наличии сигнала можно принимать, сравнивая с порогом накопленное значение его мощности:

$$Z = K\sum_{i=1}^{n} u_i^2 \approx K\int_0^{T_н} u^2(t)dt \gtrless U_{пор},$$

где $U_{пор}$ – пороговое напряжение; K – масштабный коэффициент.

Оптимальный обнаружитель радиотеплового сигнала (рис. 5.3) 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 $T_н$ (время накопления) гауссовский закон распределения вероятностей, определяется статистиками помех и сигнала, а также структурой приемника.

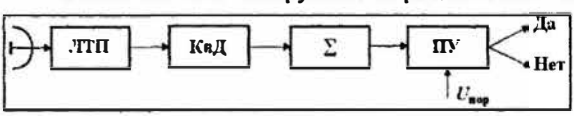


Рис. 5.3. Структурная схема оптимального обнаружителя радиотеплового сигнала

Выражение для плотностей вероятностей величин Z_1 (или Z_2) имеет вид,

$$w(Z) = \frac{1}{\sigma_{Z_{1,2}}\sqrt{2\pi}} \exp\left[\frac{-(Z_{1,2} - \overline{Z}_{1,2})}{2\sigma_{Z_{1,2}}^2}\right],$$

где $\overline{Z}_1$ (или $\overline{Z}_2$) – 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 $\overline{\Delta Z} = \overline{Z}_1 - \overline{Z}_2$ и вероятность ложной тревоги при обнаружении $\overline{\Delta Z}$ определяется по формулам

$$D = P(\overline{\Delta Z} > U_{пор}) = \Phi\left[\frac{(\overline{Z}_1 - U_{пор})}{\sigma_{z_1}}\right],$$

$$F = P\left(z_2 > U_{\text{пор}}\right) = \Phi\left[\frac{\left(\overline{z}_2 - U_{\text{пор}}\right)}{\sigma_{z_2}}\right],$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{x} \exp(-x^2/2)dt$.

Полагая $U_{\text{пор}}=Z_2$, получаем алгоритм обнаружения контраста $\overline{\Delta Z} \gtrless 0$, где ΔZ имеет гауссовское распределение вероятностей с параметрами $\overline{\Delta z}$ и $\sigma^2_{Z_1}$ при наличии источника излучения 0, при его отсутствии $\sigma^2_{Z_2}$.

После детектора распределение шумов становится экспоненциальным со средними значениями $\overline{Z}_1 = K_д\sigma_1^2$ и $\overline{Z}_2 = K_д\sigma_2^2$ и дисперсиями $\sigma^2_{Z_1} = K_д^2\sigma_1^4$ и $\sigma^2_{Z_2} = K_д^2\sigma_2^4$.

Накопитель обнаружителя суммирует выбросы видеошумов. Как известно, длительность выброса, $\tau_в \approx \tau_{кор} = (\Delta f_{упч})^{-1}$, а время накопления определяется полосой пропускания интегратора $\Delta F_н$, т.е. $T_н \approx \Delta F_н^{-1}$. Поэтому число накопленных выбросов шумов $n = T_н\tau_в = \Delta f_{упч}\,\Delta F_н^{-1}$. При постоянстве $\Delta f_{упч}$ и $\Delta F_н$ среднее значение случайных величин Z_1 и Z_2, отнесенное к времени накопления, или к числу накопленных выбросов n, остается неизменным:

$$\overline{Z_1} = n^{-1}\sum_{i=1}^{n} Z_{1i} = K_д\sigma_1^2 \text{ или } \overline{Z_2} = n^{-1}\sum_{i=1}^{n} Z_{2i} = K_д\sigma_2^2,$$

а дисперсии $\sigma^2_{Z_1} = 2n^{-1}K_д^2\sigma_1^4$ и $\sigma^2_{Z_2} = 2n^{-1}K_д^2\sigma_2^4$ убывают с увеличением n.

Следовательно, с ростом интервала накопления разброс шумов относительно среднего значения уменьшается, а контраст увеличивается.

Поскольку $\sigma^2 = T_п$,

$$\Phi\left(\frac{\overline{z}_1 - U_{\text{пор}}}{z_1}\right) = \Phi\left[\sqrt{\frac{n}{2}}\frac{\sigma_1^2 - \frac{U_{\text{пор}}}{K_д}}{\sigma_1^2}\right] = \Phi\left[\sqrt{\frac{n}{2}}\frac{T_{п1} - \frac{U_{\text{пор}}}{K_д}}{T_{п1}}\right] =$$

$$= \Phi\left[\sqrt{\frac{n}{2}}\left[1 - \frac{U_{\text{пор}}}{K_д T_{п1}}\right]\right].$$

Обозначая $T_{п1} = T_{п2} = T_п$ и $T_{п1} - U_{пор}/K_д = T_{а_{пор}}$, получаем

$$D = P\left\{\overline{\Delta z} > U_{пор}\right\} = \Phi\left\{\frac{1}{2}\left[\frac{\Delta T_{апор}}{T_п}\right]\left(\sqrt{\frac{\Delta f_{упч}}{\Delta F_и}}\right)\right\}.$$

Если при вероятности ложной тревоги F вероятность правильного обнаружения температурного контраста $P_{\Delta z} = D$, то пороговый контраст

$$\Delta T_{апор} = 2T_п\Phi^{-1}(D)\sqrt{\frac{\Delta F_и}{\Delta f_{упч}}},$$

где $\Phi^{-1}(x)$ – аргумент функции $\Phi(y) = x$.

Таким образом, цель с температурным контрастом $\Delta T_а$ относительно окружающей ее среды обнаруживается, если $\Delta T_а > \Delta T_{апор}$ и, следовательно, яркостной контраст обнаруживается, если

$$\Delta T_а \geq 2T_п\eta^{-1}K_а^{-1}\left[\Phi^{-1}(D)\sqrt{\frac{\Delta F_и}{\Delta f_{упч}}}\right].$$

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 записывают с учетом коэффициента заполнения луча $K_л$, поэтому

$$\Delta T_а = \Delta T K_л \eta K_а \geq 2\Delta T_п\left[\Phi^{-1}(D)\sqrt{\frac{\Delta F_и}{\Delta f_{упч}}}\right].$$

Так как $K_л = \Phi_д/\Phi_а$, а $\Phi_ц = S_ц/R^2$ и $\Phi_а = \lambda^2/S_а$, где $S_ц$ – площадь цели, дальность обнаружения цели

$$R_{max} = \sqrt{\frac{\Delta T}{T_п}\frac{S_ц S_а}{2\lambda^2}\frac{\eta K_а}{\Phi^{-1}(D)}\sqrt{\frac{\Delta F_и}{\Delta f_{упч}}}}.$$

5.1.2. Влияние атмосферы и подстилающей поверхности на дальность действия РЛС

Влияние атмосферы. При распространении радиоволн в атмосфере происходят искривление траектории радиоволн (рефракция) и рас-

сеяние 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', которое приводит к изменению коэффициента преломления $n = \sqrt{\varepsilon'}$, а в конечном результате – к искривлению траекторий распространения радиоволн. 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):

$dn/dH=0$ – рефракция отсутствует, траектория прямолинейна;

$dn/dH>0$ – отрицательная рефракция, траектория отклоняется вверх;

$dn/dH<0$ – положительная рефракция, траектория отклоняется вниз;

$(dn/dH)_{кр} = -0{,}157 \cdot 10^{-6}$ м$^{-1}$ – критическая рефракция, траектория радиоволн круговая относительно центра Земли;

$dn/dH<(dn/dH)_{кр}$ – сверхрефракция, когда вследствие атмосферных аномалий из-за инверсного изменения влажности a_0 и температуры T в прилегающем к поверхности Земли слое атмосферы возникают так называемые атмосферные волноводы (рис. 5.5), и радиоволны, отражаясь от верхней границы волновода и поверхности Земли, могут распространяться на большие расстояния.

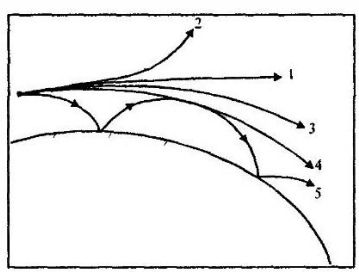


Рис. 5.4. Траектории радиоволн в атмосфере

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 так называемыми стандартной атмосферой, для которой $dn/dH = -4 \cdot 10^{-8}$м$^{-1}$, и эквивалентным (эффективным) радиусом Земли $R_{з.эф}$, при котором высоты точек траектории над Землей остаются прежними, а радиоволны рас-

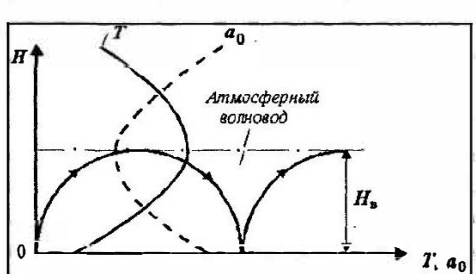


Рис. 5.5. Образование атмосферного волновода

пространяются как бы по прямолинейной траектории (рис. 5.6):

$$\frac{1}{R_{з.эф}} = \frac{1}{R_з} + \frac{dn}{dH}.$$

Для стандартной атмосферы при физическом радиусе Земли $R_з$=6370 км получаем $R_{з.эф} = \frac{4}{3} R_з = 8500$ км.

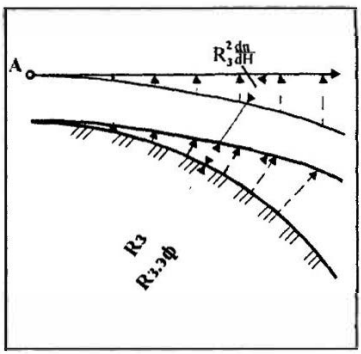


Рис. 5.6. Траектории радиоволн в стандартной атмосфере

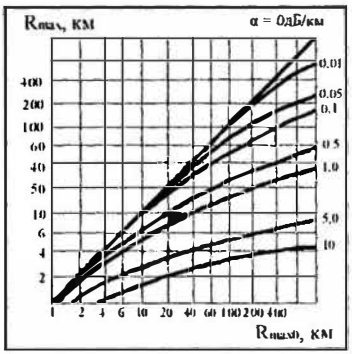


Рис. 5.7. Номограмма расчета дальности обнаружения в атмосфере

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).

С учетом затухания дальность действия радиосистемы определяется выражением

$$R_{max} = R_{max0} 10^{-0.05 \alpha R_{max}}, \qquad (5.7)$$

где R_{max0} – дальность действия в свободном пространстве (5.2); α – удельный коэффициент затухания (дБ/км).

Трансцендентное уравнение (5.7) решают методом последовательных приближений (итераций) или графически (рис. 5.7). Поглощение радиоволн в атмосфере зависит от длины волны и от интенсивности осадков Q (рис. 5.8). Пики его вызываются резонансным поглощением энергии радиоволн молекулами воды и кислорода.

Атомы, молекулы газов атмосферы и пылевые частицы поглощают энергию радиоволн на всей трассе распространения, в то время как капельки воды (влага) могут вызывать резкое увеличение рассеяния ($\alpha_i > \alpha$) радиоволн на отдельных участках трассы.

Тогда

$$R_{max} = R_{max\,0}\,10^{-0{,}05\left[\alpha R_{max} + \sum_{i=1}^{n} \alpha_i \Delta R_i\right]}.$$

При дождевых осадках справедлива эмпирическая формула $\alpha = 0{,}0148 Q^{1{,}31}$ (при $\lambda = 3{,}2$ см), $\alpha = 0{,}0044 Q^{1{,}17}$ (при $\lambda = 5{,}5$ см),

где α – измеряется в дБ/км; Q – интенсивность осадков (мм/ч).

Можно для оценочных расчетов пользоваться соотношением

$$\alpha \approx 0{,}3 Q / \lambda^2,$$

где Q – интенсивность осадков (мм/ч); λ – длина волны (см).

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. 5.9) появляется при выполнении условия $0{,}5\varphi_{0B} > \beta_0$, где φ_{0B} – 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 $f_\Sigma(\beta)$ (рис. 5.9).

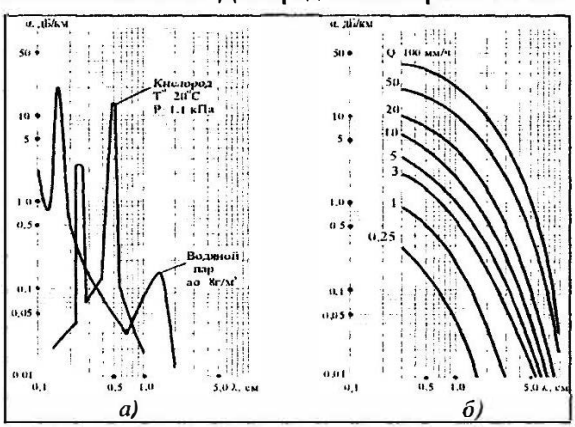


Рис. 5.8. Зависимость поглощения энергии радиоволн от длины волны (*а*) и интенсивности осадков (*б*)

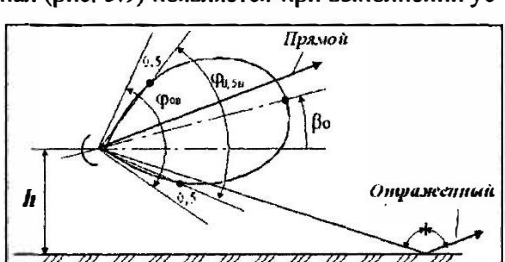


Рис. 5.9. Отражение радиоволн от подстилающей поверхности при широкой ДНА

Методы нахождения $f_\Sigma(\beta)$ в зависимости от $f(\beta)$ и свойств подстилающей поверхности изложены в курсе "Антенны и техника СВЧ". От-

метим только, что число лепестков и провалов в результирующей 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, высоты которых выбирают 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

$$R_{max} = R_{max0} f_\Sigma(\beta),$$

где $K_{рл}$ – коэффициент, объединяющий все остальные параметры радиолокатора.

При использовании одной антенны как для передачи, так и для приема сигналов $f_{\Sigma 1}(\beta) = f_{\Sigma 2}(\beta) = f_\Sigma(\beta)$ и

$$R_{max} = R_{max0} f_\Sigma(\beta). \qquad (5.9)$$

Пример. В соответствии с рис. 5.9, при горизонтальном расположении ДНА $f(\beta)$ и коэффициенте отражения от земной поверхности $K_{отр}=K\exp\{j\varphi\}$ разность хода прямого и отраженного лучей будет определяться соотношением $x = R_{отр} - R_{пр} = 2h\sin\beta$, что приводит к разности фаз $\varphi_{рх} = \dfrac{2\pi}{\lambda} 2h\sin\beta$. Тогда напряженности электромагнитного поля прямого и отраженного сигналов равны $E_{пр} = E_0 f(\beta)$ и $E_{отр} = K_{отр} E_0 f(\beta)$. Результирующий сигнал по напряженности

$$E_\Sigma = \sqrt{E_{пр}^2 + E_{отр}^2 + 2E_{пр}E_{отр}\cos(\varphi_{отр} + \varphi_{рх})} =$$

$$= E_0 f(\beta)\sqrt{1 + K^2 + 2K\cos(\varphi_{отр} + \varphi_{рх})}\,.$$

Если используются сигналы с горизонтальной линейной поляризацией, то $K \approx 1$, а $\varphi_{отр} = \pi$, поэтому

$$f_\Sigma(\beta)\frac{E_\Sigma}{E_0} = f_\Sigma(\beta) = f(\beta)\sqrt{2(1-\cos\varphi_{рх})} = 2f(\beta)\sin\left(\frac{\varphi_{рх}}{2}\right) =$$

$$= 2f(\beta)\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}h\sin\beta\right).$$

При обнаружении целей на малых высотах h, $\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}h\sin\beta\right) \approx$ $\approx \frac{2\pi}{\lambda}h\sin\beta$, поэтому дальность обнаружения будет определяться соотношением $R_{max} = R_{max\,0} f_\Sigma(\beta) = R_{max\,0}\frac{4\pi h}{\lambda R_{max}}$.

Следовательно,

$$R_{max} = \sqrt[8]{\frac{P_1 G^2 \eta_1 \eta_2 \bar{S}_0 4\pi h^4 H^4}{\lambda^2 P_{пор}}}\,.$$

Сферичность Земли ограничивает дальность действия РЛС, в которой используются радиоволны с длиной менее 10 м, распространяющиеся над земной поверхностью, дальностью прямой видимости $R_{пв}$ (рис. 5.10). Если высота цели H, а высота подъема антенны $h_а$, то при учете рефракции в стандартной атмосфере

$$\boxed{R_{пв} = 4{,}12(\sqrt{H} + \sqrt{h_а})\,,} \qquad (5.10)$$

где при H и $h_а$, выраженных в метрах, $R_{пв}$ получается в километрах.

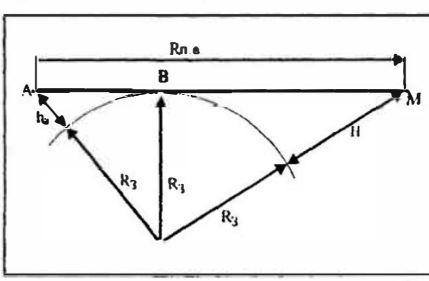


Рис. 5.10. Дальность прямой видимости

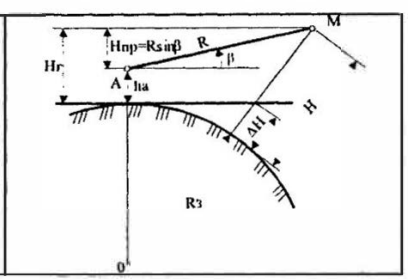


Рис. 5.11. Связь истинной и приведенной высот цели

Кроме того, сферичность Земли требует коррекции соотношения для вычисления высоты цели:

$$H = H_{\Gamma} + \Delta H .$$

Если не учитывать сферичность земной поверхности, то как следует из рис. 5.11, высота цели над плоскостью горизонта, $H_{\Gamma} = h_{\text{а}} + R\sin\beta$. При введении коррекции высота

$$H = H_{\Gamma} + \Delta H ,$$

где при стандартной атмосфере поправка $\Delta H = \Delta H = R^2/(2R_3)$.

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 $R_{\max} = R_{\max 0} f_{\Sigma}(\beta)$, можно построить в полярной системе координат график $R_{\max}(\beta)$ для контура зоны в вертикальной плоскости, в пределах которой цель с известной $\overline{S}_0$ 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 координатах ($R_{\max}$, H), используя формулу для H_{Γ}, но при этом не учитываются рефракция и кривизна Земли. В связи с этим графики зон видимости корректируют. Для учета рефракции расчет ведется для стандартной атмосферы и R_3 заменяется на $R_{3\text{эф}} = (4/3)R_3$. Кроме того, оставляя траектории радиоволн прямолинейными, преобразуют прямоугольную систему координат в криволинейную, переходя к координатам "наклонная дальность – приведенная высота". Под приведенной высотой понимают высоту цели над горизонтальной плоскостью (ПГ), проходящей через антенну. Приведенная высота $H_{\text{пр}}$ связана с истинной высотой цели H следующим соотношением (рис. 5.12):

$$H_{\text{пр}} = H - h_{\text{а}} - \Delta H \approx H - h_{\text{а}} - R^2/(2R_{\text{э.эф}}).$$

На полученной таким образом зоне обнаружения в вертикальной плоскости (рис. 5.12) обычно указывают линии равных истинных высот и линии равных углов места.

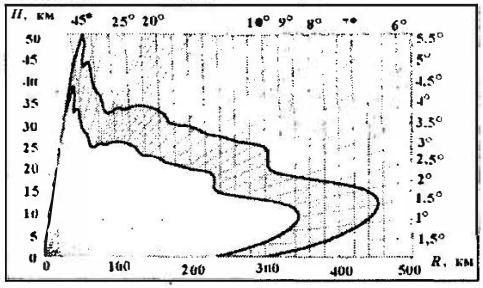


Рис. 5.12. Зоны обнаружения в вертикальной плоскости для радиолокатора «Утес-Т» (светлая зона – работа на одной частоте, темная зона – на двух частотах)

5.1.3. Обзор пространства в РЛС

Поиск или обнаружение целей в заданной области пространства называется *обзором пространства.* Время обзора, т.е. однократного просмотра области обзора, зависит от размера этой области, заданного качества обнаружения и способа обзора.

Обзор пространства в однопозиционных РЛС. Рассмотрим параметры обзора при параллельном и последовательном обзоре пространства. При параллельном обзоре весь телесный угол области обзора плотно заполняется парциальными пересекающими 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 $\tau_{\text{п}} = nT_{\text{п}}$, где число импульсов в пачке n определяется заданным значением пороговой мощности. Таким образом, время обзора пространства $T_{\text{обз}} = \tau_{\text{п}} = nT_{\text{п}}$ 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 $\tau_{\text{п}} = nT_{\text{п}}$. При механическом вращении ДНА используется плавное перемещение, а при электронном – ступенчатое. При плавном перемещении луча время обзора определяется законом и скоростью движения луча ($\Omega_{\text{обз}}$). Значение $\Omega_{\text{обз}}$ ограниченно сверху условием $\varphi_{0.5}(\Omega_{\text{обз}})^{-1} > \tau_{\text{п}} = nT_{\text{п}}$, т.е. $\Omega_{\text{обз}} < \varphi_{0.5}(nT_{\text{п}})^{-1}$. Из широко используемых способов последовательного обзора рассмотрим круговой, винтовой и секторный.

При *круговом* обзоре (рис. 5.13, *а*) пространство обзора ограничено координатами $0 \le R \le R_{\max}$, $0 \le \alpha \le 360°$ и $0 \le \beta \le \varphi_{0.5\text{в}}$. Время обзора можно определить, используя соотношение $T_{\text{обз}} = 360°(\Omega_{\text{обз}})^{-1} \ge 360° nT_{\text{п}}(\varphi_{0.5\text{в}})^{-1}$.

При *винтовом* (*спиральном*) обзоре (рис. 5.13, *б*) пространство обзора ограниченно координатами $0 \le R \le R_{max}$, $0 \le \alpha \le 360°$, $0 \le \beta \le 90°$. Время одного витка $T_в = 360°(\Omega_{обз})^{-1} \ge 360° n T_п (\varphi_{0,5г})^{-1}$, а поскольку число витков $n_в \le 90°(\varphi_{0,5в})^{-1}$, то время обзора

$$T_{обз} = T_в n_в = 360°\ 90°\ n T_п (\varphi_{0,5г} \varphi_{0,5в})^{-1} = \Phi n T_п \Phi_а^{-1}.$$

При *секторном* (*строчном*) обзоре (рис. 5.13, *в*) пространство обзора ограничено пределами: $0 \le R \le R_{max}$, $\alpha_{min} \le \alpha \le \alpha_{max}$ и $\beta_{min} \le \beta \le \beta_{max}$. Время одной строки задается соотношением $T_{стр} = (\alpha_{max} - \alpha_{min})(\Omega_{обз})^{-1} \ge (\alpha_{max} - \alpha_{min}) n T_п (\varphi_{0,5г})^{-1}$, а число строк $(\beta_{max} - \beta_{min})(\varphi_{0,5в})^{-1}$. 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

$$T_{обз} = n_{стр} T_{стр} + 2(n_{стр} - 1) t_{пер} = \frac{n T_п (\alpha_{max} - \alpha_{min})(\beta_{max} - \beta_{min})}{\varphi_{0,5г} \varphi_{0,5в}} +$$

$$+ t_{пер} \frac{\beta_{max} - \beta_{min} - \varphi_{0,5в}}{\varphi_{0,5в}} = n T_п \Phi (\Phi_а)^{-1} + T_{пер}, \quad T_{пер} = 2(n_{стр} - 1) t_{пер}.$$

При *ступенчатом* обзоре пространства, считая время перехода пренебрежимо малым, число просматриваемых пространственных элементов можно определить как $n_{эл} = \Phi(\Phi_а)^{-1}$, а время просмотра каждого элемента $\tau_п = n T_п$, поэтому $T_{обз} = n_{эл} \tau_п = n T_п \Phi (\Phi_а)^{-1}$.

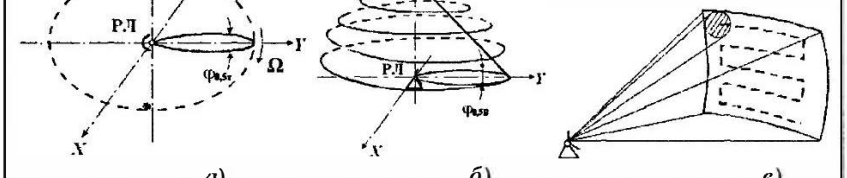


Рис. 5.13. Возможные методы обзора пространства ОПРЛС

Обзор пространства в многопозиционных РЛС. Зона обзора МПРЛС при однопозиционных РЛС на разнесенных позициях *A*, *B* и *C* (рис. 5.14, *а*) представляет собой совокупность зон обзора этих РЛС. В бистатических РЛС границы зоны обзора (рис. 5.14, *б*) зависят от дальности обнаружения, которая определяется соотношением

$$R_1^2 R_2^2 = \frac{P_1 G_{a1} G_{a2} \eta_1 \eta_2 \lambda^2 S_0}{(4\pi)^3 P_{пор}} = K^2,$$

где индексы 1 и 2 относятся соответственно к передающей и приемной позициям. Границы зоны обзора можно найти, использовав рис. 5.15 и положив $K^2 = \text{const}$. Переходя к координатам x, y, нормированным к значению 0,5Б, получаем уравнение так называемых овалов Кассини в декартовой и полярной системах координат:

$$(x_н^2 + y_н^2 + 1)^2 - 4x_н^2 = C^4 , \quad (R_{0н}^2 + 1)^2 - 4R_{0н}^2\cos^2\theta = C^4 ,$$

где $x_н = 2x\text{Б}^{-1}$; $y_н = 2y\text{Б}^{-1}$; $C = 2\sqrt{K}\,\text{Б}^{-1}$; $R_{0н}^2 = x_н^2 + y_н^2$.

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 гарантируется $C > 2$ и сплошная зона обзора.

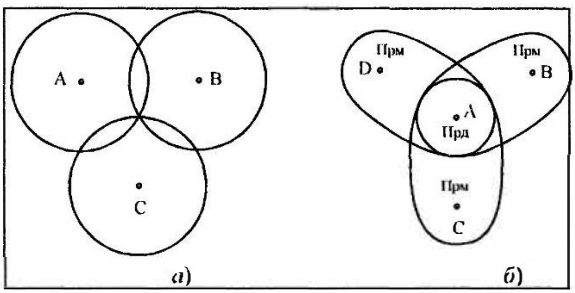


Рис. 5.14. Зоны обзора МПРЛС, состоящих из РЛС (*а*) и БиРЛС (*б*)

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. 5.16, *а*) или последовательный двумя перемещающимися в пространстве узкими лучами передающей и приемной антенн (рис.5.16, *б*). Кроме того, можно производить обзор пространства узким перемещающимся лучом приемной антенны при неподвижном широком луче передающей антенны (рис. 5.16, *в*) или узким лучом передающей антенны при широкой ДНА на передающей позиции (рис. 5.16, *г*).

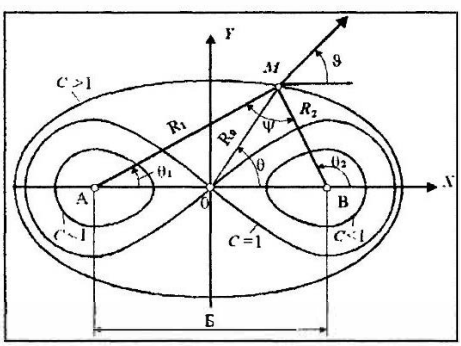


Рис. 5.15. Зоны обзора БиРЛС

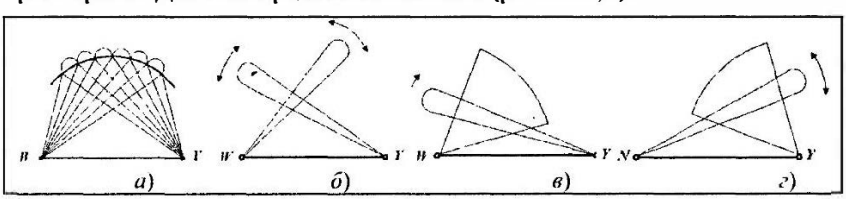


Рис. 5.16. Варианты обзора в МПРЛС

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.

5.1.4. Анализ факторов, определяющих дальность действия РЛС

На дальность действия РЛС в основном влияют следующие факторы: развязка передающего и приемного трактов, длина волны радиосигнала и параметры обзора пространства.

Развязка передающего и приемного трактов. Под развязкой понимают степень уменьшения мощности сигнала передатчика, поступающего на вход приемника из-за связи выходных цепей и антенны передающего тракта с выходными 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 существенного ухудшения пороговой мощности.

Рассмотрим отношение мощностей принимаемого и излучаемого сигналов в однопозиционной РЛС:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{G_{a1} G_{a2} \eta_1 \eta_2 \lambda^2 S_0}{(4\pi)^3 R^4}.$$

При обнаружении самолета с S_0=1 м^2 на расстоянии R=100 км радиолокатором с параметрами S_a=10 м^2, λ = 10 см, $G_{a1} = G_{a2} = 4\pi 10^3$, $\eta_1 = \eta_2 = 1$ отношение $P_2/P_1 < 10^{-17}$. Очевидно, что для обнаружения такого слабого сигнала необходимо, чтобы $P_{пс}/P_1 < 10^{-17}$, где $P_{пс}$ – мощность просачивающегося в приемный тракт сигнала передатчика, т.е. требуется развязка не хуже 10^{-17} или –170 дБ. Получение такой развязки – сложная техническая задача.

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;

временна́я – 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 $l_{ц} >> \lambda$ и S_0=const, а G_{a1} и G_{a2} не меняются при изменении λ. Тогда, объединяя все члены формулы (5.2), не зависящие от λ, в один коэффициент, получаем $R_{max0} = K_1\sqrt{\lambda}$. Видно, что при неизменном $G_a = 4\pi S_a\lambda^{-2} = 4\pi(a\lambda^{-1})(b\lambda^{-1}) = 4\pi(\varphi_{0.5в}\varphi_{0.5г})^{-1}$, где $\varphi_{0.5в,г}$ – 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 $P_2 = \Pi_2 S_{a2}$ и дальность обнаружения возрастет. Однако не всегда легко увеличивать a и b. В бортовых устройствах a и b обычно ограничены размерами объекта-носителя, поэтому S_{a1} и S_{a2} фиксируются. Тогда $R_{max0} = K_2/\sqrt{\lambda}$ и для увеличения $R_{max\,0}$ выгодно уменьшать λ, так как при S_a=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.

Поскольку затухание радиоволн в атмосфере зависит от длины волны, 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

$$R_{max} = K_1\sqrt{\lambda}\,10^{-0,005(Q/\lambda^2)R_{max}},$$

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:

$$R_{max} = (K_2/\sqrt{\lambda})\,10^{-0,005(Q/\lambda^2)R_{max}}.$$

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 (5.1). Для этого воспользуемся выражением для пороговой мощности, которое при импульсном сигнале имеет вид

$$P_{\text{пор}}=q_{\text{пор}}N_0(n\tau_{\text{и}}\zeta)^{-1},$$

где $q_{\text{пор}}$ – пороговое отношение мощности импульсного сигнала к мощности помехи для пачки импульсов длительностью $\tau_{\text{и}}$, зависящее от вида сигнала и помехи, а также от заданных вероятностей правильного обнаружения D и ложной тревоги F; N_0 – односторонняя спектральная плотность помехи; 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; ζ – коэффициент потерь при обработке, равный отношению мощностей на выходе устройства без потерь и реального устройства.

Тогда дальность обнаружения цели

$$R_{\max 0}=K_1\sqrt[4]{\zeta P_1\tau_{\text{п}}n}=K_1\sqrt[4]{\zeta E_{\text{п}}},$$

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 $n=\tau_{\text{п}}T_{\text{П}}^{-1}=T_{\text{обл}}T_{\text{П}}^{-1}$, тогда

$$R_{\max 0}=K_1\sqrt[4]{P_1\frac{\tau_{\text{п}}}{T_{\text{п}}}T_{\text{обл}}}=K_1\sqrt[4]{P_{1\text{ср}}T_{\text{обл}}},$$

поэтому можно говорить о том, что дальность обнаружения зависит от средней излучаемой мощности $P_{1\text{ср}}$ и длительности облучения цели $T_{\text{обл}}$.

Такая зависимость сохраняется и для непрерывного сигнала, только вместо $P_{1\text{ср}}$ нужно подставить мощность передатчика этого сигнала $P_{1\text{непр}}$. Найдем связь дальности обнаружения $R_{\max 0}$ с временем обзора $T_{\text{обз}}$ и угловым 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 $\Phi_{\text{обз}}\Phi_{\text{а}}^{-}=T_{\text{обз}}T_{\text{обл}}^{-1}$.

Соответствующие соотношения для однопозиционной и бистатической РЛС приведены в табл. 5.1, из которой следует, что при заданных параметрах РЛС дальность обнаружения тем больше, чем медленнее производится обзор пространства и чем меньше зона обзора.

Таблица 5.1

РЛС (помеха – собственный шум)	Дальность обнаружения
Однопозиционная	$R_{\max} = \sqrt[4]{\dfrac{P_{1ср}\eta_1\eta_2\lambda^2\overline{S}_0\varsigma T_{обз}}{4\pi q_{пор}N_0\Phi_a\Phi_{обз}}}$
Бистатическая (обзор с передающей позиции узким лучем, приемная позиция с неподвижным широким лучем)	$(R_A R_B)_{\max} = \sqrt{\dfrac{P_{1ср}G_{a1}\eta_1\eta_2\lambda^2\overline{S}_0\varsigma T_{обз}}{(4\pi)^2 q_{пор}N_0\Phi_{прд}}}$
Бистатическая (обзор с приемной позиции узким лучем, передающая позиция с неподвижным широким лучем)	$(R_A R_B)_{\max} = \sqrt{\dfrac{P_{1ср}G_{a1}\eta_1\eta_2\lambda^2\overline{S}_0\varsigma T_{обз}}{(4\pi)^2 q_{пор}N_0\Phi_{прм}}}$

Примечание. R_A и R_B – дальность до цели от точек A и B.

5.2. Точность определения местоположения цели в РЛС

5.2.1. Общие сведения

Радиолокационные системы относятся к классу радиотехнических систем определения местоположения (МП) цели. Рассмотрим характеристики точности РЛС при измерении (расчете) местоположения цели в пространстве.

Структура радиолокационных систем. Активная РЛС включает в себя передатчик (Прд), приемное устройство (Прм) и устройство, вычисляющее местоположение цели (ВУ), которое содержит устройства измерения информативных параметров сигнала и определения геометрических элементов на основе соответствующих алгоритмов, характеризующих местоположение цели. Расчет дальности, угловых координат и других геометрических элементов W, характеризующих МП, производится по измеренным параметрам сигнала. По этим данным в ВУ решается геометрическая задача вычисления МП методом нахождения точек пересечения поверхностей или линий положения.

Источники погрешностей местоопределения. Каждый из элементов системы влияет на ее точность, внося свою среднюю квадратическую погрешность (СКП) σ_i. При нахождении местоположения по точкам пересечения линий положения приходится принимать во внимание форму поверхностей (или линий) положения и геометрические особенности взаимного расположения объекта (цели) и радиолокационной аппаратуры системы. Для этого вводят геометрический фактор

Г – коэффициент, связывающий $\sigma_{мп}$ – СКП определения МП с σ_{W} – СКП измерения W:

$$\sigma_{мп} = \Gamma\sigma_{W}.$$

На основании сказанного $\sigma_{мп}$ может быть найдена только при анализе системы (Г) и при независимости погрешностей, вносимых всеми элементами системы:

$$\sigma_{мп} = \sqrt{\Gamma^2\left[M^2(\sigma^2_{прд} + \sigma^2_{ср} + \sigma^2_{изм}) + \sigma^2_{гэ}\right] + \sigma^2_{вмп}},$$

где M – масштабный коэффициент или коэффициент пересчета результатов измерения Θ в значения W; Г – геометрический фактор; $\sigma_{прд}$ – СКП формирования и генерирования сигнала в передатчике; $\sigma_{ср}$ – СКП распространения сигнала в среде; $\sigma_{изм}$ – СКП измерения параметра сигнала; $\sigma_{гэ}$ – 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.

5.2.2. Точность определения геометрического элемента

В РЛС связь определяемого геометрического элемента W (координат объекта) с измеряемым параметром сигнала ν дается уравнением

$$W = M\nu, \tag{5.11}$$

которое является исходным при нахождении погрешности определения W. Находя полный дифференциал (5.11) и переходя к конечным приращениям, получим

$$\Delta W / W = \Delta M / M + \Delta\nu / \nu, \tag{5.12}$$

где ΔM и $\Delta\nu$ имеют смысл текущих значений погрешностей, обусловленных нестабильностью масштабного коэффициента и недостаточной точностью измерительного устройства.

Возводя обе части выражения (5.12) в квадрат и усредняя полученный результат в предположении независимости погрешностей ΔM и $\Delta\nu$, получаем уравнение, связывающее дисперсию погрешности σ^2_W определения элемента W с дисперсиями σ^2_M и σ^2_ν:

$$\sigma_W / W = [(\sigma_M / M)^2 + (\sigma_\nu / \nu)^2]^{1/2}. \tag{5.13}$$

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=const уравнение погрешностей (5.13) 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.

5.2.3. 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*, найденной по результатам определения элемента W (рис. 5.17). 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: $|\mathrm{grad}W| = dW/dl$, который представляет собой вектор, перпендикулярный линиям положения и направленный в сторону возрастания W. Переходя к конечным приращениям, получаем

$$\Delta l = \frac{1}{|\mathrm{grad}W|}\Delta W = K_{\text{лп}}\Delta W, \qquad (5.14)$$

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 (5.14) в квадрат, усредняя и извлекая квадратный корень из результата, находим

$$\sigma_{\text{лп}} = K_{\text{лп}}\sigma_W, \qquad (5.15)$$

где $\sigma_{лп}$ и σ_W – СКП нахождения линии положения и определения элемента.

Из (5.15) следует, что при одной и той же погрешности σ_W можно снизить погрешность $\sigma_{лп}$, непосредственно влияющую на точность местоопределения, уменьшив коэффициент $K_{лп}$, который зависит от вида ЛП.

Для нахождения $K_{лп}$ необходимо представить W как функцию координат X, Y прямоугольной системы координат. Тогда

$$K_{лп} = \left(|\mathrm{grad}W|\right)^{-1} = \left[\left(\frac{d}{dx}W\right)^2 + \left(\frac{d}{dy}W\right)^2\right]^{-1/2}. \qquad (5.16)$$

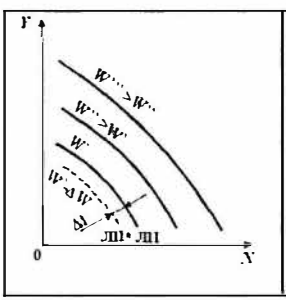


Рис. 5.17. Семейство линий положения

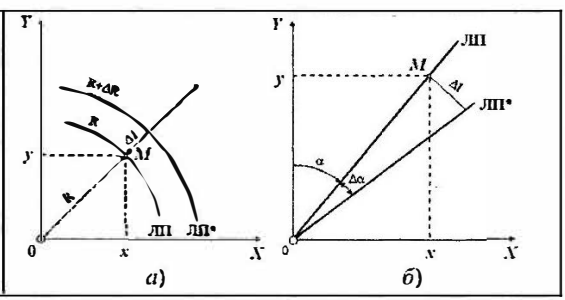


Рис. 5.18. Погрешность определения линии положения при измерении дальности (*а*) и азимута (*б*)

Например, найдем $K_{лп}$ для наиболее распространенных дальномерного и угломерного устройств. В радиодальномерах определяемый элемент записывается в прямоугольной системе координат (рис. 5.18, *а*) так: $W = R = (x^2 + y^2)^{1/2}$, и линии положения представляют собой окружности с центром в точке установки радиодальномера. Тогда $|\mathrm{grad}W| = 1$ и $K_{лп}=1$. Следовательно, $\sigma_{лп}=\sigma_R$. Таким образом, при заданной погрешности радиодальномера σ_R погрешность определения ЛП постоянна и не зависит от дальности.

В радиопеленгаторе, установленном в точке 0 (рис. 5.18, *б*), определяется, например, азимут α. Элемент W в прямоугольной системе координат записывается так:

$$W = \alpha = \mathrm{arctg}(x / y),$$

откуда

$$|\mathrm{grad}W| = (x^2 + y^2)^{1/2} = R^{-1}.$$

Следовательно, $\sigma_{лп}=R\sigma_\alpha$. Таким образом, при заданной погрешности угломерного устройства σ_α погрешность определения ЛП (ради-

альные прямые) тем больше, чем больше расстояние до объекта (цели). Данное обстоятельство является серьезным недостатком угломерных устройств. Заметим, что подобная зависимость погрешности $\sigma_{лп}$ 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.

5.2.4. Погрешность местоположения определения

Определим связь СКП местоположения $\sigma_{мп}$ с СКП $\sigma_{л1}$ и $\sigma_{л2}$ устройств, входящих в данную систему. Погрешности Δl_1 и Δl_2, как показано на рис. 5.19, приводят к погрешности $\Delta_{мп}$ определения места объекта или цели (МО).

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:

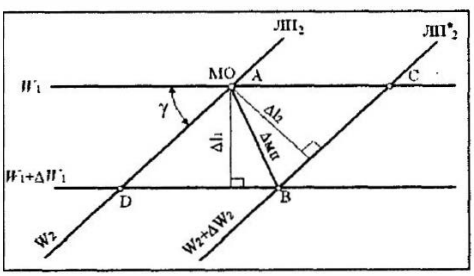


Рис. 5.19. Погрешность определения местоположения объекта на плоскости

$$\Delta_{мп} = \sin^{-2}\gamma(\Delta l_1^2 + \Delta l_2^2 + 2\Delta l_1 \Delta l_2 \cos\gamma),$$

$$\Delta_{мп} = \sin^{-2}\gamma(\Delta l_1^2 + \Delta l_2^2 - 2\Delta l_1 \Delta l_2 \cos\gamma).$$

Пусть линии положения пересекаются под углом γ (рис. 5.19), а случайные ошибки их $\Delta l_1 = V$ и $\Delta l_2 = U$ подчиняются нормальным законам распределения. Из теории вероятностей известно, что 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 – средние квадратичные ошибки линий положения; ρ – коэффициент корреляции ошибок.

Коэффициент корреляции характеризует степень вероятностной связи между случайными ошибками U и V:

$$\rho = \frac{\iint UVw(U,V)dudv}{\sigma_U \sigma_V}.$$

Если случайные ошибки U и V независимы, то $\rho=0$. Приравняв показатель степени к некоторой постоянной величине, получим уравнение линии равной плотности распределения вероятностей:

$$\frac{U^2}{\sigma_U^2} - \frac{2\rho UV}{\sigma_U \sigma_V} + \frac{V^2}{\sigma_V^2} = \lambda^2. \qquad (5.17)$$

Значение ошибки линий положения в реальных условиях таково, что в пределах возможных положений точки M линии положения практически можно считать параллельными. В этих условиях кривая равной плотности распределения представляет собой эллипс (рис. 5.20).

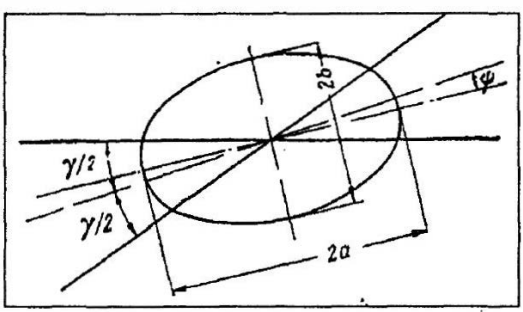


Рис. 5.20. Эллипс ошибок

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 ошибками 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 совпадет с биссектрисой острого угла пересечения ЛП. В ОПРЛС, использующих дальномерно-пеленгационный метод определения местоположения, когда угол пересечения прямой ($\gamma=90°$), а $\rho=0$ (ошибки U и V являются взаимно независимыми), оси эллипса ошибок совпадают с линиями положения. В этом случае полуоси эллипса

$$\begin{cases} a = \lambda\sqrt{2}\sigma_x, \\ б = \lambda\sqrt{2}\sigma_y, \end{cases}$$

где σ_x и σ_y – среднеквадратические ошибки двух взаимно перпендикулярных линий положения.

Если при этом $\sigma_x = \sigma_y$, то рассеяние превращается в круговое, а эллипсы ошибок превращаются в окружности. Вероятность того, что искомое место находится в пределах эллипса ошибок,

$$P(\lambda) = \iint_{U\,V} w(U,V)dUdV .$$

Выполнив интегрирование, получим $P(\lambda)=1-\exp\{-\lambda^2\}$, откуда

$$\lambda = \sqrt{-\ln(1-P)} .$$

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 5.21 представлено поле ошибок при дальномерно-пеленгационном методе определения местоположения.

Рассмотрим теперь 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. 5.22).

Рис. 5.21. Поле ошибок при дальномерно-пеленгационном методе определения положения цели

Из рисунка видно, что составляющие ошибки места по трем взаимно перпендикулярным осям X, Y и Z:

$$\begin{cases} x = \Delta R, \\ y = R\cos\beta\Delta\alpha, \\ z = R\Delta\beta. \end{cases}$$

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

$$W(x,y,z)=\frac{1}{\sqrt{(2\pi)^3\sigma_x\sigma_y\sigma_z}}\exp\left\{-\frac{1}{2}\left[\frac{x^2}{\sigma_x^2}+\frac{y^2}{\sigma_y^2}+\frac{z^2}{\sigma_z^2}\right]\right\},$$

где $\begin{cases}\sigma_x=\sigma_R,\\ \sigma_y=R\cos\beta\sigma_\alpha,\ \sigma_R,\ \sigma_\alpha,\ \sigma_\beta\\ \sigma_z=R\sigma_\beta.\end{cases}$

– среднеквадратичные ошибки по дальности, азимуту и углу места.

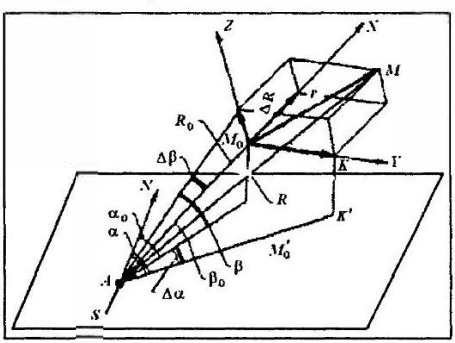


Рис. 5.22. Ошибка измерения местоположения цели в пространстве при использовании дальномерно-пеленгационного метода

Приравняв показатель степени к некоторой постоянной величине, получим уравнение поверхности равной плотности распределения вероятностей:

$$\frac{x^2}{2\sigma_x^2}+\frac{y^2}{2\sigma_y^2}+\frac{z^2}{2\sigma_z^2}=\lambda^2. \quad (5.18)$$

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

$$P(\lambda)=\int_x\int_y\int_z w(x,y,z)dxdydz=\Phi(\sqrt{2}\lambda)-\frac{2}{\sqrt{\pi}}\lambda\exp(-\lambda^2).$$

Вероятности $P=0{,}5$ соответствует $\lambda=1{,}088$.

Удобной мерой случайной величины $\Delta_{мп}$ является СКП местоопределения:

$$\sigma_{мп}=\sin^{-1}\gamma(\sigma_{лп1}{}^2+\sigma_{лп2}{}^2\pm 2\rho\sigma_{лп1}\sigma_{лп2}\cos\gamma)^{-1/2},$$

где ρ – коэффициент корреляции погрешностей Δl_1 и Δl_2.

Для РЛС ρ=0, что свидетельствует о независимости определения линий положения входящими в систему устройствами. Принимая ρ=0 и выражая погрешности $\sigma_{лп}$ через коэффициенты линий положения и соответствующие погрешности, находим оценку точности местоопределения:

$$\sigma_{мп} = \sin^{-1}\gamma[(K_{лп1}\sigma_{И1})^2+(K_{лп2}\sigma_{И2})^2]^{-1/2}. \quad (5.19)$$

Физический смысл формулы (5.19) заключается в следующем. Если построить окружность с центром в точке M_0, где расположен объект или цель, с радиусом, равным допустимому значению $\sigma_{мп}$, т.е. $\sigma_{мпд}$, то вероятность того, что при измерениях погрешность $\Delta_{мп}$ окажется внутри этой окружности, т.е. не будет превышать $\sigma_{мпд}$, равна 0,63 – 0,68. Если принять радиус окружности равным $2\sigma_{мп}$, то эта вероятность лежит в пределах 0,95 – 0,98. Отличия указанных вероятностей от значений 0,68 и 0,95, принятых для соответствующих погрешностей, объясняется тем, что закон распределения $\Delta_{мп}$ не является гауссовским (в простейшем случае при $\gamma=90°$ и $\sigma_{и1}=\sigma_{и2}$ – это закон Рэлея). Полученные результаты могут быть использованы для построения рабочих зон позиционных РЛС.

Погрешность определения пространственного положения объекта (цели) при независимости результатов измерений всех координат

$$\sigma_{пмо}=\sin^{-1}\gamma_1(\sigma_{мп}^2+\sigma_{лп3}^2)^{1/2}, \quad (5.20)$$

где γ_1 – угол между третьей поверхностью положения и линией положения на плоскости; $\sigma_{мп}$ вычисляется по формуле (5.18); $\sigma_{лп3}$ – СКП нахождения третьей поверхности положения.

