

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

*60-летию
Радиотехнических войск
посвящается*

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Учебник

*Под общей редакцией доктора технических наук, профессора
В. П. БЕРДЫШЕВА*

Допущено Министерством обороны Российской Федерации
в качестве учебника для студентов военных кафедр и курсантов
учебных военных центров Военно-воздушных сил,
обучающихся по военно-учетной специальности
«Эксплуатация и ремонт радиолокационных комплексов
противовоздушной обороны Военно-воздушных сил», 07.04.2011

Красноярск
СФУ
2011

УДК 621.396.96(075.8)

ББК 32.95я

P15

Авторы:

**В. П. Бердышев, Е. Н. Гарин, А. Н. Фомин, В. Н. Тяпкин,
Ю. Л. Фатеев, И. В. Лютиков, А. В. Богданов, Р. Ю. Кордюков**

Под общей редакцией доктора технических наук профессора
В. П. БЕРДЫШЕВА

Рецензенты:

кафедра радиолокации и радиоуправления ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»;

Ю. Д. Каргашин, нач. кафедры радиолокации и радиоуправления ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»

P15 Радиолокационные системы : учебник / В. П. Бердышев, Е. Н. Гарин, А. Н. Фомин [и др.]; под общ. ред. В. П. Бердышева. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т . – 2011. – 400 с.
ISBN 978-5-7638 2479-7

В учебнике рассмотрены общие понятия, принципы и физические основы радиолокации, сигналы и помехи в радиолокации, характеристики радиолокационных целей. Изложена статистическая теория обнаружения радиолокационных сигналов. Приведены методы реализации радиолокационных устройств и систем, основы статистической теории разрешения радиолокационных сигналов, основы статистической теории оценивания параметров радиолокационных сигналов. Рассмотрены особенности получения радио-локационной информации в многопозиционных системах и особенности эксплуатации радио-локационных систем.

Изложение теоритического материала учебника иллюстрировано большим количеством графиков и рисунков, сопровождается контрольными вопросами и задачами для проверки усвоения учебного материала и самопроверки.

Учебник предназначен для студентов военных кафедр и курсантов учебных военных центров Военно-воздушных сил, обучающихся по военно-учетной специальности «Эксплуатация и ремонт радиолокационных комплексов противозвоздушной обороны Военно-воздушных сил», а также может быть использован студентами вузов укрупненной группы направления специальностей 210000 «Электронная техника, радиотехника и связь» (спец. 210304.65 «Радиоэлектронные системы») и всеми, интересующимися вопросами становления, развития и современного состояния радиолокационных систем.

УДК 621.396.96(075.8)

ББК 32.95я

ВВЕДЕНИЕ

ПРЕДМЕТ И ЗАДАЧИ УЧЕБНОЙ ДИСЦИПЛИНЫ

Для решения задач по обеспечению безопасности страны в воздушно-космическом пространстве должна быть создана эффективная система разведки и предупреждения о воздушно-космическом нападении, обеспечивающая своевременность, полноту и упорядоченность поступления информации.

Своевременность поступления информации достигается формированием единого информационного поля и полной автоматизацией процесса добывания, сбора и обработки информации. Полнота информации обеспечивается выбором разнородных систем и средств разведки с соответствующими характеристиками.

Упорядоченность предполагает систематизацию всех ресурсов информационного поля и их рациональное распределение по различным уровням управления силами и средствами.

Радиолокационные средства и системы Вооруженных сил Российской Федерации играют ключевую роль в решении задач в области обеспечения обороны страны и безопасности государства.

На современном этапе основным направлением развития ведомственных радиолокационных средств и систем является их интеграция в единую автоматизированную радиолокационную систему.

Эффективное решение задач, стоящих перед Радиотехническими войсками Военно-воздушных сил (ВВС), возможно за счет комплексного применения средств первичной и вторичной радиолокации различных ведомств. Следует, однако, отметить, что большинство задач принципиально не может быть решено без использования средств первичной радиолокации, так как получение информации средствами вторичной радиолокации зависит от оснащенности воздушных объектов бортовыми ответчиками. Более того, имеются определенные типы воздушных объектов, которые изначально не оборудованы бортовыми ответчиками (крылатые ракеты, дрейфующие аэростаты, беспилотные летательные аппараты, большинство легкомоторной авиации и др.). Возможно и преднамеренное отключение бортовых ответчиков.

В современных условиях проблемы эффективного контроля воздушного пространства первичными радиолокационными станциями (РЛС) многократно возросли. Об этом свидетельствуют факты воздушного терроризма и несанкционированное использование воздушного пространства, в т. ч. и частными летательными аппаратами.

Еще одной особенностью использования первичных РЛС является возможность определения с их помощью метеообстановки и наличия стай птиц на трассах полета и в зонах аэродромов. Кроме того, средства пер-

вичных РЛС позволяют реализовать алгоритмы классификации воздушных объектов при соответствующей обработке отраженных сигналов.

С появлением спутниковых радионавигационных систем стало возможно определять местоположение воздушных объектов без участия наземных средств наблюдения. Однако такое наблюдение (автоматическое независимое наблюдение) требует создания развитой системы спутников и оснащения всех воздушных судов соответствующей навигационной аппаратурой. В соответствии с этим возникает опасность свертывания радиолокационного наблюдения, что абсолютно недопустимо.

На практическое применение и развитие радиолокационной техники оказал существенное влияние прогресс космических технологий. Появились глобальные средства космического наблюдения и космической навигации. Эти средства постепенно берут на себя целый ряд функций, которые раньше выполнялись только РЛС.

В создавшейся ситуации одним из перспективных путей развития радиолокационных технологий является, во-первых, повышение количества и качества информации, выдаваемой РЛС, и, во-вторых, использование средств радиолокации в тех областях, где они имеют уникальные возможности. Выполнение этих условий возможно при использовании сверхширокополосных сигналов, позволяющих улучшить многие характеристики РЛС и придать им новые качества.

В качестве сверхширокополосных сигналов (СШПС) могут использоваться кодоимпульсные последовательности, линейно-частотно-модулированные (ЛЧМ) сигналы, псевдошумовые сигналы, видеоимпульсы, не имеющие высокочастотного заполнения, и радиоимпульсы, имеющие высокочастотное заполнение и состоящие из нескольких периодов высокочастотного колебания.

Благодаря использованию СШПС зондирующего сигнала РЛС будут обладать рядом преимуществ перед традиционными узкополосными системами, т. е. будут иметь возможность повышения:

- точности измерения расстояния до объекта и разрешающей способности по дальности;
- помехоустойчивости относительно пассивных помех;
- устойчивости РЛС к воздействию внешних электромагнитных излучений и помех;
- вероятности обнаружения и устойчивости сопровождения;
- скрытности работы РЛС,

а также возможность распознавания классов воздушных объектов (ВО) и изменения характеристики излучения (ширины и формы диаграммы направленности антенны) за счет изменения параметров излучаемого сигнала.

Предметом учебной дисциплины «Радиолокационные системы» является *теория и техника* получения информации о наличии, координатах, параметрах движения целей путем использования вторичного излучения и собственного излучения радиоволн.

Основные задачи учебной дисциплины:

- 1) изучение методов получения и обработки радиолокационной информации;
- 2) анализ принципов построения и функционирования радиолокационных систем и методов оценки показателей качества их работы;
- 3) изучение перспектив развития методов и средств радиолокации.

Изложение материала базируется на предшествующих курсах математики, физики, ТЭРЦ, электродинамики, техники СВЧ и антенно-фидерных систем. Изучение вопросов реализации основных методов радиолокации в РЛС требует знаний основополагающих положений теории систем автоматического управления, принципов построения элементов радиопередающих и радиоприёмных устройств.

Роль дисциплины заключается в том, что она является инструментом формирования у курсантов научного мировоззрения, развития творческих способностей и методических навыков по повышению профессиональных знаний.

Место учебной дисциплины определяется её взаимосвязанностью с другими дисциплинами. Эта дисциплина обеспечивает изучение основ построения вооружения и военной техники по специальности, а также технических и тактико-специальных дисциплин.

Дисциплина является одной из базовых, обеспечивающих фундаментальные знания по общеинженерной подготовке курсантов, и создает базу для изучения современного перспективного вооружения РТВ ВВС и выполнения ими самостоятельной работы – курсовых и дипломных проектов (работ).

Изложение учебного материала по данной дисциплине ведется на системно-техническом уровне с использованием современных достижений науки и техники построения радиолокационных систем вооружения войск воздушно-космической обороны (ВКО) Военно-воздушных сил (ВВС).

Высокий научный уровень учебной дисциплины обеспечивается её содержанием, доказуемостью основных положений, что достигается методами и приложениями современной теории вероятностей и математической статистики.

Таким образом, дисциплина «Радиолокационные системы» является одной из главных военно-технических дисциплин, определяющих профессиональную подготовку курсантов.

Основная задача изучения дисциплины – приобретение теоретических знаний и практических навыков, необходимых для изучения локационного вооружения по специальности.

КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ ИСТОРИИ РАДИОЛОКАЦИИ

В 1930-х годах вызывал серьезные опасения политический горизонт Европы и всего мира. Набирал силу и наглел фашизм в Германии, Италии, в Японии поговаривали о мировом господстве. Страны тройственного со-

юза со столицами Рим, Берлин, Токио лихорадочно вооружались. Росли скорости, вооруженность и дальность полета самолетов. Появилась настоятельная необходимость в обнаружении и определении координат воздушных целей. Но как это сделать? Имевшаяся в это время звуколокационная техника уже не могла работать удовлетворительно. «Слухач» звукоулавливателя наводил рупоры в направлении места, откуда исходил звук от летящего самолета, но скоростной самолет улетал в это время далеко... К тому же звук «относился» ветром, а обычные методы визуального наблюдения оказывались бесполезными, как только самолет скрывался за облаками. Проекторы звукоулавливатели – вот и вся техника, которая была в распоряжении военных к середине 1930-х годов.