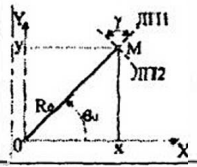
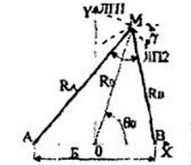
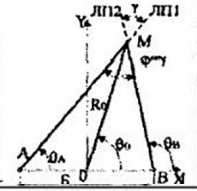
Геометрический фактор. Из (5.18) следует, что погрешность местоопределения зависит не только от точности нахождения элемента W, но и от типа позиционной системы, влияющего на значение $K_{лп}$, и от расположения измерителей РЛС и объекта, которое сказывается на значении угла γ и на коэффициенте $K_{лп}$. Для пояснения сказанного рассмотрим системы, состоящие из однотипных устройств (измерителей дальности или углов). В таких системах, к числу которых относятся дальномерные, разностно-дальномерные, угломерные и др., естественно предположить, что точность определения элемента W одинакова, т.е. $\sigma_{W1}=\sigma_{W2}=\sigma_W$. Так как по условию $K_{лп1}=K_{лп2}=K_{лп}$, то

$$\sigma_{мп}=(K_{лп}/\sin\gamma)\sigma_{W2}^{1/2}=\Gamma\sigma_W,$$

где Γ – геометрический фактор (иногда $\sqrt{2}$ не включает в Γ).

Для нахождения геометрического фактора многопозиционных РЛС можно воспользоваться данными точностных характеристиках этих систем, некоторые из которых приведены в табл. 5.2. Формулы в ней справедливы для расположения станций системы в точках A и B, показанных на приведенных в таблице рисунках. Обозначения в формулах соответствуют обозначениям на этих рисунках, а для упрощения введены следующие сокращения: $б=Б/2R_0$, $K_\Gamma=(1-2б^2\cos2\Theta_0+б^4)^{1/2}$; в многобазовых системах $б_{OA}=Б_{OA}/R_0$, $б_{OB}=Б_{OB}/R_0$, $K_{\Gamma OA}=(1-2б_{OA}\cos2\Theta_0+(б_{OA})^2)^{1/2}$; $K_{\Gamma OB}=(1-2б_{OB}\cos2\Theta_0+(б_{OB})^2)^{1/2}$.

Таблица 5.2

Тип системы	Число баз $n_Б$	Измеряемые элементы W	Вид ЛП	Расположение	Выражение для погрешности местоопределения $\sigma_{МП}$	
					Точное	Приближение для дальней зоны $(R_0/Б_{i,k})^2>>1$
Угломерно-дальномерная	0	K_0 θ_0	Окружность Прямая		$\left[\sigma_R^2+\left(R_{0\sigma_\theta}\right)^2\right]^{-1/2}$	$R_{0\sigma_\theta}$ $\left(R_{0\sigma_\theta}>>\sigma_R\right)$
Дальномерная, активная	1	R_A R_B	Окружность		$\sigma_R\left(\frac{Б}{R_0}\sin\theta_0\right)^{-1}\times$ $\times K_r\sqrt{2}$	$\frac{R_0\sqrt{2}}{Б\sin\theta_0}\sigma_R$
Угломерная, активная или пассивная	1	θ_A θ_B	Прямая		$R_{0\sigma_\theta}\left(\frac{Б}{R_0}\sin\theta_0\right)^{-1}\times$ $\times K_r\left[2\left(1+6^2\right)\right]^{1/2}$	$\frac{R_0\sqrt{2}}{Б\sin\theta_0}R_0\sigma_\theta$

В системах, состоящих из однотипных устройств, $\sigma_{W1}=\sigma_{W2}=\sigma_W$. Коэффициент корреляции погрешностей ρ принят равным нулю. Приближенные выражения справедливы когда $R_0/Б_{ik}>>1$. Для всех однобазовых систем (n = 1) точность местоопределения максимальна на перпендикуляре к базе, т.е. при $\theta_0=\pi/2$.

5.2.5. 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. 5.2 или более простым выражением (5.16) в зависимости от известных разработчику параметров системы. Обычно известны значения погрешностей устройств системы σ_{W1} и σ_{W2} и допустимое значение погрешности местоопределения $\sigma_{мпд}$, и для расчета границы рабочей зоны пригодно выражение (5.17).

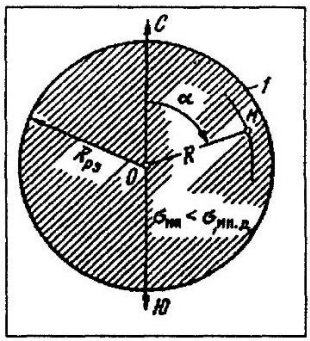


Рис. 5.23. Рабочая зона дальномерно-пеленгационной (угломерно-дальномерной) системы

Построим рабочую зону для угломерно-дальномерной (дальномерно-пеленгационной) системы. Пусть в точке О (рис. 5.23) находится радиолокатор. В такой угломерно-дальномерной системе γ=90°. Рабочая зона имеет форму окружности с центром в точке O и радиусом, определяемым из выражения, приведенного в табл. 5.2.

Таблица 5.3

Тип системы	σ_W	$K_{оп}$	$\sigma_{мпд}$
Дальномерная активная	σ_R	1	$\sin^{-1}\gamma_{min}\sigma_R\sqrt{2}$
Угломерно-дальномерной	σ_α σ_R	$K_{оп1}=R$ $K_{оп2}=1$	$(\sigma_\alpha^2R^2+\sigma_R^2)^{1/2}$
Угломерная	σ_α	R	$\sigma_\alpha\sin^{-1}\gamma(R_A^2+R_B^2)^{1/2}$

Контрольные вопросы

5.1. При заданных параметрах импульсного радиолокатора P_1 = 100 кВт, d_A=1 м, λ = 3 см, $P_{пор}=10^{-12}$ Вт рассчитайте дальность действия R_{max0} для случая обнаружения потребителя и крылатой ракеты.

5.2. Пороговая мощность при обнаружении цели $P_{пор}=10^{-12}$ Вт, и в режиме измерения $(P_{2min})_{изм}=10^{-18}$ Вт. Сравните дальность действия радиолокатора в режиме обнаружения и измерения. На сколько надо увеличить излучаемую мощ-

ность 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, $d_{Аз} = 1$ 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 $f(\beta) = \operatorname{cosec}\ \beta\sqrt[4]{\cos\beta}$.

5.5. Найдите дальность обнаружения цели R_{max} в пассивных РЛС, если известно, что $\Phi^{-1}(D = 0{,}9) = 1{,}2$, $\eta = 0.6$, $K_a = 0{,}5$, при следующих параметрах:

1) $\tau_н$=0,1 и 10 с;
2) $\Delta f_{упч}$=1 и 10 мГц;
3) λ=0,8см, 3,2см, 10см;
4) ΔT=25 и 100;
5) $T_я K$=100 и 1000;
6) $T_п K$=100 и 1000;
7) ε = 0,37 (вода), 0,94 (трава) при Q =30 – 45°.

5.6. Дальность действия активной системы в свободном пространстве R_{max0}=150 км. Постройте зависимость дальности действия от интенсивности дождевых осадков, приняв Q = (10...100) мм/ч, λ = 0,8 см.

5.7. Рассчитайте и сравните дальность действия активной системы в атмосфере, работающей при λ = 0,5 и 0,8 см.

5.8. Рассчитайте мощность P_1 передатчика импульсной РЛС при затухании радиоволн α = 0,1 дБ/км, если при той же дальности R_{max0} = 100 км в свободном пространстве мощность передатчика P_1 = 100 кВт.

5.9. Рассчитайте дальность действия прямой видимости, если высота подъема передающей антенны h_a = 40 м, высота цели H = 10 км.

5.10. Высота подъема передающей антенны h_a = 900 м, измеренное расстояние до цели R = 800 км, цель видно под углом β = 6°. Найдите высоту H цели над поверхностью.

5.11. Для условия задачи 5.10 найдите приведенную высоту цели $H_{пр}$.

5.12. 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?

5.13. Найдите угловую скорость вращения антенны при последовательном обзоре, если λ = 3 см, D_a= 1 м, $F_п$ = 400 Гц, n = 15.

5.14. Рассчитайте коэффициенты K_1 и K_2 для РЛС со следующими параметрами: P_1 = 90 кВт, a = 2 м, b = 1 м, S_0 = 5 м^2, $P_{пор} = 10^{-12}$ Вт.

5.15. Постройте зависимость дальности действия РЛС R_{max} от интенсивности осадков Q = (10 – 100) мм/ч при λ = 3 см, λ = 10 см.

Глава 6. Помехи радиолокационным системам

6.1. Общие сведения

Помехами могут являться любые воздействия, снижающие эффективность РЛС, т.е. уменьшающие дальность действия и точность измерений. 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 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 создаются отражениями радиолокационных сигналов от объектов, находящихся в зоне обзора РЛС. Естественные пассивные помехи это отражения от земной и морской поверхностей; местных предметов; метеообразований или гидрометеоров (дождь, снег, туман); атмосферных неоднородностей (следы метеоритов в атмосфере, молнии, «ангелы» и т.п.). *Умышленные пассивные помехи* это отражения от облаков дипольных отражателей, аэрозолей или ионизированных частиц, а также отражения от ложных целей.

К числу особенностей пассивных помех относятся:

– появление их только при работе передатчика радиолокаторов;

– расположение источника помехи либо в одном элементе разрешения с полезной целью, либо в непосредственной близости от него;

– значительное превышение мощности помехи над мощностью собственных шумов приемника (динамический диапазон пассивных помех, т.е. отношение мощности пассивной помехи к мощности шума $P_{пп} / P_{ш}$, 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.

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. К естественным активным помехам относятся атмосферные и космические шумы, собственный шум приемника, а также промышленные помехи. Кроме того, мешающее воздействие могут оказывать *взаимные помехи*, т.е. сигналы близко расположенных РЛС.

Организованные активные помехи это воздействия на антенны и приемники РЛС сигналов специальных генераторов помех (ГП). Различают активные *прицельные помехи*, спектр которых концентрируется около несущей частоты подавляемой системы; *заградительные* помехи с широким спектром, занимающим определенный диапазон частот, в котором работают подавляемые РЛС, и *ответные* помехи, представляющие собой переизлученные генератором помех сигналы РЛС. Организованные активные помехи создаются специально предназначенными для этого *генераторами помех*.

В зависимости от характера воздействия активные помехи подразделяются на маскирующие, имитирующие и подавляющие.

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 $G_п(f)$ для подавления требуется, чтобы $G_c(f)/G_п(f) \geq k_п$, где $k_п$ – коэффициент подавления помехи в аппаратуре РЛС. Если помеха занимает полосу частот $\Delta f_п$, а радиосистема имеет полосу пропускания $\Delta f_{рс}$, то $G_п(f) = P_п / \Delta f$ и мощность помехи в месте нахождения радиосистемы, необходимая для ее подавления, $P_п = G_п(f) k_п \Delta f_{рс} \geq P_c$. Таким образом,

чем больше $\Delta f_{\text{п}}$ и $k_{\text{п}}$ и меньше $\Delta f_{\text{рс}}$, тем большая мощность $P_{\text{п}}$ 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, плавно изменяют (уводят) параметры ответного сигнала, поэтому такие ответные помехи называют *уводящими*.

Различные виды помех при воздействии на РЛС особо вредно проявляются 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.

6.2. Наблюдаемость целей при воздействии помех

Одним из важнейших результатов воздействия помех на РЛС является ухудшение наблюдаемости объекта на фоне помехи, т. е. снижение контраста цели и, как следствие, снижение качества обнаружения сигнала, отраженного от цели.

6.2.1. Наблюдаемость цели на фоне пассивной помехи

Если обнаруживаемая цель находится в одном элементе разрешения с мешающим объектом, то наблюдаемость цели $q_н$ определяется отношением мощностей полезного $P_{пс}$ и мешающего $P_{мс}$ сигналов от обнаруживаемой и мешающей целей на входе приемника РЛС и, как следствие, отношением средних ЭПР $\overline{S_{01}}$ и $\overline{S_{02}}$ этих целей:

$$q_н = P_{пс} / P_{мс} = \overline{S_{01}} / \overline{S_{02}} .$$

Для снижения $q_н$ до значений, меньших единицы, необходимо либо уменьшить ЭПР цели $\overline{S_{01}}$, например, придавая цели мало отражающую форму, либо увеличить ЭПР мешающего объекта $\overline{S_{02}}$, например, располагая рядом с целью сильно отражающие объекты: дипольные по-

мехи, ложные цели в виде уголковых отражателей, 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).

6.2.2. Способы ослабления наблюдаемости объектов при пассивных помехах

Существует ряд способов ухудшения наблюдаемости, применение которых существенно затрудняет обнаружение целей. При обнаружении на фоне пассивных помех наибольший интерес представляют такие средства ослабления наблюдаемости, как уменьшение ЭПР или собственного электромагнитного излучения защищаемого объекта (ракета, самолет, корабль, сооружение), а также маскировка последнего.

6.2.3. Уменьшение ЭПР защищаемых объектов

Для уменьшения отражения электромагнитной энергии при работе активной РЛС защищаемому объекту придают малоотражающую 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. Покрытие и поверхность, разделенные изоляцией, образуют конденсатор, и, подключая к нему индуктивность и сопротивление, можно создать колебательный контур. Этот контур можно настраивать на частоту падающих радиоволн и изменять ДОР объекта для уменьшения переизлучение в сторону источника радиоволн.

Поглощающие противорадиолокационные 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

$$K_{отр} = \frac{(z - z_0)}{(z + z_0)},$$

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

$$K_{отр} = \frac{\sqrt{\varepsilon'/\mu'} - 1}{\sqrt{\varepsilon'/\mu'} + 1}.$$

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. 6.1, *а*). Для уменьшения отражения от границы первого слоя и увеличения площади покрытия используют рельефные поверхности из набора конусов или пирамид с углами при вершине $\theta < 60°$. 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. 6.1, *б*). Для получения такого эффекта необходимо, чтобы волны складывались в противофазе, поэтому толщина слоя покрытия должна быть равна нечетному числу четвертей длины волны:

Рис. 6.1. Примеры защитных покрытий

$$l = \frac{0{,}25\lambda_{\text{п}}(2n-1)}{\sqrt{\varepsilon'\mu'}},$$

где $\lambda_{\text{п}}$ – длина волны в покрытии; n=1,2,3,... – толщина покрытия, выраженная в четвертях длины волны.

Если обозначить через $\nu_{\text{п}}$ поглощение при прямом и обратном прохождении покрытия, то необходимо, чтобы $\nu_{\text{п}} = -\ln\left|K_{\text{отр}}\right|$. Интерференционные покрытия работоспособны в узком диапазоне радиоволн и при небольшом отклонении направления прихода радиоволн от нормали к поверхности покрытия. Поскольку такое покрытие должно поглощать энергию радиоволн, в него обычно добавляют ферромагнетики. Для расширения диапазона частот, на которых эффективны эти покрытия, их делают многослойными, причем толщину каждого слоя выбирают из условия поглощения радиоволн определенной длины.

Например, в диапазоне 3 – 3,4 см покрытие имеет поглощение около 0,1%. Общий недостаток противорадиолокационных покрытий – их узкополосность.

6.2.4. Уменьшение собственного радиоизлучения объектов и влияние ионизированных областей атмосферы

Для снижения эффективности пассивных РЛС следует снижать уровень собственного радиоизлучения защищаемого объекта. Интенсивность радиоизлучения объекта тем больше, чем выше его температура, поэтому для снижения излучения скоростных атмосферных ЛА и ракет необходимо использовать теплоизолирующие материалы, которыми покрывают наиболее сильно нагревающиеся части их конструкции. Морские и наземные объекты можно маскировать с помощью аэрозольных и дымовых завес, поглощающих энергию радиоизлучения. Для маскировки ЛА и наземных объектов от обнаружения пассивными РЛС применяют также специальные ложные цели, излучающие радиосигналы значительной мощности или имеющие большую температуру (осветительные ракеты, трассирующие устройства, взрывающиеся и сгорающие объекты).

Ионизация газов атмосферы происходит при нагревании их летящими с высокой скоростью ЛА и выхлопными газами его двигателей. Кроме того, ионизация возможна при сгорании горючих веществ или взрывов в атмосфере. Степень влияния ионизированных областей на прохождение радиоволн зависит прежде всего от удельной концентрации электронов $N_{\text{э}}$ которая определяет коэффициент преломления ра-

диоволн в атмосфере $n = \sqrt{1 - 81N_э f^{-2}}$. По мере повышения концентрации $N_э$ коэффициент преломления n изменяется от единицы, когда радиоволны свободно проходят через данную область, до нуля, когда происходит полное отражение радиоволн. Частота радиосигнала, при которой происходит его отражение, называется критической и определяется соотношением $f_{кр} = 9\sqrt{N_э}$.

Проходя через область ионизации, радиоволны изменяют траекторию и поглощаются. В зависимости от $N_э$ 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.

6.2.5. 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 уголковых 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, автострады 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 зависит 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 так называемых «дипольных помех». Например, для диполей в виде круглых посеребренных нитей нейлона диаметром 90 мкм с плотностью 1300 кг/м^3 средняя скорость снижения в атмосфере составляет 0,6 м/с.

Интенсивность отражения от одного полуволнового диполя определяется углом θ между вектором **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 $\overline{S_0} = 0{,}17\lambda^2$. Для образования облака с ЭПР, не меньшей ЭПР маскируемой цели $\overline{S_{0ц}}$, в упаковке должно быть не меньше $n_{уп} = \overline{S_{0ц}}/\overline{S_0} = \overline{S_{0ц}}/0{,}17\lambda^2$ диполей. Если ввести концентрацию диполей в единице объема $\bar{n}$, то ЭПР одного элемента разрешения $\overline{S_э} = 0{,}17\lambda^2 \bar{n} V$, где V – объем элемента разрешения (см. п. 2.3.4). Среднее число диполей, приходящихся на длину элемента разрешения,

$$N_и = \left(\frac{c\tau_и}{2}\right)\left(\frac{n_п n_{уп}}{\Delta R_п}\right),$$

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 $K_с = n_п/\Delta R_п = n_п/v_п t_п$ число пачек диполей, сбрасываемых за единицу пройденного постановщиком помех пути. Тогда ЭПР дипольной помехи

$$\boxed{\overline{S_{оп}} = \overline{S_0} N_и = 0{,}17\lambda^2\left(\frac{c\tau_и}{2}\right) n_{уп} K_с .}$$

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, так называемые *диспенсеры*. В упаковку обычно укладывают диполи нескольких размеров для создания пассивных помех РЛС различных диапазонов волн. Используются также длинные металлизированные ленты, подвешенные к парашютам, и тонкие металлизированные нити, свернутые первоначально в спирали и развертывающиеся затем в воздухе.

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°, 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 успешно используют биконические отражатели, линзы Люнеберга и пассивные антенные ретрансляционные решетки.

6.2.6. Наблюдаемость цели на фоне активной помехи

В общем случае цель и постановщик активных помех находятся в различных точках пространства M и N (рис. 6.2). В точке O расположена РЛС, которая принимает полезный сигнал по главному лучу, а мешающий сигнал – по боковым лепесткам ДНА. Мощности этих сигналов определяются соотношениями

$$P_{пс} = \frac{P_р G_{a1р}(\alpha_ц, \beta_ц)\, \eta_{lр} G_{a2р}(\alpha_ц, \beta_ц)\, \eta_{2р} \lambda^2 \overline{S_0}}{(4\pi)^3 R_ц^4},$$

$$P_{мс} = \frac{k_п P_п G_{a1п}(\alpha_р, \beta_р)\, \eta_{lп} G_{a2п}(\alpha_п, \beta_п)\, \eta_{2р} \lambda^2}{(4\pi)^2 R_п^2},$$

где $P_р$, $P_п$ и $\eta_{lр}$, $\eta_{lп}$ – мощности передатчиков и КПД передающих антенно-фидерных трактов РЛС и постановщика помех; $G_{a1р}$ и $G_{a2р}$ – КНД передающей и приемной антенн РЛС; $G_{a1п}$ – КНД передающей ан-

тенны постановщика помех; $R_ц$ и $R_п$ – дальности до цели с ЭПР $\overline{S_0}$ 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 полезного и мешающего сигналов:

$$\frac{P_{пс}}{P_{мс}} = \frac{1}{4\pi} \frac{P_р \eta_{1р}}{P_п \eta_{1п}} \frac{G_{a1р}(\alpha_ц, \beta_ц) G_{a2р}(\alpha_ц, \beta_ц)}{G_{a1п}(\alpha_р, \beta_р) G_{a2р}(\alpha_п, \beta_п)} \frac{\overline{S_0} R_ц^2}{k_П R_ц^4}. \quad (6.1)$$

Если считать, что цель и радиолокатор находятся в главных лепестках ДНА РЛС и постановщика помех, то $G_{a1р}(\alpha_ц, \beta_ц) = G_{a0р}$ и $G_{a1п}(\alpha_р, \beta_р) = G_{a0р}$. Отношение $\frac{G_{a2р}(\alpha_ц, \beta_ц)}{G_{a2р}(\alpha_п, \beta_п)}$ 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), т.е. цель содержит генератор помех и тем самым реализуется самоприкрытие. Тогда

$G_{a2р}(\alpha_ц, \beta_ц) = G_{a2р}(\alpha_п, \beta_п)$ и $R_ц = R_п$, поэтому

$$\frac{P_{пс}}{P_{мс}} = \frac{1}{4\pi} \frac{P_р \eta_{1р}}{P_п \eta_{1п}} \frac{G_{a0р}}{G_{a0п}} \frac{\overline{S_0}}{k_п R_ц^2}. \quad (6.2)$$

В ситуации самоприкрытия эффективность помехи тем выше, чем больше расстояние от радиолокатора до цели, и падает по мере сближения с РЛС.

Вторая ситуация соответствует действию помехи по боковым лепесткам ДНА РЛС. В этом случае

$$\frac{G_{a2р}(\alpha_п, \beta_п)}{G_{a2р}(\alpha_ц, \beta_ц)} = K_{бл}^2,$$

где $K_{бл}$ – уровень боковых лепестков ДНА радиолокатора.

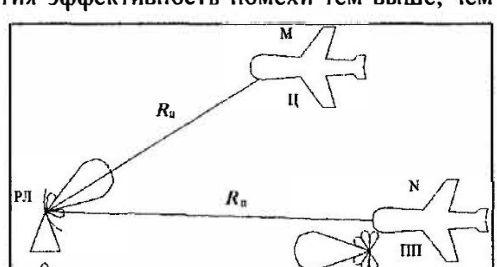


Рис. 6.2. Взаимное расположение РЛС (РЛ), цели (ц) и постановщика помех (пп)

Тогда

$$\frac{P_{пс}}{P_{мс}} = \frac{1}{4\pi} \frac{P_р \eta_{1р}}{P_п \eta_{1п}} \frac{G_{a0р}}{G_{a0п}} \frac{1}{K_{бл}^2} \frac{\overline{S_0} R_ц^2}{k_п R_ц^4}, \quad (6.3)$$

и степень воздействия помех тем сильнее, чем больше уровень боковых лепестков. Таким образом, эффективность активной помехи определяется энергетическими факторами $\frac{P_{\text{р}}\eta_{\text{lр}}G_{\text{a0р}}\overline{S_0}}{P_{\text{п}}\eta_{\text{lп}}G_{\text{a0п}}}$, уровнем боковых лепестков ДНА радиолокатора $K_{\text{бл}}$ взаимным расположением цели и постановщика помех $R_{\text{п}}^2/R_{\text{ц}}^4$ и степенью защищенности РЛС от данного вида активных помех $K_{\text{п}}$.

Приемы, нарушающие нормальную работу РЛС. Чаще всего используется воздействие на РЛС средствами, выводящими 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.

6.3. 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).

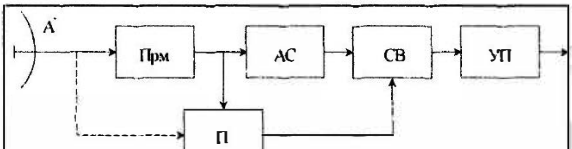


Рис. 6.3. Структурная схема разведывательного приемника в составе комплекса РЭБ

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 (радиопеленга-

тор). 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.

Среди устройств РР отдельную группу составляют приемники предупреждения об облучении объекта радиосигналами (ПО). Приемники ПО выполняют прием и опознавание сигналов, а также определение пеленга источника излучения. Такие приемники 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 которо-

го 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 так называемым 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

$$R_{max0} = \sqrt{\frac{P_р G_{ар} \eta_р G_{ап} \eta_п \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{пор}}},$$

где $P_р$ – мощность передатчика радиосистемы; $G_{ар}$ и $G_{ап}$ – КНД антенны радиосистемы и разведывательного приемника; $\eta_р$, $\eta_п$ – КПД антенно-фидерного тракта радиосистемы и приемника; $P_{пор}$ – чувствительность разведывательного приемника.

При обнаружении излучения радиосистемы по боковым лепесткам ДНА, имеющим уровень $K_{бл}$,

$$R_{max0} = \sqrt{\frac{P_р G_{ар} \eta_р K_{бл} \eta_п \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{пор}}}$$

и дальность действия уменьшается пропорционально $\sqrt{K_{бл}}$.

Устройства 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 $\varphi_{0,5р}$ и скорости обзора $\Omega_р$ время облучения разведывательного приемника $T_{обл} = \varphi_{0,5р}/\Omega_р$. За это время антенна разведывательного приемника должна один раз пересечь направление на радиосистему, т.е. $360°/\Omega_п < T_{обл}$, где $\Omega_п$ – 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. $\varphi_{0,5}/\Omega_п < 360°/\Omega_р$. Однако за время видимости радиосистемы необходимо принять n импульсов, т.е. $\varphi_{0,5} > nT_{пр}$, где $T_{пр}$ – 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 $k_п$ и $\Delta f_п$?

6.12. Что такое шумовая помеха?

6.13. Что такое импульсная помеха?

6.14. Перечислите основные блоки передатчика помех. Каково их назначение?

6.15. Перечислите методы создания целей малоотражающей формы.

6.16. Как устроены поглощающие противорадиолокационные покрытия?

6.17. Что представляют собой 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. Расчитайте ЭПР дипольной помехи, если λ=3см, $\tau_п$=1мкс, $n_{дп}=10^5$, $n_п$=10, $v_п$=300м/с, $t_п$=1с.

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. Найдите дальность действия разведывательного приемника, если $P_р$=90 кВт, $G_{ар}$=3000, λ=0,03 м, $\eta_р=\eta_п$=0,95, $P_{пор}=10^{-6}$ Вт. Ширина диаграммы направленности антенны приемника $\varphi_{0,5г}=\varphi_{0,5в}$=12°.

6.29. Определите угловую скорость обзора разведывательного приемника, если $F_{пр}$=1500...3000 Гц, $\varphi_{0,5в}$=12°, n=10.

6.30. Как определяется местоположение источника излучения?

Глава 7. Борьба с пассивными помехами

Пассивные помехи, действуя на радиолокатор, могут снижать эффективность его функционирования по нескольким причинам:

из-за превышения пассивной помехой смеси сигнала и шума 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. К изменению вероятности ложной тревоги приводит и непостоянство мощности пассивных помех (см. гл. 3).

7.1.Уменьшение влияния пассивных помех в приемном канале (на высокой и промежуточной частотах)

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 уменьшения интенсивности сигналов, отраженных от расположенных на земной поверхности объектов, находят применение два основных метода. Первый заключается в отклонении ДНА наземного радиолокатора вверх и позволяет улучшать отношение мощностей полезного и отраженного от наземных 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.

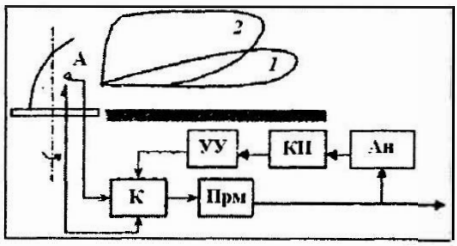


Рис. 7.1. Структурная схема приемного тракта радиолокатора с компенсацией пассивных помех в тракте УРЧ

Для уменьшения интенсивности этих отражений применяют второй метод – *метод компенсации*, основанный, например, на использовании двухлучевых антенн (рис. 7.1) и высокой степени корреляции принимаемых по ниж-

нему 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 антенн вычитаются в компенсаторе (К). 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.

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 временну́ю 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 так называемой картой помех КП.

7.2. Обнаружение целей на фоне пассивных помех

Из теории обнаружения сигналов известно, 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 вектор входной реализации в виде y_k. Тогда при $\theta = 0$ и $\theta = 1$ плотности распределения вероятностей $\mathbf{y} = |y_1, y_2, .. y_k, .. y_n|$

$$W(\mathbf{y}/\Theta = 0) = \frac{1}{(2\pi)^n \det \mathbf{R}} \exp\left\{-\frac{1}{2}\mathbf{y}^T \mathbf{Q} \mathbf{y}\right\},$$

$$W(\mathbf{y}/\Theta = 1) = \frac{1}{(2\pi)^n \det \mathbf{R}} \exp\left\{-\frac{1}{2}(\mathbf{y} - \mathbf{u}_c)^T \mathbf{Q}(\mathbf{y} - \mathbf{u}_c)\right\},$$

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:

$$\Lambda(\mathbf{y}) = \exp\left\{\mathbf{y}^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_c - \frac{1}{2}\mathbf{u}_c^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_c\right\} \geq T$$

или $\ln \Lambda(\mathbf{y}) \geq \ln T = C$, тогда

$$\boxed{\mathbf{y}^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_c - \frac{1}{2}\mathbf{u}_c^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_c \gtrless C.} \qquad (7.1)$$

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

$$Z = \mathbf{y}^T \mathbf{Q} \mathbf{u}_c \gtrless U_{\text{пор}}. \qquad (7.2)$$

Факторизуем матрицу $\mathbf{Q}$, обратную корреляционной, т.е. представим ее произведением верхней и нижней треугольных матриц $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}_{\Delta н} \mathbf{Q}_{\Delta в}$, где $\mathbf{Q}_{\Delta н}$ – нижняя треугольная матрица; $\mathbf{Q}_{\Delta в}$ – верхняя треугольная матрица, причем $\mathbf{Q}_{\Delta в} = \mathbf{Q}_{\Delta н}$.

Тогда

$$\boxed{Z = (\mathbf{y}^T \mathbf{Q}_{\Delta н})(\mathbf{Q}_{\Delta в} \mathbf{u}_c) \gtrless U_{\text{пор}}.} \qquad (7.3)$$

Выражения (7.1) – (7.3) являются алгоритмами оптимальной обработки сигнала с полностью известными параметрами при наличии коррелированной помехи. При обработке сначала выборки декоррелируются (обеляются) путем пропускания их через обеляющий фильтр (ОбФ), импульсная характеристика которого образует матрицу $\mathbf{Q}_{\Delta н}$, затем осуществляется согласованная фильтрация в оптимальном фильтре, у которого импульсная характеристика реализует матрицу $\mathbf{Q}_{\Delta в}$.

В зависимости от того, как проводится накопление импульсов пачки: когерентно с учетом доплеровской поправки на частоту или некогерентно, т.е. без учета этой поправки, накопитель оптимального фильтра (ОФ) может выполняться в виде гребенчатого фильтра с полосами прозрачности, соизмеримыми с $F_п$ или в виде набора (гребенки) узкополосных фильтров с полосами прозрачности $\Delta f_ф = \delta f_д = (2/\lambda)\delta v_r$, где δv_r – разрешающая способность по скорости.

На рис. 7.2 приведена обобщенная структурная схема оптимального обнаружителя.

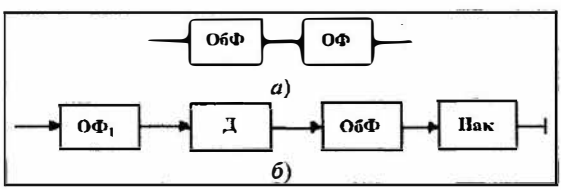


Рис. 7.2. Структурная схема оптимального обнаружителя сигналов на фоне коррелированной (пассивной) помехи (*а*) и примерный порядок включения оптимального и обеляющего фильтров (*б*)

Поскольку предполагается, что фильтрация осуществляется линейными фильтрами, порядок включения их произволен и определяется соображениями простоты и удобства технической реализации. Поэтому оптимальный фильтр ($ОФ_1$) для одиночного импульса чаще всего включают в приемный тракт до детектора (Д). Обеляющий фильтр выполняют в виде гребенчатого фильтра (ГФ) и совместно с накопителем (Нак) ставят после детектора. Гребенчатый фильтр реализуют в виде режекторного гребенчатого фильтра (РФ). Гребенчатый фильтр и накопитель осуществляют междупериодную обработку (рис. 7.3). 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.

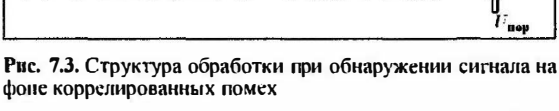


Рис. 7.3. Структура обработки при обнаружении сигнала на фоне коррелированных помех

Специфика обнаружителей движущихся целей (ОДЦ) заключается в технической реализации устройств обеления помехи. Трудности создания этих устройств привели к замене их устройствами подавления или режек-

ции. 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.

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.

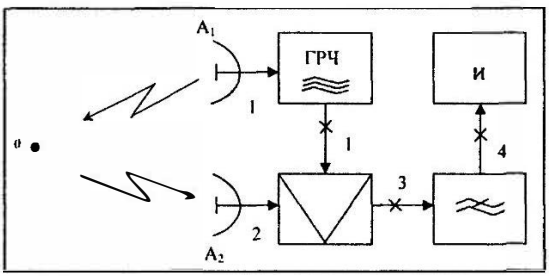


Рис. 7.4. Структурная схема простейшего ОДЦ при непрерывном излучении когерентного сигнала

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 $U_{m2} < U_{m1}$; $t_R = 2R/c$ – 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

$$\varphi_\Sigma = \arctan\left(\frac{U_{m1}\sin\varphi_1 + U_{m2}\sin\varphi_2}{U_{m1}\cos\varphi_1 + U_{m2}\cos\varphi_2}\right).$$

Обозначим $\varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_\Delta$ и учтем, что $U_{m1} > U_{m2}$. Тогда

$$U_{m\Sigma} = U_{m1}\left(1 + \frac{U_{m2}}{U_{m1}}\cos\varphi_\Delta\right) = U_{m1} + U_{m2}\cos\varphi_\Delta, \qquad (7.4)$$

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 $\varphi_\Delta = \dfrac{2\omega_0 R}{c} = \text{const}$, 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 записывают так:

$$\varphi_\Delta = \left(\frac{2R_0}{c}\right)\omega_0 - \left(\frac{2v_r}{c}\right)\omega_0 t = \varphi_0 + \Omega_д t .$$

Здесь $\varphi_0 = \dfrac{2R_0}{c}\omega_0$ – начальная фаза; $\Omega_д = \dfrac{2v_r}{c}\omega_0$ – доплеровский сдвиг частоты несущих колебаний, что приводит к изменению $U_{m\Sigma}$.

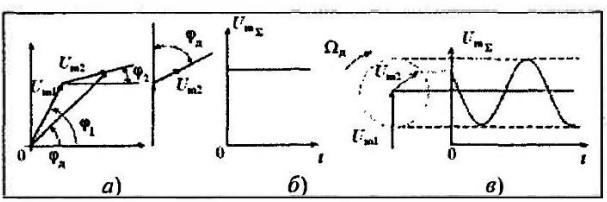


Рис. 7.5. Векторная диаграмма сигналов на входе элемента сравнения (*а*), векторные диаграммы и вид сигналов при неподвижной (*б*) и движущейся (*в*) целях

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 $\Omega_д$. Постоянная составляющая напряжения с выхода детектора не проходит через фильтр доплеровских частот (ФДЧ), который пропускает все гармонические составляющие в диапазоне заданных доплеровских частот $F_{д\min} - F_{д\max}$ (рис. 7.6).

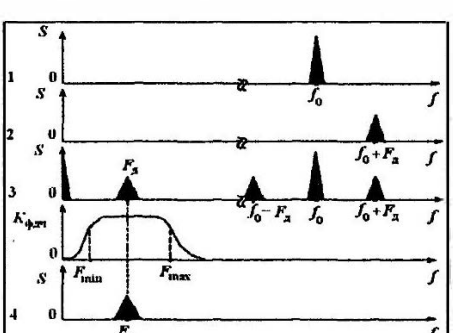


Рис. 7.6. Спектры сигналов в характерных точках схемы на рис. 7.5

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.

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 так называемый когерентный гетеродин (КГ). Этот гетеродин необходим для формирования опорного непрерывного сигнала при воздействии на него импульсного сигнала ГРЧ.

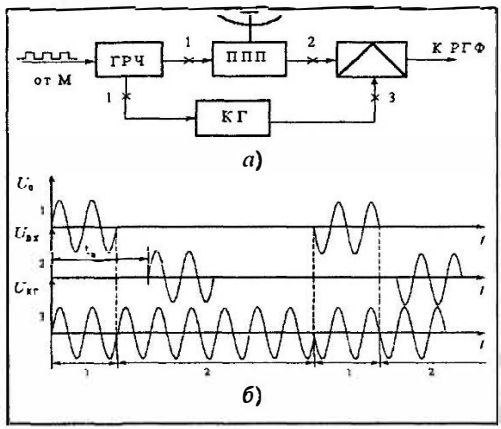


Рис. 7.7. Структурная схема когерентно-импульсного радиолокатора (*а*) и напряжения в характерных точках этой схемы (*б*): *1* – фазирование ГРЧ; *2* – свободные колебания

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:

1) импульсный характер отраженного сигнала $u_2(t) \to u_2(t - nT_п)$, где $n = 1, 2, ...$;

2) формирование опорного сигнала когерентным гетеродином $U_{m1}\cos\varphi_1 \to U_{mкг}\cos\varphi_{кг}$;

3) образование биения только при наличии отраженных импульсов, т.е. в интервалы времени $nT_п + t_R \le t \le nT_п + t_R + \tau_и$ и отсутствие биений на отрезках времени $nT_п + t_R + \tau_и < t < nT_п + t_R$.

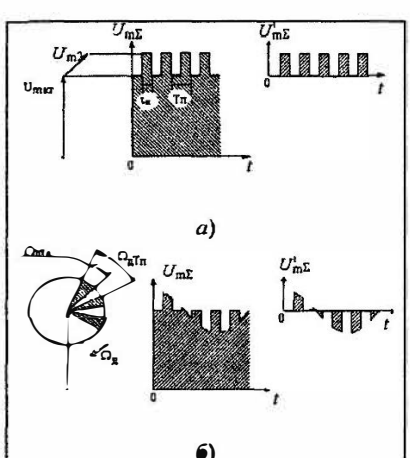


Рис. 7.8. Векторные диаграммы сигналов на выходе элемента сравнения и характер выходных сигналов этого элемента до и после устранения постоянной составляющей при неподвижной (*а*) и движущейся (*б*) целях

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.

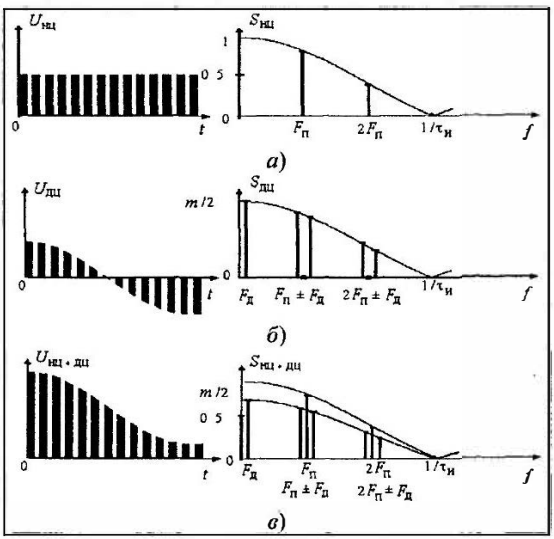


Рис. 7.9. Характер сигналов и спектров на выходе элемента сравнения сигналов при неподвижной (*а*) и движущейся (*б*) целях, а также при их смеси (*в*)

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 $F_п$.

7.3. Методы создания когерентного опорного сигнала в РЛС с ОДЦ

Одной из основных проблем ОДЦ в когерентно-импульсных радиолокаторах является создание когерентного опорного сиг-нала для сравнения 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 псевдокогерентные 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 ($K_{ум}=n$) – усилитель мощности УМ". Зондирующие радиоимпульсы формируются импульсами модулятора (М), подаваемыми на усилитель мощности (УМ) передатчика. В качестве гетеродина супергетеродинного приемника используется умножитель частоты ($K_{ум}=n-1$) 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.

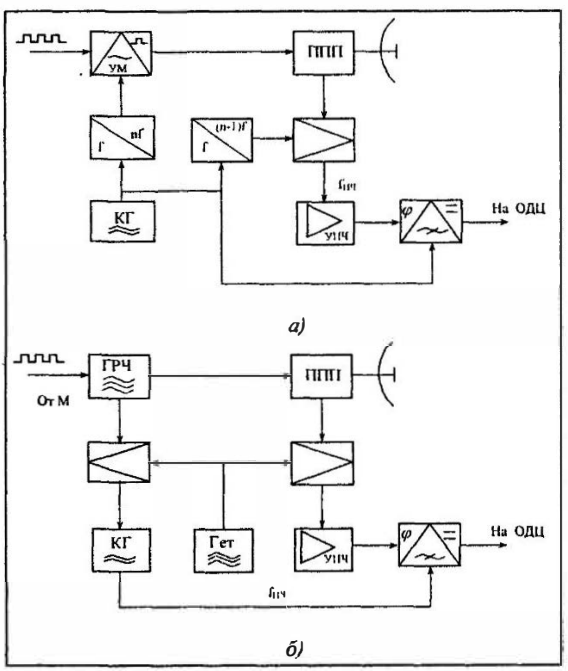


Рис. 7.10. Структурные схемы истинно когерентного (*а*) и псевдо когерентного (*б*) радиолокаторов

В *псевдокогерентных* (рис. 7.10,*б*) *радиолокаторах* когерентный гетеродин фазируется сигналами однокаскадного передатчика ГРЧ, например магнетронного типа. Причем начальная фаза радиоимпульсов хаотично изменяется от периода к периоду повторения, поэтому в начале каждого периода необходима фазовая синхронизация колебаний КГ (см. рис. 7.7,*б*).

Фазирование осуществляется радиоимпульсами 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.

7.4. 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 чересперио́дного вычитания (ЧПВ), чересперио́дной 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

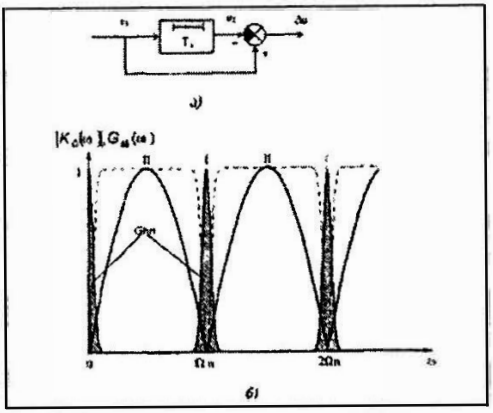


Рис. 7.11. Структурная схема (*а*) и АЧХ (б) устройства однократного ЧПВ

$$\Delta u(t) = u_1(t) - u_2(t) .$$

Тогда, если сигналу $u_1(t)$ соответствует спектр в операторной форме $S(p)$, а сигналу $u_2(t) = u_1(t - T_п)$ – спектр $S(p)\exp\{-pT_п\}$, то $\Delta u(t)$ будет иметь спектр

$$S(p) - S(p)\exp\{-pT_п\} =$$

$$= S(p)[1 - \exp\{-pT_п\}].$$

Следовательно, в операторной форме коэффициент передачи $K(p) = 1 - \exp\{-pT_п\}$. Переходя от p к $j\omega$, получаем коэффициент передачи устройства ЧПВ:

$$K(j\omega) = 1 - \exp\{-j\omega T_п\} = 2\sin\left(\frac{\omega T_п}{2}\right)\exp\{j0,5(\pi - \omega T_п)\}.$$

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) устройства однократного ЧПВ имеет вид

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = 2\left|\sin\left(\frac{\omega T_{\text{п}}}{2}\right)\right|, \qquad (7.5)$$

а фазочастотная характеристика

$$\varphi(\omega) = \arg\left[K(j\omega)\right] = 0{,}5(\pi - \omega T_{\text{п}}). \qquad (7.6)$$

Из рис. 7.11,*б* следует, что устройство однократного ЧПВ (АЧХ изображена на рис. 7.12, *в* сплошной линией) не является оптимальным устройством обеления пассивной помехи, у которого АЧХ

$$K_{\text{н}}(j\omega) = \frac{1}{[G_{\text{пп}}(j\omega))]^{0,5}},$$

где $G_{\text{пп}}(j\omega)$ – 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) устройство 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 так называемых *слепых скоростей*, когда сигналы, отраженные от движущихся целей, подавляются РГФ так же, как и сигналы от неподвижных объектов, и потому не могут быть обнаружены. Причина этого 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

$$\sin\left(\frac{\omega T_{\text{п}}}{2}\right) = 0 \quad \text{или} \quad \frac{\omega_k T_{\text{п}}}{2} = k\pi, \text{ где } k = 0, 1, 2, 3\ldots.$$

Следовательно, $\omega_k = \Omega_{\text{д}k} = 2\pi\left(2V_{rk}/\lambda\right)$, откуда слепая скорость

$$V_{rk} = \frac{k(\lambda/2)}{T_{\text{п}}} \qquad (7.7)$$

соответствует перемещению цели за время $T_{\text{П}}$ на целое число полуволн.

Для улучшения подавления пассивных помех используются РГФ с алгоритмом многократного вычитания (рис. 7.12). В общем случае на выходе РГФ с алгоритмом n-кратного вычитания образуется остаток вычитания

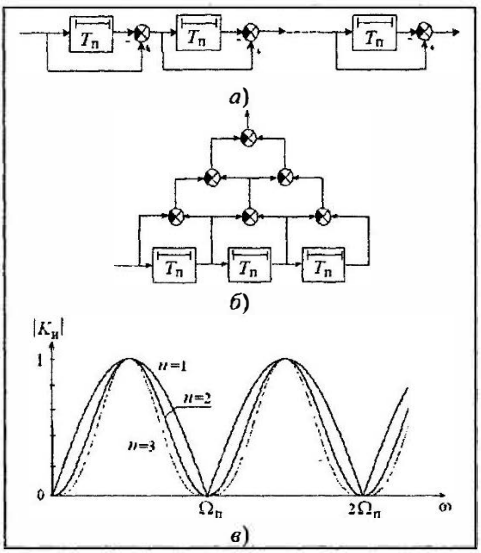


Рис. 7.12. Структурные схемы РГФ с алгоритмами многократного последовательного (*а*) и параллельного (*б*) вычитания ЧПВ, а также их АЧХ (*в*)

$$\Delta u(t) = \Delta u(t - mT_п) = \sum_{k=0}^{n} (n/k)(-1)^k u[t - (m-k)T_п], \quad (7.8)$$

где $(n/k) = C_n^k$ – биномиальный коэффициент; n, k и m – целые числа, а само n-кратное устройство чересперiодного вычитания имеет АЧХ

$$K(\omega) = 2^n \left(\left| \sin\left(\frac{\omega T_п}{2} \right) \right| \right)^n. \quad (7.9)$$

По мере увеличения кратности вычитания АЧХ РГФ становится все более неравномерной в полосе прозрачности. 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) $$K(\omega) = \frac{\left| \sin\left(\frac{\omega T_п}{2} \right) \right|}{\sqrt{1 - \beta \cos(\omega T_п) + \beta^2}};$$

б) $$K(\omega) = \frac{\sin^2\left(\frac{\omega T_п}{2} \right)}{\sqrt{1 + \beta_2^2 + (\beta_1 + \beta_2)^2 - 2(1 + \beta_2)(\beta_1 + \beta_2)\cos(\omega T_п) + 2\beta_2 \cos(2\omega T_п)}},$$

где а) и б) относятся к соответствующим схемам на рис. 7.13.

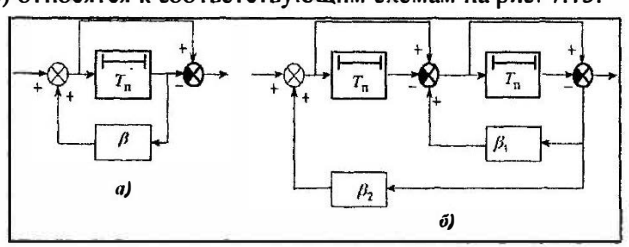


Рис. 7.13. Функциональные схемы рекурсивных РГФ с одно – (*а*) и двукратным (*б*) ЧПВ

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.