Военные выступили с инициативой создать новые средства, использующие другие виды излучений, – главным образом электромагнитные волны. Инициаторами исследований были представитель Главного артиллерийского управления (ГАУ) Рабоче-Крестьянской Красной Армии (РККА) М.М. Лобанов, впоследствии генерал-лейтенант, и представитель управления ПВО РККА П.К. Ощепков, впоследствии профессор директор Института интроскопии. В Центральной радиолоборатории (ЦРЛ) организовалась группа под руководством старшего инженера Ю.К. Коровина. Договор между ЦРЛ и ГАУ был заключен в октябре 1933 года. Кстати, этот договор был первым в СССР юридическим документом, положившим начало планомерным научно-исследовательским и опытно-конструкторским работам в области радиолокации, а также их финансированию. В Соединенных Штатах по настоянию вице-адмирала Боуэна лишь в 1935 году конгресс ассигновал Морской исследовательской лаборатории 100 000 долларов специально на работы в области радиолокации, а первый контракт с промышленностью на постройку шести опытных станций был заключен в 1939 году.

Официальная западная история родиной радара считает Великобританию. Сейчас трудно винить историков за эту неточность, так как все работы по радиолокации и у нас, и за рубежом по понятным причинам проводились в обстановке строжайшей секретности. Перед второй мировой войной Великобритания располагала самым большим в Европе Военно-морским флотом, но Германия имела подавляющее превосходство в воздухе. Поэтому защита от воздушного нападения (немцы неоднократно бомбили Лондон) была для англичан жизненно важной задачей. С 1936 года вдоль побережья Великобритании стали строить линию постов раннего радиолокационного обнаружения, к началу войны она была закончена.

Идея радиолокации в те годы буквально носилась в воздухе. Впервые ее высказал П.К. Ощепков еще в 1932 году. Позднее он же предложил идею импульсного излучения. Любопытно, что спустя два года в Ленинградский электрофизический институт (ЛЭФИ) как-то пришел командир зенитной батареи с предложением использовать для обнаружения самолета-

тов радиоволны. Он не знал, что подобные работы уже ведутся.

16 января 1934 года в Ленинградском физико-техническом институте (ЛФТИ) под председательством академика А.Ф. Иоффе состоялось совещание, на котором представители ПВО РККА, в числе которых был и П.К. Ощепков, поставили задачу обнаружения самолетов на высотах до 10 и дальности до 50 км в любое время суток и в любых погодных условиях. В протоколе совещания, в частности, говорилось: «При этом должны быть разработаны относительно достаточно мощные генераторы дециметровых и сантиметровых волн, направляющие электромагнитные излучения системы, а также приемные устройства, обеспечивающие по отраженному электромагнитному лучу определение местонахождения самолетов (их координаты), их количества, курса движения и скорости». Задачи радиолокации были сформулированы предельно точно, но техники еще не было. За работу взялись несколько групп изобретателей и ученых. В ЛЭФИ группа энтузиастов (Б.К. Шембель, В.В. Цимбалин и др.) использовала метод непрерывного излучения радиоволн. Приемник и передатчик располагались раздельно. К приемнику поступали два сигнала: один непосредственно от передатчика, а другой – отраженный от самолета. Поскольку дальность до самолета все время изменялась, набегала и фаза отраженной волны. Она то складывалась, то вычиталась с волной, приходящей непосредственно от передатчика. Возникла интерференция волн, вызывающая характерные биения, слышимые в телефонных наушниках, присоединенных к выходу приемника. Первые опыты проводились в Ленинграде, а уже летом 1934 года опытную установку показывали в Москве членам правительства. Передатчик был установлен на верхнем этаже дома № 14 по Красноказарменной улице, а приемник располагался в районе пос. Новогиреево по шоссе Энтузиастов, сразу же за Измайловским парком. На лесную поляну приехали маршал М.Н. Тухачевский, Н.Н. Нагорный, впоследствии командующий ПВО страны, академик М.В. Шулейкин и др. Аппаратуру показывал энтузиаст радиолокации представитель управления ПВО П.К. Ощепков. Самолет, специально летавший в районе расположения аппаратуры, обнаруживался уверенно. Эта аппаратура работала на метровых волнах с использованием дипольных антенн. Диаграммы направленности их были широкими, и координаты самолета определялись лишь весьма приблизительно.

Неясных вопросов было очень много. Никто не знал, как отражаются радиоволны. Ведь до той поры имелись сведения лишь о «затенении» радиотрассы, обнаруженном еще А.С. Поповым: когда между двумя кораблями, осуществлявшими радиосвязь, проходил третий, связь нарушалась. Было известно об опытах американцев А. Тейлора и Л. Юнга, наблюдавших отражения радиоволн. И это все. Поэтому неудивительно встретить в отчете ЦРЛ, например, такие строки: «Отражающее зеркало не из металла, а из фанеры дает отражение примерно в четыре-пять раз меньше, чем металлическое». Исследовали разные конструкции антенн, генераторных

ламп, разные схемы приема, зависимость отражения от положения и типа самолета, от его высоты. Нелегким трудом добывались знания и опыт. Случались и неожиданные открытия.

В 1936 году в Евпатории группа Б.К. Шембеля испытывала новый радиопеленгатор «Буря». Он работал уже на дециметровых волнах длиной 21–23 см. Передатчик непрерывного излучения был выполнен на совершенно новом по тому времени электровакуумном приборе – магнетроне. Две параболические антенны (одна для передачи, другая для приема) устанавливались на поворотном устройстве снятого с вооружения звукоулавливателя. Вся аппаратура вместе с батареями и аккумуляторами размещалась на автомобильном прицепе. Пеленгатор успешно обнаруживал самолеты на расстоянии около 10 км. При этом в телефонах был слышен достаточно низкий звук биений, соответствующий доплеровской частоте. Но вот операторы отметили своеобразный свистящий звук, напоминающий щебетание ласточки. Звук появлялся только при ориентации антенны на юго-восток, где никаких видимых целей не было. Кроме того, звук появлялся при вибрации установки, хотя бы небольшой. Оказалось, что вибрация элементов генератора приводила к небольшой частотной модуляции его колебаний. Частотно-модулированные колебания, отраженные от неподвижного объекта, создавали биения в приемнике. Но что могло отражать радиоволны? Частота биений была так высока, что отражение было возможно лишь от очень удаленного объекта. Взгляд на карту прояснил дело. Радиоволны отражались от горных вершин Ай-Петри и Роман-Кош, возвышавшихся над горизонтом и видимых только в исключительно хорошую погоду. Расстояние до вершин было около 100 км. Так, хотя и случайно, РЛС непрерывного излучения с частотной модуляцией впервые осуществила локацию очень удаленных неподвижных объектов.

Особый успех выпал на долю группы, разрабатывавшей в ЛФТИ макет импульсного радиолокатора. В 1938 году макет был испытан и показал дальность действия до 50 км по самолету, летевшему на высоте 1,5 км. Создатели макета Ю.Б. Кобзарев, П.А. Погорелко и Н.Я. Чернецов в 1941 году за разработку радиолокационной техники были удостоены Государственной премии СССР.

«Редуты» – станции нового типа для обнаружения самолетов – были построены на принципе импульсного излучения радиоволн. До этого в подобных установках использовалось непрерывное излучение. Применяя же импульсный метод, удалось обнаружить самолеты на больших расстояниях. В основу «Редутов» легли работы, проводившиеся в Опытном секторе ПВО под руководством П.К. Ощепкова и в организованной в 1935 году Д.А. Рожанским лаборатории ЛФТИ».

Передатчик радиолокатора был собран на лампе ИГ-8, специально разработанной для этой цели В.В. Цимбалиным. Он имел мощность 40–50 кВт в импульсе при анодном напряжении около 20 кВ и работал на метровых

волнах. Размещался передатчик в автофургоне, а на крыше фургона возвышалась антенна типа «Уда-Яги» с пятью директорами и тремя рефлекторами, укрепленными на мачте высотой 12 м. В другом автофургоне размещался приемник с точно такой же антенной.

Третий автофургон содержал агрегаты питания всей станции, получившей название «Редут». После всесторонних испытаний и усовершенствований станция «Редут» была принята летом 1940 года на вооружение войск ПВО под названием РУС-2. Небезынтересна история этого названия. Расшифровывается оно так: «Радиоуловитель самолетов», а предложил его нарком обороны К.Е. Ворошилов, когда ознакомился с первыми макетами станций непрерывного излучения.

Станции РУС-2 сослужили хорошую службу с самого начала Великой Отечественной войны. Они своевременно помогли обнаружить армаду немецких самолетов (до 250 единиц), направлявшихся поздним вечером 21 июля 1941 года бомбить Москву. Станции вели непрерывную воздушную разведку в осажденных Ленинграде и Севастополе, в Мурманске и на других важных участках фронта. Там, где использовались РЛС, отменялись дежурные вылеты истребителей – они поднимались в воздух лишь при появлении вражеских самолетов.

Станции РУС-2 непрерывно совершенствовались. Уже в конце 1941 года была решена проблема защиты приемника от мощных импульсов собственного передатчика и станция стала выпускаться в одноантенном варианте. По сравнению с аналогичными станциями, разработанными в США, Великобритании и Германии, наша станция весила почти в три раза меньше и в шесть раз быстрее разворачивалась из походного состояния в рабочее.

В течение всей войны велась очень интенсивная работа по увеличению дальности действия и точности определения координат с помощью РЛС. Станция РУС-2 и подобные не могли обеспечить высокую точность определения координат, поскольку работали на достаточно длинных волнах (4 м) и имели широкую диаграмму направленности антенн. Для ее сужения необходимо было перейти на более короткие волны, так как угловая ширина φ главного лепестка диаграммы направленности определяется отношением длины волны к размеру антенны: $\varphi = \lambda/D$. Сверхвысокочастотная техника быстро развивалась: разрабатывались магнетронные генераторы, волноводная техника, более совершенные и чувствительные супергетеродинные приемники. Во время войны появились станции орудийной наводки (СОН) с параболическими зеркальными антеннами. В конце 1942 года РЛС удалось поставить на двухместный самолет Пе-2. Впоследствии эти станции назывались ПНБ (прицел наведения бомбардировщика).

Англичане к 1941 году не только имели сеть РЛС вдоль юго-восточного побережья, но и устанавливали радиолокаторы на кораблях. 27 мая 1941 года после семидневной «охоты» англичане потопили лучший корабль германского флота – линкор «Бисмарк» водоизмещением 35 000 тонн. В преследова-

нии линкора принимали участие авианосец, несколько линейных кораблей, крейсеров и эскадренных миноносцев. Наведение английской эскадры осуществлялось по данным РЛС. Нет никакого сомнения, что, не будь у англичан радара, немецкому линкору удалось бы скрыться в условиях плохой погоды и бурного моря. Потопление «Бисмарка» не обошлось для Англии без потерь. Погиб самый крупный и быстроходный в эскадре линейный крейсер «Худ». Он раскололся надвое после пятого залпа орудий главного калибра «Бисмарка», серьезное повреждение получил крейсер «Принц Уэльский».

26 декабря 1943 года другой немецкий линкор «Шарнхорст» дерзко напал в Баренцевом море на конвой судов, следовавших в Советский Союз. Несколько юго-западнее конвоя находилась эскадра главнокомандующего английским флотом адмирала Фрэзера. Он заранее вышел на перехват, получив сведения разведки, что «Шарнхорст» покинул свою базу в Альтен-фьорде в Норвегии. РЛС крейсера сопровождения «Белфаст» обнаружила фашистского пирата на расстоянии 17,5 миль, что дало возможность конвою судов приготовиться к отражению нападения. Завязался бой. Исход его решила подоспевшая эскадра адмирала Фрэзера. Вот как описывает это М.М. Лобанов в книге «Из прошлого радиолокации»: «В полной темноте флагманский линкор Фрэзера «Герцог Йоркский» с помощью РЛС обнаружил «Шарнхорст» на дистанции около 23 миль. Приблизившись до 6 миль, он открыл по нему артиллерийский огонь. В условиях полярной ночи стрельба велась по данным РЛС. Затем английские эсминцы и крейсера атаковали и торпедировали «Шарнхорст». Торпедирование корабля было для него смертельно, и около 21 часа 30 минут он затонул. Из всего экипажа было спасено только несколько человек». Итак, в 1943 году РЛС уже позволяли вести прицельный артиллерийский огонь, а к концу войны точность радаров возросла настолько, что были случаи радиолокационного обнаружения перископов подводных лодок.

Интенсивное развитие радиолокационной техники в Соединенных Штатах Америки началось с трагедии. В 1941 году американский флот на Тихом океане базировался в Перл-Харборе (Жемчужная Гавань). Эта военноморская база, расположенная вблизи Гонолулу, на острове Оаху, входящем в архипелаг Гавайских островов, благодаря военной мощи и числу боевых кораблей считалась неприступной твердыней. Соединенные Штаты Америки пока еще не вступили во вторую мировую войну.

На острове имелась единственная РЛС дальнего обнаружения SCR-270, развернутая на северном побережье. Удивительна беспечность американцев! Станция работала не круглосуточно, а включалась лишь с 4 до 7 часов.

В 7 часов утра РЛС на острове Оаху не выключили просто потому, что еще не пришла машина за дежурными сержантом и солдатом. В 7 часов 02 минуты на экране радара появилась отметка цели, находящейся на расстоянии около 140 миль. По характеру отражения можно было заклю-

чить, что обнаружена группа самолетов. Дальнейшее трудно объяснить с позиций здравого смысла. Операторы некоторое время раздумывали, а надо ли им вообще докладывать об обнаруженной цели, ведь их дежурство уже закончилось. Потом все-таки позвонили в информационный центр. Дежурный офицер посоветовал: «Не обращайтесь внимания, это свои!». В то утро действительно ждали 12 бомбардировщиков Б-17 из Сан-Франциско. Они вылетели накануне, демонтировав часть вооружения и установив дополнительные топливные баки.

В 7 часов 55 минут над Перл-Харбором появились японские самолеты. Хотя обнаружены они были почти за час до этого, никаких мер принято не было. Как на учениях, при ясном небе и отличной видимости, японцы сбрасывали бомбы и торпеды на неподвижно стоящие корабли. Американские истребители взлететь уже не могли – взлетные полосы были разрушены. Военно-морские силы США потеряли 4 линкора, крейсер, 3 эсминец. Еще больше кораблей было повреждено. 260 уничтоженных самолетов, 5 000 убитых и раненых – таков результат самонадеянности и халатности. Японцы потеряли 29 самолетов и 55 летчиков.

В тот же день президент США Ф. Рузвельт, выступая перед конгрессом, потребовал объявления войны Японии.

Промышленность США и Канады очень быстро наладила выпуск радиолокационных станций. Часть их по ленд-лизу поставлялась в СССР. Необходимость освоения все более коротких волн стимулировала и теоретические разработки. Это были годы зарождения электродинамики сверхвысоких частот и волноводной техники.

Великая Отечественная война позволила в полной мере проверить боевые качества радиолокационной техники.

В годы войны США и Англия могли выделять на развитие радиолокации значительно бóльшие ресурсы, чем Советский Союз, вынесший основную тяжесть борьбы с фашизмом. Однако уже в 1943 году при Государственном Комитете Обороны создается Совет по радиолокации, содействовавший ее развитию в военное время.

В послевоенные годы совершенствуется теория и элементная база радиолокации. Появление реактивной авиации, ракетной техники и атомной бомбы ускорило ее развитие.

В 1950-е годы в радиолокации впервые был использован клистронный усилитель большой мощности. Такой усилитель обеспечивал значительно бóльшую (до двух порядков) мощность, чем магнетрон. Он позволил внедрить более сложные сигналы по сравнению с простой импульсной последовательностью. Кроме того, появилась возможность использовать клистроны в параллельном режиме, что позволило еще больше поднять мощность передающих устройств.

Создание в 1954 году отечественными учеными, лауреатами Государственной и Нобелевской премий академиками А.М. Прохоровым и Н.Г. Басо-

вым, первого молекулярного генератора положило начало развитию квантовых усилителей и генераторов, освоению оптического диапазона волн.

В 1950-е годы в радиолокацию были внедрены сигналы, обеспечивающие сжатие импульсов. Принцип сжатия импульсов был известен задолго до того, но лишь в 1950-х годах нашел практическое применение в радиолокации. В нашей стране профессор Я.Д. Ширман в 1956 году предложил сжатие радиоимпульсов в согласованных фильтрах.

При первой демонстрации РЛС большой мощности со сжатием импульсов использовался метод фазовой манипуляции, при котором длинный импульс разбивался на 200 парциальных импульсов (элементов) с фазой 0 или 180° , распределенной случайным образом. Сигнал с линейной частотной модуляцией был применен позднее. В этот период появились также РЛС с РСА – радиолокаторами с синтезированной апертурой.

Разработка теоретических основ радиолокации, приходящаяся на 1950-е годы, позволила подвести под проектирование РЛС более прочную базу, чем инженерный опыт и навыки. Развитая теория радиолокации не противоречила инженерной практике прежних лет. Она не только подтвердила ее справедливость, но и указала пути дальнейшего развития радиолокационной техники до ее пределов, вытекавших из теории.

В 1950-е годы начали получать признание следующие теоретические концепции.

Согласованный фильтр. Это понятие было введено в 1943 году Д.О. Норсом в закрытом отчете, который был повторно опубликован в июльском номере Proceedings of the IEEE за 1963 год. Однако идея такого фильтра стала приобретать известность именно в 1950-е годы.

Статистическая теория обнаружения. Основополагающую роль в радиотехнике и радиолокации приобретают статистические методы. Первая фундаментальная работа, посвященная применению методов математической статистики в радиосвязи, принадлежит академику В.А. Котельникову.

Становление и развитие статистической теории радиотехники и радиолокации связаны также с именами отечественных ученых: А.И. Берга, П.А. Бакута, А.В. Введенского, Г.С. Горелика, Н.Д. Девяткова, Б.Р. Левина, А.А. Минца, Л. С. Понтрягина, А.А. Расплетина, В.Г. Репина, С.М. Рытова, В.К. Слоки, Ю.Г. Сосулина, Р.Л. Стратоновича, В.И. Тихонова, Г.П. Тартаковского, А.А. Харкевича, Я.Д. Ширмана, А.И. Щукина и др.

Диаграмма неопределенности. В монографии Ф.М. Вудворда, опубликованной в 1953 году, была описана диаграмма неопределенности, представляющая собой график зависимости выходного сигнала согласованного фильтра от времени и доплеровского сдвига по частоте. Вудворд ввел также в теорию радиолокации из математической статистики понятие обратной вероятности, воспользовавшись им для определения характеристик радиолокационного обнаружения и предварительного расчета точности радиолокационных измерений.

Теория селекции движущихся целей (СДЦ). Принцип РЛС с СДЦ был разработан во время второй мировой войны, однако лишь в 1954 году в отчете фирмы Rand Corporation, написанном Эмерсоном, была дана строгая теоретическая оценка предельных возможностей СДЦ и предложена методика расчета соответствующих РЛС и выбора вида сигналов, а также способы их обработки. Широкое использование РЛС с СДЦ началось с 1950-х годов.

1960-е годы отмечены появлением первых больших фазированных антенных решеток (ФАР) с электронным сканированием. Тематика, связанная с адаптивными антенными решетками, широко представлена в отечественной научной литературе, и в ряде случаев исследования отечественных специалистов опережают зарубежные. Так, первой работой, в которой было доказано основное утверждение теории адаптивных антенных решеток о том, что оптимальная система должна формировать диаграмму направленности с нулем в направлении на сильный точечный источник помехи, была статья Я.Д. Ширмана.

На конец 1960-х годов приходится также начало революции, связанной с цифровой обработкой сигналов. Развитие цифровой техники в этот период привело к революции в методах обработки радиолокационных сигналов.

Начавшаяся в конце 1950-х годов эра спутников положила начало применению радиолокации для обнаружения и слежения за космическими летательными аппаратами. В США первой действующей РЛС с ФАР, которая была применена для обнаружения и слежения за космическими объектами, стала станция AN/FPS-85.

В 1960-е годы возник вопрос о разработке средств борьбы с активным радиоэлектронным подавлением противником РЛС.

1970-е годы характеризуются расширением возможностей практической реализации систем сжатия импульсов с высоким разрешением, что было связано с появлением линий задержки на поверхностных акустических волнах (ПАВ), с помощью которых научились получать после сжатия импульсы длительностью в несколько наносекунд.

Для успешной работы бортовой импульсно-доплеровской РЛС, а также для уменьшения воздействия активных радиопомех по боковым лепесткам диаграмм направленности антенн (ДНА) были разработаны антенны с очень низким уровнем боковых лепестков диаграмм направленности (ДН).

Примером большой РЛС с ФАР, отличающейся высокой гибкостью, хорошей разрешающей способностью и предназначенной для наблюдения и сопровождения входящих в атмосферу боеголовок баллистических ракет, служит РЛС Cobra Dane, разработанная в ВВС США и установленная на оконечности Алеутской гряды. Важную роль сыграли также радиолокационные методы, примененные в системах наведения крылатых ракет типа Harpoon и Tomahawk.