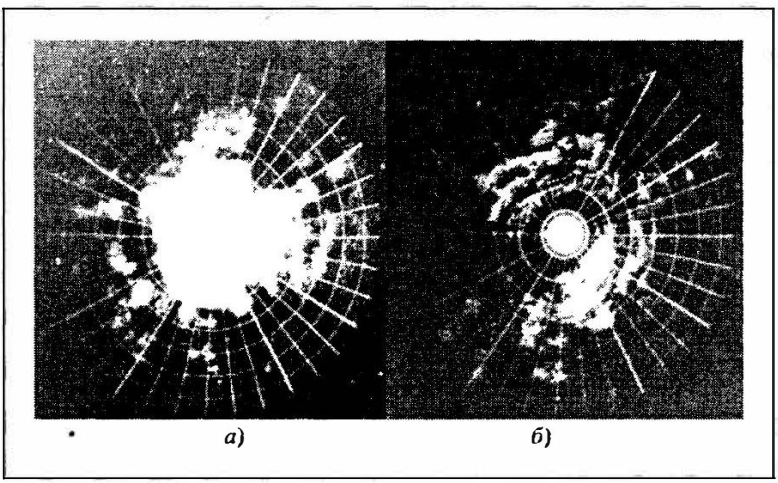


Рис. 7.14. Вид экрана индикатора кругового обзора РЛС УВД с выключенной (*а*) и включенной (*б*) системой ЧПВ

Устройства борьбы со слепыми скоростями. Для уменьшения влияния слепых скоростей на ОДЦ в соответствии с (7.7) изменяют во времени (вобулируют) либо длину волны (несущую частоту), либо частоту (период) повторения. Поскольку при вобуляции несущей частоты требуется одновременно перестраивать ГРЧ (передатчик), входные цепи приемника и гетеродин, то предпочтение отдают вобуляции частоты повторения.

В простейшем случае при вобуляции применяют два фиксированных значения периода повторения (рис. 7.15). В нечетных периодах повторения импульс синхронизатора (Синх) запускает передатчик (Прд) без задержки, а сигнал с фазового детектора (ФД) 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 $T_{п1}$ и $T_{п2}$, а поступающие на устройство ЧПВ сигналы приводятся к одному периоду повторения $T_п$, что позволяет использовать обычное устройство ЧПВ, настроенное на $T_п$. 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, однако, если скорость цели равна слепой скорости при $T_{п1}$, то амплитуда выходного сигнала будет отличаться от нуля при $T_{п2}$, 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 $K_в = T_{п1}/T_{п2}$, т.е. $K_н = f(K_в)$. Первый нуль результирующей скоростной характеристики находится на частоте $\Delta F_0 = nF_{п1} = mF_{п2}$, где n и m – простые целые не разлагаемые на множители числа.

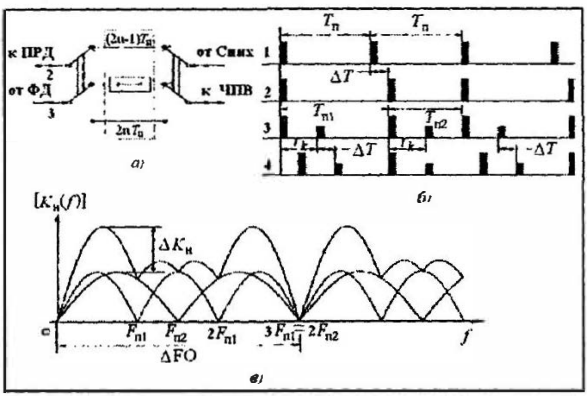


Рис. 7.15. Структурная схема устройства вобуляции частоты повторения (*а*), напряжения в характерных точках схемы (*б*) и скоростная характеристика (*в*) при соотношении частот повторения 2/3

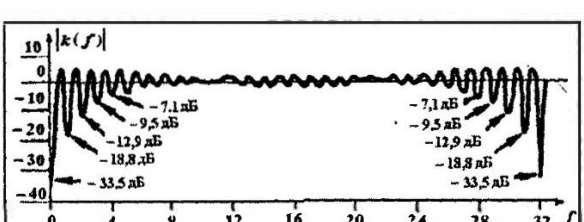


Рис. 7.16. Скоростная характеристика РЛС СДЦ при вобуляции частоты повторения в соотношении 31/32

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, движущих-

ся в тангенциальном относительно радиолокатора направлении, так как при небольших доплеровских сдвигах 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 носят название *устройств кадрового вычитания*. Достоинством их 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).

7.5. Реализация устройств подавления пассивных помех

Техническая реализация устройств подавления пассивных помех определяется используемой элементной базой и может быть либо аналоговой, либо 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 удается 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 так называемые векторные компенсаторы или устройства с объединением выходов фильтров, имеющих разные АЧХ, в настоящее время используются 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 $\Delta t_д = \tau_и$ и по уровню с квантом $\Delta u = \sigma_ш$, где $\sigma_ш$ – среднеквадратическое 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 $m = d/k_k = d/6$.

Быстродействие АЦП определяется затратами времени на преобразование, которые должны быть меньше длительности временного дискрета, т.е. $\Delta t = \tau_и / m$. В настоящее время используются АЦП с быстродействием, характеризующимся частотой дискретизации $f = 1/\Delta t \le 100$ МГц, например, АЦП AD 6644 фирмы Analog Device (США) имеет f=65 МГц при 14 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 либо 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 $\psi = \Omega_д T_п$. Пусть принимаемый сигнал в n-м периоде повторения

$$u_n = U_C \exp\{ j(n\psi + \psi_0)\},$$

где $n = 0,1,2,...$; ψ_0 – начальная фаза.

Набег фазы нужно компенсировать с помощью сигнала $S_н$, чтобы $U_с = S_н u_n$, т.е. $S_н = U_с / u_n$, поэтому

$$S_н = \exp\left[-j(n\psi + \psi_0)\right] = (U_{сх} \cos n\psi - U_{су} \sin n\psi) -$$
$$-j(U_{сх} \sin n\psi + U_{су} \cos n\psi),$$

где $U_{сх} = \cos\psi_0$; $U_{су} = \sin\psi_0$.

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 (см. рис. 7.17) помехи в квадратурных каналах подавляются ЦРГФ, содержащим общие для квадратурных каналов запоминающее (ЗУ) и арифметическое (АУ) устройства в каждом канале. После ввода компенсирующих поправок блоком БВП сигналы интегрируются цифровым полосовым гребенчатым фильтром (ЦПГФ), реализованным 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 цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) преобразует цифровой код сигнала в импульс цели, который затем направляется на обнаружитель и индикатор.

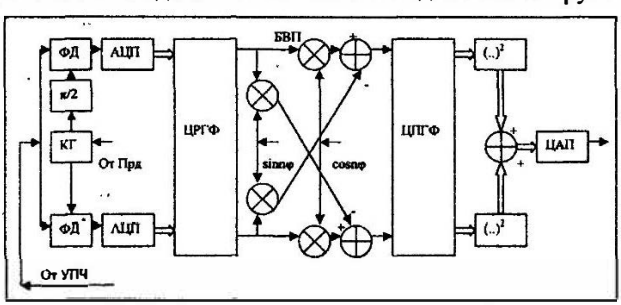


Рис. 7.17. Структурная схема цифрового ОДЦ с когерентным интегрированием остатков вычитания

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 (БПФ) или на микропроцессорах. Типовое фильтровое устройство ОДЦ (рис. 7.18) многоканально по дальности (m каналов) и

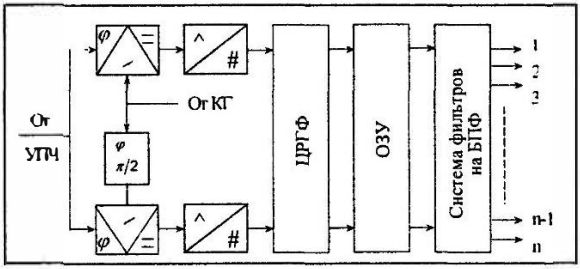


Рис. 7.18. Структурная схема цифрового фильтрового устройства ОДЦ

скорости (n каналов). Каналы дальности реализуются либо с помощью селекторов дальности в УПЧ, либо с помощью коммутации ячеек ОЗУ. Каналы скорости образуются цифровыми фильтрами с помощью БПФ. Селекторы дальности (СД) обеспечивают поступление в каждый из m каналов сигналов только с одного элемента разрешения по дальности. Гребенка фильтров $\Phi_1 ... \Phi_n$ предназначена для селекции по скорости в пределах диапазона частот от $f_{пч}$ до $f_{пч} + F_д/2$.

В цифровом фильтровом устройстве ОДЦ с подавлением помех информация в ЦРГФ (рис. 7.18) записывается в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), 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 ("остановки помехи") вводят поправку в частоту сигнала когерентного гетеродина. При автоматическом вводе поправки (рис. 7.19) устройство ЧПК, работающее на промежуточной частоте, формирует сигнал, пропорциональный $\Omega_{дп} T_п$, где $\Omega_{дп}$ – доплеровский сдвиг частоты пассивной помехи. Для оценки $\Omega_{дп}$ необходимо усреднить по ансамблю значения сигналов, отраженных от одного и того же элемента разрешения по дальности. Однако в этом случае процесс оценивания, а следовательно, и адаптации затягивается на большое (не менее 10) число периодов по-

вторения. 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 (ЛЗ), число отводов которой должно обеспечивать достаточность статистики помехи и лежит в пределах 8 – 64. Сигналы с отводов ЛЗ, задержка которых отличается на интервал времени $\tau_и$, соответствующий элементу разрешения по дальности, усредняются, и по полученной оценке с помощью схемы управления (СУ) формируется сигнал $U_{упр}$, управляющий частотой перестраиваемого гетеродина.

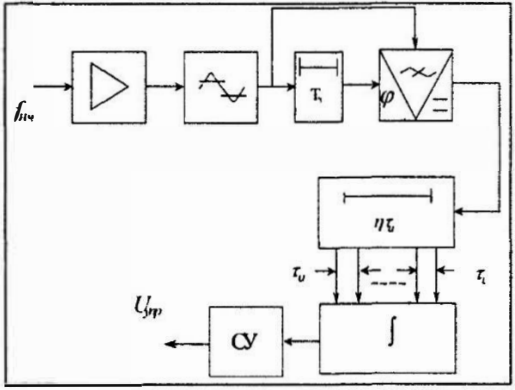


Рис. 7.19. Структурная схема устройства автоматического ввода частотной поправки в сигнал когерентного гетеродина

Устройство ОДЦ с корреляционными обратными связями. Это устройство (рис. 7.20) выполняет чересперiодное вычитание с весовыми коэффициентами, пропорциональными коэффициенту междупериодной корреляции помехи $\rho_{пп}(T_п)$. Выходной сигнал Δu используется для формирования весового коэффициента $W_{ос}$. Так как $u_1(t)$, $u_2(t)$ и $\Delta u(t)$ – комплексные величины, а при перемножении u_1 на $W_{ос}$ необходимо получить вещественную величину, $W_{ос}$ должен быть пропорционален величине, комплексно сопряженной с u_1. Входной сигнал $u_1(t)$ умножается на $W_{ос}$ и вычитается из задержанного сигнала u_2. Составляя уравнения функционирования схемы и считая $u_1(t)$ пассивной помехой, получаем

$$\Delta u(t) = u_2(t) - W_{ос}u_1(t),\ W_{ос} = \beta\overline{[\Delta u(t)u_1(t)]},$$

где β – коэффициент усиления разомкнутой петли обратной связи. Отсюда

$$W_{ос} = \frac{\overline{[\beta u_2(t)u_1(t)]}}{1+\beta|u_1(t)|^2} = \frac{\beta\rho_{пп}(T_П)}{1+\beta(\sigma_{пп})^2},$$

а при $\beta>1$

$$W_{oc} = \rho_{пп}(T_п),$$

поэтому

$$\sigma_\Delta^2 = \overline{\left[\Delta u(t)\right]^2} = \overline{[u(t-T_п) - Wu(t)]^2} = \sigma^2 - 2\rho_{пп}(\rho_{пп}\sigma^2) + \rho_{пп}^2\sigma^2 = \sigma^2(1-\rho_{пп}^2).$$

Следовательно, $\sigma_\Delta = \sigma\sqrt{[1-\rho_{пп}^2(T_п)]}$, и когда помеха сильно коррелирована $U(t-T_п) = U(t)$, остаток помехи стремится к нулю $\Delta u \approx U\sqrt{1-\rho_{пп}^2(T_п)} \to 0$, поскольку $\rho_{пп} \to 1$.

Основным достоинством рассмотренной схемы с корреляционной обратной связью (КОС) является самонастройка на характеристики помехи или адаптация системы к ним, в результате чего система отслеживает изменения ширины спектра (корреляционной функции) помехи.

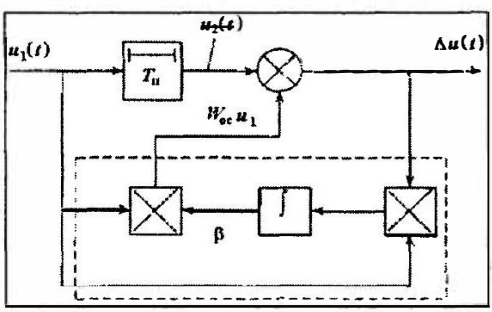


Рис. 7.20. Структурная схема устройства ОДЦ с корреляционной обратной связью

Для самонастройки на скорость движения помехи или, точнее, на доплеровский набег фазы $\Omega_д T_П$ 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 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 ($T_п/\tau_и > 100$) предпочтение отдают подавителям пассивных помех на базе устройств ЧПВ, а при малой скважности ($T_п/\tau_и < 10$) – 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 (от $-F_{дзmax}$ до $F_{дзmax}$) 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:

$$f_0 + F_{дцmax} < f_0 + F_п - F_{дзmax},$$

$$f_0 + F_{дцmin} > f_0 + F_{дзmax}.$$

Второе условие не зависит от параметров радиолокатора, а первое дает соотношение для выбора частоты повторения:

$$\boxed{F_п > F_{дцmax} + F_{дзmax}}.$$

При небольшой скорости относительного движения радиолокатора и цели получаются низкие значения $F_п$, обеспечивающие однозначность измерения дальности. Такие системы называются системами малой скважности с низкой частотой

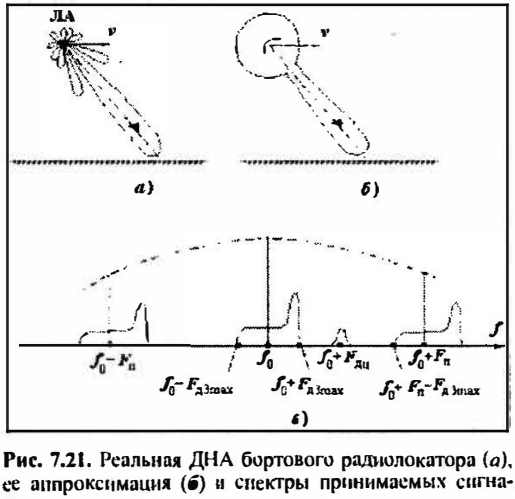


Рис. 7.21. Реальная ДНА бортового радиолокатора (*а*), ее аппроксимация (*б*) и спектры принимаемых сигналов (*в*)

повторения (НЧП). При скоростных целях и быстром движении радиолокатора получаются высокие (до сотен килогерц) частоты повторения, позволяющие однозначно измерять скорости, но не обеспечивающие однозначного измерения дальности. Такие системы называются системами малой скважности с высокой частотой повторения (ВЧП), квазинепрерывными или импульсно-доплеровскими. Промежуточное место занимают импульсные системы со средней частотой повторения (СЧП).

7.6. 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 ($P_{\text{пп вх}}$) к мощности остатков помех на выходе устройства подавления ($P_{\text{пп вых}}$):

$$K_{\text{п}} = P_{\text{пп вх}} / P_{\text{пп вых}} .$$

Например, для устройства однократного ЧПВ (см. рис. 7.11, *а*), считая пассивную помеху стационарным коррелированным случайным процессом, имеем

$$P_{\text{пп вх}} = \overline{[u_1(t)]}^2 = \overline{[u_2(t)]}^2 = \overline{[u_1(t-T_{\text{п}})]}^2 = \sigma_{\text{пп}}^2 ;$$

$$P_{\text{пп вых}} = \overline{[\Delta u^2(t)]} = \overline{[u_1(t) - u_1(t-T_{\text{п}})]}^2 = 2\sigma_{\text{пп}}^2 - 2\overline{[u_1(t)u_1(t-T_{\text{п}})]} =$$

$$= 2\overline{[\sigma_{\text{пп}}^2 - R_{\text{пп}}(T_{\text{п}})]} .$$

Следовательно, коэффициент подавления $K_{\text{п}} = 0,5[1-\rho_{\text{пп}}(T_{\text{п}})]^{-1}$, и подавление определяется лишь коррелированностью или широкополосностью пассивной помехи. Например, при $\rho_{\text{пп}} \to 0$ $K_{\text{п}} \to 0,5$, а при $\rho_{\text{пп}} \to 1$ $K_{\text{п}} \to \infty$. Аналогично для двукратного ЧПВ можно получить

$$K_{\text{п2}} = 0,5[3 - 4\rho_{\text{пп}}(T_{\text{п}}) + \rho_{\text{пп}}(2T_{\text{п}})]^{-1} .$$

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 $P_{\text{пп вых}} = \Delta u^2/6$. При числе уровней квантования

$\frac{u_{\text{пп max}} - u_{\text{пп min}}}{\Delta u} = u_{\text{пп max}} / \sigma_{\text{ш}} = d$ и мощности помехи на входе $P_{\text{пп вх}} = u^2_{\text{пп max}} / 2 = (d\Delta u)^2 / 2$. Следовательно, коэффициент подавления $K_{\text{п}} = P_{\text{пп вх}} \Big/ P_{\text{пп вых}} = \frac{(d\Delta u)^2/2}{\Delta u^2/6} = 3d^2$ или в децибелах:

$$K_{\text{п}} = 10\lg(3d^2) = 20\lg 3,$$

$$K_{\text{п}} = 10\lg(3d^2) = 10\lg 3 + 20\lg d = 4{,}8 + 6m.$$

Однако коэффициент подавления не учитывает влияния устройства подавления на полезный сигнал.

Коэффициент улучшения отношения сигнала и помехи учитывает ослабление или усиление полезного сигнала в устройстве подавления:

$$K_{\text{у}} = \frac{(P_{\text{с}}/P_{\text{пп}})_{\text{вых}}}{(P_{\text{с}}/P_{\text{пп}})_{\text{вх}}} = \left(\frac{P_{\text{с вых}}}{P_{\text{с вх}}}\right)\left(\frac{P_{\text{пп вх}}}{P_{\text{пп вых}}}\right) = q_{\text{с}} K_{\text{п}},$$

где $q_{\text{с}} = P_{\text{с вых}} / P_{\text{с вх}}$ – 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

$$P_{\text{с вых}} = \overline{\Delta u^2} = 4U_m^2 \overline{\left[\sin^2\left(\frac{\omega T_{\text{п}}}{2}\right)\right]^2} = 2U_m^2,$$

а

$$q_{\text{с}} = \frac{\overline{\Delta u^2}}{U_m^2} = 2.$$

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 $\overline{P}_{\text{пп вх}}$:

$$K_{\text{пв}} = \frac{P_{\text{пп вх}}}{P_{\text{с вх}}}\left(\frac{P_{\text{пп}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{вых}}\left(\frac{\overline{P_{\text{с}}}}{P_{\text{пп}}}\right)_{\text{вых}}\left(\frac{\overline{P_{\text{с}}}}{P_{\text{пп}}}\right)^{-1}_{\text{вх}} = \frac{K_{\text{у}}}{q_{\text{пор}}},$$

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 $P_{дц}$ к сумме мощностей помех $P_п$ на выходе устройства ОДЦ:

$$q_н = P_{дц}/P_п = \frac{P_{дц}}{\sum_{i=1}^{n} P_{пi}},$$

где $P_{пi}$ – мощность i-й составляющей помехи.

7.7. 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, а 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, а следовательно, и качества работы радиолокатора с ОДЦ, оцениваемого как наблюдаемость $q_н$.

Рассмотрим мощности составляющих, обусловленных перечисленными факторами, ограничивающие значение $q_н$. Мощность $P_{п1} = P_{пг}$ 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 $P_г K_г$, где $P_г$ – мощность ГРЧ на несущей частоте, $K_г$ – параметр ГВЧ, определяемый как отношение мощности боковых компонентов спектра в занимаемой ими полосе Δf к мощности составляющей на несущей частоте $K_г = P_{бок}/(P_г \Delta f)$. Тогда с учетом коэффициента развязки $K_р$ (отношения мощности просачивающегося сигнала к $P_г$) получаем $P_{пг} = P_г K_г K_р \Delta F_{одц}$. Для уменьшения $P_{пг}$ следует применять высококачественные, т.е. с низкими значениями $K_г$, 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 средние квадратические значения чересперiодной 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 погоды (ветер, осадки, а также сезонные изменения). Поэтому

$$\sigma_{\Delta U} = \frac{KT_п\sigma_U}{\lambda}.$$

Флуктуации ЭПР пассивной помехи приводят к расширению спектра отраженных сигналов. Этот спектр обычно описывают формулой $G(f) = G_0 \exp\left\{-\frac{f^2}{2\sigma_f^2}\right\}$, где σ_f^2 – 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 $(\Delta U)_{max} = U_0 \left|\frac{d}{d\theta} f(\theta)\right|_{max} \Omega T_П$, поэтому $P_{па} = (\Delta U)^2_{max}$. Для уменьшения $P_{пя}$ 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 $\sigma_f = 0,265 T_{обл}^{-1}$, а при ДНА вида $\frac{\sin x}{x}$ – $\sigma_f = 0,274 T_{обл}^{-1}$.

Мощность $P_{пч} = P_{нск}$ некомпенсированной помехи определяется с учетом нестабильной работы узлов радиолокатора. Пусть на входе устройства подавления сигнал помехи $u_п = U_{пкг} + U_{пп}\cos\varphi$. Тогда $\Delta u_п = \left|\frac{d}{d\varphi} u_п\right| = U_{пп}\left|\sin\varphi\right|\Delta\varphi$. Считая $\left|\Delta u_п\right|_{max} = U_{пп}\Delta\varphi$, получаем относи-

тельное изменение уровня помехи из-за нестабильности разности фаз φ сигналов помехи и когерентного гетеродина $\left|\frac{\Delta u_{\text{п}}}{U_{m\text{п}}}\right|_{\max} = \Delta\varphi$.

Рассмотрим в качестве примера возможные источники нестабильности в псевдокогерентном импульсном радиолокаторе (см. рис. 7.10, *б*). В этом радиолокаторе разность фаз $\varphi = \varphi_{\text{грч}} - \varphi_{\text{г}} - \varphi_{\text{кг}}$, где $\varphi_{\text{грч}}$ – фаза сигнала ГРЧ; $\varphi_{\text{г}}$ – фаза сигнала гетеродина; $\varphi_{\text{кг}}$ – фаза сигнала когерентного гетеродина. Поэтому приращение разности фаз определяется как $\Delta\varphi = \Delta\varphi_{\text{грч}} - \Delta\varphi_{\text{г}} - \Delta\varphi_{\text{кг}}$. Считая приращения фаз этих генераторов взаимно независимыми, можно рассматривать их влияние раздельно. Полагая случайным характер флуктуации фаз генераторов, можно все же на малом отрезке $T_{\text{п}}$ считать закон изменения частоты линейным, 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 $\Delta\varphi_{\text{грч}} = \Delta\omega_{\text{грч}}\tau_{\text{и}} = \alpha T_{\text{п}}\tau_{\text{и}}$. Значение $\Delta\varphi_{\text{грч}}$ должно быть меньше величины, обратной коэффициенту подавления по напряжению $K_{\text{пн}}$: $\alpha T_{\text{п}}\tau_{\text{и}} \le K_{\text{пн}}^{-1}$, т.е. $\alpha \le \left(K_{\text{пн}} T_{\text{п}}\tau_{\text{и}}\right)^{-1}$. Отсюда требование к допустимой скорости ухода частоты ГРЧ:

$$\left|\frac{d}{dt} f_{\text{грч}}\right|_{\max} \le (2\pi K_{\text{пн}} T_{\text{п}}\tau_{\text{и}})^{-1}.$$

Аналогично можно сформулировать соответствующие требования к стабильности частоты местного и когерентного гетеродинов с учетом того, что эти генераторы работают на интервале времени $t_{R_{\max}}$:

$$\left|\frac{d}{dt} f_{\text{г}}\right|_{\max} \le (2\pi K_{\text{пн}} T_{\text{п}} t_{R_{\max}})^{-1},$$

$$\left|\frac{d}{dt} f_{\text{кг}}\right|_{\max} \le (2\pi K_{\text{пн}} T_{\text{п}} t_{R_{\max}})^{-1}.$$

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 $\left|\frac{\Delta u_и}{U_и}\right|_{max} = \frac{\sigma_\tau}{\tau_и}$, откуда требование к стабильности $\tau_и$ запишем в виде

$$\frac{\sigma_\tau}{\tau_и} \le K_{ин}^{-1}.$$

При неточном равенстве периода повторения $T_п$ и времени задержки $T_з$ на выходе устройства ЧПВ действуют нескомпенсированные импульсы общей длительностью $2\sigma_{T_п}$.

Тогда требование к стабильности равенства времени задержки периоду повторения в устройствах подавления определяется соотношением

$$\frac{\sigma_{T_п}}{T_п} = \frac{\sigma_{T_з}}{T_з} \le \frac{\tau_и}{2K_{ин}T_п}.$$

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. Какова структурная схема 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, $U_{m2}/U_{m1} = 2, 1, ..., 0.1, 0.01$.

7.6. Постройте спектр на выходе элемента сравнения ОДЦ при импульсном излучении зондирующего сигнала, сели $U_{m1} = 1$В, $U_{m2} = 0{,}5$В, $\tau_и = 10$мкс, $F_п = 10000$Гц, для случая: *а*) неподвижной цели; *б*) движущейся цели; *в*) неподвижной и движущейся целей.

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 $v = 300\text{м/с}$. Определите направления слепых скоростей, если $\lambda = 10\text{см}$, $F_{\text{п}} = 1000\text{Гц}$.

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 $F_{\text{п1}} = 1000\text{Гц}$, $K_{\text{в}} = 1.2, 1.6, 2$.

7.17. Каков принцип действия устройства кадрового вычитания?

7.18. Как устроены цифровые устройства подавления помех?

7.19. Динамический диапазон помехи $d = 80\text{дБ}$. Определите число разрядов АЦП цифрового устройства подавления помех.

7.20. Нарисуйте структурную схему цифрового ОДЦ с когерентным интегрированием.

7.21. Как функционируют фильтровые устройства подавления помех?

7.22. Что такое алгоритм компенсации пассивной помехи?

7.23. Какова схема 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 $\rho_{\text{пп}}(\tau) = \exp\{-\alpha\tau\}$, коэффициент подавления однократной ЧПВ $K_{\text{п}} = 100$. Определить коэффициент подавления двукратной ЧПВ.

7.26. Необходимо обеспечить $K_{\text{у}} = 150$ при использовании однократной ЧПВ. Найдите необходимое значение $K_{\text{п}}$.

7.27. Что характеризует коэффициент подпомеховой видимости $K_{\text{пв}}$?

7.28. От чего зависит наблюдаемость $q_{\text{ц}}$ 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 $\tau_{\text{и}} = 1\text{мкс}$, $T_{\text{п}} = 1\text{мс}$, $R_{\max} = 500\text{км}$ и $K = 20\text{дБ}$.

Глава 8. Борьба с активными помехами

Активные помехи, принятые антеннами РЛС, смешиваются на входе приемника с полезным сигналом и шумом, образуя 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. Для выяснения потенциальных возможностей обработки пространственно-временных сигналов на фоне помех с учетом оптимального построения как антенной системы, так и устройства обработки в приемнике рассмотрим основные характеристики такой обработки.

8.1. 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 $Б_{AB}$ и $Б_{AC}$ (рис. 8.1). При значительном расстоянии до цели, расположенной в точке M, получаем $r_1 > Б_{AB}$, $r_2 > Б_{AC}$ и $r_3 > Б_{AB}$, $r_4 > Б_{AC}$. Поэтому траектории радиоволн, падающих в точки A, B и C, можно считать параллельными, т.е. $AM \| БМ \| CM$. Следовательно, разности хода траекторий радиоволн в плоскостях XOZ и YOZ

$$x = r_1 - r_2 = Б_{AB} \sin\alpha = Б_{AB} \cos\theta_x = Б_{AB} C_x,$$

$$y = r_3 - r_4 = Б_{AC} \sin\beta = Б_{AC} \cos\theta_y = Б_{AC} C_y,$$

где C_x и C_y – направляющие косинусы, характеризующие пространственное положение цели.

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:

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \exp\{ j2\pi ft\} df ,$$

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \exp\{ -j2\pi ft\} dt ,$$

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:

$$G_a(C) = \int_{-\infty}^{\infty} S_E(\theta) \exp\{ j2\pi\theta C\} d\theta ,$$

$$S_E(\theta) = \int_{-\infty}^{\infty} G_a(C) \exp\{ -j2\pi\theta C\} dC , \qquad (8.1)$$

и представляют собой функции направляющих косинусов C_x, C_y или C и относительных координат элемента раскрыва антенны (так называемых пространственных частот) $\theta_x = x/\lambda$, $\theta_y = y/\lambda$ или $\theta = r/\lambda$. Мгновенные пространственные частота и фаза $\theta = \frac{1}{2\pi} d\varphi(C)/dt$ и $\varphi(C) = 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} \theta(C) dC$.

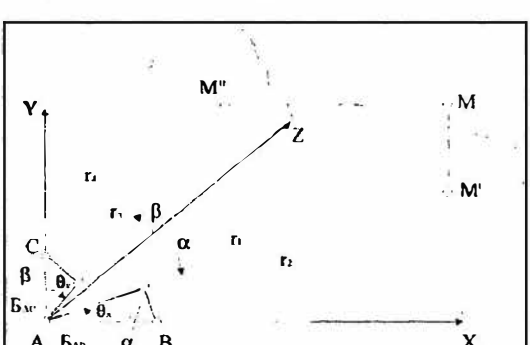


Рис. 8.1. Геометрические особенности взаимного расположения антенн (*A*, *B* и *C*) и цели (*M*), поясняющие возникновение разности хода сигналов

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. 8.2) можно рассмотреть, ограничившись классом симметричных относительно своих максимумов функций $\left|G_a(C_x,C_y)\right|$, $\left|S_E(\theta_x,\theta_y)\right|$, $|u(t)|$ 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 можно определить направление на источник радиоволн.

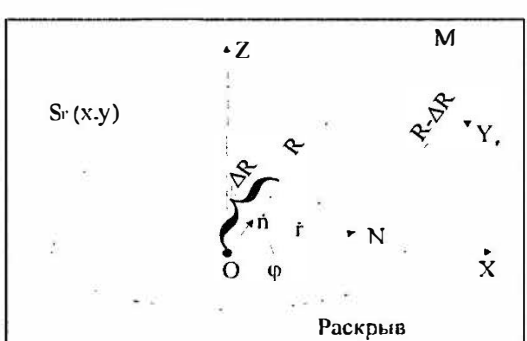


Рис. 8.2. Функция распределения поля в раскрыве антенны и основные векторы, характеризующие направление прихода волны

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 $u(t,r)=u(t,x,y)=\mathrm{Re}\{u(t,x,y)\}$, 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 $e(t)=\mathrm{Re}\{e(t)\}=$ $=\mathrm{Re}\{e_m(t)\exp(j\omega_0 t\}$, 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

$$e_a(t,x,y)=\mathrm{Re}\{e(t,R,r)\}=\mathrm{Re}\left\{Ke_m\left(t-\frac{R}{c}-\frac{R(r)}{c}\right)\exp\left[\left(t-\frac{R}{c}-\frac{R(r)}{c}\right)+j\varphi_{отр}\right]\right\},$$

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 $\varphi_{отр}$.

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

$$e_N(t,R,r)=\mathrm{Re}\exp\left\{\left\{Ke_m\left[t-\frac{R(r)-R}{c}\right]\right\}\exp\left\{j\omega_0\left[t-\frac{R(r)-R}{c}\right]\right\}\right\}. \qquad (8.2)$$

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 $C_z=\left[1-C_x^2-C_y^2\right]^{1/2}$. Тогда комплексная огибающая напряженности поля сигнала на элементе апертуры с координатами x и y или r

$$U_a(t,x,y)=E_0\left[1-C_x^2-C_y^2\right]^{1/2}S_E(x,y)e_m\left(t-\frac{R}{c}-\frac{R(x,y)}{c}\right)\times$$
$$\times\exp\{-j(2\pi/\lambda)[R+R(x,y)]\} \qquad (8.2а)$$

или

$$U_N(t,x,y)=E_0\left[1-C_x^2-C_y^2\right]^{1/2}S_E(x,y)e_m\left(t-\frac{R(x,y)-R}{c}\right)\times$$
$$\times\exp\{-j(2\pi/\lambda)[R(x,y)-R]\}, \qquad (8.2б)$$

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 $N_{E_{\text{внеш}}}(x,y,t)$ 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

$$n_{E_{\text{внеш}}}(x,y,t) = S_E(x,y) N_{E_{\text{внеш}}}(x,y,t).$$

Внутренний шум, отнесенный к элементам апертуры антенны с эффективной площадью S_a, $n_{E_{\text{внут}}}(x,y,t) = N_{E_{\text{внут}}}(t) S_a^{-1}$ не зависит от координат элемента раскрыва. Следовательно, шум на входе системы обработки определяется соотношением

$$N_E(x,y,t) = N_{E_{\text{внут}}}(t) S_a^{-1} + N_{E_{\text{внеш}}}(x,y,t) S_E(x,y),$$

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. $N_{E_{\text{внеш}}} < N_{E_{\text{внут}}}$ и $N_E(x,y,t) = N_{E_{\text{внут}}}$. При таких предположениях входную реализацию записывают в виде $y(x,y,t) = u(x,y,t) + N_E(t)$, т.е. она 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 М (см. рис. 8.2) 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 (8.2б) можно представить в виде пространственной функции (временная обработка здесь не рассматривается, так как она известна из гл. 3):

$$u(\theta_x,\theta_y) = E_0\lambda^2\left[1 - C_x^2 - C_y^2\right]^{1/2} S_E(\theta_x,\theta_y)\exp\left\{j2\pi(\theta_x C_x + \theta_y C_y)\right\}.$$

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 искомый оптимальный пространственный фильтр, 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

$$S_{вых}(\theta_x,\theta_y) = S_{вх}(\theta_x,\theta_y)K(\theta_x,\theta_y) = AE_0\lambda^2\left[1 - C_x^2 - C_y^2\right]^{1/2} \times$$

$$\times\left|S_E(\theta_x,\theta_y)\right|^2\exp\left\{j2\pi\left[\theta_x(C_x - C_x^0) + \theta_y(C_y - C_y^0)\right]\right\}.$$

Выходной сигнал точно настроенной антенной системы

$$z_u(0,0) = \iint S_{вых}(\theta_x,\theta_y)d\theta_x d\theta_y =$$

$$= \lambda^2\left[1 - C_x^2 - C_y^2\right]^{1/2}\left[\int\int\left|S_E(\theta_x,\theta_y)\right|^2 d\theta_x d\theta_y\right] = S_a\left[1 - C_x^2 - C_y^2\right]^{1/2},$$

где $S_a = \lambda^2\left[\iint\left|S_E(\theta_x,\theta_y)\right|^2 d\theta_x d\theta_y\right]$ – 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 $0, \pm1, \pm2, \ldots, \pm\dfrac{N-1}{2}$. Следовательно, $S_{ik}(\theta_{xi}, \theta_{yk}) = S_{ik}$ и $2\pi(\theta_{xi}C_{xi} + \theta_{yk}C_{yk}) = \varphi_{ik}$. Поэтому коэффициент передачи имеет дискретный характер

$$K_{ik} = AS_{ik} \exp\left\{-j2\pi\left[i(a/\lambda)C_{x_i}^0 + k(b/\lambda)C_{yk}^0\right]\right\} = W_{ik} \exp\{-j\varphi_{ik}\}, \quad (8.3)$$

где $W_{ik} = AS_{ik}$; $\varphi_{ik} = i\psi_x + k\psi_y$; $\psi_x = 2\pi(a/\lambda)C_x^0$; $\psi_y = 2\pi(b/\lambda)C_y^0$; $C_{x,y}^0$ – 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 (8.3) оптимальный пространственный фильтр имеет в канале обработки каждого элемента ФАР ($A_0, A_{\pm1}, \ldots$ и т.д.) весовой усилитель или аттенюатор 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, системы управления фазовращателями 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.

8.2. Устройства подавления пространственных активных помех

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 (ФАР) рассмотрим более простые задачи компенсации мешающих пространственных сигналов — разновид-

ности пространственных коррелированных помех. Действительно, практика радиолокации показывает, что можно вполне успешно создавать устройства, способные подавлять пространственные активные помехи. Наиболее простые из таких устройств основаны на компенсации помехового сигнала 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 компенсации помех. Когда направления на источники сигнала и активной помехи не совпадают, можно скомпенсировать помеху, применив устройство с основной и дополнительной антеннами. 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).

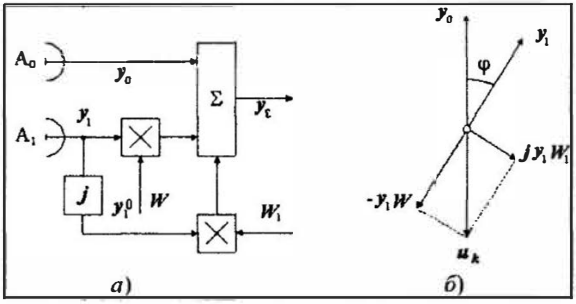


Рис. 8.3. Структурная схема (*а*) и векторная диаграмма сигналов (*б*) компенсатора активной помехи

Считаем, что на выходе сумматора образуется напряжение $y_\Sigma = y_0 + u_k$, где напряжение компенсирующего канала $u_k = y_1 W + jy_1 W_1$ Тогда $y_\Sigma = y_0 + y_1 W + jy_1^0 W_1$, где $y_1^0 = jy_1$.

Весовые коэффициенты для компенсации помехи формируются в соответствии с алгоритмами $W = -K_k \mathrm{M}\{y_1 y_\Sigma\}$ и $W_1 = -K_k \mathrm{M}\{y_1^0 y_\Sigma\}$, где K_k – коэффициент усиления цепи компенсации помехи; $\mathrm{M}\{...\}$ – математическое ожидание.

Подставив в эти соотношения значения y_Σ и проведя усреднение, получим

$$W = -K_k \mathrm{M}\{y_0 y_1 + W y_1 y_1 + W_1 y_1^0 y_1\} =$$
$$= -K_k M\{y_0 y_1\} - K_k W \mathrm{M}\{y_1^2\} - K_k W_1 \mathrm{M}\{y_1^0 y_1\}.$$

Составляющая $\mathrm{M}\{y_1^2\} = \sigma_1^2$, а $\mathrm{M}\{y_0 y_1\} = \rho\sigma_0\sigma_1$. Кроме того, $\mathrm{M}\{y_1 y_1^0\} = 0$, так как компоненты y_1 и y_1^0 ортогональны. Поэтому $W = -K_k\left[\rho\sigma_0\sigma_1 + W\sigma_1^2\right]$, откуда

$$\boxed{W = -K_k \rho \sigma_0 \sigma_1 \left[1 + K_k \sigma_1^2\right]^{-1}}.$$

Весовой коэффициент W_1 вычисляют с помощью формулы

$$\boxed{W_1 = -K_k \rho^0 \sigma_0 \sigma_1^0 \left[1 + K_k (\sigma_1^0)^2\right]^{-1}}, \qquad (8.4)$$

где $\rho^0 = M\{y_0 y_1^0\}\left[\sigma_0 \sigma_1^0\right]^{-1}$, которая выводится аналогично предыдущей.

При $K_k > 1$ полученные выражения упрощаются и принимают вид

$$W = -\rho \sigma_0 / \sigma_1 \quad \text{и} \quad W_1 = -\rho^0 \sigma_0 / \sigma_1^0.$$

На основании этих соотношений можно синтезировать структуру квадратурного компенсатора с корреляционными обратными связями (рис. 8.4), в котором компенсируется помеха. Устройство обеспечивает минимум среднего квадрата напряжения (мощности) помехи на выходе:

$$M\left\{y_\Sigma^2\right\} = M\left\{\left[y_0 + y_1 W_1 + y_1^0 W_1^0\right]^2\right\} =$$
$$= M\{y_0^2\} + W_1^2 M\{y_1^2\} + [W_1^0]^2 M\left\{[y_1^0]^2\right\} +$$
$$+ 2W_1 M\{y_0 y_1\} + 2W_1^0 M\{y_0 y_1^0\} +$$
$$+ 2W_1 W_1^0 M\{y_1 y_1^0\} =$$
$$= \sigma_0^2 + W_1^2 \sigma_1^2 + \left[W_1^0\right]^2 \left[\sigma_1^0\right]^2 +$$
$$+ 2W_1 \rho \sigma_0 \sigma_1 + 2W_1^0 \rho^0 \sigma_0 \sigma_1^0,$$

где $y_1^0 = j y_1$.

Найдем минимум этого выражения при вариации W_1:

$$\frac{d}{dW} M\left\{y_\Sigma^2\right\} = 2W_1 \sigma_1^2 + 2\rho \sigma_0 \sigma_1 = 0,$$

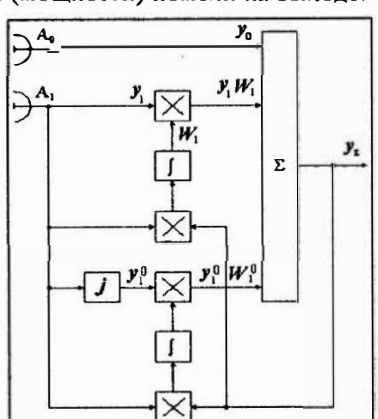


Рис. 8.4. Структурная схема компенсатора активной помехи с корреляционными обратными связями

откуда $W_{1опт} = -\rho \sigma_0 / \sigma_1$. Аналогично $W_{1опт}^0 = -\rho^0 \sigma_0 / \sigma_1^0$. Эти выражения совпадают с полученными ранее в предположении $K_к > 1$.

Если подставить $W_{1опт}$ и $W_{1опт}^0$ 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 $\rho^2 + (\rho^0)^2 = |\dot{\rho}|^2$, поскольку $\dot{\rho} = \rho + j\rho$. Тогда окончательно получим $\sigma_\Sigma^2 = \sigma_0^2 [1 - |\dot{\rho}|^2]$, откуда коэффициент подавления мощности

$$K_{\text{п}} = P_{\text{пвх}} / P_{\text{пвых}} = \sigma_0^2 / \sigma_\Sigma^2 = [1 - |\dot{\rho}|^2]^{-1}.$$

При некоррелированной помехе $|\dot{\rho}|^2 \to 0$, $K_{\text{п}} \to 1$, и подавления помехи нет. При сильно коррелированной помехе $|\dot{\rho}|^2 \to 1$, $K_{\text{п}} \to \infty$, и подавление помехи максимально.

Весовой коэффициент можно представить в виде

$$W_k = W_{\text{I}} + jW_{\text{I}}^0, \text{ где } W_{\text{I}} = |W_k| \cos\psi = W_k \cos\psi$$

и

$$W_{\text{I}}^0 = |W_k| \sin\psi = W_k \sin\psi.$$

При этом $|W| = W_k = [W_{\text{I}}^2 + (W_{\text{I}}^0)^2]^{-1/2}$. (8.5)

Устройство подавления с деформацией ДНА. Рассматриваемое устройство позволяет сформировать минимум диаграммы в направлении на источник помехи, требует дополнительной антенны (рис. 8.5) и является иллюстрацией функционирования устройства (см. рис.8.3).

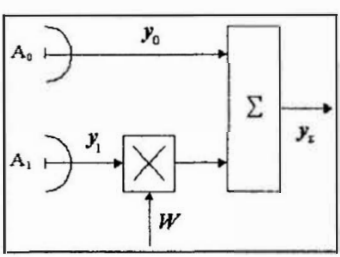


Рис. 8.5. Структурная схема устройства формирования провала в ДНА

Обозначим через $f_0(\theta)$ и $f_{\text{I}}(\theta)$ исходные диаграммы направленности основной и компенсирующей антенн, а через $f_\Sigma(\theta)$ результирующую диаграмму антенной системы из антенн A_0 и A_{I}. Тогда $f_\Sigma(\theta) = f_0(\theta) + Wf_{\text{I}}(\theta)$. Если θ_{I} – угловая координата источника помехи, то для компенсации помехи нужно выполнить условие $f_\Sigma(\theta_{\text{I}}) = 0$, откуда $W = -f_0(\theta_{\text{I}}) / f_{\text{I}}(\theta) = W(\theta_{\text{I}})$. Подставив это соотношение в выражение для $f_\Sigma(\theta)$, получим $f_\Sigma(\theta) = f_0(\theta) - -[f_0(\theta_{\text{I}}) / f_{\text{I}}(\theta)] f_{\text{I}}(\theta)$. Видно, что при $\theta \to \theta_{\text{I}}$ $f_\Sigma(\theta) \to 0$, и в направлении на источник помехи образуется провал в ДНА. При действии нескольких помех с ряда направлений необходимо большее число антенн, чтобы антенна A_0 и одна из других антенн A, образовывали компенсирующее устройство активной помехи с i-го направления (рис. 8.6).

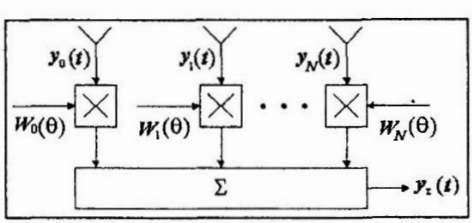


Рис. 8.6. Схема пространственной обработки для подавления нескольких (N) помех

Построение оптимальных устройств подавления активных помех. Реализация оптимальной пространственной обработки при подавлении помехи от источника с угловой координатой θ требует определения весовых коэффициентов $W_i(\theta)$ или при объединении последних – весового вектора $\mathbf{W}(\theta)$, связанного с обратной корреляционной матрицей $\mathbf{R}^{-1}(t,\theta)$. Если известны направления на источники помех и параметры антенны, а также если помеха очень интенсивна, то матрицу $\mathbf{R}^{-1}(t,\theta)$ можно вычислить однозначно. Поскольку в общем случае $\mathbf{R}^{-1}(t,\theta)$ связана с корреляционными характеристиками помех и сигналов, нахождение $\mathbf{W}(\theta)$ зависит от использованного при синтезе W критерия оптимальности. При различных критериях, например, минимума среднего квадратичного отклонения или максимума отношения мощностей сигнала и помехи, вектор $\mathbf{W}$ будет связан с различными корреляционными матрицами (функциями), как это показано далее.

Пусть антенная решетка (рис. 8.7) состоит из одной основной ($i=0$) и N вспомогательных антенн. После взвешивания с весом W_i выходные сигналы антенн суммируются и результат сложения $\mathbf{y}_\Sigma$ сравнивается с сигналом $\mathbf{u}_0$. По результату сравнения $\varepsilon = \mathbf{y}_\Sigma - \mathbf{u}_0$ блок управления весовыми коэффициентами БУВК формирует веса W_i в каналах вспомогательных антенн.

Будем считать, что помеха является узкополосным гауссовским случайным процессом. В момент t

$$\mathbf{y}_\Sigma(t)=\sum_{i=0}^{N} y_i(t)W_i = \mathbf{Y}^T(t)\mathbf{W}=\mathbf{W}^T\mathbf{Y}(t),$$

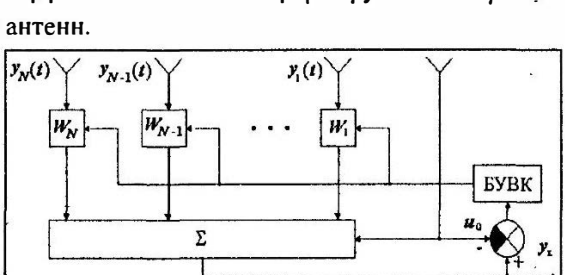


Рис. 8.7. Схема подавителя помех с корреляционной обратной связью на антенной решетке

где $\mathbf{Y}(t)=\left[y_1(t), y_2(t)...y_N(t)\right]^T$ – вектор-столбец компонентов сигналов элементов антенны; T – знак транспонирования матрицы.

Каждый компонент i является вектором-строкой: $\mathbf{y}_i = [y_i(t_1), y_i(t_2),..., y_i(t_N)]$. Вектор-столбец весовых коэффициентов обозначим $\mathbf{W}=[W_1, W_2, ..., W_N]^T$.

Используем критерий минимума среднего квадратического отклонения

$$\varepsilon^2 = [\mathbf{u}_0(t) - \mathbf{y}_\Sigma(t)]^2,$$

где $\mathbf{u}_0$ – вектор опорного сигнала.

Следовательно,

$$M(\varepsilon^2) = M\left\{[\mathbf{u}_0(t) - \mathbf{y}_\Sigma(t)]^2\right\} = M\left\{[\mathbf{u}_0(t) - \mathbf{Y}^T(t)\mathbf{W}]^2\right\} \to \min,$$

откуда

$$M\left\{\mathbf{u}_0^2 + \mathbf{W}^T\mathbf{Y}(t)\mathbf{Y}^T(t)\mathbf{W} - 2\mathbf{u}_0(t)\mathbf{W}^T\mathbf{Y}(t)\right\} =$$

$$= \left[M\{[\mathbf{u}_0(t)]^2\} + M\{\mathbf{W}^T\mathbf{Y}(t)\mathbf{Y}^T(t)\mathbf{W}\}\right] - 2\mathbf{u}_0(t)M\{\mathbf{W}^T\mathbf{Y}(t)\} \to \min.$$

Введем корреляционную матрицу выборок сигналов источников помех:

$$\mathbf{R}(\mathbf{Y},\mathbf{Y}) = M\left\{\mathbf{Y}(t)\mathbf{Y}^T(t)\right\} = \left\|\begin{pmatrix} \overline{y_1 y_1} & \dots & \overline{y_1 y_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \overline{y_n y} & \dots & \overline{y_n y_n} \end{pmatrix}'\right\|$$

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: $\nabla M[M(\varepsilon^2)] = 0$. 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

$$\nabla\mathbf{W}\left[\mathbf{u}_0^2 + \mathbf{W}^T\mathbf{R}(\mathbf{Y},\mathbf{Y})\mathbf{W} - 2\mathbf{W}^T\mathbf{R}(\mathbf{Y},\mathbf{u}_0)\right] = 2\mathbf{R}(\mathbf{Y},\mathbf{Y})\mathbf{W} - 2\mathbf{R}(\mathbf{Y},\mathbf{u}_0) = 0,$$

откуда

$$\mathbf{R}(\mathbf{Y},\mathbf{Y})\mathbf{W} = \mathbf{R}(\mathbf{Y},\mathbf{u}_0),$$

или, умножая слева на $\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{Y},\mathbf{Y})$, получим

$$\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{Y},\mathbf{Y})\mathbf{R}(\mathbf{Y},\mathbf{Y})\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{Y},\mathbf{Y})\mathbf{R}(\mathbf{Y},\mathbf{u}_0).$$

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

$$\boxed{\mathbf{W}_{\text{опт}} = \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{Y},\mathbf{Y})\mathbf{R}(\mathbf{Y},\mathbf{u}_0).} \qquad (8.6)$$

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. Существует 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. 8.6) 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.