В 1980-е годы начинают применяться передатчики на полупровод-

никах для работы в L -диапазоне и на более низких частотах. К концу этого десятилетия улучшились возможности систем обработки сигналов за счет внедрения интегральных систем (ИС) со сверхвысоким быстродействием. Отдельные радиолокаторы стали не только обеспечивать определение местоположения целей, но и давать дополнительную информацию о характере цели. Извлечение информации о целях особенно важно для систем дистанционного исследования природных ресурсов. Радиолокационное дистанционное исследование Земли ведется также с борта космических аппаратов. В частности, на космическом корабле Schuttle для этой цели применяется РСА.

Начало 1990-х годов характеризуется совершенствованием радиолокационной техники. В военной области радиолокация применяется для наблюдения и сопровождения целей (находящихся в воздухе, на море, суше и в космосе) с платформ (также расположенных в воздухе, на море, суше и в космосе). Она используется для целей навигации, в т. ч. для обеспечения облета самолетами препятствий и обхода рельефа местности. К РЛС военного назначения предъявляется требование сохранения работоспособности при неблагоприятных внешних условиях, наличии радиоэлектронного подавления и огневого поражения.

Радиолокационная техника оказывает значительное влияние на другие разделы техники – наземную и спутниковую связь в СВЧ-диапазоне, навигационные системы, системы радиоэлектронного подавления, приборостроение для систем управления производственными процессами, радиоастрономию, СВЧ-спектроскопию.

Одно из интересных мирных применений радиолокации связано с дистанционным зондированием окружающей среды.

Радиолокационные системы постоянно совершенствуются в направлении повышения их информативности, помехозащищенности, надежности и живучести.

Расширение круга задач, решаемых современной радиоэлектроникой, а также их усложнение стимулировало в последние десятилетия XIX столетия интенсивное развитие теории и техники антенн. В развитие новых направлений общей теории антенн основополагающий вклад внесен отечественными учеными. Теория многозеркальных антенн развита в работах Л.Д. Бахраха. Заметный вклад в разработку ФАР внесен Л.Д. Дерюгиным и Д.И. Воскресенским. Основы статистической теории антенн развиты в работах Я.С. Шифрина. В создание теории синтеза значительный вклад внесен Е.Г. Зелкиным, В.П. Яковлевым, Д.М. Сазоновым и др. Новые методы антенных измерений развиты Л.Д. Бахрахом, А.А. Курочкиным, Н.М. Цейтлиным и др.

Рассмотренный краткий перечень важнейших достижений по данному вопросу, безусловно, является ограниченным. Однако даже краткие сведения из истории радиотехники и радиолокации показывают выда-

ющуюся роль отечественных ученых в становлении и развитии данной области науки и техники.

Таким образом, изобретение радиолокации стало ответом на появление современной бомбардировочной авиации. Основными этапами развития радиолокации принято считать следующие:

- рубежное обнаружение объектов;
- импульсный метод измерения дальности;
- механическое сканирование;
- внутриимпульсная модуляция (манипуляция) сигнала;
- электронное сканирование, ФАР;
- автоматизация (компьютеризация), цифровая обработка.

Данный учебник разработан в соответствии с учебной программой дисциплины «Радиолокационные системы» и предназначен для студентов военных кафедр и курсантов учебных военных центров Военно-воздушных сил, обучающихся по военно-учетной специальности «Эксплуатация и ремонт радиолокационных комплексов противовоздушной обороны Военно-воздушных сил», а также может быть использован студентами вузов укрупненной группы направления специальностей 210000 «Электронная техника, радиотехника и связь» (спец. 210304.65 «Радиоэлектронные системы») и всеми, интересующимися вопросами становления, развития и современного состояния радиолокационных систем.

ГЛАВА 1

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИИ

1.1. ПРИНЦИПЫ, ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И ВИДЫ РАДИОЛОКАЦИИ

Основные принципы получения радиолокационной информации могут быть сформулированы в виде следующих положений:

1. При обнаружении наличие цели устанавливается по факту приёма станцией сигнала от цели. Способ получения такого сигнала определяет вид локации.

2. При измерении координат и параметров движения целей используются закономерности распространения радиоволн в пространстве, основными из которых являются:

постоянство скорости распространения радиоволн ($c = 3 \cdot 10^8$ м/с);
прямолинейность распространения радиоволн;
направленность излучения и приёма радиоволн, в основе которой лежит явление интерференции радиоволн;
эффект Доплера.

3. Выделение слабых сигналов, приходящих от цели, и разрешение целей обеспечиваются за счет различий сигналов и помех, а также сигналов от разных целей между собой.

4. Информация о целях получается параллельно или последовательно во времени и выдается в виде информационных потоков.

Рассмотрим перечисленные положения более подробно.

К видам излучения относятся: вторичное излучение, переизлучение и собственное излучение радиоволн. В первом и втором случаях радиолокатор излучает в направлении на цель мощный зондирующий сигнал; в последнем случае облучение цели не требуется.

Радиолокация с использованием вторичного излучения и переизлучения (ретрансляции) называется активной, а радиолокация с использованием собственного излучения – пассивной.

Активную радиолокацию с переизлучением называют радиолокацией с активным ответом (рис. 1.1, б). При использовании вторичного излучения можно по аналогии говорить о радиолокации с пассивным ответом (рис. 1.1, а).

Явление вторичного излучения позволяет обнаружить цели, не являющиеся источниками собственных радиоизлучений или переизлучений. Принимаемый сигнал при этом называют *отраженным*.

Активный ответ находит широкое применение при радиолокации и опознавании своих объектов: самолетов, ракет, противоракет и искус-

ственных спутников Земли. На объекте в данном случае устанавливается приёмопередатчик (ответчик), обеспечивающий достаточно большую интенсивность переизлученного сигнала.

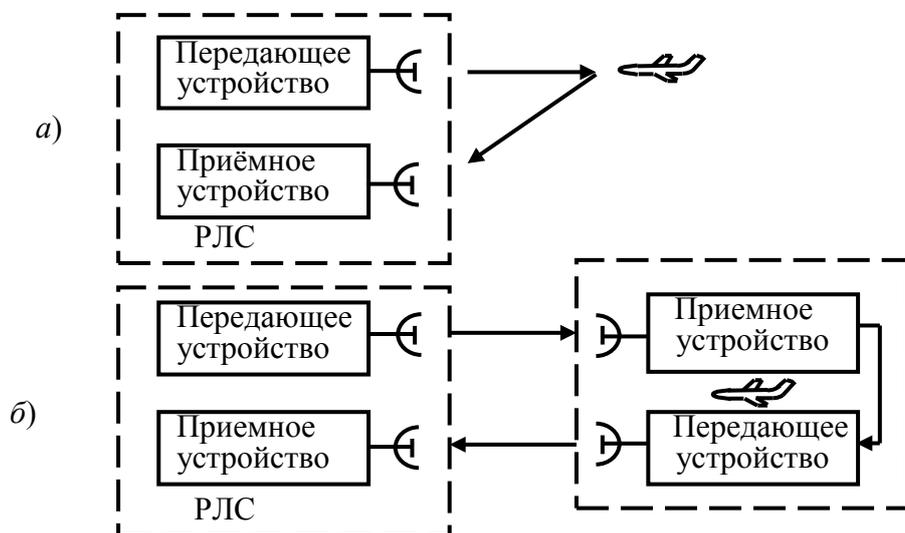


Рис. 1.1. Виды радиолокации: *а* – активная с пассивным ответом; *б* – активная с активным ответом

Системы активной радиолокации могут быть *совмещенными* и *разнесенными*. В совмещенном радиолокаторе передающее и приемное устройства располагаются совместно (рис. 1.1), возможно поочередное использование одной и той же антенны для передачи и приема.

В *разнесенной системе* передающее и приемное устройства располагают на удалении d друг от друга (рис. 1.2). Для наземной разнесенной системы (рис. 1.2,*а*) характерно постоянство расстояния d между приемными и передающими пунктами. При расположении передающего пункта на Земле, а приемного на самонаводящейся ракете (рис. 1.2,*б*) расстояние d является переменным.

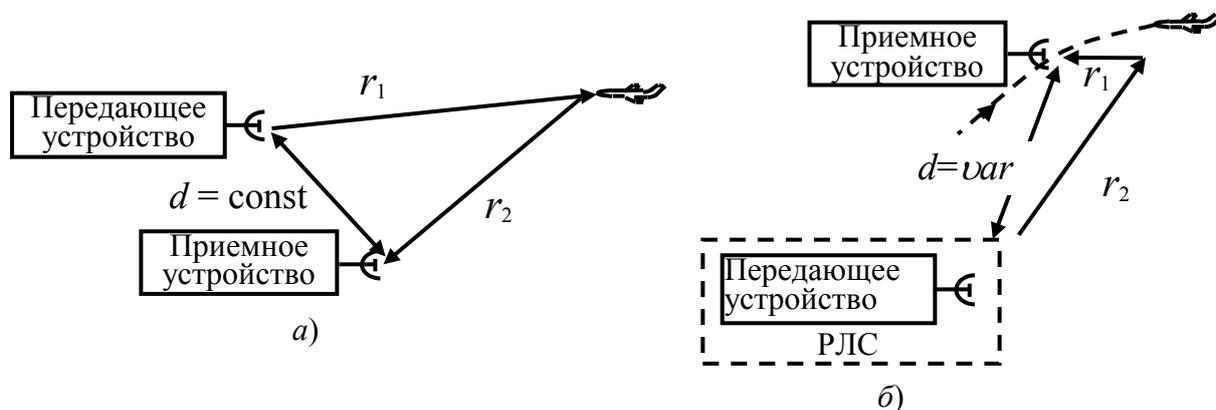


Рис. 1.2. Разнесенные системы активной радиолокации: *а* – наземная; *б* – при расположении передающего пункта на Земле, а приемного на самонаводящейся ракете

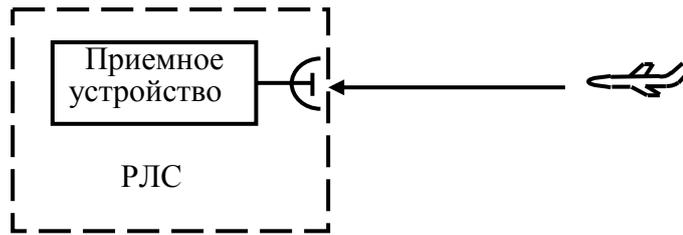


Рис. 1.3. Пассивная радиолокация

В случае *пассивной радиолокации* (рис. 1.3) цель электромагнитными колебаниями не облучается. Электромагнитные колебания создаются элементами цели: её нагретыми частями (тепловое излучение в диапазоне инфракрасных или миллиметровых волн), радиотехническими устройствами связи, навигации, локации, радиопротиводействия (обычное радиоизлучение), а также колеблющимися частицами ионизированных участков атмосферы в окрестности цели (радиоизлучение при запуске ракеты или ядерном взрыве, распространяющееся в сверхдлинноволновом диапазоне на очень большие расстояния вокруг Земли). Прием может осуществляться одним или несколькими разнесенными приемными устройствами.

1.2. ПРИНЦИПЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ

При определении координат цели в любой радиолокационной системе используются определенные закономерности распространения радиоволн. В случае распространения радиоволн в свободном пространстве, которое является однородным, изотропным и недиспергирующим, для всех точек этого пространства скорость распространения радиоволн одинакова, не зависит от поляризации волны и частоты колебания ($c = 3 \cdot 10^8$ м/с). При этом зондирующий и отраженный сигналы распространяются по прямой траектории и без искажения своей формы. *Время запаздывания* отраженного сигнала относительно зондирующего (рис. 1.4) для разнесенной системы определяется соотношением

$$t_3 = \frac{r_1 + r_2}{c}$$

(r_1 и r_2 – расстояния от цели до передающего и приемного пунктов соответственно, рис. 1.2, *a*) и для совмещенной системы радиолокации (рис. 1.1, *a*) соотношением

$$t_3 = \frac{2r}{c}.$$

В последнем случае дальность до цели

$$r = \frac{ct_3}{2}.$$

Концентрация излучаемой энергии в каком-то одном направлении и направленный приём обеспечивают существенное увеличение дальности радиолокации. Появляется возможность измерять угловые координаты цели – азимут и угол места, например, по максимуму отраженного сигнала (рис. 1.5а), а также разрешать цели по угловым координатам (рис. 1.5б). Ширина ДНА (характеристики) радиолокатора определяется соотношением её геометрических размеров к длине волны. Поэтому высокие направленные свойства обеспечиваются за счет увеличения размеров антенны использования дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазона волн.

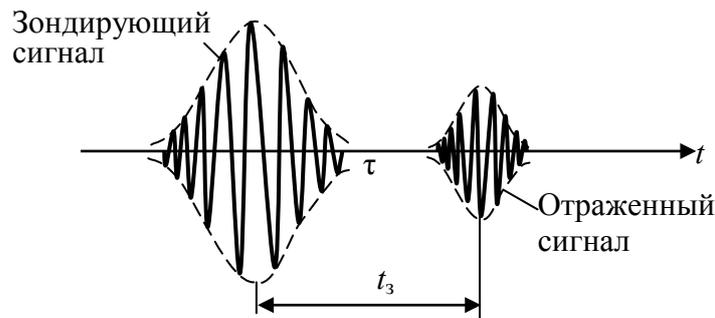


Рис. 1.4. Вид зондирующего и отраженного сигналов

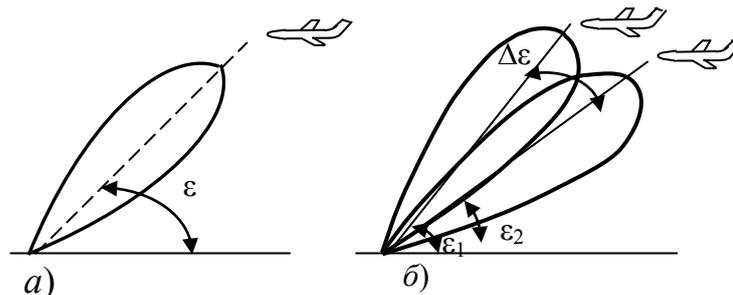


Рис. 1.5. Измерение угловой координаты цели (а), разрешение целей по угловым координатам (б)

В радиолокации используется также такое физическое свойство радиоволн, как изменение частоты принимаемых электромагнитных колебаний, обусловленное движением цели (эффект Доплера). Эффект Доплера проявляется в изменении частоты отраженного от движущейся цели сигнала f_c относительно частоты f_0 излучаемого сигнала РЛС на величину добавки F_d : $f_c = f_0 \pm F_d$. Измеряя величину F_d , можно определить радиальную скорость:

$$V_r = \frac{\lambda}{2} F_d.$$

Таким образом, рассмотренные закономерности распространения радиоволн позволяют определить координаты цели ($r_{ц}$, $\beta_{ц}$, $\varepsilon_{ц}$) и её радиальную скорость.

Даже при остронаправленном облучении цели от её поверхности отражается незначительная часть излучаемой энергии. Ещё в большей степени рассеяние энергии проявляется на пути от цели до приемной антенны в силу слабой направленности вторичного излучения. Приходящие сигналы, особенно на больших дальностях, оказываются слабыми, и нужно принять ряд мер, чтобы выделить их на фоне помех (собственных шумов приемника, шумов космического происхождения, помех от других радиоустройств и т. п.). К числу таких мер относятся: увеличение средней мощности зондирующих колебаний, габаритов антенн, применение высокочувствительных малошумящих элементов приемника. Наряду с этим должна предусматриваться такая обработка смеси сигналов и помех, при которой обеспечивается наилучшее использование взаимных различий сигнала и помех для решения задач радиолокации. Взаимные различия должны наилучшим образом использоваться и при разрешении сигналов от нескольких целей.

1.3. СПОСОБЫ ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА

Большинство современных радиолокаторов вырабатывает поток информации о целях в участке пространства, содержащем весьма большое число разрешаемых объемов. При этом могут использоваться *принципы последовательного, параллельного и параллельно-последовательного обзора пространства и составления потоков информации*. Эти принципы закладываются в основу построения отдельного радиолокатора и системы радиолокаторов.

Принцип последовательного обзора пространства радиолокатором с лучом игольчатого вида приведен на (рис. 1.6). Закон перемещения луча может быть различным, например, по спирали.

Принцип параллельного обзора и получения нескольких потоков информации показан на (рис. 1.7). Создается пучок игольчатых лучей, каждому из которых соответствует свой приемник.

Если по одной из угловых координат (углу места) поток информации получается параллельно, а по другой (азимуту) – последовательно, например, за счет вращения многоканальной антенной системы, имеет место параллельно-последовательное составление потока информации (рис. 1.7).

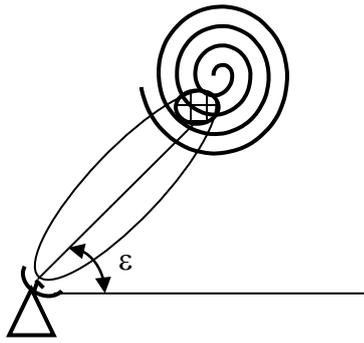


Рис. 1.6. Последовательный спиральный обзор с ДН игольчатого типа

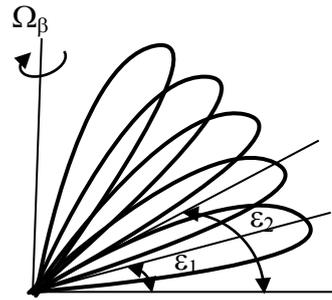


Рис. 1.7. Последовательно-параллельный обзор многоканальной антенной

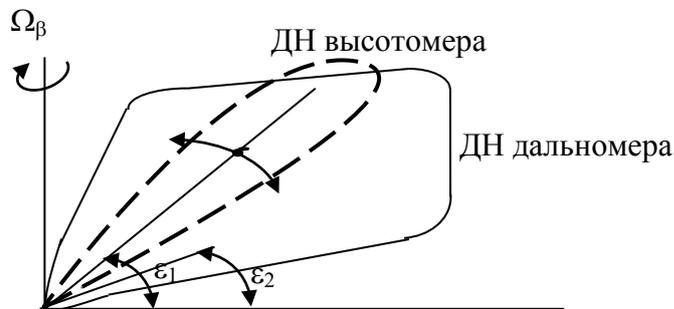


Рис. 1.8. Последовательный обзор по угловым координатам с помощью дальномера и высотомера

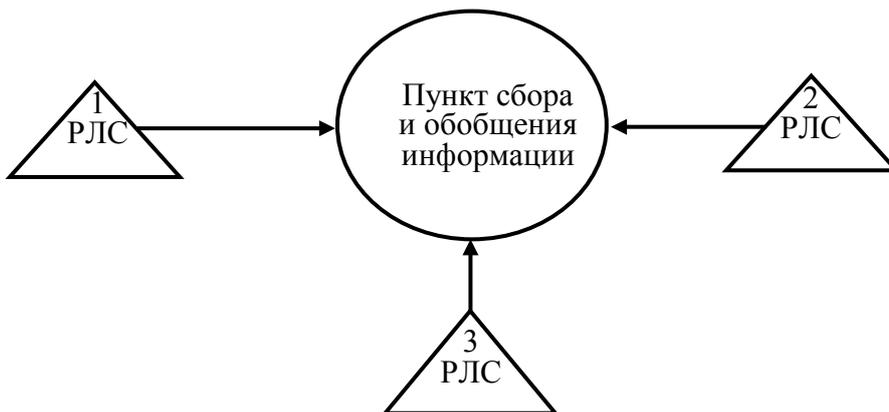


Рис. 1.9. Радиолокационная система

Последовательные, параллельные и параллельно-последовательные потоки информации могут быть образованы также с помощью двух и более отдельных радиолокаторов. Например, радиолокаторы (дальномеры) с ДН, изображенной на рис. 1.8 сплошной линией, образуют последовательный поток информации об азимуте целей. Специальные радиолокаторы (высотомеры) с узкой ДН в вертикальной плоскости (пунктир на рис.

1.8) производят последовательный обзор по углу места и определяют высоту целей на тех азимутах, где они обнаружены дальномером. Для повышения качества радиолокационной информации РЛС организуются в соответствующую радиолокационную систему (рис. 1.9).

1.4. ЭТАПЫ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

Для характеристики обработки радиолокационной информации (РЛИ) вводят понятие трех этапов обработки.