8.3. 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

$$G(j\omega) = N_0 + G_{пп}(j\omega) + G_{ап}(j\omega) = N_0\left[1+\frac{G_{пп}(j\omega)}{N_0}\right]\left\{1+\frac{\dfrac{G_{ап}(j\omega)}{N_0}}{\left[1+\dfrac{G_{пп}(j\omega)}{N_0}\right]}\right\}.$$

Коэффициент передачи системы оптимальной обработки для этого случая:

$$K(j\omega) = c\frac{S^*(j\omega)\exp\{-j\omega t_0\}}{N_0}\left[1+\frac{G_{пп}(j\omega)}{N_0}\right]^{-1}\left\{1+\frac{\dfrac{G_{ап}(j\omega)}{N_0}}{\left[1+\dfrac{G_{пп}(j\omega)}{N_0}\right]}\right\}^{-1}. \quad (8.7)$$

Соотношение (8.7) соответствует последовательному включению трех фильтров: оптимального для обнаружения сигнала на фоне «белого» шума, «обеляющего» коррелированную пассивную помеху и компенсирующего активную помеху. Однако уравнение компенсирующего фильтра (третий сомножитель в (8.7)) показывает, что оно отображает устройство, у которого фильтр включен в цепь отрицательной обратной связи между выходом «обеляющего» фильтра и входом всего устройства, как показано на рис. 3.21.

Обозначим $G_0 = N_0$ спектральную плотность мощности собственных шумов. Тогда алгоритм для коэффициента передачи оптимального фильтра запишем в виде

$$K(j\omega) = \frac{S_c^*(j\omega)e^{-j\omega t_0}}{G_0 + G_{пп}(j\omega) + G_{ап}(j\omega)},$$

где $S(j\omega)$ – спектр ожидаемого сигнала.

Это соотношение можно представить так:

$$K(j\omega) = \frac{S_c^*(j\omega)e^{-j\omega t_0}}{G_0}\cdot\frac{1}{1+G_{пп}(j\omega)/G_0}\cdot\frac{G_{ап}(j\omega)}{G_0}. \quad (8.8)$$

Структура фильтра изображена на рис. 8.8.

Таким образом, 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).

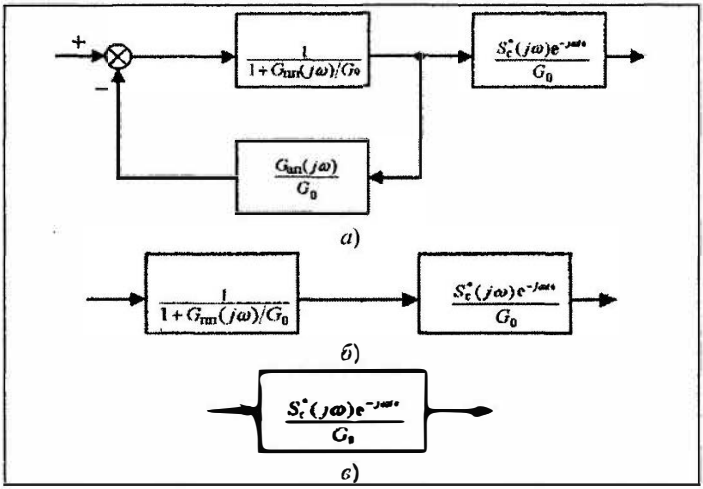


Рис. 8.8. Структура фильтра для приема сигнала на фоне комбинированных помех: *а* – при воздействии комбинированной помехи; *б* – при воздействии только пассивной помехи; *в* – при обнаружении сигнала на фоне только собственных шумов

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 (ФАР).
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?

Глава 9. Измерение параметров сигнала

В радиолокации определение координат и элементов движения объектов в пространстве осуществляется путем измерения параметров принимаемых радиосигналов, отраженных или излученных объектом. Поскольку такое измерение длится ограниченное время и происходит на фоне шумов и помех, задача измерения параметров сигнала является статистической. Оптимальное решение этой задачи ищут методами теории статистических решений – так называемой *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 вероятностей $W_{\Theta}(\Theta)$, при этом можно использовать байесов подход;

2) параметр Θ считается неслучайной величиной, плотность распределения вероятностей наблюдений которой $W(y/\Theta)$ рассматривается как функция неслучайного параметра Θ – так называемая функция правдоподобия $L(\Theta) = W(y/\Theta)$, при этом можно использовать метод максимального правдоподобия для получения оптимальных оценок.

9.1. Байесовы оценки

При нахождении процедур измерения или оценивания параметров сигналов используем математический аппарат и обозначения, принятые в гл. 3. Пусть Θ – истинное значение параметра, которое считаем случайной величиной. Его оценку или измеренное значение обозначим $\hat{\Theta}$. Введем функцию потерь $C(\Theta,\hat{\Theta}) = C(\Theta, d)$, где $d = \hat{\Theta}$, при этом для получения наилучшей оценки нужно минимизировать средний риск, характеризующий погрешности измерения:

$$\bar{r}(W_0,\delta) = M\{C(\Theta,\delta(y))\} = \int_{\Gamma}\int_{\Omega} C(\Theta,\delta(y))W(y/\Theta)W_{\Theta}(\Theta)d\Theta dy \qquad (9.1)$$

или апостериорный риск

$$\bar{r}(y,\delta) = M\{C(\Theta,\delta(y))/y\} = \int_{\Omega} C(\Theta,\delta(y))W(\Theta/y)d\Theta, \qquad (9.2)$$

где $\delta(y)$ – решающая функция; Ω – пространство параметров Θ; Γ – пространство реализаций y.

Минимальный риск получаем при использовании правила оценки $\delta^*(y)$:

$$\bar{r}(W_0,\delta^*) = \min \bar{r}(W_0,\delta).$$

Пусть функция потерь квадратичная и равна $C(\Theta,\hat{\Theta}) = (\Theta-\hat{\Theta})^2$, тогда

$$\bar{r}(y,\delta) = M\{(\Theta-\delta(y))^2/y\} = M\{\Theta^2/y\} - 2\delta(y)M\{\Theta/y\} + \delta^2(y) =$$

$$= [\delta(y) - M\{\Theta/y\}]^2 + [M\{\Theta^2/y\} - M^2\{\Theta/y\}].$$

Поскольку первый член зависит, а второй не зависит от δ, то $\bar{r}(y,\delta) \to \min$ при условии $[\delta(y) - M\{\delta/y\}] \to \min = 0$. Следовательно,

$$\boxed{\delta^*(y) = M\{\Theta/y\} = \int_{\Omega} \Theta W(\Theta/y)d\Theta = \hat{\Theta}.} \qquad (9.3)$$

Дисперсия отклонения байесовой оценки $\hat{\Theta}_{\text{Б}}$ от истинного значения Θ

$$M\{(\Theta-\hat{\Theta}_{\text{Б}})^2\} = \sigma_{\theta}^2 \le M\{(\Theta-\delta(y))^2\}.$$

Используем теорему Байеса и найдем связь $W(\Theta/y)$ и $\Lambda(y/\Theta)$:

$$W(\Theta/y) = \frac{W(\Theta)W(y/\Theta)}{W(y)} = \frac{W(\Theta)W(y/\Theta)}{\int W(\Theta)W(y/\Theta)d\Theta} =$$

$$= \frac{W(\Theta)\dfrac{W(y/\Theta)}{W(y/0)}W(y/0)}{\int W(\Theta)\dfrac{W(y/\Theta)}{W(y/0)}W(y/0)d\Theta} \approx \qquad (9.4)$$

$$\approx \frac{W(\Theta)\Lambda(y/\Theta)}{\int W(\Theta)\Lambda(y/\Theta)d\Theta} \approx \text{const}\, W(\Theta)\Lambda(y/\Theta).$$

Алгоритмы (9.3) и (9.4) легко трансформируются в соотношения

$$\boxed{\int_{\Omega}(\Theta-\hat{\Theta})W(\Theta/y)d\Theta = 0,} \qquad \boxed{\int_{\Omega}(\Theta-\hat{\Theta})W(\Theta)\Lambda(y/\Theta)d\Theta = 0.}$$

Эти алгоритмы используют при синтезе структур измерителей.

Байесовы оценки являются математическим ожиданием оцениваемой величины и оптимальны по критерию минимума среднего квадрата ошибки.

Пусть функция потерь равна $C(\Theta,\hat{\Theta}) = C_1 - \delta(\Theta - \hat{\Theta})$, где $\delta(\Theta - \hat{\Theta})$ – дельта-функция, тогда

$$\bar{r} = M\left\{[C_1 - \delta(\Theta - \hat{\Theta})]/y\right\} = \int_{\Omega}[C_1 - \delta(\Theta - \hat{\Theta})]W(\Theta / y)d\Theta = C_1 - W(\hat{\Theta} / y).$$

Чтобы $\bar{r} \to \min$, необходимо $W(\hat{\Theta} / y) \to \max$. 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

$$\frac{\partial W(\Theta / y)}{\partial \Theta} = 0 \tag{9.5}$$

или

$$\frac{\partial \ln W(\Theta / y)}{\partial \Theta} = 0. \tag{9.6}$$

9.2. Оценки максимального правдоподобия

Если оцениваемый параметр не является случайной величиной, то можно воспользоваться, например, методом максимального правдоподобия, когда используется $W(y/\Theta) = L(\Theta)$ – так называемая 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

$$\boxed{\frac{\partial L(\Theta)}{\partial \Theta} = 0 \quad \text{или} \quad \frac{\partial \ln L(\Theta)}{\partial \Theta} = 0} \tag{9.7}$$

обеспечивает оптимальную процедуру нахождения $\hat{\Theta}_M$.

9.3. 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 $\varepsilon > 0$

$$\lim_{n\to\infty} P\left\{\left|\hat{\Theta}_{Mn} - \Theta\right| \geq \varepsilon\right\} = 0. \tag{9.8}$$

Несмещенность оценки $\hat{\Theta}_{Mn}$ – это равенство среднего по совокупности выборок размера n значения оценки истинному значению оцениваемого параметра при любом значении n:

$$M\{\hat{\Theta}_{Mn}\} = \Theta. \tag{9.9}$$

Следовательно, смещение оценки

$$b_n(\Theta) = M\{\hat{\Theta}_{Mn}\} - \Theta.$$

Если $b_n(\theta) \to 0$ лишь при неограниченном увеличении n, то такая оценка называется асимптотически несмещенной, т.е.

$$\lim_{n\to\infty} M\{\hat{\Theta}_{Mn}\} = \Theta. \tag{9.10}$$

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:

$$M\{(\hat{\Theta}_{Mn\text{эф}} - \Theta)^2\} \le M\{(\hat{\Theta}_{Mn} - \Theta)^2\}. \tag{9.11}$$

Рассмотрим неравенство Крамера – Рао. Пусть $\delta(y) = \hat{\Theta}$ – несмещенная оценка параметра Θ, т.е.

$$M\{\delta(y)\} = \int_{l} \delta(y) W(y/\Theta) dy = \Theta,$$

или

$$\int_{l} [\delta(y) - \Theta] W(y/\Theta)\, dy = 0.$$

Дифференцируя это выражение по Θ, получаем

$$\int_{l} [\delta(y) - \Theta] \frac{\partial W(y/\Theta)}{\partial \Theta} dy - \int_{l} W(y/\Theta) dy = 0.$$

Так как $\int_{l} W(y/\Theta) dy = 1$,

$$\int_{l} [\delta(y) - \Theta] \frac{\partial W(y/\Theta)}{\partial \Theta} dy = 1.$$

В соответствии с соотношением $\frac{\partial \ln z}{\partial x} = \frac{1}{z}\frac{\partial z}{\partial x}$ можно представить $\frac{\partial W(y/\Theta)}{\partial \Theta} = W(y/\Theta)\frac{\partial \ln W(y/\Theta)}{\partial \Theta}$, следовательно,

$$\int_{\Gamma}[\delta(y)-\Theta]W(y/\Theta)\frac{\partial \ln W(y/\Theta)}{\partial \Theta}dy =$$

$$= \int_{\Gamma}[\delta(y)-\Theta]\sqrt{W(y/\Theta)}\frac{\partial \ln W(y/\Theta)}{\partial \Theta}\sqrt{W(y/\Theta)}dy = 1.$$

Применительно к последнему выражению, используя неравенство Буняковского – Коши – Шварца:

$$\left[\int f(y)\varphi(y)dy\right]^2 \le \int[f(y)]^2 dy \int[\varphi(y)]^2 dy,$$

получаем

$$\int_{\Gamma}[\delta(y)-\Theta]^2 W(y/\Theta)dy \int_{\Gamma}\left[\frac{\partial \ln W(y/\Theta)}{\partial \Theta}\right]^2 W(y/\delta)dy \ge 1,$$

после чего переходим к неравенству

$$M\left\{[\delta(y)-\Theta]^2\right\}\left[\frac{\partial \ln W(y/\Theta)}{\partial \Theta}\right]^2\Bigg\} \ge 1.$$

Таким образом, дисперсия несмещенной оценки

$$M\left\{[\delta(y)-\Theta]^2\right\} \ge \frac{1}{\left\{\left[\frac{\partial \ln W(y/\Theta)}{\partial \Theta}\right]^2\right\}}. \qquad (9.12)$$

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 $n \to \infty$) дисперсии оценки к нижнему пределу неравенства Крамера – Рао:

$$\lim_{n\to\infty} M\{(\hat{\Theta}_{Mn}-\Theta)^2\} = \frac{1}{M\left\{\left[\frac{\partial \ln W(y/\Theta)}{\partial\Theta}\right]^2\right\}}. \qquad (9.13)$$

9.4. Потенциальная точность измерений

Потенциальная точность измерений реализуется только с помощью устройств, использующих оптимальное правило оценки параметра. При этом достигается наименьшая погрешность измерений. Например, при байесовом правиле оценки – дисперсия ошибки

$$M\left\{\left[\delta(y)-\Theta\right]^2\right\} = \int_{\Gamma}\int_{\Omega}\left[\delta(y)-\Theta\right]^2 W(y/\Theta)W(\Theta)dyd\Theta,$$

а при небайесовых правилах – дисперсия ошибки

$$M\left\{\left[\delta(y)-\Theta\right]^2\right\} = \int_{\Gamma}\left[\delta(y)-\Theta\right]^2 W(y/\Theta)dy.$$

По формуле Байеса $W(\Theta/y) = \dfrac{W(y/\Theta)W(\Theta)}{W(y)}$, поэтому

$$\frac{\partial \ln W(\Theta/y)}{\partial\Theta} = \frac{\partial}{\partial\Theta}\left[\ln W(y/\Theta)+\ln W(\Theta)-\ln W(y)\right] =$$

$$= \frac{\partial \ln W(y/\Theta)}{\partial\Theta} + \frac{\partial \ln W(\Theta)}{\partial\Theta} = 0.$$

Следовательно, если $\dfrac{\partial \ln W(\Theta)}{\partial\Theta} = 0$, 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

$$\sigma_0^2 = \frac{1}{M\left\{\left[\frac{\partial}{\partial\Theta}\ln W(y/\Theta)\right]^2\right\}}. \qquad (9.14)$$

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

$$\sigma_0^2 = \left[M\left\{ \frac{d^2}{d\Theta^2} \ln W(y/\Theta) \right\} \right]^{-1}.$$

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

$$\frac{\partial}{\partial\Theta} \ln \Lambda(y/\Theta) = \frac{\partial}{\partial\Theta} \left[\ln W(y/\Theta) - \ln W(y/0) \right] = \frac{\partial}{\partial\Theta} \ln W(y/\Theta).$$

Формула для определения σ_0^2 имеет вид

$$\sigma_0^2 = \left[M\left\{ \frac{d^2}{d\Theta^2} \ln \Lambda(y/\Theta) \right\} \right]^{-1}. \qquad (9.15)$$

9.5. Структура измерителей

В соответствии с (9.3), (9.4) и (9.6) структуры оптимальных неследящих 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 неследящих измерителей реализуется в виде многоканального устройства (рис. 9.1). Для этого диапазон измерения $\Theta_{max} \leftrightarrow \Theta_{min}$ разбиваем на поддиапазоны $\Theta_1, \Theta_2, \ldots \Theta_i \ldots \Theta_m$, где $m = \frac{\Theta_{max} - \Theta_{min}}{\delta\Theta}$, а $\delta\Theta$ – разрешающая способность по параметру Θ.

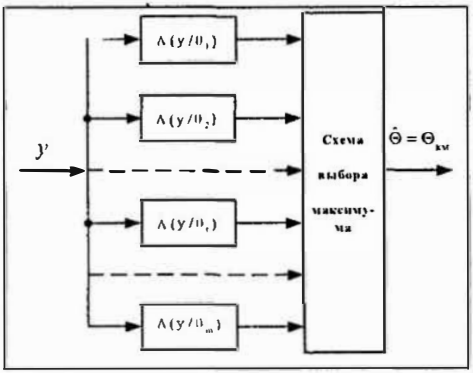


Рис. 9.1. Схема оптимального измерителя

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.

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 $W(\Theta/y)=\text{const}\,\Lambda(y/\Theta)$.

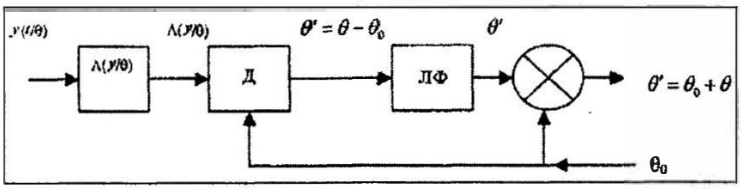


Рис. 9.2. Структура следящего измерителя с дискриминатором

При унимодальности $W(\Theta/y)$ и его симметричности оценка получается несмещенной, а это обеспечивается лишь при больших отношениях сигнал/шум: $q=P_c/P_ш>1$.

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 фильтрам. Обычно для упрощения анализа линеаризуют задачу, считая $q\gg1$ (это обеспечивается при высокоточных намерениях). 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 $\Theta'=\Theta-\Theta_0$, называется дискриминатором (Д) (рис. 9.2).

Линейный фильтр (ЛФ) выдает оценку $\hat{\Theta}'$, равную математическому ожиданию Θ'. 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

$$\ln\Lambda(y/\Theta)\approx\ln\Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0}+(\Theta-\Theta_0)\frac{\partial}{\partial\Theta}\ln\Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0}+$$

$$+\frac{1}{2}(\Theta-\Theta_0)^2\frac{\partial^2}{\partial\Theta^2}\ln\Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0}.$$

Подставляя это соотношение в уравнение для поиска максимума

$$\frac{\partial\ln\Lambda(y/\Theta)}{\partial\Theta}=0,$$

находим

$$\frac{\partial \ln \Lambda(y/\Theta)}{\partial \Theta} = \frac{\partial}{\partial \Theta}[\ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0} + (\Theta-\Theta_0)\frac{\partial}{\partial \Theta}\ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0} +$$

$$+\frac{1}{2}(\Theta-\Theta_0)^2\frac{\partial^2}{\partial \Theta^2}\ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0}] =$$

$$=\frac{\partial}{\partial \Theta}\ln\Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0} + (\Theta-\Theta_\bullet)\frac{\partial^2}{\partial \Theta^2}\ln\Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0} = 0.$$

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:

$$D(y/\Theta) = \Theta_\bullet - \hat{\Theta}_m = \frac{\frac{\partial}{\partial \Theta}\ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0}}{\frac{\partial^2}{\partial \Theta^2}\ln \Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0}}. \qquad (9.16)$$

Обозначив $\ln \Lambda(y/\Theta) = Z$, структурную схему оптимального дискриминатора представим схемой рис. 9.3. Дискриминатор должен формировать характеристику $D(y/\Theta)$ делением первой производной Z' на вторую производную Z''.

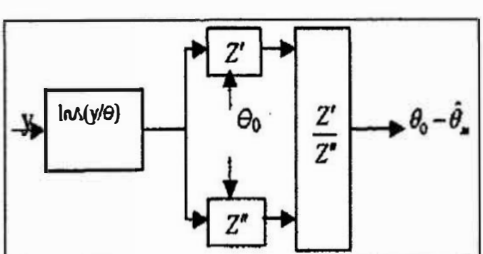


Рис. 9.3. Структура оптимального дискриминатора

Для упрощения этого алгоритма возможны два подхода к вычислению величины Z'':

1) значение Z'' в окрестности $\Theta - \Theta_\bullet = 0$ 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'';

2) можно аппроксимировать функцию $Z = Z_u(\Theta - \Theta_0)$ в окрестности точки $\Theta - \Theta_0 = 0$ зависимостью $Z_u = k[1 - (a/2)(\Theta - \Theta_\bullet)^2]$ (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. Вычисляем величину $Z'' = \text{const}$ и вводим в схему заранее.

Общая схема следящего измерителя показана на рис. 9.5. Как обычно, схема образует замкнутое кольцо авторегулирования, включающее дискриминатор, экстраполятор и синтезатор.

В реальных схемах измерителей производную от $\ln\Lambda$ можно формировать методом перехода к отношению конечных разностей:

$$\frac{\partial}{\partial\Theta}\ln\Lambda(y/\Theta) = \frac{\ln\Lambda(y/\Theta+\frac{\Delta\Theta}{2})-\ln\Lambda(y/\Theta-\frac{\Delta\Theta}{2})}{\Delta\Theta}, \quad (9.17)$$

что соответствует схеме на рис. 9.6.

Необходимо учесть, что линейный участок дискриминационной характеристики получается в достаточно узком диапазоне $\Delta\Theta$ измеряемого параметра, протяженность которого определяется эффективной шириной спектра $\Delta\mu_y$ этого параметра: $\Delta\Theta \approx 1/\Delta\mu_y$.

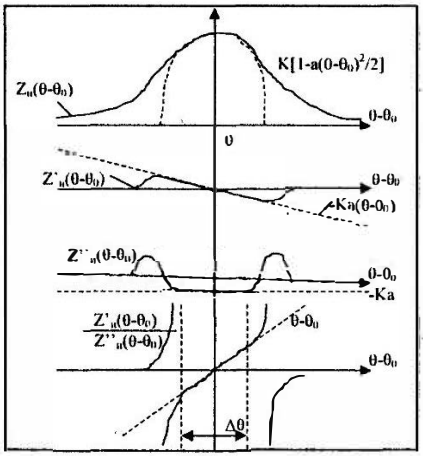


Рис. 9.4. Поведение функций $Z(\Theta-\Theta_0)$, Z' $(\Theta-\Theta_0)$ и Z'' $(\Theta-\Theta_0)$ в окрестности точки $\Theta=\Theta_0$

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 – время запаздывания. Таким образом, недостатками следящих измерителей являются:

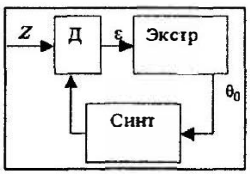


Рис. 9.5. Обобщенная схема кольца регулирования следящего измерителя

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.

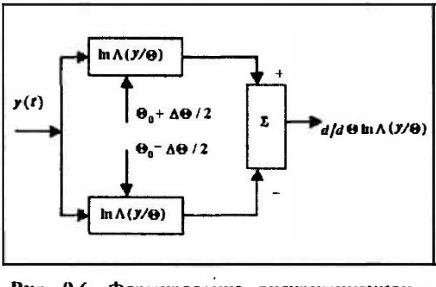


Рис. 9.6. Формирование дискриминационной характеристики при вычислении производных методом конечных разностей

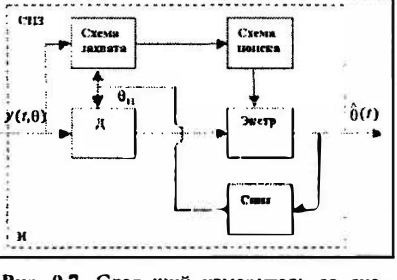


Рис. 9.7. Следящий измеритель со схемами поиска и захвата

9.6. Оценка параметров сигнала на фоне "белого" шума

Используем метод максимального правдоподобия. Пусть $y(t)=u(t,\Theta)+n(t)$, где $0\le t\le T$; $n(t)$ – "белый" гауссов шум. В этом случае (см. гл. 3)

$$\Lambda(y/\Theta)=\exp\left\{\frac{2}{N_0}\int_0^T u(t,\Theta)y(t)dt-\frac{1}{N_0}\int_0^T u^2(t)dt\right\}.$$

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 $u(t,\Theta)=aU_m(t)$,

$$\Lambda(y,a)=\exp\left\{\frac{2}{N_0}\int_0^T au(t)y(t)dt-\frac{1}{N_0}\int_0^T a^2u^2(t)dt\right\}.$$

При этом

$$\frac{\partial}{\partial a}\ln\Lambda(y/a)=\frac{2}{N_0}\left[\int_0^T u(t)y(t)dt-a\int_0^T u^2(t)dt\right]=0$$

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

$$\sigma_a^2=\frac{1}{2\int_0^T u^2(t)dt\Big/N_0}=\frac{a^2}{2E/N_0}=a^2/(2q),$$

или относительная дисперсия при реальных шумах в области положительных частот

$$\boxed{(\sigma_a/a)^2=1/q.} \qquad (9.18)$$

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

$$\sigma_\Theta^2=\frac{1}{M\left\{\dfrac{\partial^2}{\partial\Theta^2}\ln\Lambda(y/\Theta)_{\Theta=\Theta_0}\right\}}=\frac{1}{\dfrac{2}{N_0}M\left\{\dfrac{\partial^2}{\partial\Theta^2}\displaystyle\int_0^T u(t,\Theta)y(t)dt\Big|_{\Theta=\Theta_0}\right\}}=$$

$$=\frac{1}{\dfrac{2}{N_0}\dfrac{\partial^2}{\partial\Theta^2}\displaystyle\int_0^T u(t,\Theta)u(t,\Theta_0)dt\Big|_{\Theta=\Theta_0}}=-\frac{1}{\dfrac{2}{N_0}\dfrac{\partial^2}{\partial\Theta^2}R(\Theta,\Theta_0)_{\Theta=\Theta_0}}=$$

$$=-\frac{1}{\dfrac{2E}{N_0}\dfrac{\partial^2}{\partial\Theta^2}\rho(\Theta,\Theta_0)_{\Theta=\Theta_0}}\,. \qquad (9.19)$$

Тогда для оценки фазы сигнала имеем соотношение

$$\frac{R(\varphi,\varphi_0)}{E}=\rho(\varphi,\varphi_0)=\frac{1}{E}\int U_m^2(t)\cos[\omega_0 t+\psi(t)+\varphi]\cos[\omega_0 t+\psi(t)+\varphi_0]dt=$$

$$=\frac{1}{E}\int\left[\frac{U_m^2(t)}{2}\cos(\varphi-\varphi_0)+\cos[2\omega_0 t+2\psi(t)+\varphi_0]\right]dt\approx$$

$$\approx\frac{1}{E}\int\frac{U_m^2(t)}{2}\cos(\varphi-\varphi_0)dt=\frac{\displaystyle\int\frac{U_m^2(t)}{2}dt}{E}\cos(\varphi-\varphi_0)=\cos(\varphi-\varphi_0)\,.$$

Поскольку при $\varphi=\varphi_0$,

$$\frac{\partial^2}{\partial\varphi^2}\cos(\varphi-\varphi_0)=-1\,,$$

потенциальная точность

$$\boxed{\sigma_\varphi^2=\frac{1}{E/N_0}=\frac{1}{q}\,.} \qquad (9.20)$$

Для этого случая схема рис. 9.1 принимает вид, представленный на рис. 9.8.

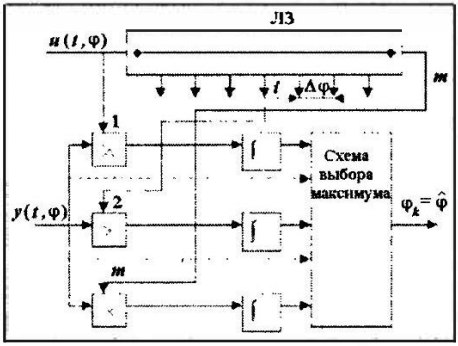


Рис. 9.8. Измеритель фазы приходящего радиоимпульса

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

$$U(t,a,\varphi,\tau)=\sqrt{2}aU_m(t-\tau)\cos\left[\omega_0(t-\tau)+\varphi(t-\tau)+\varphi\right],$$

где $\tau=t_R=2R/c$, $0\le 0\le t-\tau\le T_{\text{П}}$.

Пусть

$$W(\varphi)=[2\pi]^{-1},\ W(a)=\frac{a}{\sigma_a^2}\exp\left\{-\frac{a^2}{2\sigma_a^2}\right\},$$

при этом

$$\Lambda(y/\tau)=\int_0^{2\pi}\int_9^{\infty}\Lambda(y/\tau,a,\varphi)W(a)W(\varphi)da d\varphi.$$

В соответствии с результатами гл. 3

$$\Lambda(y/\tau)=\frac{N_0}{N_0+\bar{E}}\exp\left\{\frac{2\sigma_a^2Z^2(\tau)}{N_0(N_0+\bar{E})}\right\},$$

где $Z(\tau)=\sqrt{z_1^2(\tau)+z_2^2(\tau)}$; квадратурные корреляционные интегралы имеют вид

$$z_1(\tau)=\int_0^T\sqrt{2}U_m(t-\tau)\cos\left[\omega_0(t-\tau)+\varphi(t-\tau)\right]y(t)dt,$$

$$z_2(\tau)=\int_0^T\sqrt{2}U_m(t-\tau)\sin\left[\omega_0(t-\tau)+\varphi(t-\tau)\right]y(t)dt,$$

$$\bar{E}=M\{a^2E\}=EM\{a^2\}=2\sigma_a^2E.$$

Максимально правдоподобная оценка, получаемая из соотношения

$$\frac{\partial Z^2(\tau)}{\partial \tau} = 0 ,$$

приводит к структуре измерителя, показанной на рис. 9.9.

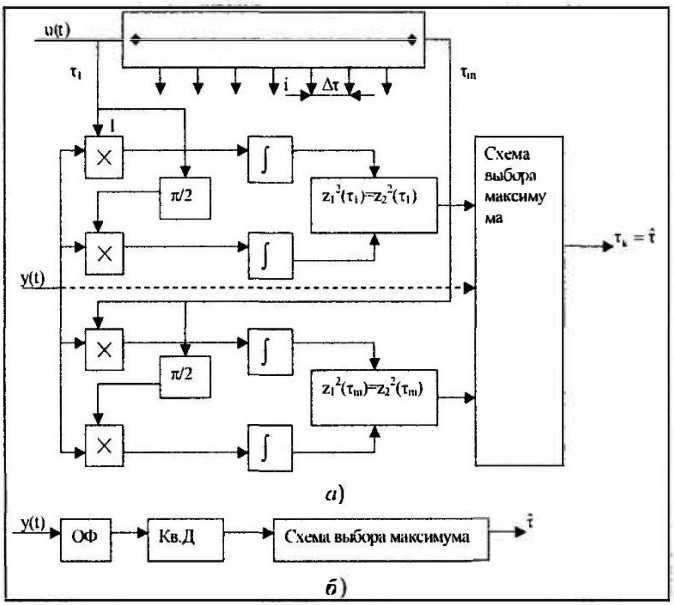


Рис. 9.9. Корреляционный (*а*) и фильтровой (*б*) измерители времени запаздывания

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,

$$\rho(\tau) = \frac{R(\tau)}{2E} = \frac{1}{2E}\int_0^T u(t)u^*(t \pm \tau)dt = \frac{1}{2E}\int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 \exp\{j2\pi f\tau\} df .$$

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

$$\frac{\partial^2}{\partial \tau^2}\rho(\tau) = -\frac{(2\pi)^2}{2E}\int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |S(f)|^2 \exp\{j2\pi f\tau\}\, df ,$$

$$\frac{\partial^2}{\partial\tau^2}\rho(\tau)_{\tau=0} = -\frac{(2\pi)^2}{2E}\int_{-\infty}^{+\infty} f^2\left|S(f)\right|^2 df\,.$$

Запишем выражение для среднеквадратической (эквивалентной) ширины спектра сигнала:

$$\frac{1}{2E}\int_{-\infty}^{+\infty} f^2\left|S(f)\right|^2 df = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f^2\left|S(f)\right|^2 df}{\int_{-\infty}^{+\infty}\left|S(f)\right|^2 df} = f_{\text{ск}}^2\,,$$

тогда

$$\sigma_t^2 = \frac{1}{\dfrac{2(\bar{E})^2}{N_0(N_0+\bar{E})}\dfrac{\partial^2\rho(\tau)}{\partial\tau^2}\Big|_{\tau=0}} = \frac{1}{\dfrac{2\bar{E}}{N_0(N_0+\bar{E})}(2\pi f_{\text{ск}})^2}\,.$$

Обозначая, как всегда, $E/N_0 = q$ и $\bar{E}/N_0 = \bar{q}$, получаем

$$\boxed{\sigma_t^2 = \frac{1+\bar{q}}{2(\bar{q})^2}\frac{1}{(2\pi f_{\text{ск}})^2}\,.} \qquad (9.21)$$

Пример 3. При расчете потенциальной точности измерителя смещения частоты сигнала со случайной фазой и флюктуирующей амплитудой (см. гл.3)

$$U(t,a,\varphi,\omega) = \sqrt{2}aU_m(e)\cos\left[(\omega_0+\omega)t+\varphi(t)+\varphi\right].$$

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:

$$\sigma_f^2 = \frac{1+\bar{q}}{2(\bar{q})^2}\frac{1}{(2\pi t_{ск})^2}, \qquad (9.22)$$

где $t_{ск}$ – среднеквадратическая (эквивалентная) длительность сигнала:

$$t_{ск}^2 = \frac{\int_0^T t^2 |U_m(t)|^2 dt}{\int_0^T |U_m(t)|^2 dt}.$$

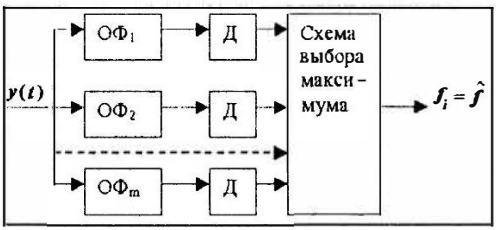


Рис. 9.10. Схема измерителя частоты

Пример 4. Рассмотрим измеритель угловой координаты при обзоре в горизонтальной плоскости и пеленгации по методу максимума. При плавном обзоре пространства $\Theta = \alpha = \Omega t$ (α – угол поворота антенны; Ω – угловая скорость обзора) огибающая пачки на выходе приемника $U_m(t,\alpha) = U_0 f_п[\Omega(t-\tau)]$. Таким образом, $\sigma_\alpha = \Omega\sigma_\tau$.

Пеленгационная характеристика может быть представлена в виде

$$f_п(\alpha) = \exp\{-\pi(\alpha/\alpha_0)^2\},$$

где α_0 – ширина пеленгационной характеристики на уровне 0,46.

При этом

$$U_m(t,\alpha) = U_0 \exp\left\{-\frac{\pi(t-\tau)^2}{\tau_{огиб}^2}\right\},$$

где $\tau_{огиб} = \alpha_0/\Omega$.

Следовательно, поскольку $f_{ск} = \sqrt{\pi}/\tau_{огиб}$, получаем

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1+\bar{q}}{2\pi(\bar{q})^2}\tau_{огиб}^2, \quad \sigma_\alpha^2 = \frac{1+\bar{q}}{2\pi(\bar{q})^2}\alpha_0^2.$$

Так как $\alpha_0 = \kappa\frac{\lambda}{d}$, где d – диаметр антенны,

$$\sigma_\alpha^2 = \frac{1+\bar{q}}{2\pi(\bar{q})^2}\left(\frac{\kappa}{d/\lambda}\right)^2. \qquad (9.23)$$

Очевидно, что повышение точности оценки возможно за счет увеличения $\bar{q}$ или за счет $f_{ск}$, но $\bar{q}$ не может быть больше чем $q_m = \bar{E}/N_0$, и целесообразно использовать сигналы с максимальным $f_{ск}$. Например, спектр сигнала с балансной модуляцией несущего колебания гармони-

ческим колебанием состоит 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 эффективная ширина спектра этого сигнала

$$f_{\text{эк}}^2 = \frac{2(\Delta f/2)^2 U_m^2}{2U_m^2} = (\Delta f/2)^2 .$$

Такой сигнал будет реализовывать наилучшую точность оценки, поскольку получаем наибольшее $f_{\text{эк}} = \Delta f/2$.

При использовании ЛЧМ-сигнала со сплошным равномерным спектром (рис. 9.11, *б*) в той же полосе частот, причем форма огибающей спектра может быть аппроксимирована прямоугольником, получаем $f_{\text{эк}}^2 = \Delta f^2/12$ и $f_{\text{эк}} = \Delta f/2\sqrt{3}$, т.е. точность оценки при использовании ЛЧМ-сигнала в $\sqrt{3}$ раз хуже по сравнению с балансно-модулированным сигналом.

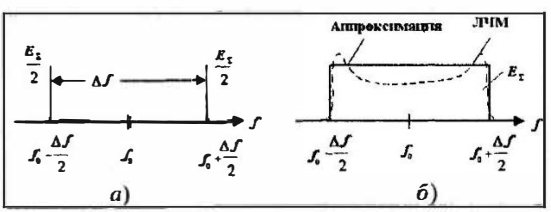


Рис. 9.11. Спектры сигналов оптимального для точных измерений (*а*) и оптимального для разрешения целей (*б*)

9.7. Оптимальные дискриминаторы

Согласно (9.16),представим характеристику оптимального дискриминатора в виде

$$D(\Theta - \Theta_0) = \left.\frac{Z'(\Theta - \Theta_0)}{Z''(\Theta - \Theta_0)}\right|_{\Theta=\Theta_0} = \frac{Z'_u(\Theta)}{Z''_u(\Theta)} . \qquad (9.24)$$

Если входная реализация $y(\Theta) = U_0 u(\Theta) + n(t)$, то

$$Z(\Theta - \Theta_0) = \frac{1}{2}\int y(\Theta) u^*(\Theta_0) d\Theta = \frac{1}{2}\int S_y^*(\mu) S_u(\mu) \exp\{2\pi j\mu(\Theta - \Theta_0)\} d\mu ,$$

$$Z'(\Theta - \Theta_0) = \frac{1}{2}\int y(\Theta) u'^*(\Theta_0) d\Theta = -\frac{2\pi j}{2}\int \mu S_y^*(\mu) S_u(\mu) \exp\{j 2\pi\mu(\Theta - \Theta_0)\} d\mu ,$$

$$Z''(\Theta - \Theta_0) = \frac{1}{2}\int y(\Theta) u''^*(\Theta_0) d\Theta = -\frac{(2\pi)^2}{2}\int \mu^2 S_y^*(\mu) S_u(\mu) \exp\{j 2\pi\mu(\Theta - \Theta_0)\} d\mu .$$

Формирование Z, Z' и Z'' может быть осуществлено с помощью фильтров Φ_0, Φ_1 и Φ_2, имеющих коэффициенты передачи $k_0(\mu)$, $k_1(\mu)$ и $k_2(\mu)$ соответственно, с импульсными переходными функциями

$k_0(\Theta)=cu^*(\Theta)$, $k_1(\Theta)=cu'^*(\Theta)$, $k_2(\Theta)=cu''^*(\Theta)$ и коэффициентами передачи $k_0(\mu)=cS_u^*(\mu)$, $k_1(\mu)=j2\pi c\mu S_u^*(\mu)$ и $k_2(\mu)=-c(2\pi\mu)^2 S_u^*(\mu)$.

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''.

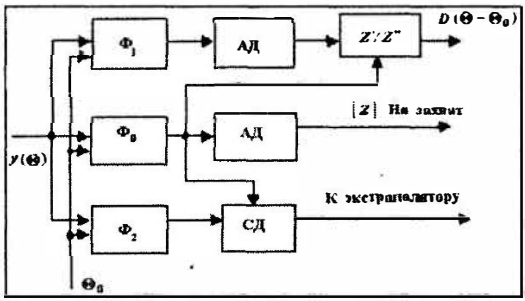


Рис. 9.12. Структура оптимального дискриминатора

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

$$Z'(\Theta-\Theta_0)=\lim_{\Delta\Theta\to 0}\frac{Z\left(\Theta-\Theta_0+\frac{\Delta\Theta_0}{2}\right)-Z\left(\Theta-\Theta_0-\frac{\Delta\Theta_0}{2}\right)}{\Delta\Theta}\Big|_{\Theta=\Theta_0}.$$

Введя обозначения

$$Z_\Delta(\Theta-\Theta_0)=Z\left(\Theta-\Theta_0+\frac{\Delta\Theta_0}{2}\right)-Z\left(\Theta-\Theta_0-\frac{\Delta\Theta_0}{2}\right),$$

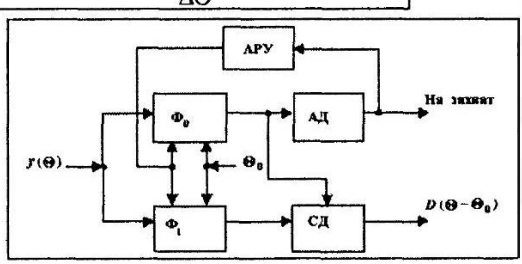


Рис. 9.13. Упрощенная структура дискриминатора

$$Z_{\Sigma}(\Theta-\Theta_0)=Z\left(\Theta-\Theta_0+\frac{\Delta\Theta_0}{2}\right)+Z\left(\Theta-\Theta_0-\frac{\Delta\Theta_0}{2}\right),$$

дискриминационную характеристику представим в виде

$$D(\Theta-\Theta_0)=k\frac{Z_{\Delta}}{Z_{\Sigma}}. \qquad (9.25)$$

Структура дискриминатора дана на рис. 9.14.

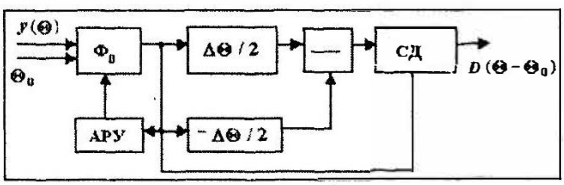


Рис. 9.14. Дискриминатор, работающий на основе приближенного вычисления производной

9.8. Экстраполяторы

В общем случае измеряемый параметр может изменяться во времени. Представим измеряемый параметр степенным рядом в окрестности точки Θ_0:

$$\Theta(t)=\Theta_0+\Theta'_0 t+....+\Theta_0^{(n)}\frac{t^n}{n!}=\sum_{i=0}^{n}\Theta_0^{(i)}\frac{t^i}{i!}, \qquad (9.26)$$

где $\Theta_0^{(i)}$ – производная по t в точке Θ_0.

Оценка производных параметра $\hat{\Theta}_0^{(i)}$ вырабатывается экстраполяторами так, что

$$\hat{\Theta}(t)=\hat{\Theta}_0+\hat{\Theta}'_0 t+....+\hat{\Theta}_0^{(n)}\frac{t^n}{n!}=\sum_{i=0}^{n}\hat{\Theta}_0^{(i)}\frac{t^i}{i!}.$$

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.

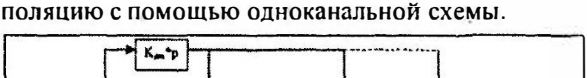


Рис. 9.15. Схема экстраполятора

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 явля-

ется 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 $y(t)$ в соответствии с дифференциальным уравнением

$$\frac{\partial}{\partial t}\hat{\Theta}(t) = a(t)\Theta(t) + b(t)[\Phi(t) - \hat{\Theta}(t)],$$

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 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 так называемый 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

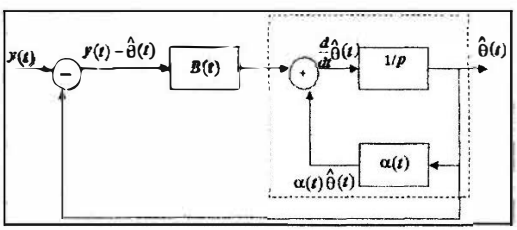


Рис. 9.16. Одномерный фильтр Калмана

$$\frac{\partial}{\partial t}\hat{\Theta}(t) = a(t)\hat{\Theta}(t) + n(t).$$

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 $k_0(p) = k_{дис}(p)k_{экс}(p)k_{син}(p)$ – коэффициент передачи разомкнутой системы.

Как известно, флуктуационная ошибка

$$\sigma_{\bullet}^2 = \int_0^{\infty} |k(f)|^2 G_{п}(f) df , \qquad (9.27)$$

где $G_{п}(f)$ – спектральная плотность помехи и шума.

Флуктуационная ошибка уменьшается сужением полосы пропускания замкнутой системы измерения. В то же время динамическая ошибка замкнутой системы измерения

$$\Delta\Theta_{дин}(p) = k_{дин}(p)\Theta(p).$$

Если принять $\Theta(p) = \sum_{i=0}^{n} \frac{\Theta_0^{(i)}}{p^{i-1}}$, а $k_{дин}(p) = \frac{1}{1 + k_0(p)}$ (коэффициент передачи по ошибке в структурной схеме на рис. 9.17), то

$$\Delta\Theta_{дин}(p) = \lim_{p \to 0} pk_{дин}(p)\Theta(p) = \lim_{p \to 0} \sum_{i=0}^{n} \frac{\Theta_0^{(i)}}{p^{(i)}[1 + k_0(p)]}. \qquad (9.28)$$

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:

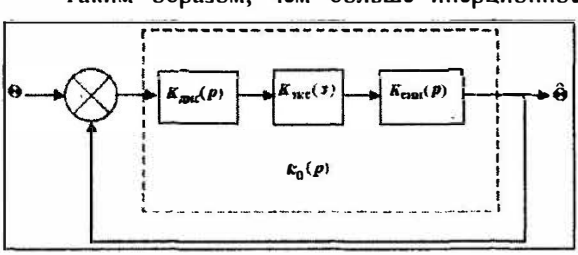


Рис. 9.17. Замкнутое кольцо регулирования следящего измерителя

$$\boxed{\Delta\Theta_{\Sigma}^2 = \sigma_{\Theta}^2 + \Delta\Theta_{дин}^2 = \min.} \qquad (9.28)$$

Изложенная теория оценивания параметров радиолокационных сигналов позволяет правильно разрабатывать структурные и принципиальные электрические схемы следящих и неследящие 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 сценки 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. Каков физический смысл потенциальной точности оценки параметров сигнала?
9.7. Какова структура 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. Каковы особенности спектров сигналов, оптимальных для точного измерения и 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?

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

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta c}{c} + \frac{\Delta t_R}{t_R}.$$

Полагая ΔR и Δt_R случайными неизвестными и независимыми величинами, находим относительную точность РД:

$$\boxed{\frac{\sigma_R}{R} = \sqrt{(\sigma_c/c)^2 + (\sigma_{t_R}/t_R)^2}}.$$

Дисперсия σ_c^2 обусловлена точностью, с которой известны скорость распространения радиоволн, и ее непостоянством вдоль трассы. Для вакуума скорость распространения (м/с)

$$\boxed{c = 299792458 \pm \sigma_c},$$

а

$$\sigma_c/c = 10^{-9}.$$

В атмосфере $\sigma_c/c = 10^{-4}...10^{-6}$, поэтому даже в отсутствие аппаратурных погрешностей (при идеальной аппаратуре), когда $\sigma_{t_R} = 0$, предельная точность измерения дальности зависит от того, насколько точно на данный момент известна c и от 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:

$$\Delta R = Kf^{-2}\Psi,$$

где K – постоянный коэффициент; Ψ – функция, связанная с принятой моделью параметров атмосферы.

Истинное расстояние R определяется решением системы уравнений по результатам измерения $R_{изм}$:

$$\begin{cases} R_{изм1} = R + \Delta R_1 = R + k\psi / f_1^2, \\ R_{изм2} = R + \Delta R_2 = R + k\psi / f_2^2. \end{cases}$$

В идеальной среде (σ_c=0) нижний предел погрешности σ_t соответствует потенциальной точности измерения, которая реализуется при оптимальном построении измерителя:

$$\sigma_R / R = \sigma_{t_R} / t_R \geq (\sigma_t / t)_{пот}.$$

Поскольку $R = M\Theta$, где Θ – измеряемый параметр сигнала, а M – масштабный коэффициент, зависящий от метода измерений параметра,

$$\sigma_R / R = \sigma_\Theta / \Theta \geq (\sigma_\Theta / \Theta)_{пот},$$

где $(\sigma_\Theta / \Theta)_{пот}$ – потенциальная точность измерения параметра Θ (фазы, частоты или времени запаздывания).