Этап первичной обработки включает операции обнаружения и измерения (оценки) параметров сигналов. Первичная обработка проводится непосредственно на РЛС или на одной из позиций многопозиционной РЛС. Совокупность оценок параметров сигналов образует радиолокационную отметку от цели.

Вторичная обработка производится по совокупности радиолокационных отметок и обеспечивает формирование траекторной информации.

Третичная обработка состоит в объединении и отождествлении информации отдельных РЛС, входящих в радиолокационную систему, или информации отдельных радиолокационных систем.

В соответствии с выполняемыми функциями различают радиолокаторы обнаружения целей, точного измерения координат и параметров движения целей, распознавания и т. д. Если радиолокаторы обнаружения обычно являются многоцелевыми, то радиолокаторы точного измерения координат и параметров могут быть *одноцелевыми* или *рассчитанными на малое число целей*. Радиолокаторы, обеспечивающие выполнение ряда функций (обнаружения, распознавания, точного измерения координат и параметров движения целей), называют *многофункциональными радиолокаторами*.

По мере развития радиолокационной техники расширяется многообразие известных типов радиолокационных устройств. Современные радиолокаторы дальнего обнаружения космических объектов могут представлять собой гигантское сооружение с размерами антенн порядка десятков и сотен метров, со значениями средней мощности излучаемых колебаний порядка сотен и даже тысяч киловатт. Наряду с этим широко используются значительно меньшие по размеру подвижные наземные радиолокаторы обнаружения аэродинамических объектов, радиолокаторы наведения и т. д. Широкое применение находят бортовые радиолокационные устройства обнаружения и наведения, обзора и картографирования земной поверхности, определения путевой скорости и измерения угла сноса.

Таким образом, для решения задач радиолокации, основными из которых являются задачи обнаружения, измерения координат, разрешения

и распознавания, создаются как отдельные РЛС, так и их системы, реализующие методы активной и пассивной радиолокации. Этапы обработки РЛИ в них традиционно делят на этапы первичной, вторичной и третичной обработки.

1.5. ДИАПАЗОНЫ РАДИОВОЛН, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В РАДИОЛОКАЦИИ

Важным фактором при выборе диапазона длин волн является характер отражения радиоволн от целей. Если размеры цели и радиусы кривизны отдельных ее участков много меньше длины волны, то сильнее сказывается явление дифракции волн, интенсивность отражения мала. При этом цель можно уподобить антенне с очень малой действующей высотой.

Другой крайний случай, когда размеры цели и радиусы кривизны отдельных участков много больше длины волны, диапазон близок к оптическому, интенсивность отражения достигает заметной величины, мало зависит от длины волны и определяется в основном отражающими свойствами и размерами цели. В промежуточном случае соизмеримости размеров цели или ее отдельных участков с длиной волны возможно резонансное возбуждение участков поверхности цели, при котором интенсивность отражения заметно возрастает в некоторых направлениях.

Учитывая размеры реальных целей, приходим к выводу, что для того, чтобы длина волны была много меньше этих размеров или соизмерима с ними, в радиолокации необходимо использовать диапазон ультракоротких волн (УКВ). Другая причина использования этого диапазона, особенно волн более коротких, чем метровые, связана с размерами антенн. Дело в том, что угловая ширина ДНА независимо от ее типа прямо пропорциональна длине волны и обратно пропорциональна соответствующему размеру.

Для зеркальной антенны в виде усеченного параболоида ширина луча по точкам половинного значения мощности

$$\Theta_{0,5} = 65\lambda/d_A, \quad (1.1)$$

где λ – длина волны, а d_A – максимальный линейный размер зеркала в плоскости луча. Например, при $\lambda = 3$ см для получения ширины луча $\Theta_{0,5} = 3^\circ$ требуется $d_A = 65$ см, а чтобы луч имел такую ширину при длине волны $\lambda = 3$ м, размер зеркала d_A должен составлять 65 м.

Острый луч, обеспечивающий возможность разделения нескольких целей по угловой координате и также высокую точность определения координат при заданных размерах антенны, можно получить только при достаточно короткой волне λ .

С точки зрения повышения разрешающей способности и точности (т. е. информативности радиолокационного сигнала) необходимо расширять полосу частот зондирующего сигнала, что, например, достигается уменьшением длительности зондирующих импульсов либо применением специальных сложных сигналов. Естественно, что расширение полосы передаваемых частот требует повышения несущей частоты сигнала.

При выборе диапазона волн важное значение имеют особенности распространения радиоволн в атмосфере, в частности, резонансное поглощение (например, для кислорода на частоте 60 ГГц поглощение составляет около 14 дБ/км), что вынуждает избегать применения соответствующих частот.

В современной радиолокации широко используются метровые, дециметровые и сантиметровые радиоволны, а в лазерном локаторе – волны оптического диапазона. Технические особенности той или иной РЛС обусловлены диапазоном волн, методами получения зондирующего сигнала, методами обработки отраженного сигнала и особенностями работы оконечного устройства.

ГЛАВА 2 СИГНАЛЫ И ПОМЕХИ В РАДИОЛОКАЦИИ

2.1. ВИДЫ РАДИОСИГНАЛОВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ В РЛС

2.1.1. ВИДЫ И МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ

Под радиолокационным зондирующим сигналом (ЗС) понимают радиоволну, излученную передающей антенной РЛС в пространство. В активной радиолокации с пассивным ответом ЗС обеспечивают появление отраженных от целей сигналов. В качестве ЗС в основном используются сверхвысокочастотные (СВЧ) колебания ($3 \cdot 10^8 \div 3 \cdot 10^{12}$ Гц). В общем случае ЗС может быть представлен в виде

$$x(t) = X(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t) + \varphi_0), \quad (2.1)$$

где $X(t)$, $\varphi(t)$ – законы амплитудной и фазовой модуляции;

f_0 – несущая частота;

φ_0 – начальная фаза.

В комплексной форме зондирующий сигнал записывается таким образом:

$$\dot{x}(t) = X(t) e^{j(2\pi f_0 t + \varphi(t) + \varphi_0)} = \dot{x}(t) e^{j2\pi f_0 t}, \quad (2.2)$$

где $\dot{x}(t) = x(t) e^{j(2\pi f_0 t + \varphi_0)}$ – комплексная амплитуда сигнала.

Физически существующий сигнал (2.1) является реальной частью комплексного сигнала (2.2), т. е.

$$x(t) = \operatorname{Re}\{\dot{x}(t)\}.$$

Геометрической интерпретацией ЗС в форме (2.2) является вектор (рис. 2.1) длиной $X(t)$, вращающийся против часовой стрелки с угловой скоростью

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega(t),$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$; $\Delta\omega(t)$ – закон частотной модуляции, определяемый выражением

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}.$$

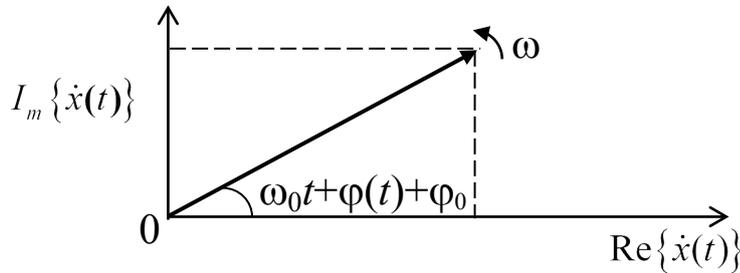


Рис. 2.1. Геометрическая интерпретация зондирующего сигнала

Проекции этого вектора на оси координат являются действительной и мнимой частями сигнала в форме (2.2), т. е.

$$\dot{x}(t) = \text{Re}\{\dot{x}(t)\} + jI_m\{\dot{x}(t)\}.$$

Данные составляющие ЗС называются также *квадратурными*.

Комплексная амплитуда $\dot{X}(t)$ может быть выражена вектором с соответствующими квадратурными составляющими:

$$\dot{X}(t) = \text{Re}\{\dot{X}(t)\} + jI_m\{\dot{X}(t)\}.$$

Все радиолокационные ЗС можно разделить на *импульсные и непрерывные*. Импульсные ЗС могут быть *одиночными* или в виде *последовательности (пачки)* радиоимпульсов.

Импульсные ЗС делятся на радиоимпульсы без внутриимпульсной модуляции и радиоимпульсы с внутриимпульсной модуляцией (частотной или фазовой). Первые из указанных ЗС относят к простым сигналам, а вторые – к сложным, или энергоемким широкополосным сигналам (ШПС).

Простые сигналы имеют произведение ширины спектра Δf_c на длительность τ_n , называемое базой, порядка 1, т. е. $n = \Delta f_c \cdot \tau_n \approx 1$, а сложные сигналы за счет внутриимпульсной модуляции и независимого выбора длительности сигнала могут иметь базу $n = \Delta f_c \cdot \tau_n \gg 1$. Ввиду важности широкополосных сигналов рассмотрим их отдельно, а здесь приведем модели простых ЗС, наибольшее распространение среди которых в радиолокации нашли простые радиоимпульсы и пачки радиоимпульсов.

Простые радиоимпульсы представляют СВЧ-колебания, промодулированные только по амплитуде. Наиболее широко используются прямо-

угольные и гауссовы радиоимпульсы. Математически они записываются таким образом:

$$x(t) = X(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

где

$$X(t) = \begin{cases} X_0, & |t| \leq \tau_n/2 \\ 0, & |t| > \tau_n/2 \end{cases} \quad \text{— для прямоугольного}$$

$$\text{и } X(t) = X_0 e^{-\pi \left(\frac{t}{\tau_n}\right)^2} \quad \text{— для гауссовых радиоимпульсов.}$$

Графически законы модуляции и сами радиоимпульсы представлены на рис. 2.2.