Таким образом, основными составляющими ошибки измерения дальности являются *ошибка за счет изменения условий распространения* $\sigma_{распр} \approx \sigma_c$, *флуктуационная ошибка* $\sigma_{1t_R} \approx \sigma_{фл}$ *и аппаратурные погрешности* $\sigma_{2t_R} \approx \sigma_{ап}$.

Кроме того, при измерении t_R приходится учитывать и другие составляющие погрешности измерения, например, $\sigma_{R_{отр}}$ – из-за перемещения центра отражения цели; $\sigma_{R_д}$ – динамическая погрешность, возникающая при движении цели (сильно сказывающаяся в автодальномерах); $\sigma_{R_{мет}}$ – методическая погрешность, зависящая от метода измерения.

Следовательно, при независимости составляющих погрешностей суммарная погрешность

$$\sigma_{R\Sigma} = \sqrt{\sigma^2_{R_{расп}} + \sigma^2_{R_{отр}} + \sigma^2_{R_{фл}} + \sigma^2_{R_д} + \sum_i \sigma^2_{R_{ап_i}} + \sum_j \sigma^2_{R_{мет_j}}}.$$

Существует три основных метода измерения времени запаздывания: *фазовый*, когда измеряется набег фазы за время запаздывания; *частотный*, когда измеряется разность частот зондирующего и отраженного сигналов за время запаздывания, и *импульсный*, непосредственно измеряющий время запаздывания отраженного сигнала. Эти методы используются в фазовых, частотных и импульсных радиодальномерах.

10.1. Фазовые радиодальномеры

Принцип действия фазового радиодальномера (РД). Простейший фазовый РД (рис. 10.1) измеряет дальность на несущей частоте ω_0 (переключатели П в положении *1*). Сигнал генератора масштабной частоты (ГМЧ) ($\Omega_м=\omega_0$) усиливается в усилителе радиочастоты (УРЧ). Зондирующий сигнал является непрерывным гармоническим колебанием и имеет вид

$$u_1(t) = U_{m1}\cos\varphi_1 = U_{m1}\cos(\Omega_м t + \varphi_{01}),$$

а отраженный сигнал

$$u_2(t) = U_{m2}\cos\varphi_2 = U_{m2}\cos[\Omega_м(t - t_R) + \varphi_{01} + \varphi_{ап} + \varphi_{отр}],$$

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.

Фазометр ИФ определяет разность фаз φ_Δ опорного (зондирующего) и отраженного сигналов:

$$\varphi_\Delta = \varphi_1 - \varphi_2 = \Omega_м t_R - \varphi_{ап} - \varphi_{отр},$$

откуда

$$R = 0{,}5c(\varphi_\Delta + \varphi_{ап} + \varphi_{отр})\Omega_м^{-1}. \qquad (10.1)$$

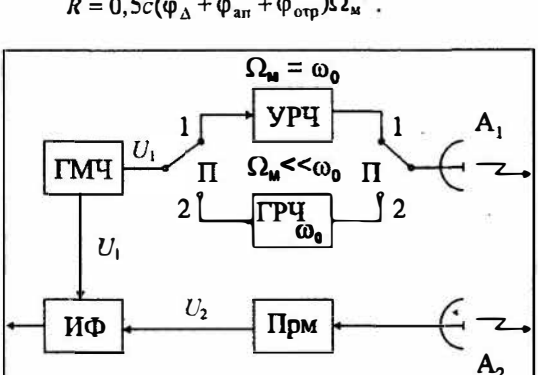


Рис. 10.1. Структурная схема фазового радиодальномера

Фазовый сдвиг $\varphi_{ап}$ можно исключить из (10.1) при калибровке РД, когда часть сигнала с выхода УРЧ подается на вход приемника Прм, а ИФ измеряет $\varphi_\Delta = \varphi_{ап}$. Изменение фазы при отражении сигнала $\varphi_{отр}$ сильно влияет на точность, так как при отражении от металлов и диэлектриков $\varphi_{отр}$ меняется на 180°. Поэтому обычно выбирают $\Omega_м < \omega_0$ 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 $\varphi_{отр}$ в (10.1) можно пренебречь, при этом основное уравнение фазового РД примет вид

$$\boxed{R = (c/2\Omega_м)\varphi_\Delta = M\varphi_\Delta}, \qquad (10.2)$$

где $M = c/2\Omega_м = \lambda_м/4\pi$ – масштабный коэффициент ($\lambda_м = c/F_м$).

Неприятной особенностью фазового РД является влияние просачивающегося на вход приемника зондирующего сигнала $u_{пс}$, который, складываясь векторно с отраженным u_2, образует суммарный сигнал с мгновенной фазой

$$\varphi_\Sigma(t) = \operatorname{arctg}\left[\frac{U_{m2}\sin\varphi_2 + U_{mпс}\sin\varphi_{пс}}{U_{m2}\cos\varphi_2 + U_{mпс}\cos\varphi_{пс}}\right].$$

Просачивание происходит за счет связи по боковым лепесткам ДНА. Поскольку $U_{mпс} \gg U_{m2}$, то $\varphi_\Sigma \to \varphi_{пс}$, 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 ФД является возможность многозначного отсчета дальности, когда одному измеренному ИФ значению φ_Δ соответствует несколько значений R, отличающихся, как следует из (10.2), на $k\lambda_м/2$, где $k = 1, 2, \ldots$. 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 $\varphi_{\Delta max} = \Omega_м t_{R_{max}} \le 2\pi$. Отсюда – условие для выбора масштабной частоты

$$\boxed{F_м \le (2R_{max}/c)^{-1}}.$$

Точность измерения дальности. Из (10.2) следует $\Delta R/R = \Delta M/M + \Delta\varphi_\Delta/\varphi_\Delta$ или (при независимости ΔM и $\Delta\varphi_\Delta$)

$$\boxed{\sigma_R = (\varphi_\Delta^2\sigma_M^2 + M^2\sigma_\varphi^2)^{1/2}},$$

где $\sigma_м^2$ и σ_φ^2 – дисперсии изменения масштабного коэффициента и измерения фазы соответственно.

Составляющая $\sigma_м$ устраняется при постоянстве масштабного коэффициента, что достигается стабилизацией масштабной частоты (например, применением ГМЧ с кварцевой стабилизацией), при которой $\Omega_м = \text{const}$ на интервале измерения t_R. Тогда $\sigma_R = M\sigma_\varphi$, откуда следует, что для повышения точности РД нужно уменьшить M, т.е. увеличить масштабную частоту $\Omega_м$.

Таким образом, в фазовом РД существуют противоречивые требования к выбору масштабной частоты: увеличение $\Omega_м$ способствует повышению точности, но приводит к неоднозначности измерения дальности. Обычно это противоречие разрешают с помощью многошкальных (т.е. работающих на нескольких масштабных частотах) измерителей. Что касается величины σ_φ, то для различных измерителей фазы ее можно представить в виде

$$\sigma_\varphi = K_{но}/\sqrt{2q},$$

где $K_{но} > 1$ – коэффициент потерь при неоптимальной обработке, зависящий от вида ИФ; $q = P_с/P_ш$ – отношение сигнала к шуму по мощности на входе ИФ.

Если $K_{но} = 1$, то отношение $(P_с/P_ш)_{изм} = 2(P_{свх}/P_{швх}) = 2q_{вх}$, и точность фазового РД характеризуется погрешностью

$$\sigma_R = \lambda_м/4\pi\sqrt{2q}.$$

Принцип действия следящего фазового РД. Такой РД (рис. 10.2) служит для автоматического сопровождения цели по дальности.

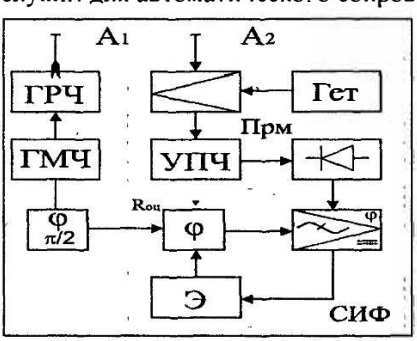


Рис. 10.2. Структурная схема следящего фазового РД

На фазовый детектор следящего измерителя фазы (СИФ) приходит опорный сигнал от ГМЧ с мгновенной фазой $\varphi_1 = \varphi_{01} + \pi/2 + \varphi_{фв}$ и отраженный сигнал с фазой $\varphi_2 = \varphi_{01} + \Omega_м t_R$, где $\varphi_{фв}$ – сдвиг фазы в управляемом фазовращателе. В этих условиях выходное напряжение фазового детектора

$$U_{фд} = K_{фд} U_{m1} U_{m2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2),$$

где $K_{фд}$ – коэффициент передачи фазового детектора.

Так как $\varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_{фв} + \pi/2 - \Omega_м t_R$, то $U_{фд} = K_{фд} U_{m1} U_{m2} \sin(\varphi_{фв} - \Omega_м t_R)$ и формируется дискриминационная характеристика с нулем в точке $\varphi_{фв} = \Omega_м t_R$, положительной ветвью при $\varphi_{фв} > \Omega_м t_R$ и отрицательной при $\varphi_{фв} < \Omega_м t_R$. Напряжение $U_{фд}$ 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 РД). 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 (Прм) поступают на формирователи опорных (ФОИ) и сигнальных (ФСИ) импульсов соответственно.

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 Сч. Число подсчитанных импульсов $N =]t_\Delta / T_{сч}[$, где $T_{сч}$ – период их следования, а знак]·[означает округление до ближайшего меньшего целого числа.

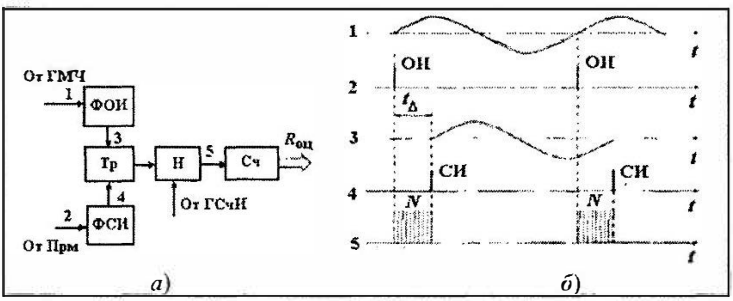


Рис. 10.3. Структурная схема цифрового измерителя разности фаз (*а*) и сигналы в ее характерных точках (*б*)

С выхода счетчика снимается код, содержащий оценку дальности $R_{оц}$, получаемую в соответствии с выражением $R_{оц} = 0{,}5cT_{сч}N$.

Цифровому методу измерения свойственна погрешность дискретизации $\Delta R = 0{,}5cT_{сч}$, которая тем меньше, чем выше частота следования счетных импульсов. Следует иметь в виду, что повышение точности при более высоких частотах следования счетных импульсов требует увеличения быстродействия и емкости счетчика.

10.2. Частотные радиодальномеры

Принцип действия частотного РД. Получение зависимости частоты преобразованного сигнала (сигнала «биений» отраженного и зондирующего сигналов) от R основано на использовании модулированных по частоте зондирующих сигналов. При линейном законе ЧМ (рис. 10.4, *а*) из-за запаздывания отраженного сигнала на время t_R, мгновенная разность излучаемой f_1 и принимаемой f_2 частот сигналов $F_б = f_1(t) - f_2(t) = (\partial f(t)/\partial t)t_R$. На практике применяют периодические законы ЧМ

(рис. 10.4, *б–г*), так как передатчики и приемники имеют ограниченный диапазон перестройки частоты.

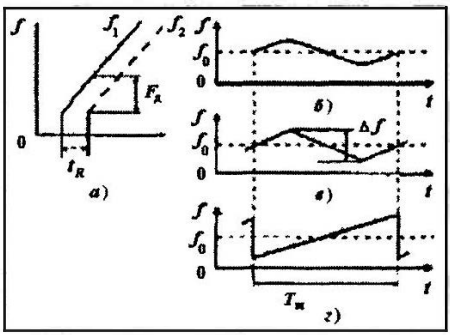


Рис. 10.4. Законы изменения частоты в частотном методе дальнометрии: *а* – монотонный, *б, в, г* –периодические

В простейшем частотном РД (рис. 10.5, *а*) звуковой генератор задает частоту модуляции $F_м$ и вместе с частотным модулятором формирует ЧМ-сигнал, частота которого изменяется по симметричному пилообразному закону с девиацией частоты Δf. 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 (БС) возникают биения с частотой $F_б = |f_1 - f_2|$. Сигнал биений усиливается и подается на измеритель частоты (ИЧ).

Зависимость частоты биений от дальности может быть получена из рис. 10.6, соответствующего участку графика $f_{1,2}(t)$ на рис. 10.5, *б*. Из треугольников *ABC* и *ADE* следует, что $\dfrac{T_м/2}{\Delta f} = \dfrac{t_R}{F_б}$, откуда

$$F_б = \frac{4\Delta f F_м}{c} R. \qquad (10.3)$$

Основное уравнение частотного радиодальномера имеет вид

$$R = \frac{cF_б}{4\Delta f F_м} = MF_б, \qquad (10.4)$$

где M – масштабный коэффициент.

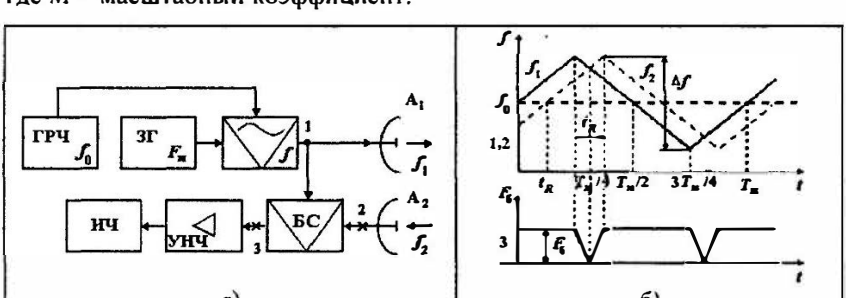


Рис. 10.5. Структурная схема частотного радиодальномера (*а*) и графики изменения частоты в различных точках РД (*б*)

Частоту модуляции $F_м$ выбирают из условия однозначности отсчета дальности в пределах заданной дистанции R_{max}. При периодических законах модуляции (симметричная пила на рис. 10.5,*б*) получаем

$$F_м \le c/(4R_{max}). \qquad (10.5)$$

Кроме того, ИЧ измеряют $\bar{F}_б$ или $\sqrt{(\bar{F}_б)^2}$, поэтому для того, чтобы $\bar{F}_б$ незначительно отличалась от $F_б$, определяемой (10.3), в частотных дальномерах выбирают $T_м >> t_{Rmax}$. При этом соотношение (10.5) всегда выполняется.

Особенностью частотных РД является дискретный характер зависимости измеренной дальности Rи от фактической Rф (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 $\Delta R_д$ можно найти из выражения (10.4).Так как наименьшая частота биений $F_{б\,min} = F_м$, то минимальное измеряемое расстояние

$$R_{min} = c/(4\Delta f).$$

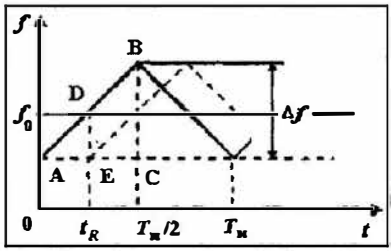


Рис. 10.6. Изменение частоты излучаемого (—) и принимаемого (- - -) сигналов за период модуляции

При увеличении R в спектре периодического сигнала биений последовательно появляются частоты $2F_м$, $3F_м$ и т.д., поэтому частота биений изменяется каждый раз на $F_м$, а дальность – на $\Delta R_д = R_{min}$. Дополнительные скачки на $\pm R_{min}$ обусловлены изменением фазовых соотношений принятого и опорного сигналов.

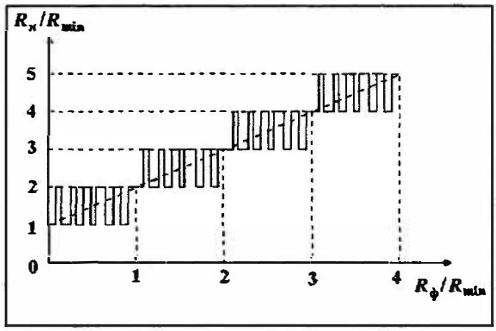


Рис. 10.7. Зависимость измеренной частотным радиодальномером дальности от фактической дальности

Разрешающая способность частотного РД. Если необходимо разрешать цели по дальности или измерять дальность до 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}"):

$$\Sigma u_б = \sum_{i=1}^{N} u_{ci}(t)u_0(t) + \sum_{i=1}^{N}\sum_{k=1}^{N} u_{ci}(t)u_{ck}(t),$$

где u_{ci} – отраженный сигнал от i-й цели; u_0 – опорный сигнал.

Поскольку $U_{m0} >> U_{mi}$, то $U_{mi}U_{m0} >> U_{mi}U_{mk}$, и двойной суммой можно пренебречь. В результате на вход анализатора поступает столько биений частоты $F_{бi}$, 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: $N=(F_{б\max}-F_{б\min})/\Delta F_ф=(R_{\max}-R_{\min})/(\delta R)$. Время анализа определяется инерционностью фильтров: $T_а= 1/\Delta F_ф = 1/\delta F_б$, где $\Delta F_ф$ – полоса пропускания фильтра; $\delta F_б$ – 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 $\partial F_б/\partial t$, при которой за время установления процесса на выходе фильтра $\tau_{уст}$ частота настройки фильтра изменится не более, чем на $\Delta F_ф$, т.е. $(\partial F_б/\partial t)\tau_{уст} \le \Delta F_ф$. Поскольку $\tau_{уст} = 1/\Delta F_ф$, то $(\partial F_б/\partial t) \le \Delta F_ф^2$.

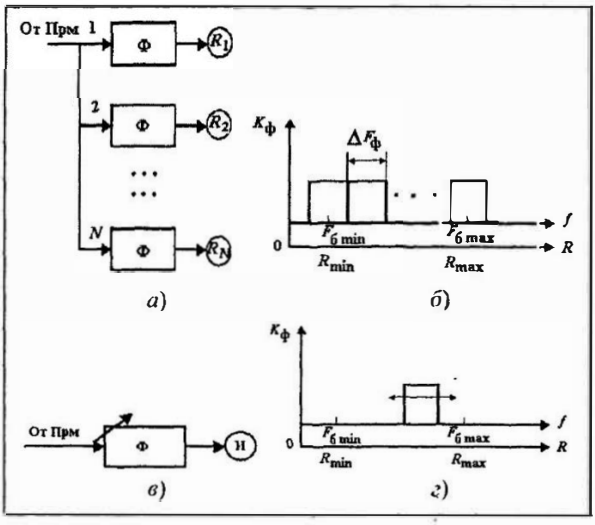


Рис. 10.8. Структурные схемы и идеализированные частотные характеристики фильтров – анализаторов спектра сигналов в частотном РД

Обычно в анализаторах спектра избегают изменения АЧХ фильтра при перестройке и меняют частоту подаваемого на него сигнала с помощью преобразователя частоты (рис. 10.9).Такого же эффекта можно добиться и без преобразователя с помощью дополнительной вобуляции частоты модуляции $F_м$ или девиации частоты Δf (рис. 10.10).

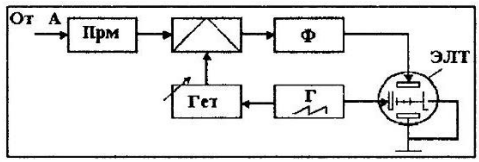


Рис. 10.9. Структурная схема приемной части частотного РД с последовательным анализатором спектра

Разрешающая способность частотных РД характеризуется дискретным характером отсчетов дальности, т.е. скачками на $\delta R = 2R_{min} = c/2\Delta f$ и разрешающей способностью анализатора спектра. Чтобы спектральные компоненты двух целей не попали в полосу прозрачности фильтра анализатора, необходимо выполнение условия $\delta F_б = F_{б2} - F_{б1} \geq \Delta F_ф$. Отсюда с учетом (10.4) получаем

$$\delta R \geq \frac{c\Delta F_ф}{4\Delta f F_м}.$$

Однако улучшение δR за счет уменьшения $\Delta F_ф$ ограничено дискретностью измерения дальности и, следовательно, не может быть меньше $\delta R = 2R_{min} = c/(2\Delta f)$.

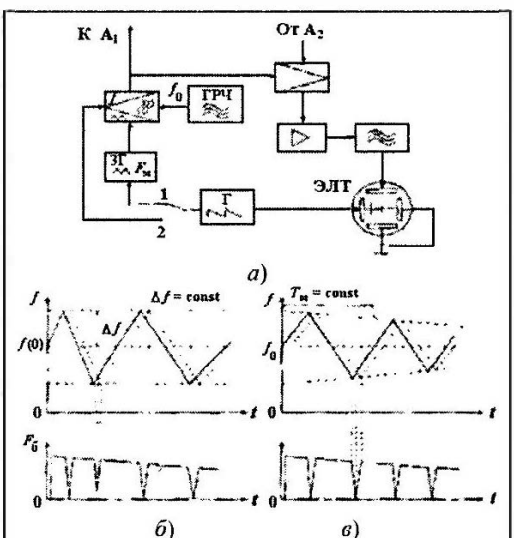


Рис. 10.10. Структурная схема частотного радиодальномера (*а*) и изменения частоты сигналов при вобуляции частоты модуляции (*б*) и девиации частоты (*в*)

Таким образом, разрешающая способность частотного РД 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

$$\sigma_R = (F_б^2\sigma_M^2 + M^2\sigma_{f\cdot}^2)^{1/2}.$$

В частотных РД принимают меры для поддержания M=const, стабилизируя величины $F_м$ и Δf. Тогда $\sigma_R = M\sigma_{f_б}$, и для уменьшения σ_R стремятся увеличить частоту модуляции $F_м$ и девиацию частоты Δf, а для неискаженной передачи закона ЧМ переходят на несущие частоты $f_0 >> \Delta f$.

Погрешность измерения частоты биений можно оценить как (см. гл. 9)

$$\sigma_{f_б} = K_{но}/(\sqrt{q}\,t_{ск}),$$

где $K_{но}$ – коэффициент, учитывающий отличие схемы РД от оптимальной и зависящий от типа измерителя; q – отношение сигнал/шум по мощности на входе измерителя частоты; $t_{ск} = \left(\dfrac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 \left| u(t)^2 \right| dt}{\int_{-\infty}^{\infty} \left| u(t)^2 \right| dt} \right)^{1/2}$ – среднеквадратическая длительность сигнала.

Если $K_{но}$=1, то $\sigma_{f_б} = \dfrac{1}{(E/N_0)^{1/2} 2\pi t_{ск}}$, что справедливо для оптимальной обработки сигнала с неизвестным временем прихода, случайной начальной фазой и флуктуирующей амплитудой. При этом потенциальная точность частотного радиодальномера характеризуется погрешностью

$$\sigma_R = \frac{c}{4\Delta f F_м} \frac{1}{(E/N_0)^{1/2} 2\pi t_{ск}} = \frac{c}{8\pi \Delta f F_м t_{ск} \sqrt{q}}.$$

На точность дальнометрии может также влиять дискретность отсчета с дискретом $\Delta R_д = R_{min} = c/(4\Delta f)$, что имеет значение, однако, только при точечной цели. В этом случае для уменьшения влияния дискретности отсчета можно использовать модуляцию частоты зондирующего сигнала одновременно несколькими частотами.

Наконец, при относительном движении цели со скоростью V_r появляется доплеровский сдвиг частоты $F_д = -2V_r/\lambda$, который может внести погрешность в измерение дальности. Для учета этой погрешности используют симметричные законы ЧМ и раздельную обработку сигнала в двух половинах периода модуляции (рис. 10.11). Тогда на первой половине периода частоты модуляции $F_{б1} = F_R - F_д$, а на второй $F_{б2} = F_R + F_д$, откуда

$$F_R = 0{,}5(F_{б2} + F_{б1}),$$
$$F_д = 0{,}5(F_{б2} - F_{б1}),$$

где F_R и $F_д$ – частоты, пропорциональные дальности и скорости.

Принцип действия следящего частотного РД. Для автоматического сопровождения целей по дальности в частотных РД применяют системы автоподстройки частоты (АПЧ). В соответствующем частотном РД (рис. 10.12) сигнал биений с балансного смесителя (БС) после фильтрации поступает на частотный дискриминатор. Сигнал ошибки, пропорциональный отклонению $F_б$ от точки перехода через нуль $F_{б0}$ дискриминационной характеристики, после интегрирования в экстраполяторе подается на управляемый генератор ЗГ и изменяет $F_м$ до тех пор, пока не наступит равенство $F_б = F_{б0}$. В этот момент $T_м = [4\Delta f/(c\,F_{б0})]R$ и по значению $T_м$ можно судить о дальности до цели.

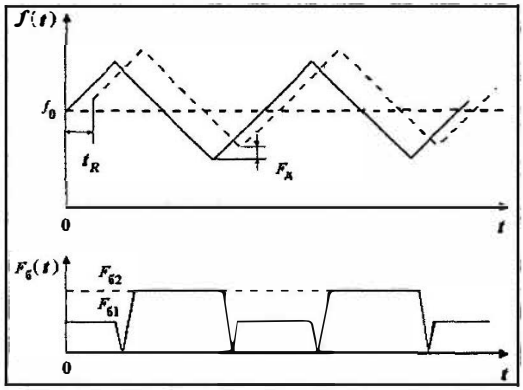


Рис. 10.11. Влияние эффекта Доплера на частоты сигналов в частотном РД

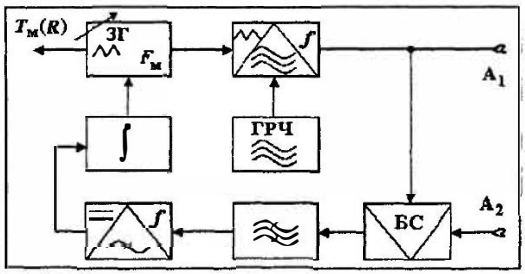


Рис. 10.12. Структурная схема следящего частотного радиодальномера

В заключение следует отметить, что частотные РД часто используют в качестве радиовысотомеров малых частот на различных ЛА.

Принцип действия частотного РД с цифровым анализом спектра. Измерение дальности в таких РД основано на дискретном преобразовании Фурье (ДПФ), 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 из квадратурных сигналов должно быть достаточным для однозначного представления исследуемого сигнала. Например, при частотно-модулированном сигнале с постоянной амплитудой число отсчетов фазы сигнала длительностью $T_с$ должно составлять $N = T_с/\Delta t = \Delta F_с T_с$, где $\Delta F_с$ – ширина спектра сигнала, а $\Delta t = F_{дис}^{-1}$ – интервал дискретизации, причем $F_{дис} > F_с = T_с^{-1}$.

При использовании алгоритма N-точечного ДПФ анализатор спектра состоит из гребенки узкополосных фильтров с центральными частотами $F_k = k\Delta F_c = kF_{дис}$, где $k = 0, 1, 2, ..., N-1$; $F_{дис}$ – 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 РД. Зондирующий сигнал в импульсном РД (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 (ЭЛТ) в выходном устройстве (ВУ). Импульсы радиочастоты (зондирующий сигнал) через переключатель прием-передача (ППП) поступают в антенну и излучаются в пространство. Отраженные сигналы принимаются той же антенной и после усиления и преобразования в приемнике (Прм) направляются в аналоговое или цифровое выходное устройство (ВУ).

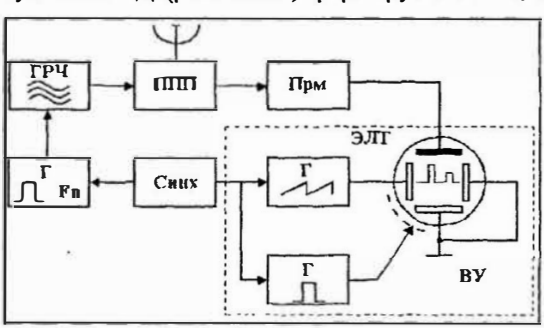


Рис. 10.13. Структурная схема импульсного радиодальномера с аналоговым ВУ

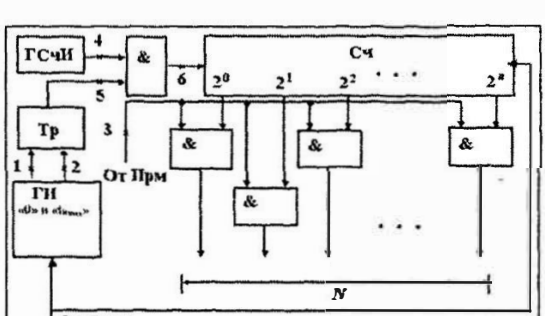


Рис. 10.14. Цифровой измеритель времени запаздывания $t_к$

При использовании аналогового ВУ эти импульсы подаются на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ для измерения времени $t_к$. 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 РД используют цифровые ВУ (рис. 10.14).

Принцип действия импульсного РД с цифровым ВУ. В цифровых ВУ временной интервал t_R преобразуется в цифровую форму (рис. 10.15). В момент запуска передатчика импульс синхронизатора (Синх) запускает триггер (Тр) открывая схему И и разрешая прохождение счетных импульсов от ГСчИ на счетчик (СЧ). Триггер закрывается импульсом $t_{R\max}$. Отраженный сигнал с приемника (Прм) открывает схемы И, стоящие после счетчика, и разрешает считывание кода, записанного в Сч 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: $N =]t_R/T_{сч}[$. Если цель точечная, то выбор точки отсчета t_R на огибающей импульса зависит от отношения мощностей сигнала и шума q. При $q \le 1$ 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 $q >> 1$, то оптимальной обработки 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.

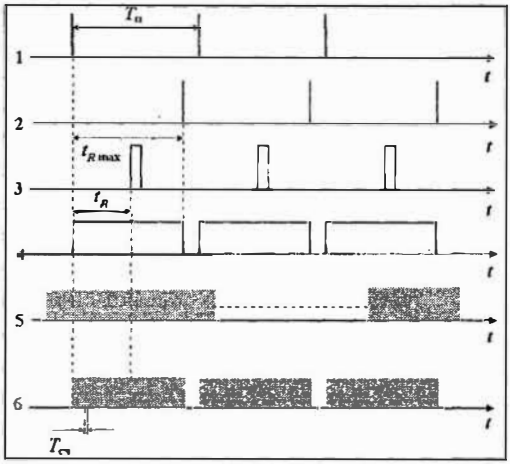


Рис. 10.15. Сигналы в характерных точках схемы рис. 10.14

Минимальная дальность дальнометрии, или "мертвая" зона, определяется качеством работы ППП. Обычно из-за неидеальной работы ППП антенна отключается от приемника не только на время зондирующего импульса $\tau_и$, но и на время восстановления исходного состояния переключателя $\tau_{вос}$ (рис. 10.16, *а*). Поэтому

$$t_{R\min} = \tau_и + \tau_{вос} \text{ или } R_{\min} = 0,5c(\tau_и + \tau_{вос}).$$

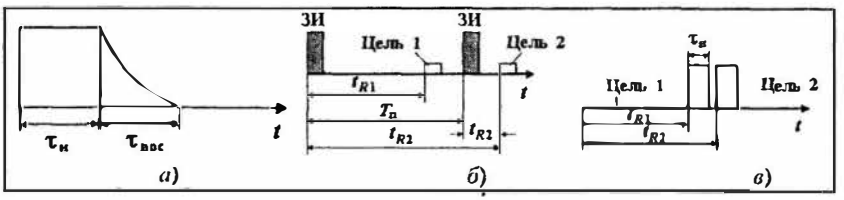


Рис. 10.16. Влияние $\tau_и, \tau_{вос}$ и $T_п$ ($F_п$) на минимальную ($R_{\min}$) (*а*), максимальную ($R_{\max}$) (*б*) и измеряемые дальности и на разрешающую способность (δR) (*в*) импульсного РД

Максимальная дальность дальнометрии определяется условием однозначного отсчета (рис. 10.16, *б*), т.е. необходимо, чтобы $t_{R\max} < T_п$ или $F_п < (2R_{\max}/c)^{-1}$. Таким образом, целесообразно использовать низкие частоты повторения $F_п$. Однако уменьшение $F_п$ снижает пороговую мощность, так как, например, при обработке пачки из n когерентных импульсов

$$P_{пор} = q_{пор}[N_0 / (n\tau_и)],$$

где $q_{пор}$ – пороговое отношение сигнал/шум; N_0 – спектральная плотность мощности шума.

Число импульсов в пачке

$$n = \frac{\varphi_{0,5г}}{\Omega_{ск} T_п} = \frac{\varphi_{0,5г} F_п}{\Omega_{ск}},$$

где $\varphi_{0,5г}$ – ширина ДНА; $\Omega_{ск}$ – скорость ее сканирования.

Если заданная дальность обнаружения $R_{\max}$ обеспечивается чувствительностью $P_{порт}$, то

$$P_{пор} = q_{пор} N_0 / (n\tau_и) < P_{порт} \text{ и } n_{\min} > q_{пор} N_0 / (P_{порт} \tau_и).$$

Обычно $n_{\min} = 5...10$, откуда

$$F_п > n_{\min} \Omega_{ск} / (\varphi_{0,5г}).$$

Объединяя требования к частоте повторения импульсов РД, получаем

$$\frac{1}{2R_{\max}/c} > F_п > \frac{n_{\min} \Omega_{ск}}{\varphi_{0,5г}}.$$

Разрешающая способность импульсного РД (рис. 10.16, *в*)

$$\delta t_R = (t_{R2} - t_{R1})_{\min} = \tau_и .$$

Точность импульсных РД. При визуальном индикаторе, выполненном на ЭЛТ, отсчитываемый интервал времени между зондирующими и отраженными сигналами

$$t_{отс} = t_R + t_с + t_{ап},$$

где $t_с$ – задержка синхронизации, т.е. разница между началом зондирующего импульса и моментом запуска развертки ЭЛТ; $t_{ап}$ – время запаздывания отраженного импульса в аппаратуре РД.

Тогда $t_R = t_{отс} - t_{ап} - t_с$ и относительная погрешность определения

$$\frac{\sigma_R}{R} \approx \sqrt{\left(\frac{\sigma_{отс}}{t_{отс}}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{ап}}{t_R}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_c}{t_R}\right)^2} .$$

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

$$\sigma_{отс} = \sigma_t = \left[\left(\frac{E}{N_0}\right)^{1/2} 2\pi f_{ск}\right]^{-1}, \qquad (10.7)$$

где $f_{ск}^2 = \dfrac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 \left(|S(f)|\right)^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} \left(|S(f)|\right)^2 df}$ – среднеквадратическая ширина спектра $S(f)$ сигнала.

Выражение (10.7) справедливо для сигнала с известной несущей частотой и случайной начальной фазой. При этом дальномерная погрешность

$$\sigma_R = \frac{c}{2}\left[\left(\frac{E}{N_0}\right)^{1/2} 2\pi f_{ск}\right]^{-1} .$$

Если ввести масштаб изображения $M = l_R/R = 2V_р/c$, где l_R – расстояние до отраженного сигнала по шкале ЭЛТ; $V_р$ – скорость развертки, то

$$\frac{\sigma_R}{R} \approx \sqrt{\left(\frac{\sigma_l}{l}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_M}{M}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{t_c}}{t_R}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{t_{ап}}}{t_R}\right)^2} .$$

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 РД 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 РД используют специальный генератор пусковых импульсов – так называемый синхронизатор (см. рис. 10.13), управляющий работой всего РД, в том числе модулятора и измерителя времени. Для устранения σ_{t_c} необходимо использовать в модуляторе безынерционные, или так называемые «жесткие» электронные приборы; четвертое слагаемое $\sigma_{t_{ап}}/t_R$ характеризует непостоянство времени запаздывания в аппаратуре РД. Наибольший вклад в $\sigma_{t_{ап}}$ 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 следящего импульсного РД. Для автоматического сопровождения целей по дальности служат ВУ со следящими измерителями времени (рис. 10.17). Временной дискриминатор (ВД) сравнивает временные положения отраженного импульса и селекторных импульсов или временные интервалы t_R и $t_м$ и в зависимости от величины разности $x=t_R-t_м$ 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 (Синт) (временной модулятор). Под воздействием $U_{упр}$ синтезатор изменяет задержку $t_м$ селекторных импульсов. Равновесие в замкнутом кольце регулирования наступает при $x = 0$, а, следовательно, $t_м = t_R$.

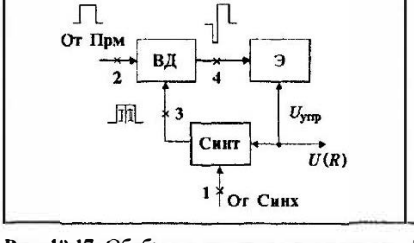


Рис. 10.17. Обобщенная структурная схема следящего измерителя времени ВУ импульсного РД

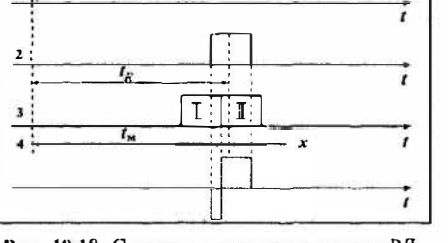


Рис. 10.18. Сигналы в различных точках РД на рис. 10.15

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. Полярности снимаемых с дискриминатора сигналов совпадения импульсов (рис. 10.19,*б*) противоположны.

Экстраполятор в простейшем случае – это интегрирующая цепочка. Процессы перезаряда емкости экстраполятора представлены на рис. 10.19, *б*.

Синтезатор представляет собой (рис. 10.19, *в*) генератор селекторных импульсов (ГСИ), запускаемый задержанным по отношению к импульсу синхронизатора сигналом с амплитудного компаратора (АК). В компараторе сравниваются уровни управляющего сигнала $U_{упр}$ и быстро нарастающего пилообразного напряжения генератора (Г), запускаемого импульсами синхронизатора (Синх) (рис 10.19,*в*).

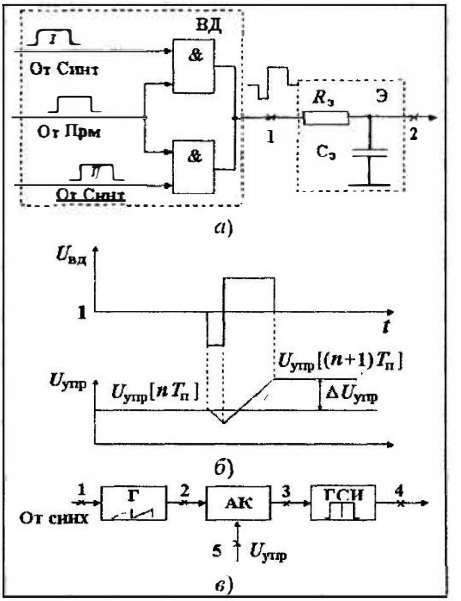


Рис. 10.19. Упрощенная структура временного дискриминатора (ВД) и экстраполятора (Э) (*а*); графики напряжений в точках 1 и 2 (*б*); схема синтезатора (*в*)

Кроме измерителя времени импульсного автодальномера с двумя селекторными импульсами (см. рис. 10.15) известны измерители с одним селекторным импульсом, а также с дифференцированием отраженного импульса. Особенностью работы измерителя времени автодальномера является импульсный характер регулирования, что сказывается на условиях устойчивости замкнутой системы и характере переходных процессов.

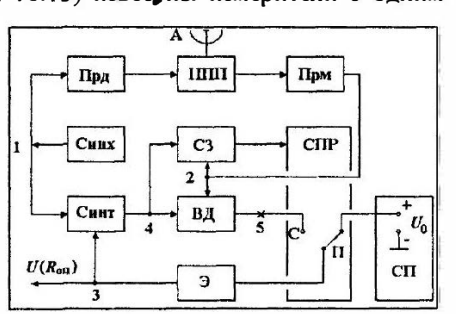


Рис. 10.20. Структурная схема следящего импульсного радиодальномера

Для работы представленного на рис. 10.17 следящего измерителя времени необходим предварительный поиск цели. В режиме поиска контакт реле схемы переключения режимов (СПР) (рис. 10.20) находится в положении П и схема

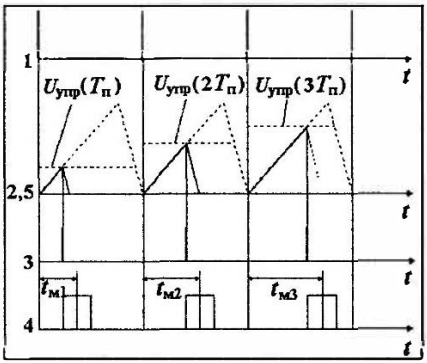


Рис. 10.21. Иллюстрация работы синтезатора задержки селекторных импульсов

поиска (СП) с помощью экстраполятора (Э) формирует медленно нарастающее пилообразное напряжение поиска, которое вместо управляющего напряжения подается на синтезатор (Синт) и изменяет задержку селекторных импульсов (рис. 10.21). Схема захвата (СЗ), на которую приходят отраженные импульсы с приемника (Прм) и селекторные импульсы от синтезатора, переключает контакт реле в положение С и переводит РД в режим сопровождения при совпадении отраженного и селекторных импульсов (рис. 10.22).

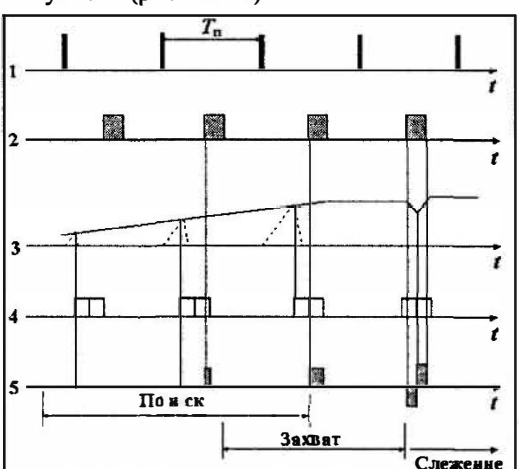


Рис. 10.22. Сигналы в характерных точках схемы рис.10.21

Скорость поиска выбирают такой, чтобы отсутствовал пропуск цели в двух соседних периодах повторения. При скорости поиска $\partial t_м/\partial t$ за время $T_п$ селекторные импульсы смещаются на интервал, меньший длительности импульса $\tau_и$, т.е. $(\partial t_м/\partial t)T_п \le \tau_и$. 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. Сигнал совпадения отраженного и селекторных (СИ) импульсов, прошедший через первое пороговое устройство (ПУ1), запускает генератор стандартных импульсов (ГСтИ), 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 НС 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 $\tau_и$ за n периодов повторения: $(\partial t_м/\partial t)\, nT_п \le \tau_и$. С учетом изменения t_R при движении цели со скоростью $\partial t_R/\partial t$ окончательное условие выбора скорости поиска принимает вид

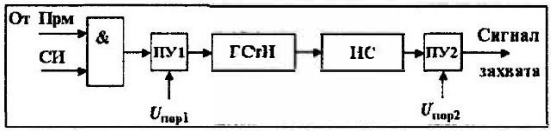


Рис. 10.23. Схема захвата импульсного следящего радиодальномера

$$\left(\frac{d}{dt}t_м + \frac{d}{dt}t_R\right) nT_п \le \tau_н .$$

Схема захвата должна иметь так называемую память, необходимую для удержания следящего РД в режиме сопровождения на время пропадания отраженного сигнала из-за его флуктуаций. На рис. 10.24 показаны диаграммы движения селекторных импульсов (СИ) при пропадании отраженного сигнала (ОС) в следящем измерителе с астатизмом первого порядка и идеальным (1) и реальным (2) интеграторами в экстраполяторе.

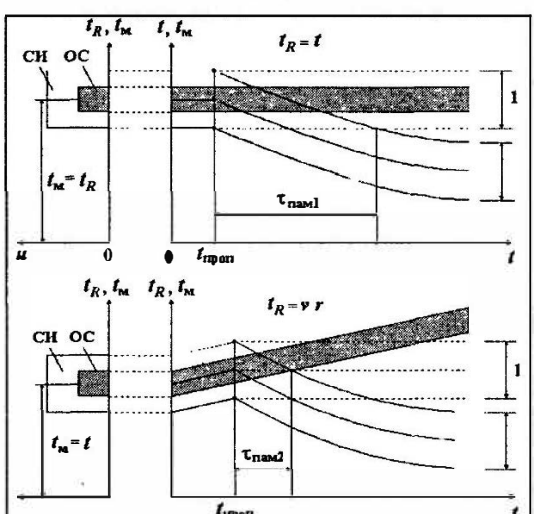


Рис. 10.24. Диаграммы движения селекторных импульсов при пропадании отраженного сигнала

Во избежание потерь времени на переход в режим поиска необходима "память по положению" $\tau_{пам1}$ (рис. 10.24,*а*) и "память по скорости" $\tau_{пам2}$ (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 ВУ с отсчетом t_R по центру отраженного импульса и с усреднением результатов измерений.

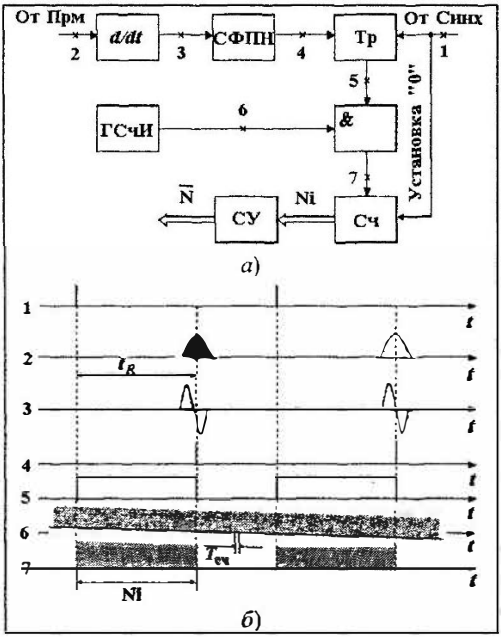


Рис. 10.25. Структурная схема цифрового измерителя времени при отсчете R по центру импульса (*а*) и сигналы в ее характерных точках (*б*)

При отсчете по центру импульса используется схема (рис. 10.25 *а*), в которой сигнал с выхода приемника (Прм) поступает на дифференцирующую цепь, а с нее на схему фиксации перехода через нуль (СФПН), которая выдает стандартный импульс, отстоящий от импульса синхронизатора (Синх) на время t_R. Триггер (Тр) 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 (Сч). Число поступивших на Сч счетных импульсов $N =]t_R / T_{сч}[$. Результаты измерения за n периодов повторения усредняются в схеме усреднения (СУ). Радиодальномер с таким измерителем времени определяет дальность до ближайшей цели.

Цифровым РД присуща специфическая погрешность дискретизации $\Delta R_д = 0{,}5cT_{сч}$, зависящая от периода следования счетных импульсов $T_{сч}$. При автоматическом сопровождении в импульсных РД с помощью цифровых ВУ (рис. 10.26) сравниваются цифровые коды двух счетчиков РСч и Сч, первый из которых (реверсивный) работает по сигналам временного дискриминатора (ВД), а второй обновляет свой код каждый период повторения. Временной дискриминатор (ВД) состоит из двух схем И, на которые подаются стандартные импульсы с приемника (Прм) и селекторные импульсы от генератора (ГСИ). Сигналы со схем И через генераторы стандартных импульсов (ГСтИ) 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.

Синтезатор задержки (Синт) состоит из генератора счетных импульсов (ГСчИ), схемы И, триггера (Тр), счетчика (Сч) и схемы сравнения (СС). Схема И открывается импульсом триггера, фронт которого совпадает с импульсом синхронизатора (Синх) (а следовательно, с моментом излучения зондирующего сигнала), а конец – со стандартным импульсом Прм, т.е. с моментом приема отраженного сигнала. Код счетчика (Сч) нарастает в пределах длительности импульса триггера, равного $t_{и}$. Интервал $t_{м}$ соответствует времени от начала импульса синхронизатора до момента совпадения кодов РСч и Сч. В этот момент СС вырабатывает импульс, который запускает генераторы $Г_1$ и $Г_2$, 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).

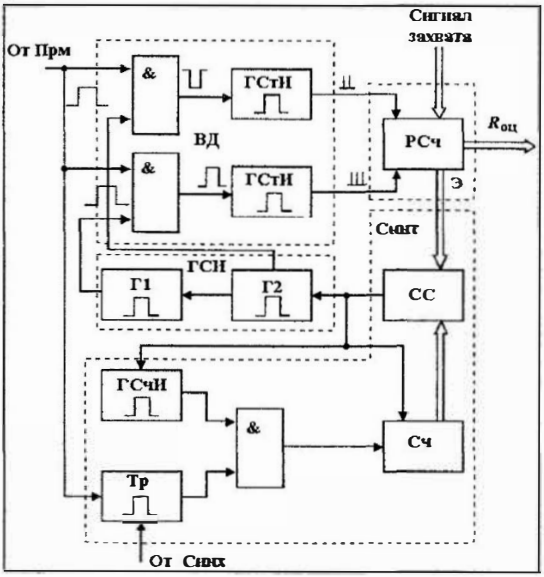


Рис. 10.26. Структурная схема цифрового ВУ следящего импульсного РД

10.4. Радиодальномеры со сложными сигналами

Для повышения дальности действия при приемлемой точности и разрешающей способности в РЛС используют сложные сигналы. Особенности таких сигналов заключаются в сочетании большой длительности с широкополосностью, в наличии боковых лепестков в сжатом 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 РД 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 семиэлементный код Баркера, вырабатываемый кодирующим устройством (КУ) синтезатора задержки (Синт), куда входит управляемая сигналом экстраполятора (Э) схема задержки (СЗ). 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.

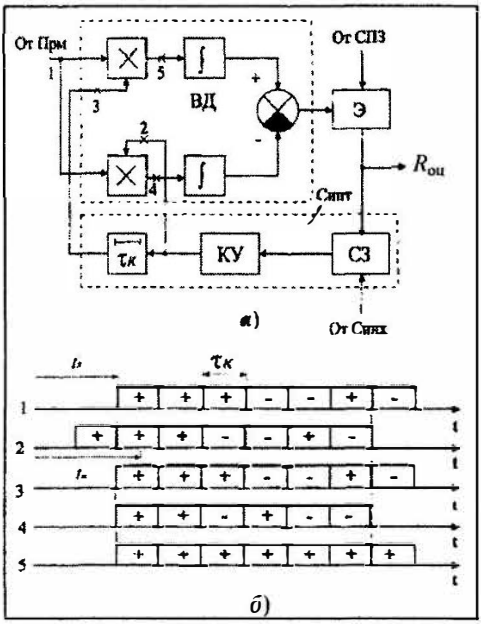


Рис. 10.27. Структурная схема автодальномера с псевдошумовым сигналом (*а*) и сигналы в ее характерных точках (*б*)

В каждом из корреляторов код принятого и задержанного на t_R сигнала умножается на код опорного сигнала, сдвинутого на $t_м$. Результаты перемножения интегрируются и вычитаются. Полученный таким образом сигнал ошибки пропорционален разности накопленных импульсов в точках *4* и *5* каналов ВД. В приведенном примере число положительных импульсов в верхнем канале больше, чем в нижнем, и экстраполятор с помощью синтезатора сдвигает кодовую последовательность в сторону увеличения $t_м$. Задержка $t_м$ 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 экстраполятор сигнала со схемы поиска и захвата (СПЗ). Пороговое устройство этой схемы определяет максимум сигнала на выходе одного из каналов временного дискриминатора (коррелятора) и переключает РД в режим слежения.

Контрольные вопросы

10.1. Выполняется измерение дальности до объекта на частотах f_1=3000 МГц и f_2=5000МГц. При этом $R_{изм1}$=25·10^4 м, $R_{изм2}$=25,6·10^6 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 $f_{сч}$=10МГц, расстояние до цели R=295м. Определите погрешность дискретизации, число подсчитанных импульсов, оценку дальности.

10.4. Определите параметры частотного дальномера, предназначенного для измерения дальности от R_{min} = 2 мм до R_{max} = 1500 м.

10.5. Частоты биений частотного дальномера $F_б$=3000Гц. Найдите расстояние до цели, если Δf=30МГц, $F_м$=500Гц.

10.6. В многоканальном частотном дальномере Δf=75МГц, $F_м$= 100Гц. Определите число фильтров, необходимое для измерения дальности от R_{min}=5м до R_{max}=1200м.

10.7. Для условий задачи 10.6 найдите разрешающую способность по дальности, если полоса пропускания фильтров $\Delta F_ф$=500Гц.

10.8. Определите параметры импульсного дальномера $F_п$, $\tau_и$, $\tau_{вос}$, если R_{min}=0,25км, R_{max}=30км, δR= 150м.

10.9. Огибающая зондирующего сигнала описывается функцией $U(t) \approx \dfrac{U_0 \sin(\pi \Delta f t)}{\pi \Delta f t}$. 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. Частоты повторения импульсов $F_п$ =10^3 Гц, длительность импульса $\tau_и$ = 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 псевдошумовым сигналом?

10.17. Как формируется дискриминационная характеристика в радиодальномерах с фазоманипулированным сигналом?

Глава 11. Радиопеленгаторы

Радиопеленгаторы (РП) предназначены для определения направления прихода радиоволн. По методу получения информации о направлении на источник излучения РП делятся 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.

11.1. Амплитудные радиопеленгаторы

В амплитудных одноканальных РП для определения направления на источник радиоволн используют направленные свойства антенн. Наиболее часто применяют *метод максимума* и *равносигнальный метод*. Амплитудные РП измеряют угол рассогласования Θ_0 (в горизонтальной и вертикальной плоскостях равный α_0 или β_0) между направлением на цель и опорным направлением (ОН). Отсчет Θ_0 осуществляется по углу поворота антенны в момент совпадения с направлением на цель максимума ДНА или равносигнального направления.

Принцип действия РП, реализующих метод максимума. В рассматриваемых РП направление на цель Θ_0 отсчитывается по углу поворота ДНА антенны (рис. 11.1, *а*) в момент максимума напряжения отраженного сигнала на выходе приемника, когда максимум главного лепестка ДНА совпадает с направлением на источник излучения (точка *М*). Зависимость амплитуды выходного напряжения приемника $U_{вых}$ от угла поворота антенны называется *пеленгационной характеристикой*. При линейной амплитудной характеристике приемника пеленгационная характеристика (рис. 10.1,*б*) по форме совпадает с ДНА $f_a(\theta)$.

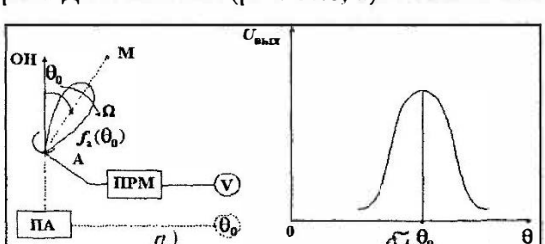


Рис. 11.1. Схема амплитудного радиопеленгатора, реализующего метод максимума (*а*), и его пеленгационная характеристика (*б*)

Следует отметить, что в зависимости от того работает ли антенна только на прием или и на прием и передачу, 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 (ПУ) и генератора стандартных импульсов (ГСтИ). Последний вырабатывает стандартный по форме и амплитуде импульс каждый раз, когда видеосигнал превышает порог $U_{пор}$. Полученная таким образом прямоугольная пачка импульсов (рис. 11.2, *в*) подается на схемы запрета непосредственно и через устройство задержки на период повторения $T_п$. При этом на выходе верхней схемы запрета (рис. 11.2, *б*) выделяется первый импульс (начало пачки), а на нижней – последний (конец пачки). Положение максимума определяется соотношением

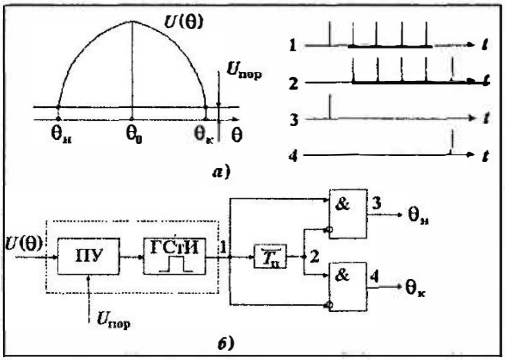


Рис. 11.2. Огибающая пачки импульсов (*а*), структурная схема устройства фиксации начала и конца пачки (*б*) и сигналы в ее характерных точках (*в*)

$$\theta_0 = 0,5(\theta_к + \theta_н - \Omega_{ск} T_п),$$

где $\theta_н$ и $\theta_к$ – координаты начала и конца пачки, отсчитанные на уровне $U_{пор}$; $\Omega_{ск}$ – 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 $W_i' = \left| dU(\theta)/d\theta \right|_{\theta=\theta_0} = 0$.

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 и W_i' выбирают в соответствии с формой огибающей пачки $U(\theta)$ и ее первой производной, как показано на рис. 11.3, *б*. Схема запрета пропускает сигнал обнаружения с выхода порогового устройства (ПУ) только тогда, когда на запрещающем входе отсутствует сигнал. Это возможно при симметричном расположении импульсов пачки на отводах ЛЗ, когда на нижнем сумматоре обеспечивается выполнение условия $\sum_{i=1}^{n} W_i' U_i = 0$, 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 $\Delta\theta = \tau_п \Omega_{ск}/2$, где $\tau_п$ – 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.

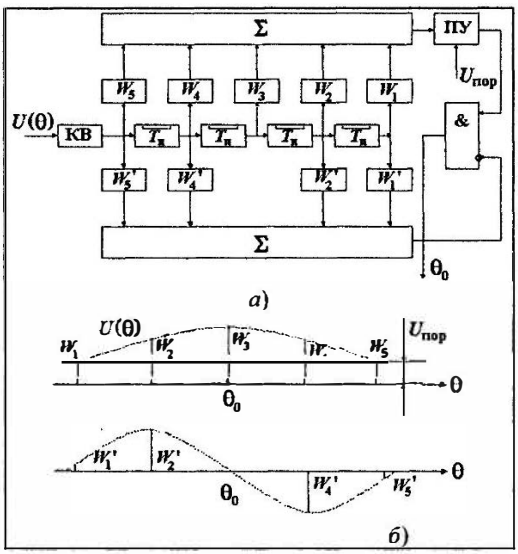


Рис. 11.3. Схема устройства фиксации максимума огибающей пачки импульсов (*а*) и принцип выбора весовых коэффициентов (*б*)

Датчик *1* (рис. 11.4) вырабатывает импульс $\theta_{оп}$ каждый раз, когда максимум ДНА проходит через опорное направление (ОН) (например, северное направление меридиана). Этот импульс сбрасывает показания счетчика (Сч) и запускает триггер (Тр). Схема И открывается, и импульсы $\theta_{сч}$ с датчика *2*, период повторения которых соответствует, например, одному градусу поворота ДНА, поступают на счетчик. Триггер возвращается в исходное состояние импульсом θ_0 из схемы рис. 11.3,*а*. Поэтому число поступивших на счетчик импульсов $N =](\theta_0 - \theta_{оп})/\theta_{сч}[$.

Точность пеленгаторов, реализующих метод максимума, определяется шириной главного лепестка ДНА. Погрешность пеленгации тем меньше, чем уже ДНА и чем острее ее максимум. Если в РП угловая координата определяется "на проходе", т.е. без остановки антенны, то при импульсном сигнале и постоянной угловой скорости $\Omega_{ск}$ сканирования ДНА пеленгация методом максимума

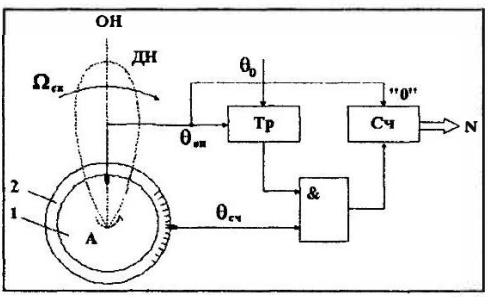


Рис. 11.4. Структурная схема цифрового измерителя пеленга, использующего метод максимума

сводится к фиксации времени запаздывания максимума огибающей пачки сигналов, поэтому оценка пеленга цели при $\Omega_{ск} = \text{const}$ равна $\Omega_{ск}\tau_{оц}$, где $\tau_{оц}$ – оценка времени запаздывания максимума пачки относительно опорного импульса $\theta_{•}$. Погрешность $\sigma_0 = \Omega_{ск}\sigma_\tau$, 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:

$$U(t) = U_0 \exp\left\{-\pi\left(\frac{t-\tau}{\tau_{ог}}\right)^2\right\}.$$

Здесь t – текущее время, отсчитываемое от момента пересечения максимумом ДНА опорного направления; τ – запаздывание максимума огибающей отраженного сигнала; $\tau_{ог} = \varphi_a/\Omega_{ск}$ – длительность огибающей на уровне 0,46. Для колоколообразного импульса $\tau_{ог} = (2\sqrt{\pi} f_{ск})^{-1}$, откуда $f_{ск} = (2\sqrt{\pi}\tau_{ог})^{-1}$.

Выражение для потенциальной точности оценки времени запаздывания в рассматриваемом случае принимает вид

$$\sigma_\tau = \tau_{ог}\left[\pi(E/N_{•})\right]^{1/2}.$$

Отсюда минимальное значение погрешности пеленгации

$$\sigma_\theta = \varphi_a\left[\pi(E/N_0)\right]^{-1/2}. \qquad (11.1)$$

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

$$\sigma_\theta = K_a\left[\pi(E/N_0)\right]^{-1/2}(\lambda/d_a). \qquad (11.2)$$

При переходе к реальной форме ДНА необходимо учесть уменьшение отношения мощностей сигнала и помехи, введя коэффициент потерь $k_п$. Тогда, объединяя $k_п$ с коэффициентом учета потерь из-за аппроксимации ДНА, получаем относительное значение пеленгационной погрешности

$$\boxed{\sigma_\Theta/\varphi_a = K/\sqrt{q}.} \qquad (11.3)$$

Последнее соотношение может быть использовано для приближенной оценки точности пеленгации и при других аппроксимациях формы ДНА.

Принцип действия РП, 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 $T_к$ подключаются к приемнику (Прм). Одновременно выход Прм подсоединяется то к одной, то к другой отклоняющей пластине ЭЛТ. Напряжение развертки по вертикали формируется генератором (Гр), запускаемым импульсом синхронизатора (Синх). Равенство отклонений луча вправо и влево от линии развертки свидетельствует о нахождении цели на РСН. В момент достижения этого равенства с индикатора считывается значение угловой координаты источника излучения. Если РП работает в составе импульсного радиолокатора, то по положению отметки сигнала на экране ЭЛТ относительно начала развертки определяется дальность цели.

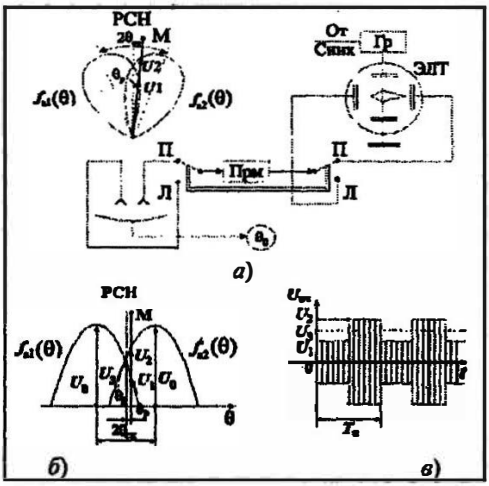


Рис. 11.5. Структурная схема радиопеленгатора, реализующего равносигнальный метод (*а*), ДНА в декартовых координатах (*б*) и форма сигнала на входе приемника (*в*)

Напряжение $U_{вх}$ на входе Прм (рис. 11.5, *в*) из-за коммутации ДНА модулируется по амплитуде. Глубина АМ при идентичных и симметричных ДНА

$$m = \frac{U_2 - U_1}{U_2 + U_1} = \frac{f_a(\theta_0 + \theta_p) - f_a(\theta_0 - \theta_p)}{f_a(\theta_0 + \theta_p) + f_a(\theta_0 - \theta_p)} \qquad (11.4)$$

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

$$f_a(\theta_0 \pm \theta_p) = f_a(\theta_0) \pm (\theta_p/1!) f_a'(\theta_0) + (\theta_p^2/2!) f''(\theta_0) \pm \ldots$$

и подстановка полученных рядов в формулу (11.4) при пренебрежении высшими членами ряда ввиду их малости дает

$$m \approx \theta_p \left[\frac{f_a'(\theta_0)}{f_a(\theta_0)} \right] = \Pi_a \theta_p , \qquad (11.5)$$

где $\Pi_a = \dfrac{f_a'(\theta_0)}{f_a(\theta_0)}$ – *пеленгационная чувствительность* (способность), измеряемая в единицах глубины модуляции на градус углового отклонения.

Таким образом, напряжение $U_{вх}$ содержит необходимую для определения углового отклонения θ_p цели от РСН информацию: глубина амплитудной модуляции пропорциональна θ_p, а фаза огибающей $U_{вх}$ 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 $\theta_{см}$ отклонения максимума ДНА от РСН). Из (11.5) следует: $\theta_p = m/\Pi_a$. Поскольку

$$\left| m^2 \right|_{min} \to \Delta U_{min}^2 / U_з^2 = (P_с/P_ш)^{-1} = 1/q \quad \text{и} \quad \theta_p^2 \to \sigma_\theta^2$$

(см. рис. 11.5), то

$$\sigma_0 = 1/(\sqrt{q}\Pi_a). \qquad (11.6)$$

Можно показать, что при любой аппроксимации ДНА пеленгационная чувствительность с учетом потерь аппроксимации и обработки равна $\Pi_a = 1/K\varphi_a$, тогда

$$\boxed{\sigma_\theta/\varphi_a = K/\sqrt{q}.}$$

При оптимальной обработке $\sigma_0/\varphi_a = K/\sqrt{E/N_0}$ – 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 $f_a(\theta_0)$ и, следовательно, от выбора уровня пересечения диаграмм. Для увеличения Π_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 $f_a(\theta_0)$ падает q. Поэтому обычно θ_0 берут таким, чтобы пересечение диаграмм направленности по мощности происходило на уровне примерно 0,5.

Принцип действия следящего РП 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 враще-

нием ДНА, отклоненной на $\psi_{см}$ от оптической оси рефлектора антенны (рис. 11.6,*а*). Максимум диаграммы смещается при механической или электрической дефокусировке облучателя. Во время работы РП диаграмма направленности вращается вокруг РСН. Такая реализация равносигнального метода называется *коническим сканированием*. При этом на входе приемника РП действует сигнал (рис. 11.6,*б*), модулированный по амплитуде с частотой сканирования $F_{ск}$. Глубина АМ зависит от углового отклонения $\psi_м$ источника излучения от РСН (рис. 11.7), а фаза модуляции – от угла $\varphi_м$, лежащего в плоскости, перпендикулярной РСН, и заключенного между опорным направлением (ось *X*) и направлением на проекцию источника излучения на эту плоскость (точка *M*).

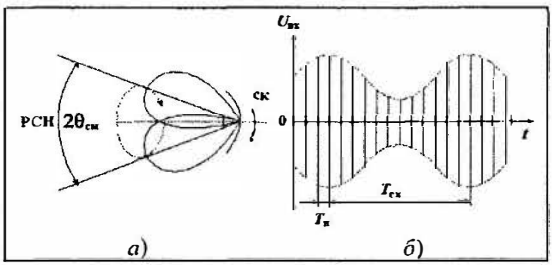


Рис. 11.6. Диаграммы, поясняющие принцип конического сканирования

Из рис. 11.7 следует

$$\cos(\varphi_М) = \frac{\mathrm{tg}(\alpha_м)}{\mathrm{tg}(\psi_м)}, \quad \sin(\varphi_М) = \frac{\mathrm{tg}(\beta_м)}{\mathrm{tg}(\psi_м)}.$$

Когда $\psi_м << \Theta_{см}$, что обеспечивается в режиме автосопровождения, можно считать, что $\cos(\varphi_м) \approx \alpha_м/\psi_м$, а $\sin(\varphi_м) \approx \beta_м/\psi_м$. Таким образом, азимут $\alpha_м$ и угол места $\beta_м$ источника излучения можно выразить через угол $\varphi_м$ путем формирования сигналов, пропорциональных $\cos(\varphi_м)$ и $\sin(\varphi_м)$.

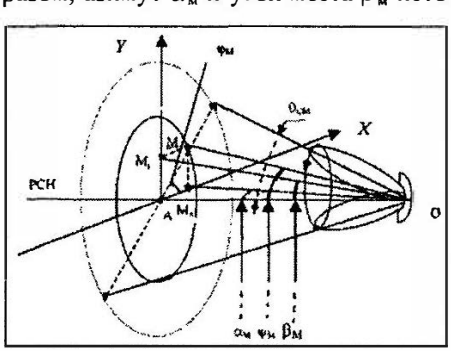


Рис. 11.7. Геометрические соотношения при коническом сканировании

При автоматическом сопровождении цели по направлению положение ДНА радиопеленгатора с коническим сканированием (рис. 11.8) однозначно связано с фазой опорного напряжения u_0, вырабатываемого генератором ГОН:

$$u_{0X}(t) = U_{m0}\cos(\Omega_{ск}t - \varphi_0),$$

$$u_{0Y}(t) = U_{m0}\sin(\Omega_{ск}t - \varphi_0),$$

где U_{m0} – амплитуда сигнала ГОН; $\Omega_{ск} = 2\pi F_{ск}$; φ_0 – вводимая заранее начальная фаза.

При угле рассогласования $\theta_р \neq 0$ огибающая импульсов на выходе приемника описывается выражением

$$u_1(t) = U_{mc}[1 + \cos(\Omega_{ск}t - \varphi_м)] = U_{mc} + mU_{mc}\cos(\Omega_{ск}t - \varphi_м).$$

После детектора сигнала ошибки (ДСО) (пикового детектора) и полосового усилителя сигнала ошибки (УСО), настроенного на частоту $F_{ск}$, сигнал

$$u_3(t) = K_1 m U_{mc} \times$$
$$\times \cos(\Omega_{ск}t - \varphi_м - \varphi_0),$$

где φ_0 — сдвиг фаз в УСО, для компенсации которого в опорное напряжение вводится φ_0.

Учитывая, что согласно (11.5) $m = \psi_м \Pi_а$, и объединяя все постоянные величины в коэффициенте K_2, имеем

$$u_3(t) = K_2 \psi_м \cos\times$$
$$\times(\Omega_{ск}t - \varphi_м - \varphi_0).$$

Напряжения на выходах фазовых детекторов каналов азимута и угла места пропорциональны разности фаз сигнала и опорных напряжений (ГОН):

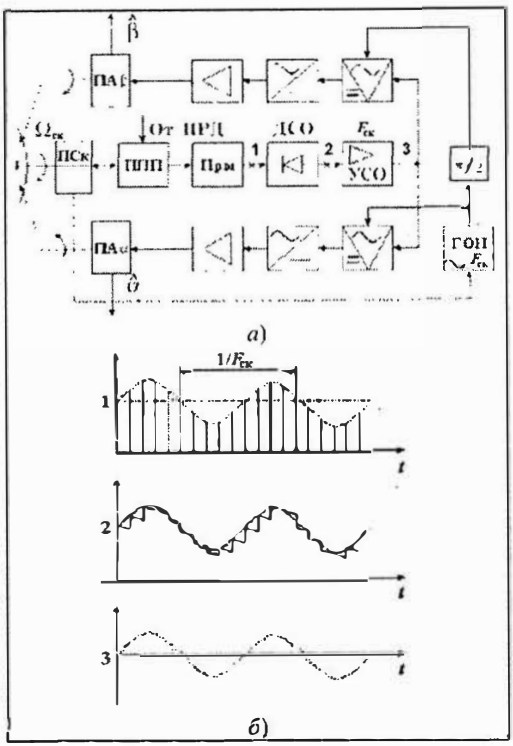


Рис. 11.8. Структурная схема радиопеленгатора с коническим сканированием (*а*) и сигналы в ее характерных точках (*б*)

$$U_\alpha = K_3 m U_c \cos(\varphi_м) = K_2 K_3 \psi_м (\alpha_м / \psi_м) = K\alpha_м,$$

$$U_\beta = K_3 m U_c \sin(\varphi_м) = K_2 K_3 \psi_м (\beta_м / \psi_м) = K\beta_м.$$

Таким образом, при вращении ДНА с помощью привода сканирования (ПСк) 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 ПАα и ПАβ поворачивают антенну по углам α и β в положение, когда $\alpha_м$ и $\beta_м$ равны нулю.

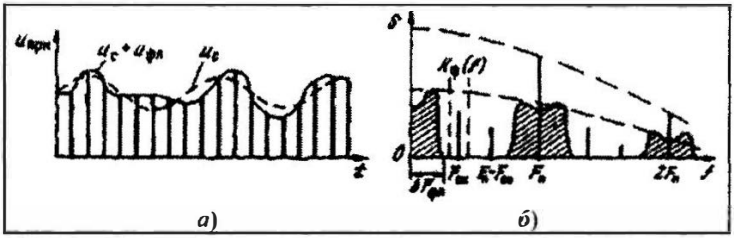


Рис. 11.9. Огибающая (*а*) и спектр (*б*) сигнала на выходе приемника

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 $F_{ск}$ фильтр. Для однозначной связи с информацией об угловом положении цели и минимума флуктуационных помех в полосе пропускания этого фильтра необходимо, чтобы

$$\Delta F_{фл} < F_{ск} < 0,5F_{п}.$$

11.2. Фазовые радиопеленгаторы

Принцип действия фазового радиопеленгатора (РП). 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 A и B (рис. 11.10), разнесенными на расстояние Б, называемое базой, из-за разности хода волн $\Delta R = AC$ имеют разность фаз $\varphi = 2\pi\Delta R/\lambda$. Так как $\Delta R = Б\sin\alpha$, то

$$\varphi = 2\pi(Б/\lambda)\sin\alpha. \qquad (11.7)$$

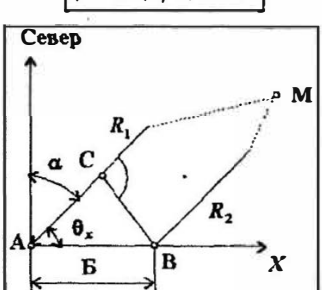


Рис. 11.10. Взаимное положение антенн и источника излучения в фазовом радиопеленгаторе

Следовательно, информацию об азимуте цели можно получить, измерив разность фаз φ и используя соотношение

$$\alpha = \arcsin\left[\frac{\varphi}{2\pi Б/\lambda}\right]. \qquad (11.8)$$

Измерение α по разности фаз φ выполняют с помощью измерителя фазы (ИФ) – фазометра на выходе двухканального приемника (рис.11.11). Нелинейная шкала ИФ проградуирована в значениях угла α в соответствии с (11.8).

В фазовых РП 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 корреляторa).

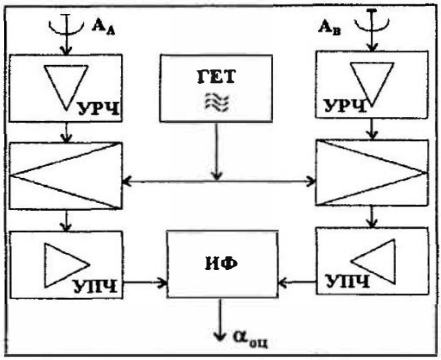


Рис. 11.11. Структурная схема фазового радиопеленгатора

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 РП 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

$$\begin{cases} \varphi_{AB} = 2\pi(Б_{AB}/\lambda)\sin\alpha\cos\beta, \\ \varphi_{AK} = 2\pi(Б_{AK}/\lambda)\cos\alpha\cos\beta. \end{cases} \quad (11.9)$$

Пеленги целей в горизонтальной α и вертикальной β плоскостях определяются из решения системы уравнений (11.9).

Однозначность отсчета угловой координаты. При некоторых значениях угла α и отношения Б/λ фазовый сдвиг сигналов может превысить 360°. В этом случае из-за цикличности фазы возникает неоднозначность отчета угла α, так как измеритель разности фаз покажет одно и то же значение при α, равном, например, 30 и 390° (т.е. 360+30°). Для обеспечения однознач-

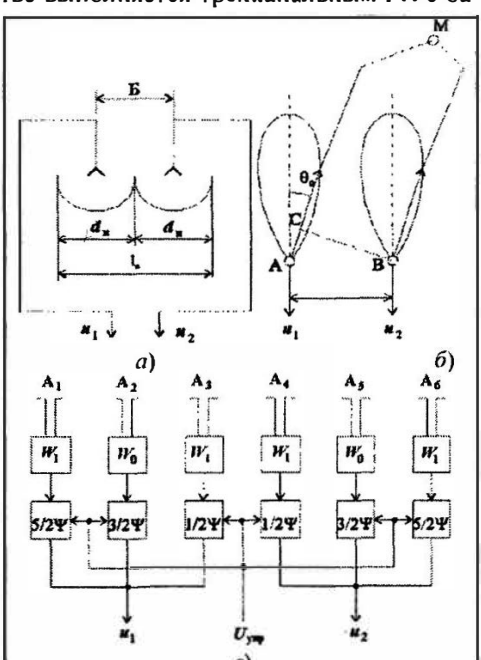


Рис. 11.12. Примеры антенн фазового РП

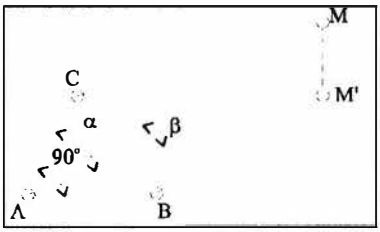


Рис. 11.13. Диаграмма, поясняющая пеленгацию в пространстве фазовым методом

ности пеленгации в пределах сектора ±90°, когда $-1 \geq \sin\alpha \geq +1$, необходимо, чтобы разность фаз не превышала ±180°. Из (10.7) следует, что условие однозначности выполняется только при $Б/\lambda \leq 0{,}5$.

Точность фазовых РП. Погрешность измерения угла θ (равного α или β) в соответствии с (11.7)

$$\sigma_0 = \sigma_\varphi \left[2\pi (Б/\lambda) \cos\theta \right]^{-1}, \qquad (11.10)$$

где $\sigma_0 = k_{но} / \sqrt{q}$ – погрешность измерителя фазы, зависящая от типа измерителя (коэффициент неоптимальности обработки сигнала в измерителе $k_{но} \geq 1$) и от отношения мощностей сигнала и шума q на его входе.

При оптимальной обработке сигнала $k_{но}=1$ и погрешность по фазе $\sigma_\varphi = (E/N_0)^{-1/2}$, что соответствует обработке сигнала с неизвестной начальной фазой. Тогда погрешность измерения угла α, характеризующая потенциальную точность пеленгации,

$$\sigma_\theta = \left[(E/N_0)^{-1/2} 2\pi (Б/\lambda) \cos\theta \right]^{-1}. \qquad (11.11)$$

Для повышения точности целесообразно увеличивать отношение Б/λ, что противоречит условию однозначности отсчета угла θ, требующему $Б/\lambda < 0{,}5$. Для обеспечения и требуемой точности, и однозначности используют многобазовые РП, 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) $Б\cos\theta = Б_{эф}$ – эффективное значение базы; $\lambda/Б_{эф} = \varphi_{а\,экв}$, относительное значение пеленгационной погрешности

$$\sigma_\theta / \varphi_{а\,экв} = [2\pi q^{1/2}]^{-1}.$$

Для устранения влияния флуктуаций амплитуды принимаемых сигналов на точность пеленгации в приемный тракт до фазового детектора включают обычно амплитудные ограничители, которые осуществляют так называемую нормировку сигнала.

Как следует из (11.11), погрешность σ_θ зависит от значения угла θ, и при $\theta \to \pm 90°$ точность пеленгации резко падает. Поэтому целесообразно

работать в секторе вблизи перпендикуляра к базе антенн, где $\cos\theta \approx 1$, а все остальное пространство либо перекрывать с помощью многобазовой системы с базами, образующими многоугольник, либо использовать РП с поворотной базой.

Принцип действия следящего фазового РП. Автоматическое сопровождение по направлению в фазовых РП может осуществляться двумя способами. При первом сигнал ошибки с выхода фазового детектора (переключатель на рис. 11.14 в положении *1*) через схему управления (СУ) (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 следящего РП. В этой схеме функцию интегратора экстраполятора выполняет электродвигатель привода антенны (ПА), который поворачивает антенную платформу до совмещения перпендикуляра к базе с направлением на источник излучения.

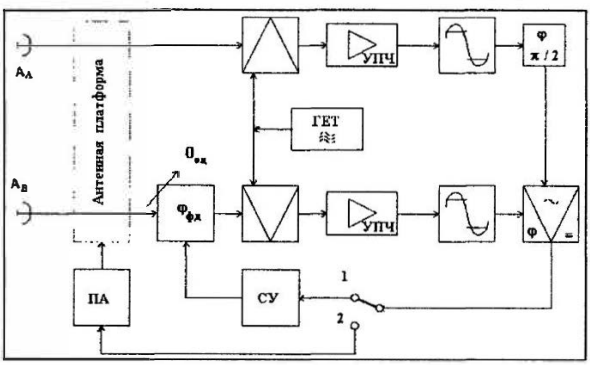


Рис. 11.14. Структурная схема следящего фазового РП

На рис. 11.15 показана структурная схема следящего фазового РП, реализующего метод скрытого конического сканирования путем периодического дополнительного сдвига фаз в одном из каналов приемника на $\pm\pi/2$. На входе приемника суммируются сигналы, у которых кроме сдвига фаз из-за разности хода сигналов в пространстве $\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d\sin\theta$ периодически (с периодом $T_{ск}$) добавляется фазовый сдвиг $\Delta\varphi=\pm\pi/2$. Поэтому, как показано на рис. 11.16,*а,б*, в зависимости от знака φ или, что то же самое, от

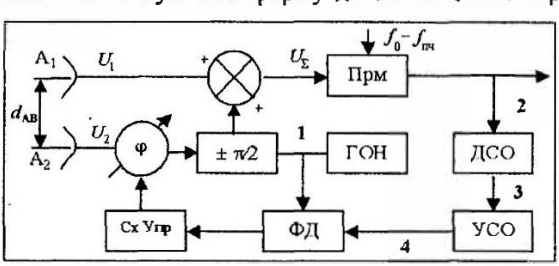


Рис. 11.15. Следящий фазовый РП со скрытым коническим сканированием

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 схему управления фазовращателем.

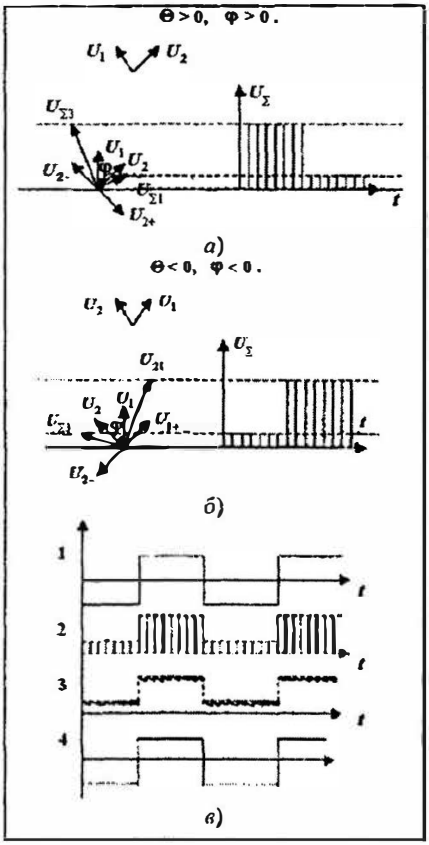


Рис. 11.16. Векторные диаграммы (*а*) для случая θ>0; для случая θ<0 (*б*); формирование огибающей в различных точках РП (см. рис. 11.15) (*в*)

11.3. Многоканальные (моноимпульсные) радиопеленгаторы

Многоканальными (моноимпульсными) называют такие РП, 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 РП. По построению моноимпульсные РП в отличие от РП с коническим сканированием, имеющим один приемный канал, относятся к РП многоканального типа.

Число приемных каналов определяется числом одновременно обрабатываемых сигналов, и при пеленгации в одной плоскости равно двум. Основное достоинство моноимпульсных РП — большая точность, реализуемая ценой увеличения числа приемных каналов.

Моноимпульсные РП обычно используются для автоматического сопровождения целей по угловым координатам и состоят из двух основных элементов: углового датчика и углового дискриминатора. Широкое применение получили фазовые и амплитудные угловые датчики, представляющие собой антенные системы, обеспечивающие полученные разности фаз на заданной базе (в фазовом датчике) или равносигнального

направления (в амплитудном датчике). Фазовый угловой датчик не отличается от антенной системы фазового РП (см. рис. 11.12). В качестве амплитудных датчиков используют как зеркальные антенны (рис. 11.17,*а*), так и ФАР (рис. 11.17,*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 *M*). 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. *фазофазовый РП*; амплитудный угловой датчик + амплитудный угловой дискриминатор, т.е. *амплитудно-амплитудный РП*; фазовый или амплитудный угловой датчик + суммарно-разностный угловой дискриминатор, т.е. *фазовый или амплитудный суммарно-разностный 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.

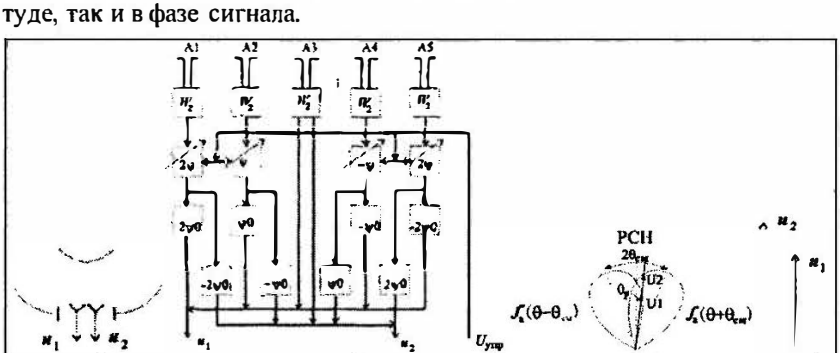


Рис. 11.17. Примеры амплитудных угловых датчиков, формируемые ими сигналы и ДНА

Принцип действия фазо-фазового РП. Этот РП по принципу действия аналогичен следящему фазовому РП (рис. 11.18). Если требуется измерить две угловые координаты α и β, то используют четыре антенны со взаимно перпендикулярными базами и четыре приемных канала.

Принцип действия амплитудно-амплитудного РП. При определении одной угловой координаты этот РП (рис. 11.19) состоит из амплитудных углового датчика (УД) и углового дискриминатора. Последний содержит два приемных канала, в тракте УПЧ которых применены усилители с логарифмическими амплитудными характеристиками. Поэтому на выходе вычитающего устройства формируется дискриминационная характеристика вида

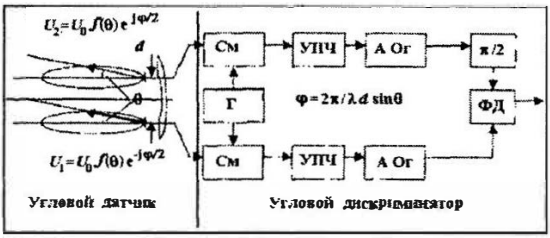


Рис. 11.18. Фазо-фазовый моноимпульсный РП

$$U(\theta_p) = \ln\left[f_a(\theta_p) / f_a(\theta_p) \right], \qquad (11.12)$$

где θ_p – угол между направлением на цель и РСН; а $f_a(\theta_p)$ – значение нормированной ДНА, соответствующее углу θ_p.

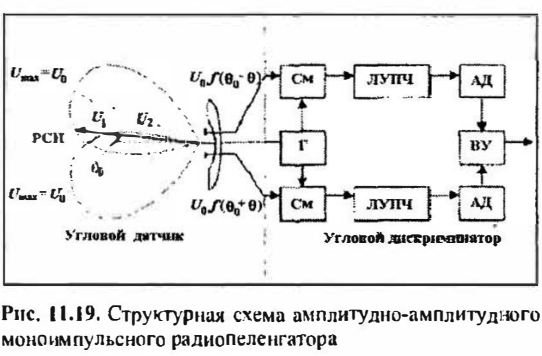


Рис. 11.19. Структурная схема амплитудно-амплитудного моноимпульсного радиопеленгатора

Логарифмические усилители служат для нормировки принятых сигналов в дискриминаторе, т.е. для формирования их отношения. При такой нормировке выходной сигнал дискриминатора $U_{вых}$ не зависит от дальности до цели, величины S_0 и амплитудных флуктуаций принимаемых сигналов (при изменении амплитуды сигнала, одновременно принимаемого по двум ДНА, отношение $f_a(\theta_p)/f_a(-\theta_p)$ остается постоянным). Тем самым повышается точность определения угловых координат.

Принцип действия суммарно-разностных РП. В таких РП с помощью преобразователя, в качестве которого обычно используют кольцевой волноводный мост (рис. 11.20, *а*), называемый суммарно-разностным (СРМ), формируют суммарный U_Σ и разностный U_Δ сигналы. Как следует из рис. 11.20,*б*, вне зависимости от типа углового датчика (амплитудный (АУД) или фазовый (ФУД)) 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.

Угловой дискриминатор суммарно-разностного РП (рис. 11.21) построен по двухканальной (при определении одной угловой координаты) схеме. Чувствительным к информативным параметрам разностного сигнала элементом является фазовый детектор.

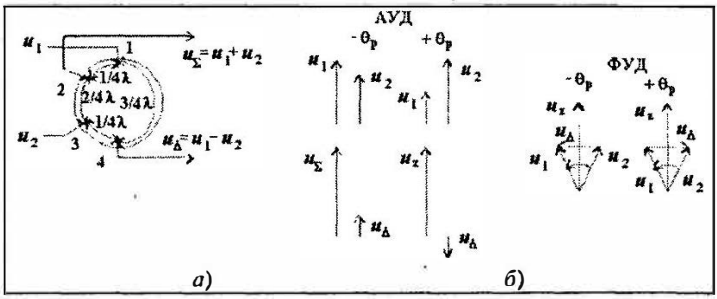


Рис. 11.20. Кольцевой волноводный мост (*а*) и векторные диаграммы сигналов (*б*)

На рис. 11.21 показана схема фазового суммарно-разностного моноимпульсного РП. Построение амплитудного суммарно-разностного РП 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 меняются обратно пропорционально U_Σ.

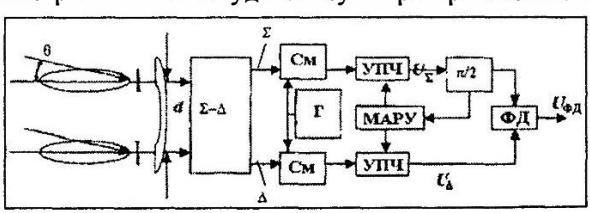


Рис. 11.21. Структурная схема суммарно-разностного моноимпульсного радиопеленгатора

При таком построении получается дискриминационная характеристика вида

$$U(\theta_р) = \frac{KU_\Delta(\theta_р)}{U_\Sigma(\theta_р)} \cos(U_\Delta \wedge U_\Sigma),$$

где K – коэффициент пропорциональности; $U_\Delta(\theta_р)$ и $U_\Sigma(\theta_р)$ – амплитуды разностного и суммарного сигнала, $\theta_р$ – угол между направлением на цель и РСН (или перпендикуляром к базе антенн при ФУД), формируется фазовым детектором.

Напряжение на выходе последнего с учетом нормировки по суммарному каналу

$$U_{вых} = K_{фд} \frac{U_\Delta(\theta_р)U_\Sigma(\theta_р)}{U_\Delta^2(\theta_р)} \cos\left[\arg(U_\Delta U_\Sigma)\right] = K_{фд} \frac{U_\Delta(\theta_р)}{U_\Sigma(\theta_р)} \cos(\varphi_\Delta - \varphi_\Sigma).$$

Поскольку при изменении $\theta_р$ угол между U_Δ и U_Σ может принимать два значения 0 и 180°,

$$U_{вых} = K_{фд}(\pm 1)[U_\Delta(\theta_р)/U_\Sigma(\theta_р)].$$

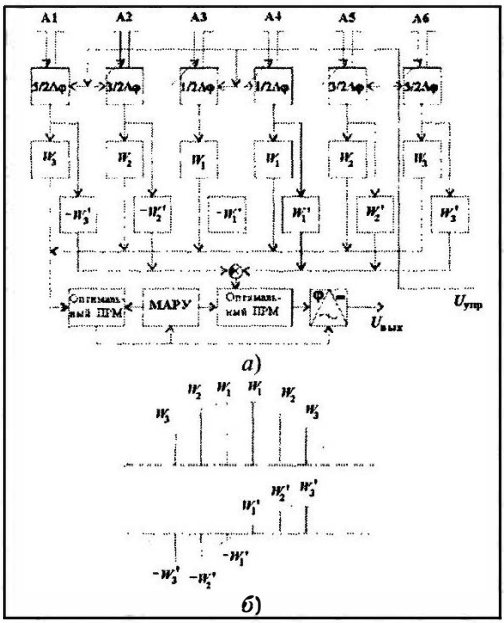


Рис. 11.22. Структурная схема оптимального амплитудного суммарно-разностного радиопеленгатора (*а*) и диаграмма, поясняющая выбор весовых коэффициентов (*б*)

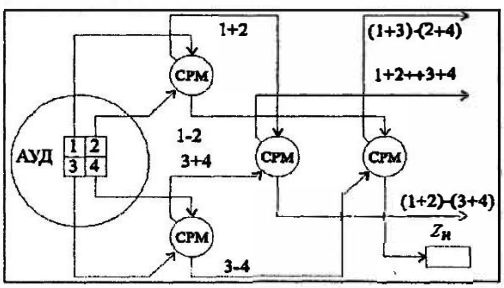


Рис. 11.23. Угловой датчик и преобразователь суммарно-разностного пеленгатора при пеленгации в пространстве

Здесь учтено, что при малых $\theta_р$ значение $U_\Sigma(\theta_р) = U_\Sigma$ не зависит от $\theta_р$.

Нормировка устраняет влияние амплитуды сигнала и повышает точность пеленгации.

При оптимальном построении амплитудного суммарно-разностного РП (рис. 11.22) с дискриминационной характеристикой вида

$$D(\theta_р) = -K\left(Z'(\theta_р)/Z(\theta_р)\right)$$

в качестве углового датчика используется ФАР, выполняющая функцию пространственного фильтра. Весовые коэффициенты Wi и W_i' выбирают из условия формирования суммарной и разностной диаграмм. При пеленгации в пространстве необходимы три или четыре пеленгационных канала и соответствующие преобразователи на волноводных мостах (рис. 10.23).

Точность моноимпульсных РП. Точностные параметры таких РП зависят главным образом от типа РП и степени идентичности приемных каналов.

Тогда

$$\sigma_\theta = \sigma_\varphi [2\pi(2Б/\lambda)]^{-1},$$

где σ_φ – погрешность измерения фазы, нижнее значение которой дает формула потенциальной точности, т.е. $\sigma_\varphi = (2E/N_0)^{-1/2}$.

С учетом этой формулы потенциальная точность фазо-фазового РП характеризуется погрешностью

$$\sigma_\theta = \sigma_\varphi \left[2\pi(E/N_0)^{1/2}(Б/\lambda)\right]^{-1} = \varphi_a \left[2\pi(E/N_0)^{1/2}\right]^{-1},$$

или

$$\boxed{\sigma_\Theta / \varphi_a = K/\sqrt{q},}$$

где учтено, что при указанных на рис. 11.12 размерах антенн фазового РП база Б= d_a и ширина ДНА $\varphi_a = \lambda/Б$ при той же базе. При использовании ФАР с теми же размерами ширина ДНА $\varphi_a = 0{,}5\lambda/Б$ при той же базе.

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 Б=0,5l_a, где l_a – размер апертуры антенной системы.

Точность амплитудно-амплитудного РП можно найти, используя выражение (11.16). Разлагая $\ln f_a(\theta_p)$ в степенной ряд в первом приближении получаем

$$U(\theta_p) \approx -2\Pi_a \theta_p,$$

где $\Pi_a = f_a'(\theta_0) / f_a(\theta_0)$ – пеленгационная чувствительность. Тогда при $\overline{[U(\theta)]^2} \to \sigma_ш^2$ и $\overline{\theta^2} \to \sigma_\theta^2$

$$\sigma_\theta = 1{,}7[\Pi_a (q)^{1/2}]^{-1}.$$

Если уровень пересечения ДНА выбран равным примерно 0,5 [см. (11.6)], то $\Pi_a = k/\varphi_a$, откуда окончательно

$$\sigma_\theta / \varphi_a \approx k\,(q)^{-1/2}.$$

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 РП точность измерения характеризуется погрешностью

$$\boxed{\sigma_\Theta / \varphi_a = k(q)^{-1/2},}$$

где коэффициент k слабо зависит от типа РП и лежит в пределах 0,5–1,5.

Погрешность фазо-фазового РП определяется выражением (11.14), в котором следует учесть, что при сопровождении цели по угловым координатам $\theta_p \approx 0$.

Общим недостатком всех моноимпульсных РП является влияние отличия (неидентичности) фазовых или амплитудных (соответственно в фазовых или амплитудных РП) характеристик приемных каналов на точность определения угловых координат цели. В суммарно-разностных РП это влияние слабее, однако только при высокой идентичности высокочастотных трактов (до кольцевого моста). Последнее нетрудно показать при построении соответствующих векторных диаграмм сигналов.

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 $\sigma_{\Sigma к.с}$ и многоканальных моноимпульсных $\sigma_{\Sigma ми}$ радиопеленгаторов. На точность одноканальных следящих РП влияют шумы приемника, приводящие к погрешности $\sigma_ш$, аппаратурная погрешность $\sigma_а$, угловой шум $\sigma_{уш}$ и амплитудный шум флуктуаций отраженного сигнала $\sigma_{аш}$ (рис. 11.25).

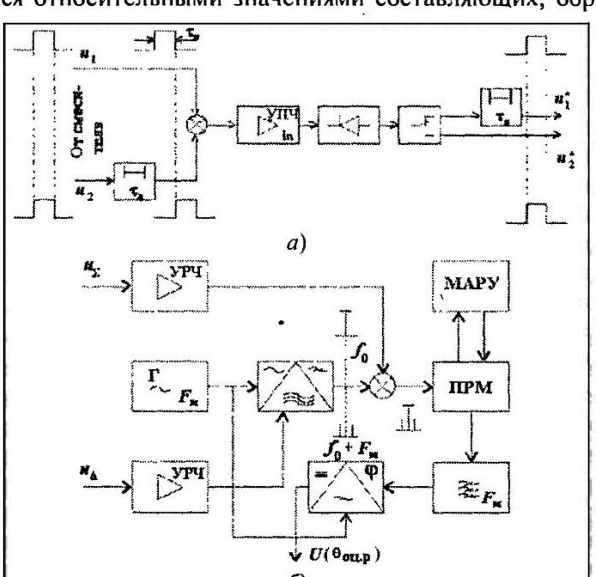


Рис. 11.24. Схемы одноканальных моноимпульсных радиопеленгаторов

В моноимпульсных РП (при идеальной нормировке сигналов) погрешность $\sigma_{аш}$ от-

сутствует, что приводит к повышению точности пеленгации. Этому же способствует большая пеленгационная чувствительность суммарно-разностных моноимпульсных РП, примерно в два раза превышающая аналогичный параметр в РП с коническим сканированием. Отмеченные преимущества моноимпульсных РП привели к широкому распространению этого типа угломерных устройств.