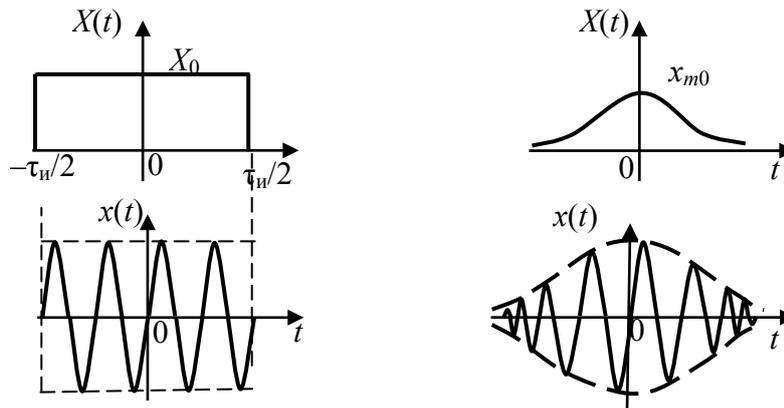


Рис. 2.2. Законы модуляции и вид прямоугольного и гауссова радиоимпульсов

В РЛС широко применяются ЗС в виде *пачки радиоимпульсов*:

$$x(t) = \sum_{k=1}^M X_k [t - (k-1)T] \cos \{2\pi f_0 t + \varphi_k [\cdot] \varphi_{0k}\},$$

где $X[\cdot]$, $\varphi_k[\cdot]$ – функции, определяющие соответственно законы амплитудной и фазовой модуляции отдельного импульса последовательности;

T – период повторения импульсов;

M – число импульсов в последовательности;

φ_{0k} – начальная фаза k -го импульса.

Последовательность прямоугольных радиоимпульсов, имеющих период повторения T , имеет вид (рис. 2.3).

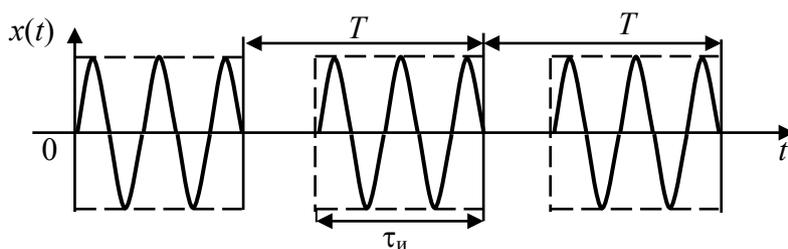


Рис. 2.3. Последовательность прямоугольных радиоимпульсов

Если начальная фаза радиоимпульсов φ_k в последовательности постоянная или изменяется по известному закону, то такая *последовательность когерентная*.

Непрерывные ЗС делятся на следующие виды:

1) *монохроматические*, т. е. сигналы без модуляции СВЧ-колебаний:

$$x(t) = X_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0);$$

2) *сигналы с частотной модуляцией* (манипуляцией);

3) *сигналы с ФКМ* (фазокодоманипулированные).

Данные сигналы можно рассматривать либо как соответствующие одиночные сигналы бесконечной длительности (рис. 2.2), либо как бесконечную периодическую последовательность примыкающих друг к другу таких сигналов (рис. 2.3).

Таким образом, для решения задач радиолокации применяются различные виды ЗС: импульсные, непрерывные, с внутримпульсной модуляцией и без таковой, одиночные и пачечные.

Конкретный вид используемого сигнала определяется требованиями к качеству решения задач радиолокации и соответственно требованиями к характеристикам РЛС.

2.1.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ

Характеристики служат для описания и сравнения сигналов. Различают энергетические, временные, частотные и времячастотные характеристики. Рассмотрим подробнее основные из них.

Важнейшими параметрами зондирующего импульсного сигнала являются $P_{и}$ – импульсная мощность, $\tau_{и}$ – длительность импульса и f_0 – несущая частота колебаний, закон модуляции.

Импульсная мощность определяется по формуле

$$P_{\text{и}} = \frac{1}{\tau_{\text{и}}} \int_0^{\tau_{\text{и}}} P(t) dt,$$

т. е. это мощность, усредненная за длительность импульса. Здесь $P(t)$ – мгновенная активная мощность излучаемых колебаний, усредненная лишь за период высокой частоты f_0 .

Произведение $\mathcal{E}_{\text{и}} = P_{\text{и}} \cdot \tau_{\text{и}}$ характеризует энергию импульса. Чем больше эта величина, тем больше дальность действия РЛС. Создание зондирующего сигнала с большой энергией возможно двумя путями: увеличением импульсной мощности передатчика $P_{\text{и}}$ и увеличением длительности зондирующего сигнала $\tau_{\text{и}}$. В первом случае сталкиваются с ограничениями генераторных и усилительных приборов по их допустимой мощности, а во втором случае увеличение $\tau_{\text{и}}$ приводит к ухудшению разрешения целей по дальности. В настоящее время эти ограничения снимаются за счет применения сигналов с внутриимпульсной модуляцией (ЛЧМ-, ФКМ-сигналов).

Последовательности радиоимпульсов и непрерывные сигналы характеризуют *средней мощностью*:

для последовательности радиоимпульсов

$$P_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{и}} \cdot \tau_{\text{и}}}{T} = \frac{P_{\text{и}}}{Q},$$

где $Q = T / \tau_{\text{и}}$ – скважность;

для непрерывного во времени сигнала

$$P_{\text{ср}} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt.$$

Несущая частота f_0 может быть различной в зависимости от рабочего диапазона волн РЛС. Вся радиолокационная техника основана на использовании радиоволн УКВ-диапазона (ультракоротковолнового), имеющих длину меньше 10 м.

Важной частотной характеристикой сигналов является их *спектр*. Зондирующий сигнал и его спектр связаны между собой парой преобразований Фурье: прямым, в соответствии с которым осуществляется переход от временного представления к частотному:

$$\dot{q}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{x}(t) e^{-j2\pi ft} dt, \quad (2.3)$$

и обратным, позволяющим перейти от частотного представления сигнала к временному:

$$\dot{x}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{q}(f) e^{j2\pi ft} df. \quad (2.4)$$

Аналогичная связь существует между законом модуляции и его спектром:

$$\begin{aligned} \dot{G}(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t) t^{-j\pi^2 ft} dt, \\ \dot{X}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} G(f) e^{j2\pi ft} df. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Спектр сигнала $\dot{q}(f)$ представляют в виде амплитудно-частотного спектра (АЧС) и фазочастотного спектра (ФЧС):

$$\dot{q}(f) = |\dot{q}(f)| e^{j \arg \dot{q}(f)},$$

где $|\dot{q}(f)|$ – АЧС сигнала; $\arg \dot{q}(f)$ – ФЧС сигнала.

АЧС типовых простых сигналов показана на рис. 2.4.

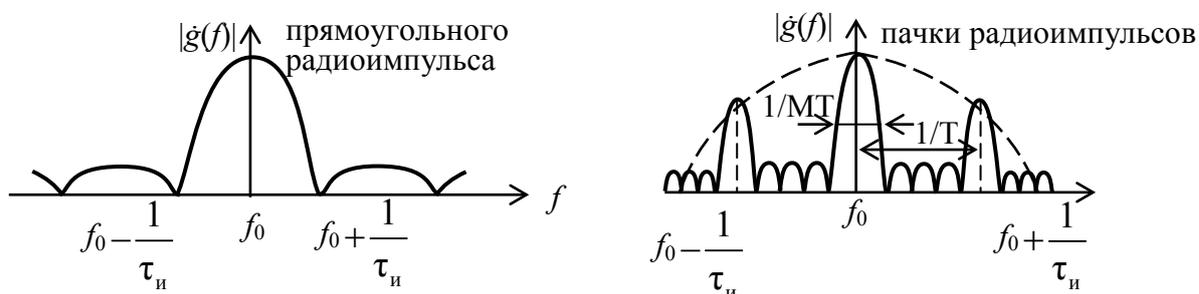


Рис. 2.4. АЧС типовых простых сигналов

Область частот, в пределах которой сосредоточена основная часть всей энергии сигнала, называется *шириной спектра* Δf_c . Обычно ширина спектра определяется полосой частот, где сосредоточено $\sim 90\%$ энергии

сигнала. Например, ширина спектра прямоугольного радиоимпульса и пачки прямоугольных радиоимпульсов равна $\Delta f_c = 1/\tau_{и}$.

Автокорреляционная функция (АКФ).

АКФ характеризует взаимосвязь между двумя значениями ЗС, разнесенными по времени на интервал τ . Она определяется выражением

$$r_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{x}(t)\dot{x}^*(t-\tau)dt. \quad (2.6)$$

АКФ закона модуляции ЗС

$$R_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t)\dot{X}^*(t-\tau)dt. \quad (2.7)$$

АКФ сигнала имеет важное значение для определения возможности и качества разрешения (разделения) отраженных сигналов от целей, например, находящихся на близком расстоянии друг от друга по дальности, т. е. для разрешения сигналов по времени.

Экспериментально АКФ можно снять с помощью устройства, схема которого приведена на рис. 2.5, где ЛЗ – линия задержки; ГПН – генератор пилообразного напряжения.

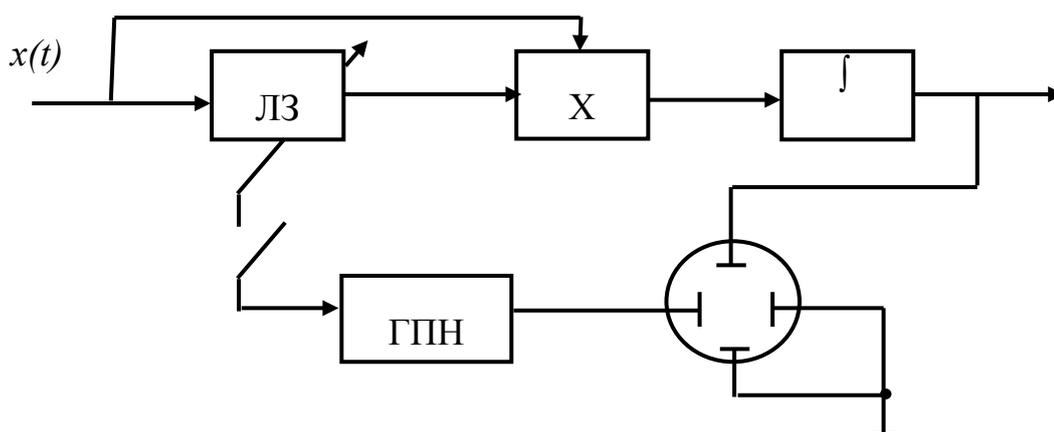


Рис. 2.5. Устройство для экспериментального получения АКФ

Схема позволяет получать как значения АКФ сигнала для фиксированных значений τ , так и снимать зависимость $r_x(\tau)$.