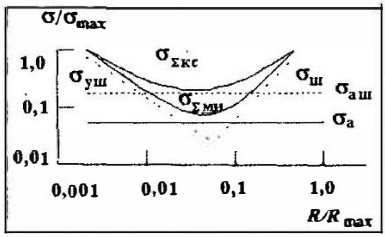


Рис. 11.25. Составляющие погрешностей в одно- и многоканальных следящих радиопеленгаторах

Разрешающая способность амплитудных радиопеленгаторов характеризуется соотношениями:

$\delta\theta \approx \theta_{0,5}$ – метод максимума;

$\delta\theta \approx 1{,}5\theta_{0,5}$ – равносигнальный метод (точнее $\delta\theta \approx 2\theta_0 + K\theta_{0,5}$).

Величина флуктуационных ошибок радиопеленгаторов обычно оценивается единым соотношением:

$$\sigma_\theta / \theta_{0,5} \approx K / \sqrt{q},$$

где K – зависит от типа пеленгатора и аппроксимации ДНА.

Так, при $f(\theta) = \exp\left\{-2{,}8(\theta/\theta_{0,5})^2\right\}$, получаем

Тип пеленгатора	Амплитудно-амплитудный	Фазо-фазовый	Фазовый суммарно-разностный	Амплитудный суммарно-разностный
K	0,1	0,17	0,12	0,12

Контрольные вопросы

11.1. Огибающая пачки отраженных от цели импульсов промодулирована по амплитуде функцией, описывающей ДНА: $f_a(\theta) = \exp\left\{-\pi(\theta/\varphi_a)^2\right\}$. Ширина ДНА $\varphi_a = 6°$, угловая скорость вращения антенны $\Omega_{ск} = 30°/c$, частота повторения импульсов $F_п = 1000$Гц, 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 ($\varphi_a = 6°$). Постройте ДНА, вычислите пеленгационную способность, определите погрешность пеленгации.

11.3. Какая информация об угловом положении цели и в каких параметрах сигнала содержится на выходе усилителя сигнала ошибки?

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 λ=1 м. Найдите базу пеленгатора, при которой сектор однозначного измерения $\alpha_{одн}$=±10°, 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 AC расположена в направлении меридиана, база AB перпендикулярна к ней). Сдвиги фаз принятых сигналов φ_{AC}= 85°, φ_{AB}= 15°. 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. Запишите выражения для потенциальных ошибок фазово-фазовых, амплитудно-амплитудных и суммарно-разностных радиопеленгаторов.

11.14. Укажите недостаток моноимпульсных радиопеленгаторов.

11.15. Перечислите основные составляющие погрешности одно- и многоканальных радиопеленгаторов?

Глава 12. Измерители высоты

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. При высоте h подъема антенны этого радиолокатора над поверхностью Земли, 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. 5.11, из соотношения

$$H = H_{\text{пр}} + h + R^2 / R_{\text{э.эф}}, \qquad (12.1)$$

где $H_{\text{пр}} = R\sin\beta$ – приведенная высота. Последнее слагаемое учитывает кривизну земной поверхности и рефракцию радиоволн в стандартной атмосфере с помощью введения эффективного радиуса Земли $R_{\text{э.эф}}$.

Из этого соотношения следует, что задачей радиолокационного измерителя высоты является нахождение угла места цели β. Зная этот угол и измерив дальность R соответствующим методом, можем по известным h и $R_{\text{э.эф}}$ найти высоту цели H. Применяют и более простой метод непосредственного измерения: H – метод V-образного луча.

Методы измерения угла места цели β основаны на использовании остронаправленных в вертикальной плоскости антенн, формирующих как сканирующие, так и неподвижные ДНА. При сканирующей (качающейся) в вертикальной плоскости антенне можно измерить β методом максимума. Если сканирование производится 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. В таком радиолокаторе зондирующий сигнал излучается всеми парциальными лепестками ДНА одновременно, а сумма лепестков образует широкую (формы cosec β) ДНА. При приеме отраженных сигналов каждый лепесток ДНА работает на отдельный приемный канал. Быстродействие такого радиолокатора достигается ценой усложнения системы обработки сигналов.

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 цели H.

Принцип действия измерителя высоты, основанного на методе V-образного луча. Антенная система радиолокатора, расположенного в точке О (рис. 12.1), имеет два луча: вертикальный ($Л_в$) и наклонный ($Л_н$). Плоскость последнего составляет с плоскостью $Л_в$ 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 cosec θ, где θ – угол в плоскости луча, отсчитываемый от линии пересечения лучей.

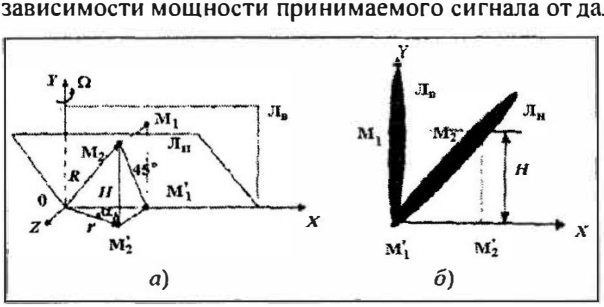


Рис. 12.1. Взаимное положение лучей при использовании метода V-образного луча (*а*) и их проекция на вертикальную плоскость, перпендикулярную оси X и содержащую цель (*б*)

Напомним, что подобная форма ДНА используется в радиолокаторах обзора земной поверхности с той только разницей, что по закону cosec θ изменяется не верхняя, а нижняя часть ДНА. Оба луча неподвижны друг относительно друга и вместе вращаются во-

круг вертикальной оси с угловой скоростью сканирования $\Omega_{ск}$ для обзора воздушного пространства.

При вращении антенны луч $Л_н$ проходит через цель, находящуюся в точке M_1. Положение этой точки характеризуется дальностью R, высотой $H_{пр}$ и горизонтальной дальностью r. Обозначим проекцию точки M_1 на плоскость луча $Л_в$ через M_2. Опуская перпендикуляр на линию пересечения лучей (ось OY), 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 $Л_в$ и $Л_н$.

Из треугольников M_1OM_1' и $M_2'OM_1'$ находим

$$H_{пр}^2 = R^2 - r^2\,,\quad H_{пр} = r\sin\alpha_\Delta\,,$$

где α_Δ – разность азимутов отметок цели при пересечении ее плоскостями лучей $Л_в$ и $Л_н$, зависящая от $H_{пр}$.

Решая совместно эти два уравнения, получаем

$$H_{пр} = \frac{R\sin\alpha_\Delta}{\sqrt{1+\sin^2\alpha_\Delta}}\,. \qquad (12.2)$$

Отсюда следует, что, измерив R и α_Δ, можно определить приведенную высоту $H_{пр}$, а следовательно, и истинную высоту H. Для таких измерений часто пользуются индикатором «дальность – азимут». Однако при малой $H_{пр}$ из-за конечной ширины $Л_в$ и $Л_н$ отметки цели, полученные по этим лучам, перекрываются и отсчет угла α_Δ затрудняется. Устранить этот недостаток можно, развернув $Л_н$ относительно $Л_в$ на угол α_Δ в горизонтальной плоскости. Тогда соотношение для определения $H_{пр}$ примет вид

$$H_{пр} = \frac{R\sin(\alpha_0+\alpha_\Delta)}{\sqrt{1+\sin^2(\alpha_0+\alpha_\Delta)}} - \frac{R\sin\alpha_0}{\sqrt{1+\sin^2\alpha_0}}\,. \qquad (12.3)$$

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

$$\sigma_{\alpha_1} = \sigma_{\alpha_2}\sec 45° = \sigma_{\alpha_2}\sqrt{2}\,,$$

имеем

$$\sigma_\alpha = \sigma_{\alpha_2}\sqrt{3} \text{ и } \sigma_H = \sqrt{3}R_l\sigma_{\alpha_2}\,. \qquad (12.4)$$

Вид РЛС с V-образным лучем показан на рис. 12.2.

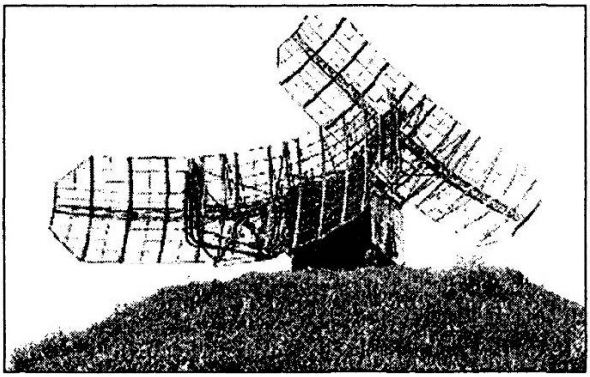


Рис. 12.2. РЛС с V-образной ДНА

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.

Глава 13. Измерители скорости цели

Одним из важных параметров движения, подлежащих определению в радиосистемах, является скорост. При однопозиционном расположении радиосистемы (рис. 13.1, *а*) можно измерить радиальную составляющую скорости движения $V_r = R'$ и угловую скорость перемещения объекта θ', связанную с тангенциальной составляющей скорости $V_\tau = R\theta'$. 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 ●1 и *О*2 на рис. 13.1,*б*), Для этого надо знать угловые положения линий визирования цели (например, углы α_1 и α_2 на рис. 13,1).

Радиальную скорость цели можно найти либо дифференцированием данных о текущей дальности цели:

$$R' = V_r = \frac{d}{dt} R(t),$$

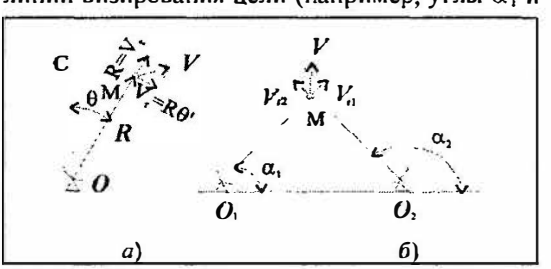


Рис. 13.1. Составляющие вектора скорости, определяемые в одно (*а*) и двухпозиционной (*б*) системе

либо измерением доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала $F_д$ при движении цели. При использовании метода дифференцирования дальности данные о скорости обычно извлекают из входного сигнала последнего интегратора в экстраполяторе автоматического радиодальномера.

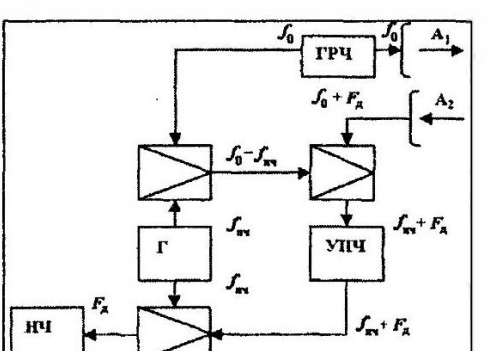


Рис. 13.2. Структурная схема измерителя радиальной скорости пассивного объекта

Оптимальным при определении скорости по доплеровскому сдвигу частоты является, как следует из формулы для потенциальной точности измерения частоты (9.22), непрерывный сигнал, имеющий наиболь-

шее значение среднеквадратической длительности сигнала $t_{ск}$. 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 цель облучается непрерывным когерентным сигналом частоты f_0, который вырабатывается ГРЧ, и измеряется доплеровский сдвиг частоты $F_д = -2V_r/\lambda$. Отраженный от объекта сигнал с частотой $f_0 + F_д$ во втором смесителе приемника переводится на частоту подставки $F_{пд} > |F_{д\,max}|$ для обеспечения однозначного измерения в ИЧ как положительных, так и отрицательных доплеровских сдвигов частоты. Потенциальная точность определения скорости в рассматриваемом измерителе характеризуется погрешностью (см. гл. 3 и 9)

$$\sigma_V = (\lambda/2)[(E/N_0)^{1/2} t_{ск}]^{-1}. \qquad (13.1)$$

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 $f_1 + F_д$, где $F_д = -(V_r/c)f_1$. Колебания после преобразования на промежуточную частоту и усиления в УПЧ переводятся в балансном модуляторе на частоту подставки $F_{пд}$, и в ИЧ измеряются значение и полярность доплеровского смещения $F_д$ сигнала цели. Преимущество этого, так называемого 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 пунктах измерения. Потенциальная точность такого измерителя определяется выражением (13.1), в котором вместо $\lambda/2$ следует использовать λ.

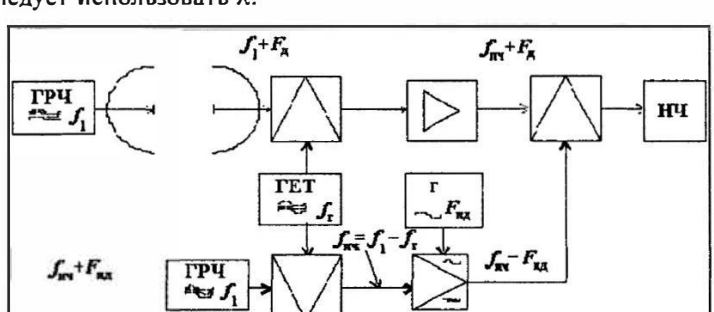


Рис. 13.3. Структурная схема беззапросного измерителя радиальной скорости активного объекта

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 $F_д = -(V_r/c)f_1$ и через устройство развязки приемного и передающего каналов УР попадает на смеситель приемника. Поскольку гетеродинный сигнал, формируемый умножителем частоты, имеет частоту $mf_г$, в УПЧ сигнал усиливается на частоте $f_{пч}=f_1+F_д - mf_г$. После дробно-кратного преобразования частоты с помощью, например, регенеративных делителей, частота сигнала принимает значение $(n/m)(f_1+F_д)-mf_г$. После второго преобразования частоты формируется несущая частота ответного сигнала $f_2 = (n/m)(f_1+F_д)$.

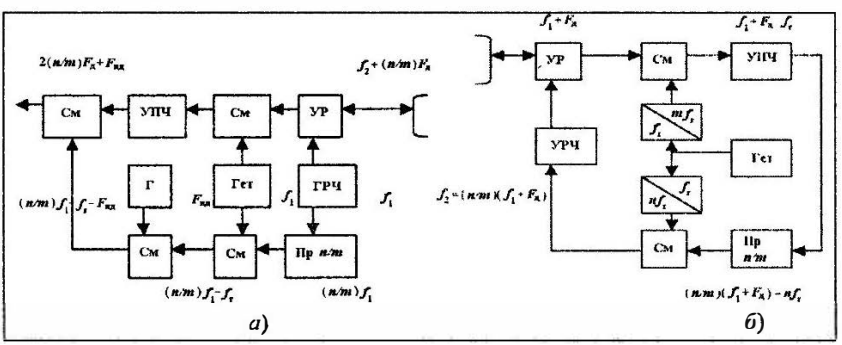


Рис. 13.4. Структурная схема запросчика (*а*) и ответчика (*б*) измерителя радиальной скорости активного объекта

Принимаемый запросчиком ответный сигнал с частотой

$$f_1+F_д^* = (n/m)f_1[1+(Vr/c)][1+(Vr/c)] \approx (f_1+2F_д)(n/m)$$

через устройство развязки УР и смеситель подается на УПЧ с частотой $f_1+F_д - f_г$. Опорный сигнал, имеющий частоту $(n/m)f_1 - f_г$, формируется из сигнала ГРЧ с помощью дробно-кратного преобразователя частоты и смесителя. После добавления частоты подставки $F_{пд}$ на последний смеситель приходит опорный когерентный сигнал с частотой $(n/m)f_1 - f_г - F_{пд}$.

Таким образом, измеритель частоты (ИЧ) определяет частоту $F_{пд}+2F_{пд}(n/m)$. Потенциальную точность измерения скорости в данной системе находят с помощью формулы (13.1).

Преимуществом запросного метода работы являются меньшие требования к стабильности частоты в системе запросчик—ответчик, которая должна быть высокой только на малых интервалах времени, равных $t_{R\max}=2R_{\max}/c$. Однако на борту объекта устанавливается аппаратура, имеющая, как правило, большие массу и 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.

Принцип действия измерителя угловой скорости объекта (угловой скорости линии визирования). Подобный измеритель может быть построен на основе фазового метода радиопеленгации. Пусть в соответствии с рис. 13.5 разность фаз сигналов, принимаемых в точках А и В,

$$\varphi = (2\pi Б/\lambda)\sin\alpha = (2\pi Б/\lambda)\cos\theta_x = (2\pi Б/\lambda)C_x,$$

поэтому

$$d\varphi/dt = (2\pi Б/\lambda)C_x' = (2\pi Б/\lambda)\cos\theta_x \sin\theta_x. \qquad (13.2)$$

Однако

$$\varphi = \omega_0[(R_1'/c - R_2'/c)]/c,$$

поэтому

$$d\varphi/dt = \omega_0[(R_1'/c - R_2'/c)] = \Omega_{д1} - \Omega_{д2} \approx \Omega_{д\Delta}. \qquad (13.3)$$

Объединяя (13.2) и (13.3), находим скорость изменения угла θ_x, или угловую скорость линии визирования

$$\theta_x = \Omega_{д\Delta}[(2\pi Б/\lambda)\sin\theta_x]^{-1}.$$

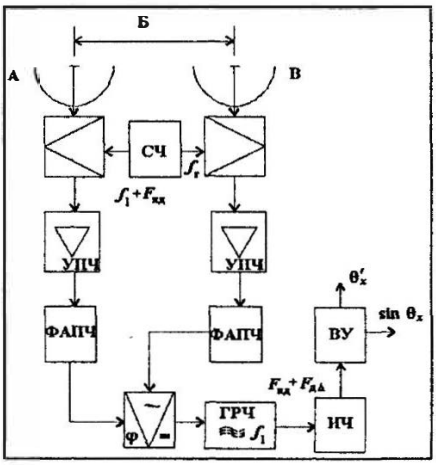


Рис. 13.5. Структурная схема измерителя угловой скорости линии визирования цели

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 насстроены на частоту подставки $F_{пд}$, преобразуются сигналы, принятые на концах базы Б. 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 максими-

зируют 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'.

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.

Глава 14. Радиолокаторы с синтезированной апертурой

Синтезирование апертуры (СА) – метод обработки сигналов, позволяющий существенно повысить поперечную линейную разрешающую способность радиолокатора относительно направления ДНА и улучшить детальность радиолокационного изображение 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 в отсутствие оптической видимости земной поверхности (при полете над облаками и ночью).

14.1. Принцип действия и 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.

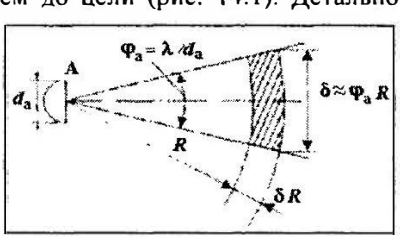


Рис. 14.1. Параметры, характеризующие детальность радиолокационного изображения

Поскольку $\delta R = c\tau_и/2$, задача уменьшения δR решается использованием зондирующих сигналов с малой длительностью импульсов или переходом к сложным сигналам (частотно-модулированным или фазо-манипулированным). Уменьшения δl требует использования узких ДНА, так как δl пропорциональна ширине ДНА, а $\varphi_a = \lambda / d_a$ (λ –длина волны; d_a – длина антенны), которая не может быть больше продольного размера (длины) летательного аппарата. Основной путь повышения тангенциальной разрешающей способности – применение в радиолокаторах метода синтезирования

апертуры антенны при движении ЛА. Чаще всего РЛС с СА используют в так называемых радиолокаторах бокового обзора (рис. 14.2).

В радиолокаторах, у которых антенна размещена вдоль фюзеляжа, $\delta l = R\lambda / l_{ф}$, и она тем выше, чем больше продольный размер $l_{ф}$ фюзеляжа ЛА. Поскольку $d_{ф}$ конструктивно ограничивает размер внутренней антенны $d_{а} \le d_{ф}$, то $\delta l = R\lambda / l_{ф} < R\lambda / d_{а}$, и детальность изображения в радиолокаторах с вдольфюзеляжными антеннами улучшается, хотя зависимость от дальности сохраняется.

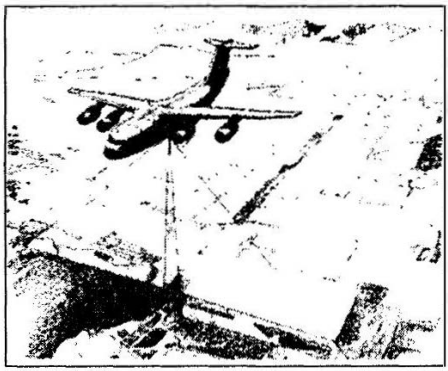


Рис. 14.2. Диаграммы направленности радиолокатора бокового обзора

Более радикальный путь приводит к радиолокаторам с синтезированием апертуры (РСА) при поступательном движении ЛА.

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 $\varphi_{а} = \lambda / L$. Если для обеспечения заданной $\varphi_{а}$ требуется $L > l_{ф}$, то можно синтезировать ФАР, последовательно перемещая один 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 $L_{с}$ и ДНА шириной $\varphi_{с} = \lambda / L_{с}$, однако увеличиваются затраты времени на синтезирование $t_{с} = L_{с} / V$ и усложняется аппаратура радиолокатора.

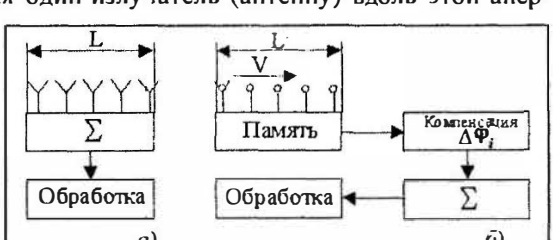


Рис. 14.3. Фазированная антенная решетка (*а*) и схема синтезирования апертуры при перемещении излучателя (*б*)

Пусть ЛА движется на некоторой высоте с постоянной скоростью V прямолинейно и параллельно земной поверхности (рис. 14.4).

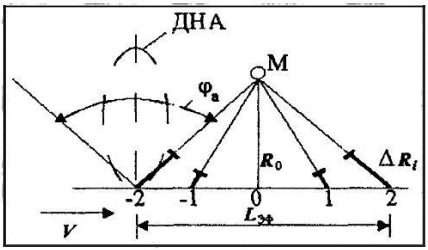


Рис. 14.4. Появление фазовых сдвигов в процессе прямолинейного движения ЛА при синтезировании апертуры

Антенна, имеющая ДНА шириной φ_a и повернутая на 90° к линии пути, последовательно проходит ряд положений $i = -N/2; ...; -2; -1; 0; +1; +2; ...; +N/2$, в которых принимает сигналы, отраженные от цели, находящейся в точке M на земной поверхности. При различных положениях антенны (различных i) сигналы от одной и той же точки проходят разные расстояния $R_0; R_0 + \Delta R_1; R_0 + \Delta R_2; ... R_0 + \Delta R_{N/2}$, что приводит к изменению фазовых сдвигов этих сигналов, вызываемых разностью хода ΔR_i. Поскольку сигнал проходит дважды (в направлении цели и от нее), два сигнала, принятые при соседних положениях антенны, отличаются по фазе на

$$\Delta\varphi = \omega t_{\Delta R} = 2\pi f_0 (2\Delta R/c) = 4\pi\Delta R/\lambda . \qquad (14.1.)$$

В зависимости от того, компенсируются или нет при обработке принятых сигналов фазовые набеги $\Delta\varphi_i$ (образующиеся на отрезках ΔR_i), различают фокусированные и нефокусированные РСА. В первом случае обработка сводится к перемещению антенн, запоминанию сигналов, компенсации фазовых набегов и суммированию сигналов (см. рис. 14.3,*б*), а во втором — к тем же операциям, но без компенсации фазовых набегов.

Тангенциальная разрешающая способность РСА. Нефокусированная обработка обеспечивает сложение сигналов U_i при разности фаз сигналов с крайних и центрального элементов апертуры $\varphi \le 90°$. Если положить $\varphi = \pi/2$, то максимальное значение ΔR составит $\lambda/8$. Из рис. 14.4 следует $(L_{эф})^2 + R_0^2 = (R_0 + \lambda/8)^2$, поэтому, если $R_0 >> \lambda/8$, то $L_{эф} = (R_0\lambda)^{1/2}$. Таким образом, при суммировании сигналов на участке траектории, равном $L_{эф}$, ширина синтезированной ДНА составит $\varphi_c = \lambda/L_{эф} = (\lambda/R_0)^{1/2}$. При этом тангенциальная разрешающая способность $\delta l = R_0\varphi_c = (\lambda R_0)^{1/2}$, а при произвольном расстоянии до цели $\delta l = (\lambda R)^{1/2}$ (рис. 14.5).

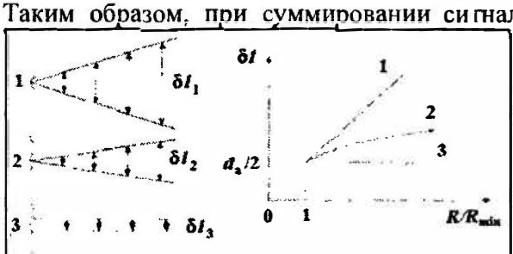


Рис. 14.5. Зависимость тангенциальной разрешающей способности от дальности в обычном радиолокаторе (*1*), в нефокусированном РЛ с СА (*2*) и в фокусированном РЛ с СА (*3*)

При фокусированной обработке сигналы суммируются на участке смещения реальной установленной на ЛА антенны, на котором облучается находящаяся в точке M цель:

$$L_{эф} = L = R_0\varphi_a = R_0\lambda/d_a .$$

В этом случае ширина синтезированной ДНА

$$\varphi_c = \lambda/2L_{эф} = d_a/(2R_0),$$

а тангенциальная разрешающая способность

$$\delta l = R_0\varphi_c = d_a/2.$$

Структурная схема РСА. Основу РСА составляют когерентно-импу-льсные радиолокаторы, построенные по схеме с внутренней когерентностью (рис. 14.6).

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 (УМ) представляет собой оконечный 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 (КГ). Сигналы квадратурных каналов (сохраняющих информацию о фазе) подаются либо на устройство записи (УЗ), либо на устройство цифровой обработки в реальном масштабе времени (УОС). 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

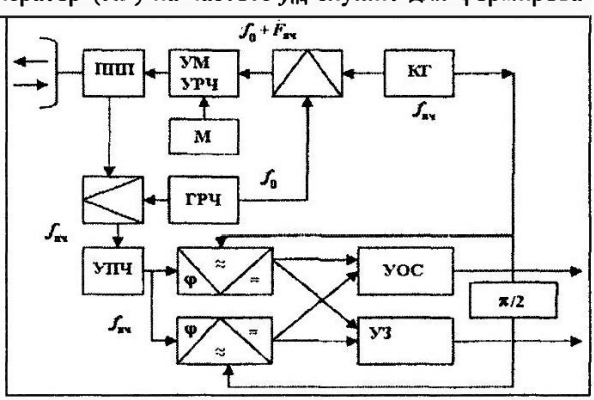


Рис. 14.6. Структурная схема радиолокатора с синтезированием апертуры

свечения пятна. Обработка и воспроизведение информации происходят 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.

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 $L_{эф}$ и по дальности R_{max} (рис. 14.7,*а*).

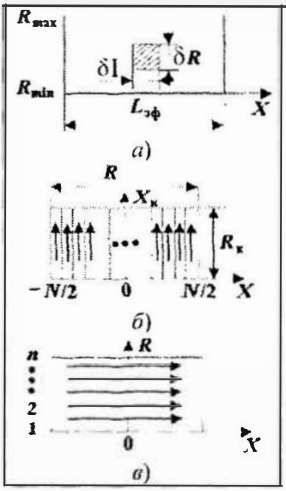


Рис. 14.7. Запоминаемый кадр местности (*а*); диаграммы записи (*б*) и считывания (*в*) сигналов

Поскольку принимаемые при каждом положении антенны сигналы поступают на вход приемника с просматриваемой дистанции последовательно во времени, записываются они также последовательно в каждый из $N+1$ азимутальных каналов, что условно показано стрелками на рис. 14.7,*б*. При этом формируется соответствующий участку местности кадр изображения с размерами $x_к$ и $R_к$. 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 $L_{эф}$. 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 $T_п$ антенна смещается на отрезок $\Delta = VT_п$ (рис. 14.8).

Для исключения пропуска цели при таком смещении антенны потребуем чтобы $\Delta < d_а$ на рис. 14.8. При этом формируется соответствующий участку местности кадр изображения с размерами $x_к$ и $R_к$. 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 $L_{эф}$. Поэтому информация с устройства записи считывается последовательно в каждом из n каналов дальности (см. рис. 14.7,*а*). Допустим теперь, что РЛ неподвижен, а цель

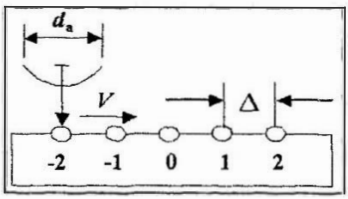


Рис. 14.8. Кинематика взаимного смещения РЛ и точечной цели

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 $R_0 >> Vt$, имеем $\sin\alpha \approx \alpha = Vt/R_0$, а $V_r = V\sin\alpha$.

При проходе цели через диаграмму направленности доплеровский сдвиг частоты (рис. 14.9,*б*) и фаза (рис. 14.9,*в*) меняются по законам:

$$F_д(t) = -2\frac{V_r}{\lambda} = -2V^2t(\lambda R_0)^{-1} = at, \tag{14.2}$$

$$\varphi(t) = \int_0^t 2\pi F_д(t)dt = -2\pi V^2t^2(\lambda R_0)^{-1} = bt^2. \tag{14.3}$$

Отметим, что коэффициенты a и b при постоянных в полете λ и V зависят от R_0 и, следовательно, обработка сигналов многоканальна по дальности.

Комплексную амплитуду отраженных сигналов при синтезировании апертуры можно представить в виде

$$U(t) = U_m(t)\exp\{j\varphi(t)\},$$

где $U_m(t) = U_0G_a^2(Vt/R_0)$; $\varphi(t) = -2\pi V^2t^2/\lambda R_0$. Здесь и далее огибающая сигнала выражена через ДНА реальной антенны $G(a)$ и значение амплитуды сигнала равно U_0 при $\alpha = 0$.

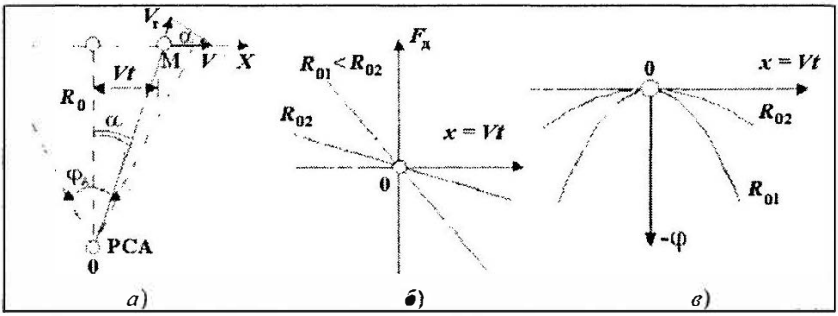


Рис. 14.9. Схема формирования вектора радиальной скорости (*а*); характер изменения доплеровской частоты (*б*) и фазы (*в*) сигнала при пролете цели

В импульсном радиолокаторе сигнал приходит в дискретные моменты времени, поэтому $t = t_i = iT_п$. 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

$$U(i) = U_m\left(i\frac{VT_п}{R_0}\right)\exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}\left[\frac{(VT_п)^2}{R_0}\right]\right\}. \tag{14.4}$$

Дискретные составляющие сигнала (14.4) необходимо запомнить на интервале времени $NT_{\text{п}}$, где $N = L_{\text{эф}}/\Delta$.

Алгоритмы обработки сигнала в РСА. Для оптимальной обработки сигнала (14.4) необходим фильтр с импульсной переходной характеристикой

$$H(i) = kU_m\left(\frac{iVT_{\text{п}}}{R_0}\right)\exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}\left[\frac{(VT_{\text{п}})^2}{R_0}\right]i^2\right\}, \qquad (14.5)$$

или

$$H(i) = W_i \exp\{j\varphi_i\},$$

где

$$W_i = kU_m\left(iV\frac{T_{\text{п}}}{R_0}\right);\ \varphi_i = \left[2\pi V^2(T_{\text{п}})^2(\lambda R_0)^{-1}\right]i^2 \qquad (14.6)$$

($i = 0, \pm1, \pm2, \ldots \pm N/2$).

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 $СФ_1$, 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

$$U_{\text{ф}} = \sum_{k=1}^{n}\sum_{i=\frac{-(N-1)}{2}}^{\frac{(N-1)}{2}} U_k(i)W_{ki}\exp\{j\varphi_{ki}\}, \qquad (14.7)$$

а нефокусированной –

$$U_{\text{нф}} = \sum_{k=1}^{n}\sum_{i=\frac{-(N-1)}{2}}^{\frac{(N-1)}{2}} U_k(i)W_{ki}. \qquad (14.8)$$

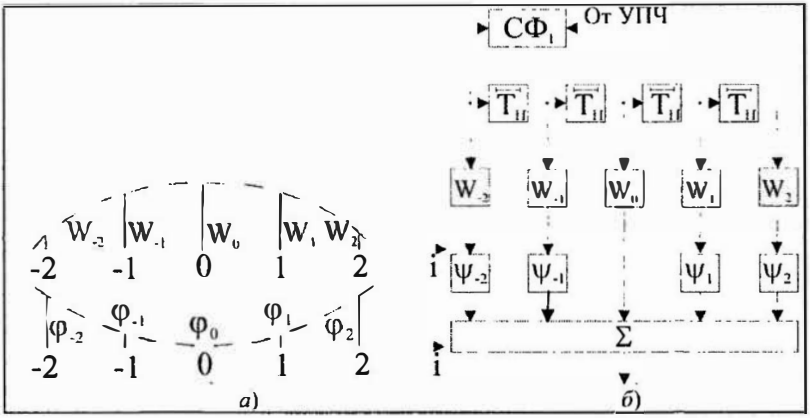


Рис. 14.10. Коэффициенты усиления и фазовые сдвиги в фазовращателях (*а*); структура устройства оптимальной обработки сигнала в РЛ с СА (*б*)

Увеличение разрешающей способности δl в тангенциальном направлении наталкивается на такие ограничения, как траекторные и аппаратурные дестабилизирующие факторы, которые приводят к отклонению фазы траекторного сигнала от квадратической аппроксимации.

Фазовое рассогласование определяется отличиями принятой модели $R_a(t)$ и реальной траектории $R_т(t)$

$$\Delta\varphi(t) = \frac{4\pi}{\lambda}\Delta R = \frac{4\pi}{\lambda}\left[R_т(t) - R_a(t)\right] \le \pi/2 . \qquad (14.9)$$

Неравенство (14.9), определяет допустимые погрешности при "фокусированной обработке" и размеры синтезированной апертуры.

На рис. 14.11 представлены зависимости аппроксимирующей $R_a(t)$ и наклонной $R_т(t)$ дальностей как функции смещения ЛА по траектории $L = Vt$ или времени t.

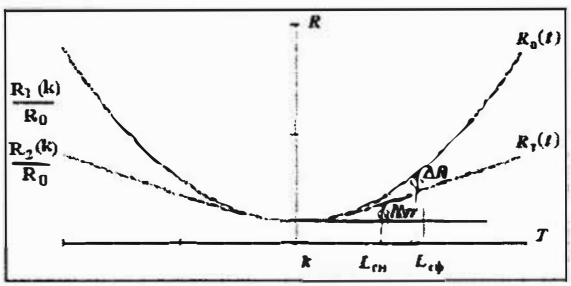


Рис. 4.11. Зависимости аппроксимирующей и наклонной дальностей как функции смещения ЛА по траектории или времени

Подставляя в (14.9) значения дальностей, выраженные через параметры V, R_0 траектории ЛА, и учитывая предельно допустимое значение $\Delta R = \lambda/8$ и размеры $L_c = VT_c$ синтезированной апертуры антенны, приходим к уравнению

$$\Delta R = R_a(t) - R_т(t) = R_0 + \frac{L_c^2}{2R_0} - \sqrt{R_0^2 + L_c^2} \le \lambda/8 . \qquad (14.10)$$

Решение уравнения (14.10) ограничивает размеры $2L_c$ синтезированной апертуры:

$$2L_c \approx \sqrt{R_0(4\sqrt{R_0\lambda} + \lambda)} \approx \sqrt{4R_0\sqrt{R_0\lambda}} \approx \sqrt{4R_0 L_{сноф}} . \qquad (14.11)$$

Здесь учтено значение синтезированной апертуры при нефокусированной обработке, для которой допустимая фазовая погрешность определяется значением Δr (рис. 14.11):

$$L_{сноф} = \sqrt{R_0\lambda} . \qquad (14.12)$$

Тангенциальная разрешающая способность, реализуемая РЛС с СА,

$$\delta L_c = \delta\theta_c R_0 = R_0 \frac{\lambda}{2L_c} .$$

С учетом выражения (14.12), находим тангенциальную разрешающую способность при фокусированной обработке с квадратической аппроксимацией наклонной дальности:

$$\delta L_{фо} = \frac{\lambda R_0}{\sqrt{4R_0\sqrt{R_0\lambda} + \lambda}} \approx \frac{\lambda R_0}{2\sqrt{R_0\sqrt{R_0\lambda}}} .$$

14.2. 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).

Структурная схема устройства цифровой обработки сигналов РСА. С помощью АЦП (рис. 14.12) 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 из каналов 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 синтезирования $L_{эф}$. 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 вычислитель опорной функции ВОФ, который вырабатывает сигнал, представляющий собой аналог импульсной переходной характеристики $H(i)$.

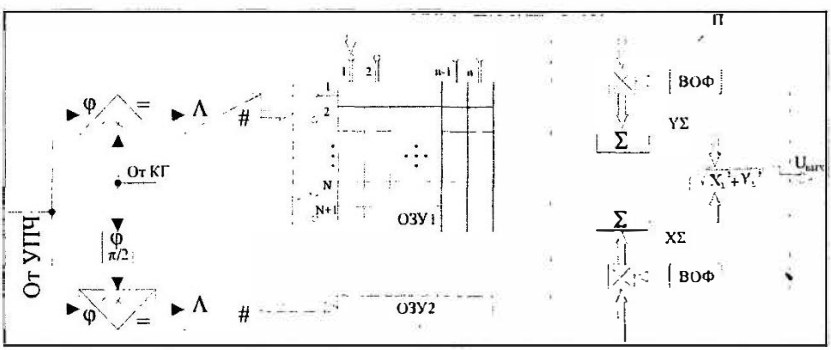


Рис. 14.12. Структурная схема устройства цифровой обработки сигналов РСА

Устройства фокусированной обработки. Фокусированная обработка 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 чего 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 $X_1 = U_m \cos\varphi_i$ и $Y_1 = U_m \sin\varphi_i$, то новый фазовый угол, очевидно, будет $\varphi_{i+1} = \varphi_i + \psi$, или $\varphi_2 = \varphi_1 + \psi$. При этом квадратурные составляющие вычисляют по формулам

$$X_2 = U_m \cos(\varphi_1 + \psi) = U_m \cos\varphi_1 \cos\psi - U_m \sin\varphi_1 \sin\psi = X_1 \cos\psi - Y_1 \sin\psi,$$

$$Y_2 = \sin(\varphi_1 + \psi) = U_m \sin\varphi_1 \cos\psi + U_m \cos\varphi_1 \sin\psi = Y_1 \cos\psi + X_1 \sin\psi .$$

Следовательно, алгоритм ввода компенсирующего сдвига фазы φ путем изменения ортогональных составляющих сигнала X_1 и Y_1 получается следующим:

$$X_2 = X_1 \cos\psi - Y_1 \sin\psi \quad \text{и} \quad Y_2 = Y_1 \cos\psi + X_1 \sin\psi .$$

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, а, следовательно, и веса $\cos\psi$ и $\sin\psi$ по азимутальным ячейкам меняются в соответствии с соотношением (14.4) и рис. 14.9,*г* 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 δl=3 м на расстоянии R_0=80 км. Для этого при λ=3см требуется сформировать искусственный раскрыв (апертуру) размером $L = R_0\varphi_c = R_0\lambda/\delta l$=800 м. При скорости движения носителя радиолокатора 400 м/с время запоминания сигнала $t = L/V = 2$ с. При $\delta R = \delta l$ и $R_{max} = R_0 = 80$ км число каналов дальности равно $n = R_{max}/\delta l = 27 \cdot 10^3$. Число суммируемых сигналов равно числу отраженных импульсов за время запоминания и при $F_п = 1000$ 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 $T_п$ должны выполняться одна операция сложения (прибавляется очередной отраженный импульс) и одна операция вычитания (устраняется первый из накапливаемых импульсов). Скорость обработки при этом составляет $2nF_п \approx 107$ 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 цифроаналоговых преобразований, что приводит к росту стоимости, размеров и массы устройств.

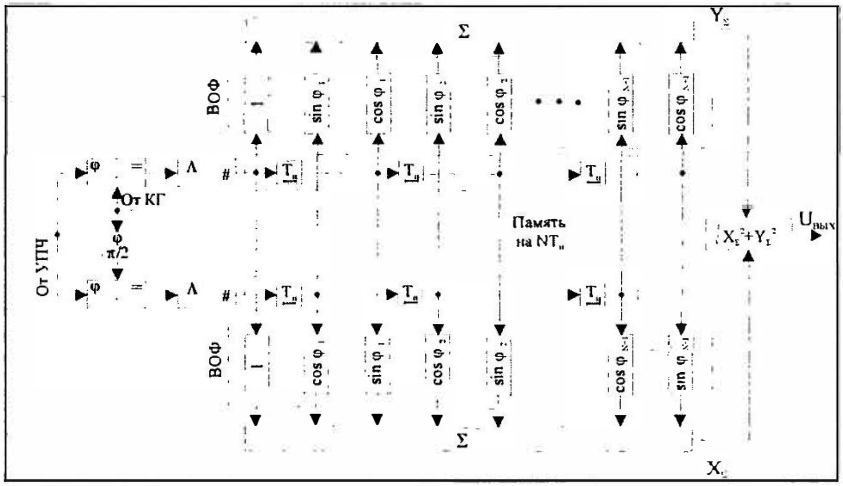


Рис. 14.13. Структура одного канала дальности при фокусированной обработке информации в процессоре РСА

Структурная 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. 14.14) сигнал после фазового детектора квадратурных каналов дискретизируется по времени дискретизатором (Дск) и превращается в последовательность примыкающих друг к другу видеоимпульсов с изменяющейся амплитудой. Эти видеоимпульсы запоминаются в ячейках ОЗУ на ПЗС период за периодом в течение $(N+1)T_п$. 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.

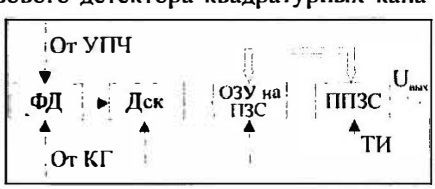


Рис. 14.14. Структурная схема одного квадратурного канала обработки на ПЗС

В литературе приводятся следующие данные о характеристиках РЛС с СА[13]:

Тип РЛС	AN/APG-181	AN/APY-1	ИМАРК
Тип ЛА	B-2	B-707 «AWACS»	ТУ-134
δl,м	1	3	4-25

Вид изображения местности на экране индикатора БРЛС в режиме фокусированного синтезирования апертуры с цифровой обработкой сигналов в реальном масштабе времени показан на рис. 14.15.

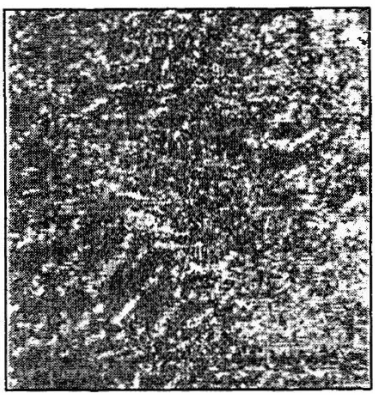


Рис. 14.15. Изображение гористой местности на экране индикатора (монитора) РЛС с СА

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 обработкой сигналов?

Глава 15. Вторичная обработка радиолокационной информации

Управление летательными аппаратами для регулирования воздушного движения, предотвращения столкновений или выведения ЛА в заданную точку пространства требует определения траекторий движения и их параметров (координат и полного вектора скорости). В изложении материала данной главы использована работа [12] и другие работы того же автора.

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.

Определение траекторий 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 стро-

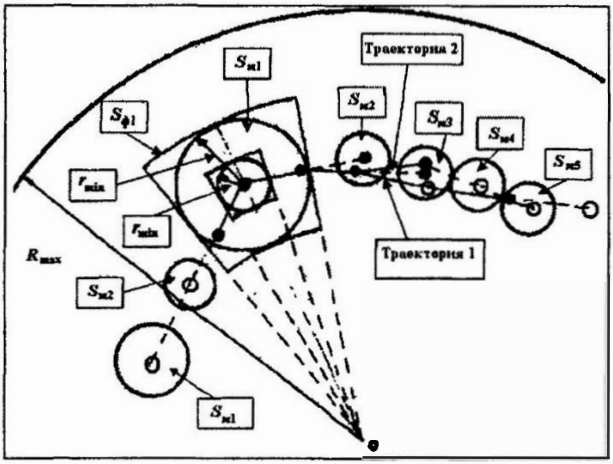


Рис. 15.1. Обнаружение и сопровождение траекторий

бами-селекторами ($S_{мi}$), а усеченные сектора (показан один) – физическими стробами-селекторами ($S_{\phi i}$). Пунктирными и сплошными линиями показано перемещение отметок.

15.1. Обнаружение и сопровождение траекторий

Результаты первичной обработки информации в виде отметок целей за один обзор (после обнаружения и измерения координат), а также и прокладываемые по ним траектории целей оказываются либо истинными, либо ложными. Это объясняется погрешностями оценки координат, неточностью предсказания перемещения цели (экстраполяции), наличием шумов и помех и сложностью траектории цели. Таким образом, обнаружение и сопровождение траекторий – статистическая задача и для ее оптимального решения могут использоваться те же критерии, что для обнаружения сигналов и оценки их параметров, изложенные в гл.3 и 9. Качественными показателями при сопровождении траекторий могут служить вероятности обнаружения истинной $D_т$ и ложной $F_т$ траекторий, среднее время обнаружения истинной $\overline{\tau}_1$ и ложной $\overline{\tau}_0$ траекторий и среднее число $\overline{N}_0$, передаваемых на сопровождение ложных траекторий. Если появилась отметка $y(\hat{\Theta},t)=y(\hat{R},\hat{\alpha},t)$ в некоторой точке зоны обзора РЛС (рис. 15.1), то необходимо принять ее за исходную отметку траектории новой цели. При известных минимальной и максимальной скоростях движения цели $V_{min} \leftrightarrow V_{max}$ можно очертить предполагаемые границы области, в которой может находиться отметка цели в следующем обзоре. Эти границы условно представляются в виде двух окружностей: меньшей с радиусом $r_{min}=V_{min}T_{обз}$ и большей с радиусом $r_{max}=V_{max}T_{обз}$. Операция формирования областей S называется *стробированием*, а сами области – *стробами*. Физический строб $S_{\phi 1}$ формируется селекторным импульсом $U_c \equiv \delta R$ и азимутальным стробом $\delta\alpha$ (шириной ДНА). Математический строб $S_{м1}$ 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 из целей и рассчитать положение отметки на следующий (третий) обзор.

Если расстояние между первой и второй отметками r_{12}, то среднюю скорость можно определить из соотношения $V_{ср}=r_{12}/T_{обз}$, а новое положение отметки экстраполировать по формуле $r_{23}=V_{ср}T_{обз}$.

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 пустыми кружками) вновь образуются круговые стробы S_2, размеры которых определяют, исходя из возможных ошибок предсказания и формирования отметок. При сопровождении траектории маневрирующего объекта размеры стробов следует рассчитывать 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) (см. гл. 3).

Таким образом, в процессе обнаружения траектории выполняются операции стробирования, проверка критерия обнаружения, оценка начальных значений параметров траектории и экстраполяция параметров траектории.

Обнаружение отметок в стробах, а также оценка начальных значений параметров траектории иногда называется *завязкой траектории*.

Непрерывное отнесение вновь полученных отметок к прокладываемой траектории и уточнение параметров движения называют *сопровождением траектории*.

Рассмотрим принцип сопровождения траектории цели при вторичной обработке информации обзорной двухкоординатной РЛС. По отметкам, полученным в трех обзорах подряд, принято решение об обнаружении траектории и она передана на сопровождение ($S_1 \to S_2 \to S_3 \to S_4 \to S_5$). Первая операция, подлежащая выполнению в процессе сопровождения, состоит в уточнении параметров траектории по всем координатам, измеренным в процессе обнаружения траектории. Второй операцией является сглаживания траектории и экстраполяция параметров на следующий обзор.

Выделим теперь в зоне обзора некоторую круговую стробируемую область с центром, совпадающим с экстраполированной точкой. При известных статистических характеристиках ошибок экстраполяции и измерения координат можно определить вероятность попадания новой отметки в строб сопровождения или, задавшись вероятностью попадания в строб, можно рассчитать размеры строба. Если они выбраны так, что вероятность попадания в строб истинной отметки велика, то отметку, попавшую в строб, следует считать принадлежащей данной траектории (S_3), а отметки за пределами строба – ложными или принадлежащими другим траекториям.

Однако в строб сопровождения может попасть не одна, а несколько отметок, в том числе и ложных (см. строб $S_{м1}$ на рис. 15.1). Из них нужно выбрать только одну отметку для продолжения траектории.

Может возникнуть и такая ситуация, когда в стробе не оказывается ни одной отметки, например, в стробе S_4 на рис.15.1. В этом случае целесообразно принять точку экстраполяции за истинную отметку и считать ее продолжением траектории.

Таким образом, в процессе автосопровождения цели выполняются следующие операции: оценка параметров траектории цели; экстраполяция параметров траектории на следующий обзор или несколько обзоров; формирование нового строба, в котором с некоторой вероятностью ожидается появление новой отметки; селекция отметок в стробе с целью выбора одной из них для продолжения траектории.

Проведенный анализ показывает, что в процессе обнаружения и автоматического сопровождения траектории цели выполняются операции расчетов траекторий, с помощью которых производятся вычислительные операции точной оценки и экстраполяции параметров траектории на значительные временные интервалы (так называемые *траекторные расчеты*).

15.2. Сигналы и помехи в системах вторичной обработки

Как правило, на вход системы вторичной обработки поступают отметки целей в виде цифровых кодов, которые соответствуют координатам мгновенного положения как истинных, так и «ложных» целей.

Входную реализацию в системе вторичной обработки можно представить, как и в гл. 3, в виде суммы полезного сигнала и помехи:

$$y(t) = U(\Theta, t) + N(t), \qquad (15.1)$$

где $U(\Theta,t)$ — полезный сигнал, представляющий собой траекторию движения цели; $N(t)$ — помеха в виде случайного процесса, искажающего 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. Траектория летательного аппарата (воздушной цели – (ВЦ)) на больших интервалах времени не относится к классу детерминированных функций и может быть представлена в виде полинома на всех отрезках (участках) траектории полета. Коэффициенты полинома должны оцениваться по данным радиолокационных наблюдений. Обычно траекторию ВЦ делят на участки прямолинейного равномерного движения и участки маневрирования, которые чередуются случайным образом. Опыт показывает, что большую часть полета ЛА движется прямолинейно с постоянной скоростью. Маневрирование ВЦ – это изменение скорости и направления движения ЛА. Маневрирование по скорости ограничено допустимым

тангенциальным ускорением. При изменении направления (вираж) возникает перегрузка $n = a/g_0$. Считается, что основным видом маневра ЛА является вираж с постоянным ускорением, минимальный радиус которого связан с допустимой перегрузкой $n_{доп}$ формулой

$$R_{min} = \frac{V_ц^2}{g_0}\sqrt{n_{доп}^2 - 1}\,. \qquad (15.2)$$

Вираж считается равновероятным в обе стороны относительно направления движения в горизонтальной плоскости.

В полярной системе координат, используемой при радиолокационных измерениях, изменение координат даже для не маневрирующей цели может быть представлено только полиномами степени выше первой. Это затрудняет селекцию участков прямолинейного полета ЛА.

Если маневрирование ЛА осуществляется независимо по каждой координате, то процесс изменения отдельно взятой координаты маневрирующей ВЦ представим в виде суммы полинома, описывающего движение на линейном участке, и случайного процесса маневра с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией вида

$$R(\tau) = \sigma_{g_м}^2 \exp\{-\lambda\tau\}\,, \qquad (15.3)$$

где $\sigma_{g_м}^2$ — дисперсия интенсивности маневра; λ — средняя частота изменения интенсивности маневра.

Такая модель соответствует марковскому случайному процессу.

Статистические характеристики ошибок измерения рассматриваются раздельно по каждой независимо измеряемой координате. В дальнейшем в качестве наблюдаемой координаты рассматривается дальность R, и измеренное значение этой координаты представляется в виде

$$R_i = R(\Theta, t) + \Delta R_i\,,$$

где $R(\Theta, t)$ – значение координаты в момент времени t_i; ΔR_i – ошибка измерения; Θ – вектор параметров траектории.

Считается, что ошибки ΔR_i измерений координаты имеют нормальную плотность распределения вероятностей, которую для одиночного значения R_i, записывают в виде

$$W(R_i/\Theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{R_i}} \exp\left\{-\frac{\left[R_i - R(\Theta, t_i)\right]^2}{2\sigma_{R_i}^2}\right\}, \qquad (15.4)$$

где $\sigma_{R_i}^2$ – дисперсия i-го отсчета координаты.

Совокупность ошибок измерения координаты представляет собой n-мерную систему коррелированных, нормально распределенных случайных величин с корреляционной квадратной матрицей размерностью $n \times n$:

$$\mathbf{K} = \begin{Vmatrix} \sigma^2_{R_1} & K_{12} & \cdot & K_{1n} \\ K_{21} & \sigma^2_{R_2} & \cdot & K_{2n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ K_{n1} & K_{n2} & \cdot & \sigma^2_{R_n} \end{Vmatrix}.$$

Матрица содержит математические ожидания $M\{\Delta R_i\}$, (i=1,2,..., n), которые представлены в матрице дисперсиями $\sigma^2_{R_i}$ и корреляционными моментами $K_{ij} = M\{\Delta R_i \Delta R_j\}$.

Симметричные относительно диагонали элементы корреляционной матрицы ошибок равны между собой, т.е. $K_{ij} = K_{ji}$, а диагональные равны дисперсиям $\sigma^2_{R_i} = K_{ii}$. Когда ошибки некоррелированы, все элементы матрицы кроме диагональных равны нулю. 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 ($T_0 > T_п$) и характеризуются диагональной корреляционной матрицей $\mathrm{K}_ш$ с элементами

$$\sigma^2_{ш i} = \sigma^2_{ш 0}(R_i/R_0)^4,$$

где R_0 – дальность, для которой определено значение $\sigma^2_{ш 0}$.

Флуктуационная составляющая обусловлена возмущениями в измерительной системе РЛС, и ее величина не зависит от дальности, а корреляционная матрица имеет вид

$$\mathbf{K}_ф = \sigma^2_ф \mathbf{I}_n,$$

где $\sigma^2_ф$ – дисперсия флуктуационной составляющей; $\mathbf{I}_n$ – единичная (диагональная) матрица.

Систематическая составляющая постоянна в течение одного сеанса измерений, но случайно изменяется от сеанса к сеансу. Корреляционную матрицу систематической составляющей записывают в виде

$$\mathbf{K}_с = \sigma^2_с \mathbf{E}_n,$$

где $\sigma^2_с$ — дисперсия систематической составляющей; $\mathbf{E}_n$ — квадратная матрица порядка $n \times n$, составленная из единиц.

Суммарная корреляционная матрица ошибок измерения координаты равна сумме корреляционных матриц составляющих ошибок:

$$\mathbf{K} = \mathbf{K}_ш + \mathbf{K}_ф + \mathbf{K}_с.$$

Условную плотность вероятности n-мерной выборки коррелированных нормально распределенных случайных величин записывают в виде

$$W(R_1, R_2, ...R_n / \Theta) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2}|K|^{1/2}} \exp\left\{-\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\frac{|K_{ij}|}{|K|}\Delta R_i \Delta R_j\right\}, \quad (15.5)$$

где $|K|$ — определитель корреляционной матрицы $\mathbf{K}$ ошибок измерения координаты; $|K_{ij}|$ —алгебраическое дополнение элемента K_{ij} в определителе $|K|$, представляющее собой определитель матрицы, полученной из матрицы $\mathbf{K}$ вычеркиванием i-й строки j-го столбца, умноженный на $(-1)^{i+1}$.

Квадратичная форма в показателе экспоненты выражения (15.5) может быть преобразована при использовании векторно-матричной записи. Ошибки измерения ΔR_i ($i = 1, 2, ..., n$) представимы в виде n-мерного вектора-столбца

$$\Delta \mathbf{R}^{\mathrm{T}} = \|\Delta R_1, \Delta R_2, ... \Delta R_n\|,$$

где $^{\mathrm{T}}$ — знак транспонирования.

Элементы $\frac{|K_{ij}|}{|K|}$ в выражении (15.5) образуют квадратную матрицу, обратную корреляционной матрице ошибок измерения, т.е. $\mathbf{K}^{-1}$ с элементами K_{ij}^{-1}, где $i,j = 1,2,3, ..., n$.

Используя введенные обозначения, квадратичную форму в выражении (15.5) можно представить в виде следующего векторно-матричного произведения:

$$\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\frac{|K_{ij}|}{|K|}\Delta R_i \Delta R_j = \Delta \mathbf{R}^{\mathrm{T}} \mathbf{K}^{-1} \Delta R_j. \quad (15.6)$$

При таком представлении квадратичной формы условную плотность вероятности (15.5) записывают в виде

$$W(\mathrm{R}_1, ..., R_n / \Theta) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2}|K|^{1/2}} \exp\left\{-\frac{1}{2}\Delta \mathbf{R}^{\mathrm{T}} \mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{R}\right\}. \quad (15.7)$$

Это выражение является основным при синтезе оптимальных алгоритмов оценки параметров траектории.

Если помеха является стационарной, то ложные отметки возникают случайно и независимо друг от друга. При этом обычно считают, что во времени поток ложных отметок имеет постоянную плотность $W_{\text{л}}$. При прокладке траекторий ложные отметки попадают в разные участки

области S строба независимым образом. Это приводит к распределению Пуассона числа ложных отметок m, попадающих в любой строб:

$$P_m = (a^m/m!)\exp\{-a\}, \qquad (15.8)$$

где a – среднее число ложных отметок, попадающих в область строба D.

Для двухмерного случая

$$a = S_D \nu_S,$$

где S_D – площадь строба D; ν_S – число ложных отметок, приходящихся на единицу площади.

Для трехмерного случая (строба)

$$a = V_D \nu_V,$$

где V_D – объем строба D; ν_V – число ложных отметок, приходящихся на единицу объема.

При круговом (секторном) обзоре плотность ложных отметок на единицу площади (объема) зоны не является постоянной, а зависит от дальности.

Рассмотрим эту зависимость для случая двухмерного строба D. Разделим зону обзора РЛС на кольца, ширина ΔR которых равна разрешающей способности по дальности δR. Число колец $R_{max}/\Delta R$. Зная общее число ложных отметок, возникающих в зоне обзора за период обзора $T_{обз}$, равное $W_д$, и учитывая тот факт, что среднее число ложных отметок в каждом кольце ΔR одинаково (обзор равномерный), можно определить число ложных отметок, приходящееся на одно кольцо

$$\bar{\omega}_S = [W_д T_{обз}][R_{max}/\Delta R]^{-1}.$$

Площадь кольца на дальности R

$$S_r = 2\pi R \Delta R,$$

поэтому на единицу площади обзора на дальности R приходится $\nu_s = \dfrac{\bar{\omega}_S}{S_R} = \dfrac{\Delta T_{обз}}{2\pi R_{max} R}$ отметок.

Средняя плотность ложных отметок в области, ограниченной значениями дальности $R_1 \to R_2$, определяется из выражения

$$\nu_S = \frac{\Delta T_{обз}}{2\pi(R_2 - R_1)R_{max}} \int_{R_1}^{R_2} \frac{dR}{R} = \frac{\Delta T_{обз}}{2\pi R_{max}} \frac{\ln(R_2/R_1)}{R_2 - R_1} \qquad (15.9)$$

Выражение (15.9) позволяет рассчитывать среднюю плотность ложных отметок в областях (стробах), протяженных по дальности. Расчет числа ложных отметок в стробе и в этом случае производится по

формуле (15.8), так как для наличия пуассоновского распределения условие постоянной плотности ν несущественно. В процессе выполнения основных операций вторичной обработки влияние ложных отметок в основном сказывается на качестве селекции отметок в стробах. При этом неправильная селекция может привести к сбою сопровождения (сброс траектории).

15.3. Оценка параметров траектории

Пусть измеряемый параметр – дальность $R(t)$ – случайный процесс, и 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 которого определяется принятой моделью траектории:

$$R(t,\Theta)=\Theta_0+\Theta_1 t+\Theta_2 t^2/2!+...\Theta_m t^m/m!=\sum_{i=1}^{m}\Theta_i\frac{t^i}{i!}. \qquad (15.10)$$

Здесь 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 $\boldsymbol{\Theta}=\|\Theta_0,\Theta_1,...,\Theta_m\|^{\mathrm{T}}$.

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 $R_1, R_2,..., R_n$ полинома $R(t)$ в моменты $t_1<t_2<...<t_n$.

Совокупность значений R_i образует n-мерный вектор-столбец выборочных значений:

$$\mathbf{R}=\|R_1R_2...R_n\|^{\mathrm{T}}.$$

Измерение или оценка $R(\Theta,t)$ осуществляется в процессе фильтрации или сглаживания.

Существует ряд методов сглаживания параметров траектории. Наиболее простой метод – *оценка параметров траектории по фиксированной выборке измеряемых координат*, при этом для хранения обрабатываемых результатов нужен значительный объем памяти, а выдача результатов фильтрации происходит с задержкой. Более совершенен метод *рекуррентного последовательного сглаживания параметров траектории*, полученный на основе теории оптимальной фильтрации. На-

конец, широко применяется метод *скользящего сглаживания параметров траектории*, в котором память фильтров ограничивается за счет замораживания коэффициентов сглаживания, а просмотр траектории производится в скользящем окне.

На рис. 15.2 показана структура так называемого α-β-фильтра для скользящего сглаживания параметров траектории, близкой к траектории прямолинейного равномерного движения.

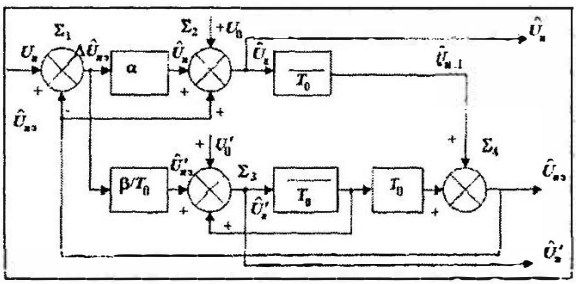


Рис. 15.2. Структура α-β-фильтра

Входными сигналами сглаживающего фильтра являются последовательности отсчетов U_n и начальные значения параметров U_0 и $\dot{U}_0$, которые вводятся в фильтр в момент t_0 до начала сопровождения. На выходе фильтра получается сглаженное значение координаты $\hat{U}_n$, сглаженное значение скорости изменения координаты $\hat{\dot{U}}_n$ и экстраполированное значение координаты $\hat{U}_{n3}$, отнесенное к моменту t_n. На сумматоре Σ_1 получают разность между наблюдаемым и экстраполированным значениями координаты. Затем суммируют экстраполированное значение координаты и взвешанное значение сигнала ошибки в сумматоре Σ_2. В начальный момент сумматор использует 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 β/T_0. Для начала процесса сопровождения необходим ввод значения скорости. Сумматор Σ_4 по предыдущим значениям координаты и ее скорости вычисляет экстраполированное значение координаты. Синтез оптимального фильтра сглаживания (оценки) проводится с использованием функции правдоподобия $L(\Theta)$. В нашем случае эта функция для n-мерной выборки коррелированных нормально распределенных случайных величин в матричном представлении имеет вид

$$L(\Theta) = C \exp\left\{-\frac{1}{2}\Delta\mathbf{R}^{\mathrm{T}}\mathbf{K}^{-1}\Delta\mathbf{R}\right\}.$$

Удобнее иметь дело с натуральным логарифмом функции правдоподобия:

$$\ln L(\Theta) = \ln C - \frac{1}{2}\Delta\mathbf{R}^{\mathrm{T}}\mathbf{K}^{-1}\Delta\mathbf{R}\,. \qquad (15.11)$$

Для нахождения оценок продифференцируем (15.11) по Θ:

$$\frac{\partial}{\partial\Theta}\left(\Delta\mathbf{R}^{\mathrm{T}}\mathbf{K}^{-1}\Delta\mathbf{R}\right)=2\left(\frac{\partial\Delta R}{\partial\Theta}\right)^{\mathrm{T}}\mathbf{K}^{-1}\Delta\mathbf{R}. \qquad (15.12)$$

Полагая $\Theta=\hat{\Theta}$ и $\Delta R=R-R(t,\Theta)$, приравниваем производную нулю:

$$\frac{\partial\left[R(\hat{\Theta},t)\right]^{\mathrm{T}}}{\partial\hat{\Theta}}\mathbf{K}^{-1}\left[R-R(\hat{\Theta},t)\right]=0. \qquad (15.13)$$

Поскольку $\left|R(\hat{\Theta},t)\right|^{\mathrm{T}}$ является вектор-строкой, производную представим в виде матрицы:

$$\frac{\partial}{\partial\hat{\Theta}}\left|R(\hat{\Theta},t)\right|^{\mathrm{T}}=\mathbf{A}.$$

Векторное уравнение правдоподобия имеет вид $\mathbf{A}^{\mathrm{T}}\mathbf{K}^{-1}\left[R-R(\hat{\Theta},t)\right]=0$.

Если обозначить $R(\hat{\Theta},t)=\mathrm{A}\hat{\Theta}$ и $\mathbf{A}^{\mathrm{T}}\mathbf{K}^{-1}\mathbf{A}=\mathbf{B}$, то решением этого уравнения будет соотношение

$$\hat{\mathbf{\Theta}}=\mathbf{B}^{-1}\mathbf{A}^{T}\mathbf{K}^{-1}\mathbf{R}. \qquad (15.14)$$

Алгоритм обработки получается при конкретизации статистики помех n и R. Точность измерения параметров траектории зависит от корреляционной матрицы вектора $\hat{\mathbf{\Theta}}$:

$$\mathbf{K}_{\hat{\Theta}}=M\left\{(\mathbf{\Theta}-M\mathbf{\Theta})(\mathbf{\Theta}-M\mathbf{\Theta})^{\mathrm{T}}\right\}=M\left\{(\mathbf{\Theta}-\hat{\mathbf{\Theta}})(\mathbf{\Theta}-\hat{\mathbf{\Theta}})^{\mathrm{T}}\right\}.$$

Поскольку $\mathbf{R}=\mathbf{A}\mathbf{\Theta}+\mathbf{\xi}$ ($\mathbf{\xi}$ – вектор погрешностей измерений) и $\mathbf{\Theta}-\hat{\mathbf{\Theta}}=\mathbf{B}\mathbf{\xi}$, то $\mathbf{K}_{\hat{\Theta}}=\mathbf{B}\,\mathbf{K}_{\xi}\,\mathbf{B}^{\mathrm{T}}$.

Обычно матрица $\mathbf{K}^{-1}$ симметрична относительно диагонали и, следовательно, $\mathbf{K}_{\hat{\Theta}}=(\mathbf{A}^{\mathrm{T}}\mathbf{K}^{-1}\mathbf{A})^{-1}$.

Если использовать многомерный фильтр Калмана, то его алгоритм и структура находят путем конкретизации оптимального соотношения рекуррентной фильтрации. Без вывода приведем результаты такого синтеза.

Пусть ν-мерный вектор состояния $\mathbf{\Theta}_{k+1}=(\Theta_{1,k+1},\ldots,\Theta_{\nu,k+1})^{\mathrm{T}}$ задан линейным векторным разностным уравнением

$$\Theta_{k+1}=\mathbf{F}_{k+1,k}\Theta_k+\mathbf{G}_k\xi_k,\quad k=0,1,2,\ldots, \qquad (15.15)$$

где $\mathbf{F}_{k+1,k}$ – переходная матрица состояния размера $\nu\times\nu$; $\mathbf{G}_k$ – матрица размера $\nu\times m$; ξ_k – m-мерный вектор гауссовских величин, для которого $\mathbf{M}\xi_k=0$, $\mathbf{M}\{\xi_j\xi^{\mathrm{T}}{}_k\}=\mathbf{Q}_k\delta_{jk}$; $\mathbf{Q}_k$ – матрица размера $m\times m$; δ_{jk} – символ Кронекера; Θ_0 задает начальное состояние.

Уравнение (15.15) характеризует движение ЛА, матрица $\mathbf{F}_{k+1,k}$ задает динамику движения, а матрица $\mathbf{G}_k$ определяет преобразования возмущений, воздействующих на ЛА. Наблюдаемый векторный процесс имеет вид

$$\mathbf{R}_{k+1}=\mathbf{C}_{k+1}\Theta_{k+1}+\xi_{k+1},\quad k=0,1,2,...,$$

где $\mathbf{C}_{k+1}$ – матрица размера $m\times\nu$; $\boldsymbol{\xi}_{k+1}$ – m-мерный вектор погрешностей измерений (шум).

Процесс последовательного формирования оценки вектора состояния описывается соотношением

$$\hat{\boldsymbol{\Theta}}_{k+1}=\mathbf{F}_{k+1,k}\hat{\boldsymbol{\Theta}}_k+\mathbf{B}_{k+1}(\mathbf{R}_{k+1}-\mathbf{C}_{k+1}\mathbf{F}_{k+1,k}\hat{\boldsymbol{\Theta}}_k),\quad k=0,1,2,..., \qquad (15.16)$$

Например, если нужно оценить параметры прямолинейной траектории, то при равномерных и равноточных измерениях и мерности задачи, равной двум, получим

$$\boldsymbol{\Theta}_{k+1}=\begin{Vmatrix}R_{k+1}\\ \dot{R}_{k+1}\end{Vmatrix},\ \mathbf{G}_k=0,\ \mathbf{F}_{k+1,k}=\begin{Vmatrix}1 & T_{\text{обз}}\\ 0 & 1\end{Vmatrix},\ \mathbf{C}_{k+1}\|1\ \ 0\|,\ \mathbf{K}_{\xi k+1}=\sigma^2\,\mathbf{I}. \qquad (15.17)$$

Совместное решение алгоритмов (15.16) и (15.17) позволяет найти соотношение

$$\begin{Vmatrix}\hat{\mathbf{R}}_{k+1}\\ \hat{\dot{\mathbf{R}}}_{k+1}\end{Vmatrix}=\begin{Vmatrix}\hat{\mathbf{R}}_k+\hat{\dot{\mathbf{R}}}_k\mathbf{T}_{\text{обз}}\\ \hat{\dot{\mathbf{R}}}_k\end{Vmatrix}+\mathbf{B}_{k+1}\left(\mathbf{R}_{k+1}-\hat{\mathbf{R}}_k-\hat{\dot{\mathbf{R}}}_k\mathbf{T}_{\text{обз}}\right). \qquad (15.18)$$

Алгоритму (15.18) соответствует структура фильтра Калмана (см. рис. 9.16). Работа такого 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.

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.

15.4. Стробирование отметок целей

При вторичной обработке радиолокационной информации отметки целей должны быть выделены (селектированы) с помощью стробов (стробирования), при этом отклонения отметок от центра строба не должны превышать некоторой фиксированной величины

$$\left|U_{\text{от}i} - U_{\text{стр}i}\right| \le \Delta U_{\text{стр}}, \qquad (15.19)$$

где $U_{0mi}=\{R_i,\alpha_i,\beta_i\}$ – совокупность координат i-й отметки; $U_{\text{стр}i}=\{R_{\text{стр}i},\alpha_{\text{стр}i},\beta_{\text{стр}i}\}$ – совокупность координат центра строба для i-й траектории; $\Delta U_{\text{стр}i}=\{\Delta R_{\text{стр}i}, \Delta\alpha_{\text{стр}i},\Delta\beta_{\text{стр}i}\}$ – размеры строба по координатам R,α,β для i-й траектории.

Качество стробирования зависит от формы и размеров стробов и оценивается на основе статистических характеристик отклонения истинных (принадлежащих сопровождаемой траектории) отметок от экстраполированных точек. Отклонение истинной отметки от центра строба определяется суммарными случайными и динамическими ошибками экстраполяции координат траектории по предыдущим значениям ее параметров и ошибками измерения координат новой отметки. Рассмотрим статистические характеристики этих ошибок, применительно к обзорной РЛС.

Пусть по данным предыдущих $(n-1)$ обзоров произведена экстраполяция координат траектории цели на следующий n-й обзор. Положение экстраполированной точки обозначим 0 (рис. 15.3). В этой точке поместим начало декартовой системы координат и направим ось Y по направлению РЛС — цель, ось X — перпендикулярно этому направлению в плоскости вращения антенны, а ось Z — так, чтобы образовалась правая система координат. Суммарные отклонения новой отметки от экстраполированной точки в выбранной системе координат будем обозначать Δx_Σ, Δy_Σ, Δz_Σ. Величины этих отклонений равновероятны (при условии отсутствия систематических ошибок измерения):

$$\Delta x_\Sigma = \Delta x_{\text{сл}} + \Delta x_{\text{д стр}},\ \Delta y_\Sigma = \Delta y_{\text{сл}} + \Delta y_{\text{д стр}},\ \Delta z_\Sigma = \Delta z_{\text{сл}} + \Delta z_{\text{д стр}}. \qquad (15.20)$$

При выбранных направлениях осей координат случайные составляющие

$$\Delta x_{\text{сл}} \approx \pm R(\Delta\beta_{\text{ст стр}} + \Delta\beta_{\text{и}}),$$
$$\Delta y_{\text{сл}} \approx \pm(\Delta R_{\text{ст стр}} + \Delta R_{\text{и}}), \qquad (15.21)$$
$$\Delta z_{\text{сл}} \approx \pm R(\Delta\alpha_{\text{ст стр}} + \Delta\alpha_{\text{и}}),$$

где $\Delta R_{\text{и}}$, $\Delta\alpha_{\text{и}}$, $\Delta\beta_{\text{и}}$ – ошибки измерения.

Эти составляющие статистически независимы и подчинены нормальному закону распределения вероятности с нулевым математическим ожиданием и дисперсиями σ_x^2, σ_y^2 и σ_z^2 соответственно.

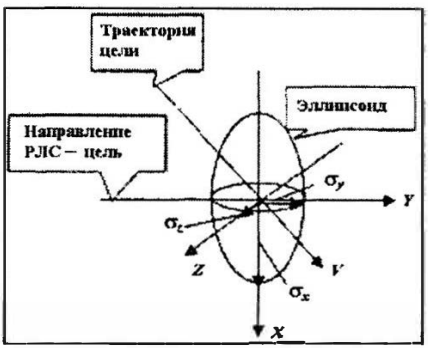


Рис. 15.3. Эллипсоид суммарных ошибок системы вторичной обработки

Плотность вероятности трех независимых случайных величин

$$W(\Delta x_{сл}, \Delta y_{сл}, \Delta z_{сл}) = \frac{1}{(2\pi)^{3/2}\sigma_x\sigma_y\sigma_z}\exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{(\Delta x_{сл}^2)}{\sigma_x^2}+\frac{(\Delta y_{сл}^2)}{\sigma_y^2}+\frac{(\Delta z_{сл}^2)}{\sigma_z^2}\right)\right\}.$$

Поверхность одинаковой плотности вероятности дает уравнение эллипсоида в пространстве (см. гл. 5):

$$\frac{(\Delta x_{сл})^2}{a^2}+\frac{(\Delta y_{сл})^2}{b^2}+\frac{(\Delta z_{сл})^2}{c^2}=1.$$

Будем далее считать, что составляющие динамических ошибок экстраполяции также подчинены нормальному закону распределения вероятности и независимы по осям. В трехмерном пространстве динамические ошибки тоже образуют эллипсоид вероятностей. Эллипсоиды случайных и динамических ошибок складываются и образуют в пространстве суммарный эллипсоид (см. гл. 5):

$$W(\Delta_x, \Delta_y, \Delta_z) = \frac{1}{(2\pi)^{3/2}\sigma_x\sigma_y\sigma_z}\exp\left\{-\frac{\lambda^2}{2}\right\}, \qquad (15.22)$$

где $\lambda^2 = \frac{\Delta_x^2}{\sigma_x^2}+\frac{\Delta_y^2}{\sigma_y^2}+\frac{\Delta_z^2}{\sigma_z^2}$.

Таким образом, 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 отклонений истинных отметок от центра строба очевидно, что строб должен иметь форму эллипсоида с увеличенными в N раз полуосями, где N – коэффициент увеличения размеров строба для обеспечения попадания отметок в строб. Вероятность попадания случайной точки в эллипсоид определяется из выражения

$$P(\lambda) = 2\left[\Phi_0(\lambda) - \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\lambda\exp\left\{-\frac{\lambda^2}{2}\right\}\right], \qquad (15.23)$$

где $\Phi_0(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_0^{\lambda}\exp\left\{-\frac{t^2}{2}\right\}dt$; $\lambda = N$.

При $\lambda \geq 3{,}5$ вероятность $P(\lambda)$ близка к единице. Такие значения λ нужно выдержать при выборе размеров строба.

Формирование эллипсоидальных стробов практически невозможно ни при математическом, ни при физическом стробировании. Поэтому формируют строб в виде усеченного пространственного сектора (объ-

емного элемента разрешения), близкого по форме к параллелепипеду, в который вписывается эллипсоид суммарных ошибок (см. рис. 15.1). 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 селектирующей 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 $\Delta R_{стр}$ и двумя угловыми размерами: по азимуту $\Delta\alpha_{стр}$ и по углу места $\Delta\beta_{стр}$ (рис. 15.4), т.е. по форме он совпадает с элементом разрешения.

Эти размеры 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.

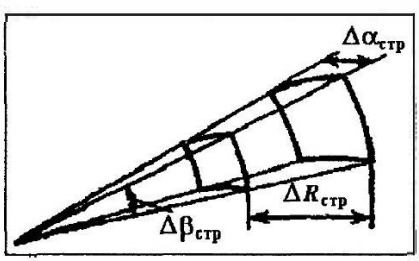


Рис. 15.4. Форма пространственного строба

Приведенные соображения по выбору размеров трехмерного строба относятся и к случаю двухмерного стробирования на плоскости, применяющегося в двухкоординатных РЛС (форма строба $S_{ф1}$ показана на рис. 15.1), а также в трехкоординатных РЛС с парциальными каналами по углу места.

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 нее

функция правдоподобия максимальна. Часто метод сводится к алгоритму селекции по минимуму суммы квадратичных отклонений координат отметки от центра строба.

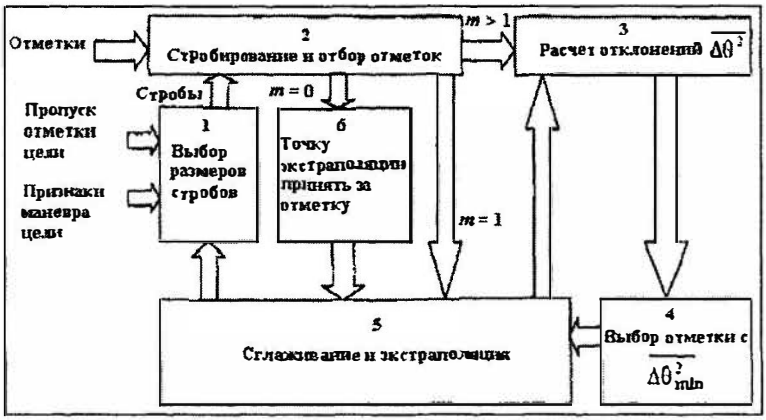


Рис. 15.5. Структурная схема устройства, реализующего логику управления вторичной обработкой в обзорной РЛС

Селекция отметок в плоском стробе по минимуму линейных отклонений от его центра реализуется с помощью структуры, показанной на рис. 15.5, 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 стробе (блок *2*). Если отметки отсутствуют, то формируется команда: использовать экстраполированную отметку. Если в стробе 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 строба.

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 могут быть использованы число импульсов в пачке или размер пачки.

Качество процесса селекции отметок в стробе оценивают вероятностью правильной селекции, т.е. вероятностью того, что при очередном цикле продолжения траектории будет отобрана истинная отметка.

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 стробами?
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. Какова 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?

Заключение

Хотя явления рассеяния радиоволн и нарушения радиосвязи при пересечении движущимися объектами трасс распространения сигналов были известны с момента изобретения радиосвязи, возникновение и развитие техники и устройств радиолокации произошло почти одновременно в нескольких странах только в 1934 – 1935 гг.

В 30-е годы в преддверии второй мировой войны проводились интенсивные исследования устройств и элементов радиолокации для военного применения. Поскольку в те годы основную угрозу представляла авиация, в первую очередь исследовались режимы излучения и приема радиосигналов и структуры радиолокаторов для обнаружения самолетов при отсутствии видимости: за облаками, в плохую погоду и в ночное время. В основном использовали импульсный режим излучения и метровый диапазон радиоволн (1 – 10м), однако в ряде разработанных образцов РЛС того времени использованы дециметровые радиоволны и непрерывное излучение.

Сороковые годы прошлого столетия пришлись на период бурного развития радиолокации. Были освоены дециметровый, сантиметровый и частично миллиметровый диапазоны радиоволн. Появились мощные генераторные приборы, работавшие в этих диапазонах, чувствительные радиолокационные приемники с низким коэффициентом шума. Были разработаны и созданы направленные антенны СВЧ-диапазона: зеркальные, линзовые, щелевые, «волновой канал» и др., а также такие устройства СВЧ-техники, как волноводы и объемные резонаторы.

Было налажено производство радиолокационных станций для обнаружения и автоматического сопровождения самолетов в любое время суток и при любой погоде. Эти первые радиолокаторы успешно применялись воюющими сторонами для борьбы с самолетами и кораблями противника. Наконец были проведены первые теоретические исследования, написаны первые статьи и монографии по теории и технике радиолокации.

В 50-е годы увеличена дальность обнаружения объектов за счет повышения мощности передатчиков и использования малошумящих входных усилителей приемников. В радиолокации началось применение сложных энергоемких сигналов и техники их сжатия для обеспечения высокой разрешающей способности по дальности и скорости. Была разработана теория моноимпульсных радиолокационных систем сопровождения по направлению.

На 50 – 60-е годы приходится расцвет теоретических открытий, исследований и разработок. Стоит упомянуть теорию согласованной

фильтрации, статистическую теорию обнаружения и оценивания, теорию радиолокационного сигнала вместе с функцией и диаграммой неопределенности и, наконец, теорию и технику селекции движущихся целей. Эта теоретическая база послужила толчком к быстрому развитию радиолокационных устройств и систем следующего поколения. Упомянутые теоретические работы остаются актуальными до настоящего времени, являясь классическими.

В дальнейшем начали применяться фазированные антенные решетки, что позволило осуществлять гибкий просмотр пространства с электронным управлением ДНА с помощью ЭВМ. Очередную техническую революцию произвело появление цифровой элементной базы, которое стимулировало быстрое развитие теории и техники цифровой обработки радиолокационной информации. Появление транзисторов, интегральных схем, а затем больших и сверхбольших интегральных схем, разработка методов микроминиатюризации аппаратуры, пленочной и гибридной технологии, а также твердотельных элементов СВЧ, в том числе полосковых, привели к созданию совершенных бортовых радиолокаторов. В настоящее время бортовые РЛС успешно используются на самолетах и вертолетах, на морских и речных судах, на космических кораблях и т.п.

Наиболее интересное применение РЛ-систем в мирных целях – дистанционное зондирование поверхности Земли в интересах экологического мониторинга, геодезии и картографии или геологии с летательных и космических аппаратов. При этом широко используется техника синтезирования апертуры антенн для получения линейного разрешения в несколько метров.

Строители и геологи успешно эксплуатируют так называемые георадары для подповерхностного зондирования с целью обнаружения подземных пластов воды и нефти, электрокабелей и трубопроводов (рис. 3.1).

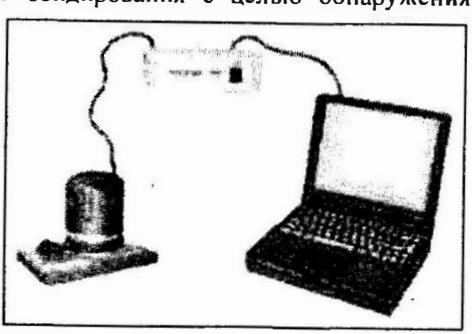


Рис. 3.1. Георадар для подповерхностного зондирования

Широко применяются РЛС для управления воздушным движением (РЛС УВД) самолетов и вертолетов как на трассах полета, так и зоне аэропортов (см. рис. 3.2).

Похожие по облику и построению РЛС используют для противовоздушной (РЛС ПВО) и противоракетной (РЛС ПРО) обороны. На рис. 3.2 показана фотография американской РЛС ПРО «Пейв Поуз» с ФАР для дальнего обнаружения боеголовок баллистических ракет, работающая в УВЧ-диапазоне радиоволн.

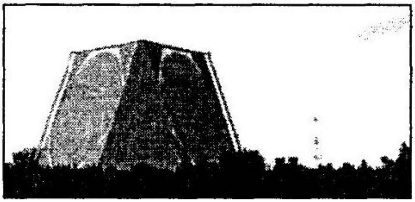


Рис. 3.2. РЛС «Пейв-Поуз», предназначенная для дальнего обнаружения головных частей баллистических ракет

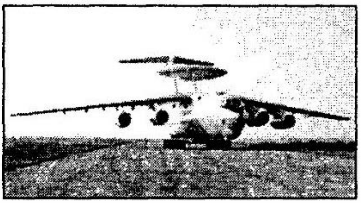


Рис. 3.3. Дальний радиолокационный самолетный комплекс обнаружения А-50

В гл. 2 рассмотрены ограничения дальности обнаружения целей, в том числе и кривизной Земли. Увеличение дальности прямой видимости, особенно низколетящих целей, возможно при подъеме РЛС на значительную высоту (до 10 км), для чего разработаны и используются так называемые дальние радиолокационные комплексы обнаружения (ДРЛК). На рис. 3.3 показан российский комплекс дальнего радиолокационного обнаружения, аналогичный американскому комплексу AWACS.

В настоящее время системы ПВО оснащаются зенитно-ракетными комплексами (ЗРК), которые имеют в своем составе как радиолокатор обнаружения, так и радиолокатор наведения (рис. 3.4, 3.5).

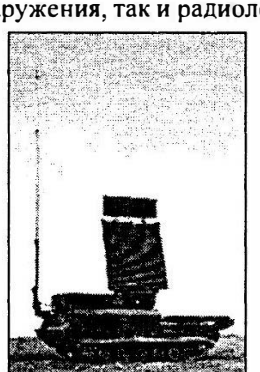


Рис. 3.4. РЛС обнаружения ЗРК «Бук»

Рис. 3.5. Радиолокатор наведения зенитных ракет и пусковая установка ЗРК «Бук»

Для целей геодезии, картографии и экологического мониторинга широко применяются спутниковые и самолетные радиолокационные системы обзора земной поверхности (рис. 3.6).

Рис. 3.6. Антенный блок РЛС обзора земной поверхности расположенной в носовой части фюзеляжа самолета Ил-76 снизу под обтекателем (см. рис. 3.3)

Большие усилия были затрачены при разработке и создании радиолокаторов декаметрового диапазона для сверхдального обнаружения морских и воздушных целей с использованием многократного скачкообразного отражения сигнала от ионосфе-

ры и Земли. Снимок одной из РЛС загоризонтного обнаружения (американская ЗГ РЛС AN/FPS-118) показан на рис. 3.7.

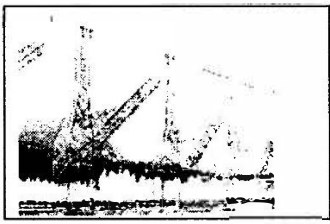
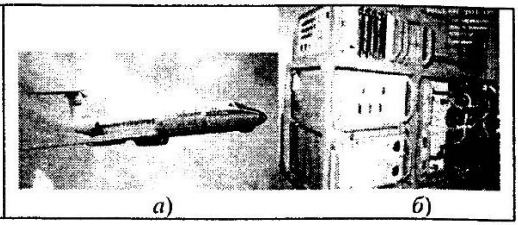


Рис. 3.7. РЛС для загоризонтного обнаружения объектов



а) *б)*

Рис. 3.8. ТУ-134 с РЛС СА «ИМАРК» (*а*) и аппаратура РЛС СА (*б*)

Поскольку экологический анализ возможен только при высоком разрешении деталей изображения земной поверхности, при получении таких изображений пользуются техникой синтезирования апертуры (рис. 3.8).

На рис. 3.9 приведен кадр земной поверхности, полученный с помощью РЛС с синтезированной апертурой.

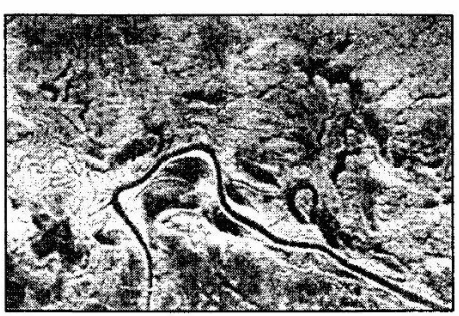


Рис. 3.9. Изображение гористой местности, полученное методом синтезирования апертуры

Подводя итог краткому очерку истории развития радиолокации и радиолокационных систем, отметим, что в наши дни нет ни одной отрасли науки, техники и технологии, в которую РЛС не внесли бы существенный вклад. Высокие технологии в биологии и медицине, управлении и распознавании в оборонной и мирной технике, геодезии и картографии, астрономии и космической технике, аэрокосмической технике и метеорологии невозможны без радиолокационных систем.

Двадцатый век был веком возникновения радиолокации – двадцать первый век должен стать веком широкого применения радиолокационных систем!

Литература

1. *Бакулев П.А., Степин В.М.* Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радио и связь, 1986.
2. *Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н.* Многопозиционные радиотехнические системы / Под ред. *В.В. Цветнова*. – М.: Радио и связь, 1986.
3. *Коростелев А.А.* Пространственно-временная теория радиосистем. – М.: Радио и связь, 1987.
4. *Лезин Ю.С.* Введение в теорию и технику радиотехнических систем. –М.: Радио и связь, 1986.
5. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / *В.Н.Антипов, В.Т. Горянинов, А.Н. Кулин и др.*; Под ред. *В.Т. Горянинова*. – М.: Радио и связь, 1988.
6. Радиотехнические системы. / *Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др.*; Под ред. *Ю.М. Казаринова*. – М.: Высшая школа, 1990.
7. *Сосулин Ю.Г.* Теоретические основы радиолокации и радионавигации.– М.: Радио и связь, 1992.
8. *Черняк В.С.* Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993.
9. *Ширман Я.Д. и др.* Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория. Справочник / Под ред. *Я.Д. Ширмана*. – М.: ЗАО «Маквис», 1998.
10. *Бакулев П.А., Сосновский А.А.* Радиолокационные и радионавигационные системы. – М.: Радио и связь, 1994.
11. *Варакин Л.Е.* Теория сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1970.
12. *Кузьмин С.З.* Цифровая радиолокация. Введение в теорию. – Киев: ВЦ, 2000.
13. Радиовидение. *А.А. Герасимов, Г.С. Кондратенков, Е.Е. Колтышев и др.*; Под ред. *Г.С. Кондратенко*. – М: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1997.
14. Информационные технологии в радиотехнических системах. / *В.А.Васин, И.Б. Власов, Ю.М. Егоров и др.*; Под ред. *И.Б. Федорова*. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003.

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
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 – фазочастотная характеристика
ЧМ – частотная модуляция
ЧПВ (ЧПК) – чересперiодное вычитание (компенсация)
ЦАП – цифроаналоговый 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

Оглавление

Предисловие ... 3

Глава 1. Общие сведения о радиолокационных системах ... 4

1.1. Основные понятия и определения ... 4

1.2. Физические основы радиолокации ... 5

1.3. Физические основы радиолокационных измерений ... 8

1.4. Методы определения координат в РЛС ... 10

1.5. Тактико-технические параметры РЛС ... 11

1.6. Классификация радиолокационных устройств и систем ... 14

Глава 2. Радиолокационные системы ... 17

2.1. Виды радиолокации и радиолокационных систем ... 17

2.2. Многопозиционные радиолокационные системы ... 20

2.3. Отражающие свойства целей ... 23

2.3.1. Точечные цели ... 26

2.3.2. Особенности отражения радиоволн от реальных объектов ... 32

2.3.3. Методы определения ЭПР реальных целей ... 36

2.3.4.ЭПР протяженных целей ... 37

Глава 3. Обнаружение радиосигналов ... 45

3.1. Физические основы обнаружения ... 45

3.2. Критерии оптимального обнаружения ... 47

3.3. Модели радиолокационных сигналов ... 53

3.4. Синтез оптимальных обнаружителей ... 55

3.5. Эффективность систем обнаружения сигналов ... 77

3.6. Обнаружение сигналов при априорной неопределенности ... 81

Глава 4. Выбор зондирующего сигнала В РЛС ... 89

4.1. Функции неопределенности ... 89

4.2. Диаграммы неопределенности ... 93

4.3. Использование диаграмм неопределенности в радиолокации ... 98

4.4. Сложные сигналы ... 101

Глава 5. Дальность действия и точность РЛС ... 115

5.1. Дальность действия РЛС ... 115

5.1.1. Дальность действия РЛС в свободном пространстве ... 115

5.1.2. Влияние атмосферы и подстилающей поверхности на дальность действия РЛС ... 122

5.1.3.Обзор пространства в РЛС ... 129

5.1.4. Анализ факторов , определяющих дальность действия РЛС ... 132

5.2. Точность определения местоположения цели в РЛС ... 135

5.2.1. Общие сведения ... 135

5.2.2. Точность определения геометрического элемента ... 136

5.2.3. Погрешность определения линии положения ... 137

5.2.4. Погрешность определения местоположения ... 139

5.2.5. Рабочие зоны РЛС ... 145

Глава 6. Помехи радиолокационным системам ... 147

6.1. Общие сведения ... 147

6.2. Наблюдаемость целей при воздействии помех ... 150

6.2.1. Наблюдаемость целей на фоне пассивной помехи ... 150

6.2.2. Способы ослабления наблюдаемости объектов при пассивных помехах ... 151

6.2.3. Уменьшение ЭПР защищаемых объектов ... 151

6.2.4. Уменьшение собственного радиоизлучения объектов и влияние ионизированных областей атмосферы ... 153
6.2.5. Противорадиолокационная маскировка объектов ... 154
6.2.6. Наблюдаемость цели на фоне активной помехи ... 156
6.3. Радиотехническая разведка ... 158

Глава 7. Борьба с пассивными помехами ... 163
7.1. Уменьшение влияния пассивных помех в приемном канале (на высокой и промежуточной частотах) ... 163
7.2. Обнаружение целей на фоне пассивных помех ... 164
7.3. Методы создания когерентного опорного сигнала в РЛС с ОДЦ ... 170
7.4. Построение устройств подавления пассивных помех в ОДЦ ... 172
7.5. Реализация устройств подавления пассивных помех ... 177
7.6. Критерии качества подавления пассивных помех в устройствах ОДЦ ... 184
7.7. Факторы, определяющие качество устройств ОДЦ ... 186

Глава 8. Борьба с активными помехами ... 191
8.1. Прием и обработка пространственно-временных сигналов ... 191
8.2. Устройства подавления пространственных активных помех ... 197
8.3. Устройства борьбы с комбинированными помехами ... 203

Глава 9. Измерение параметров сигнала ... 206
9.1. Байесовы оценки ... 206
9.2. Оценки максимального правдоподобия ... 208
9.3. Качество оценок ... 208
9.4. Потенциальная точность измерений ... 211
9.5. Структура измерителей ... 212
9.6. Оценка параметров сигнала на фоне «белого» шума ... 216
9.7. Оптимальные дискриминаторы ... 222
9.8. Экстраполяторы ... 224

Глава 10. Радиодальномеры ... 228
10.1. Фазовые радиодальномеры ... 230
10.2. Частотные радиодальномеры ... 233
10.3. Импульсные радиодальномеры ... 240
10.4. Радиодальномеры со сложными сигналами ... 249

Глава 11. Радиопеленгаторы ... 252
11.1. Амплитудные радиопеленгаторы ... 252
11.2. Фазовые радиопеленгаторы ... 260
11.3. Многоканальные (моноимпульсные) радиопеленгаторы ... 264

Глава 12. Измерители высоты ... 273

Глава 13. Измерители скорости цели ... 277

Глава 14. Радиолокаторы с синтезированной апертурой ... 282
14.1. Принцип действия и устройство РЛС с СА ... 282
14.2. Цифровая обработка сигналов в РСА ... 290

Глава 15. Вторичная обработка радиолокационной информации ... 295
15.1. Обнаружение и сопровождение траекторий ... 296
15.2. Сигналы и помехи в системах вторичной обработки ... 298
15.3. Оценка параметров траектории ... 303
15.4. Стробирование отметок целей ... 306

Заключение ... 312
Литература ... 316
Список основных сокращений ... 317

Учебное издание

Петр Александрович Бакулев

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Зав. редакцией И.Г. Волкова
Редактор-оператор О.Б. Ярошевич

Изд. № 117. Сдано в набор 16.12.2003.
Подписано в печать 26.12.2003. Формат 60×90 1/16.
Бумага газетная. Гарнитура Тайме.
Печать офсетная
Печ. л. 20. Тираж 1500 экз. Зак. №1387

Издательство «Радиотехника».
107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6.
Тел./факс: 921-48-37; 925- 78-72, 925-92-41.
E-mail: iprzhr@online.ru
www. webcenter.ru /~iprzhr /

Отпечатано в ООО ПФ "Полиграфист"
160001, г. Вологда, ул. Челюскинцев, д. 3.

ГУП ОЦ Московский Дом книги
Бакулев Радиолокацио
нные системы
412414 Цена: 336.00
2054156204124140002 0