В качестве примера определим АКФ прямоугольного радиоимпульса при $\varphi_0 = 0$:

$$\begin{aligned}
 r_x(\tau) &= \int_{|\tau|}^{\tau_n} X_0^2 \cdot \cos 2\pi f_0 t \cdot \cos 2\pi f_0 (t - \tau) dt = \\
 &= \frac{X_0^2}{2} \cdot \int_{|\tau|}^{\tau_n} \cos 2\pi f_0 \tau dt + \frac{X_0^2}{2} \int_{|\tau|}^{\tau_n} \cos(4\pi f_0 - 2\pi f_0 \tau) dt \approx \\
 &\approx \frac{\tau_n X_0^2}{2} \cdot \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_n}\right) \cdot \cos 2\pi f_0 \tau.
 \end{aligned}$$

АКФ закона модуляции

$$R_x(\tau) = \frac{\tau_n X_0^2}{2} \cdot \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_n}\right). \quad (2.8)$$

Изобразим полученные АКФ – их вид показан на рис. 2.6.

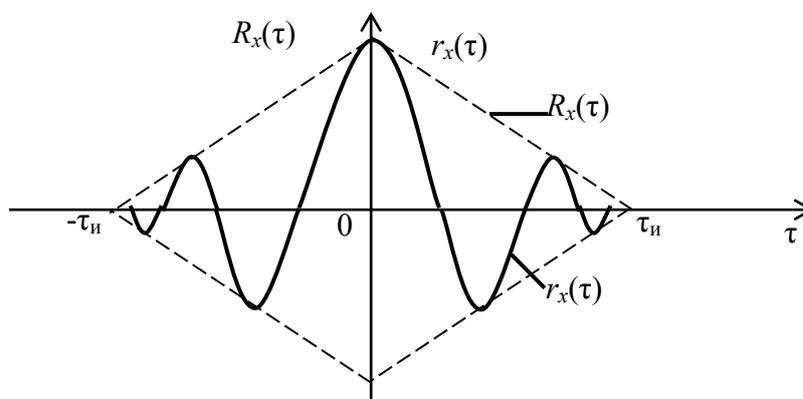
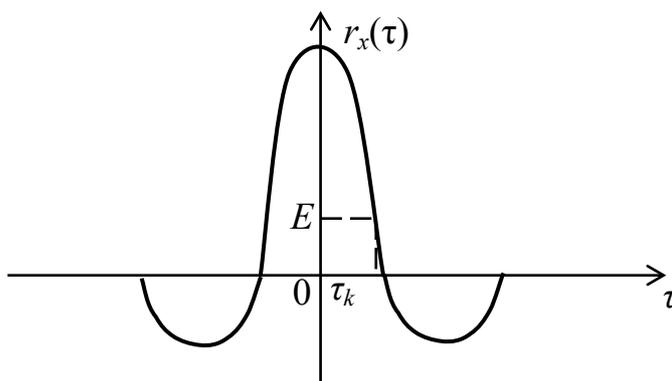


Рис. 2.6. АКФ прямоугольного радиоимпульса

По мере увеличения τ происходит уменьшение значений, принимаемых АКФ. Значение $\tau = \tau_k$, при котором выполняются условия

$$\begin{aligned}
 |r_x(\tau)| &\leq E, \\
 |R_x(\tau)| &\leq E,
 \end{aligned}$$

где E – достаточно малое число, называется *временем корреляции* (рис. 2.7).

Рис. 2.7. Определение времени корреляции τ_k

Обычно E берут равным 0,1 от максимального значения АКФ.

Энергетический спектр.

Энергетический спектр зондирующего сигнала можно определить как распределение вдоль оси частот его энергии.

Энергетический спектр ограниченного во времени зондирующего сигнала выражается через его спектр:

$$S(f) = |\dot{q}(f)|^2.$$

Аналогичное соотношение может быть получено и для энергетического спектра закона модуляции:

$$S_M(f) = |\dot{G}(f)|^2.$$

Энергетический спектр и корреляционная функция связаны друг с другом прямым и обратным преобразованиями Фурье, имеющими следующий вид:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} r_x(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau,$$

$$r_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{j2\pi f\tau} df.$$

Таковыми же соотношениями связаны энергетический спектр и АКФ закона модуляции:

$$S_M(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-j2\pi f\tau} dt,$$

$$R_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_0(f) e^{j2\pi f\tau} df.$$

Из взаимосвязи энергетического спектра с АКФ сигнала следует важный вывод: чем шире энергетический спектр, тем уже пик АКФ, т. е. тем меньше время корреляции зондирующего сигнала.

Таким образом, к основным характеристикам зондирующих сигналов относятся: закон модуляции, длительность, мощность и энергия, АКФ, время корреляции, энергетический спектр, ширина спектра, которые и определяют тактико-технические характеристики (ТТХ) РЛС.

Эти характеристики различны для конкретных видов ЗС и во многом будут определять структуру устройств обработки радиолокационных сигналов.

2.1.3. СЛОЖНЫЕ СИГНАЛЫ, ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Особенностью сложных сигналов является возможность их «сжатия» по времени в специальных устройствах – фильтрах, согласованных с этими сигналами. В результате этого можно достичь и большой энергии излучения, свойственной длинному зондирующему импульсу, и высокого разрешения целей по дальности, свойственного короткому сжатому сигналу. Значительный вклад в разработку теории сложных сигналов внес советский ученый Я.Д. Ширман.

В настоящее время в радиолокации широко используются два вида сложных сигналов: линейно-частотно-модулированные (ЛЧМ-сигналы) и фазокодоманипулированные (ФКМ-сигналы).

Радиоимпульсы с внутриимпульсной частотной модуляцией (манипуляцией).

В таких сигналах частота в пределах длительности импульса (рис. 2.8) изменяется по определенному закону: линейному (ЛЧМ), параболическому и т. д. Для ЛЧМ-радиоимпульсов закон частотной модуляции описывается выражением

$$f(t) = f_0 + \frac{\Delta f}{\tau_{\text{и}}} \cdot t; \quad \begin{array}{l} t \geq 0, \\ t \leq \tau_{\text{и}}, \end{array} \quad (2.9)$$

где Δf – девиация частоты.

Ему соответствует квадратичный закон изменения фазы:

$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t + bt^2 + \varphi_0, \quad (2.10)$$

где b – параметр фазовой модуляции; $b = \frac{\pi \Delta f}{\tau_{\text{н}}}$.

Комплексная амплитуда ЛЧМ-радиоимпульса описывается выражением

$$\dot{X}(t) = \begin{cases} X_0 \cdot e^{j(bt^2 + \varphi_0)} & 0 \leq t \leq \tau_{\text{н}}, \\ 0 & t < 0, \quad t > \tau_{\text{н}}. \end{cases} \quad (2.11)$$

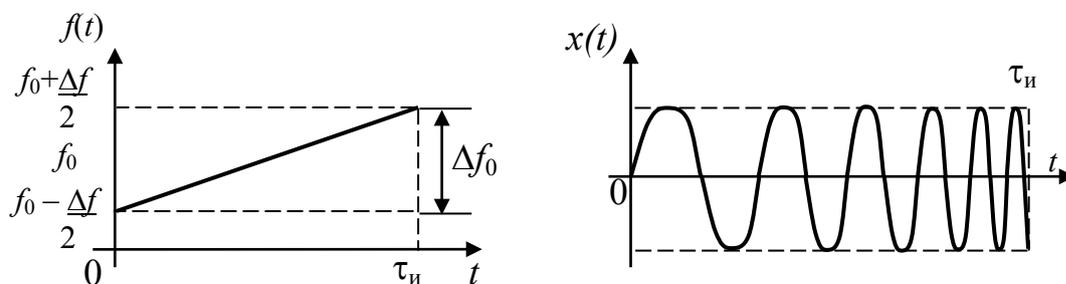


Рис. 2.8. Прямоугольный ЛЧМ-радиоимпульс

АЧС ЛЧМ-сигнала представлен на рис. 2.9.

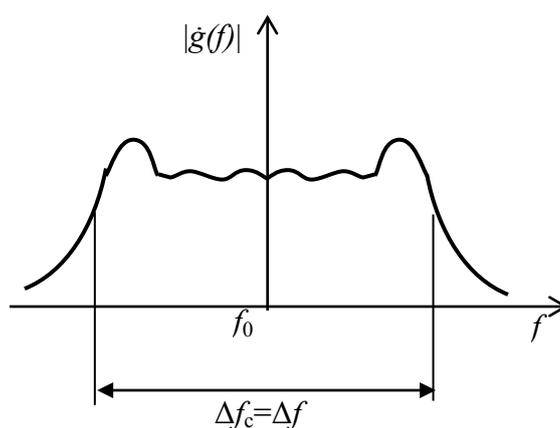


Рис. 2.9. АЧС ЛЧМ-сигнала

При частотной манипуляции частота изменяется дискретно, например, как показано на рис. 2.10, где τ_0 – длительность одной дискреты.

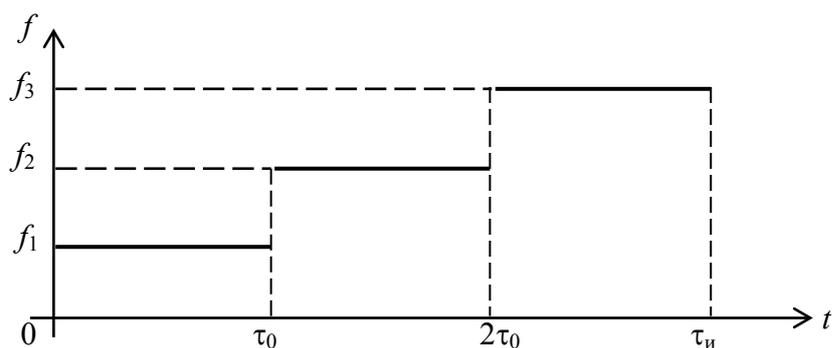


Рис. 2.10. Закон изменения частоты при частотной манипуляции

ФКМ-радиоимпульсы.

ФКМ-радиоимпульс состоит из ряда примыкающих друг к другу прямоугольных парциальных радиоимпульсов, имеющих одинаковую длительность τ_0 и частоту f , а начальные фазы φ изменяются по определенному закону.

Наибольшее распространение получили ФКМ-сигналы, которые составлены на основе двоичных кодов Баркера, М-кодов и т. д. При этом начальные фазы парциальных импульсов выбираются равными 0 или π . Обозначим фазу $\varphi = 0$ знаком «+», а $\varphi = \pi$ знаком «-». Тогда ФКМ-радиоимпульс для семиразрядного кода Баркера будет иметь вид, показанный на рис. 2.11.

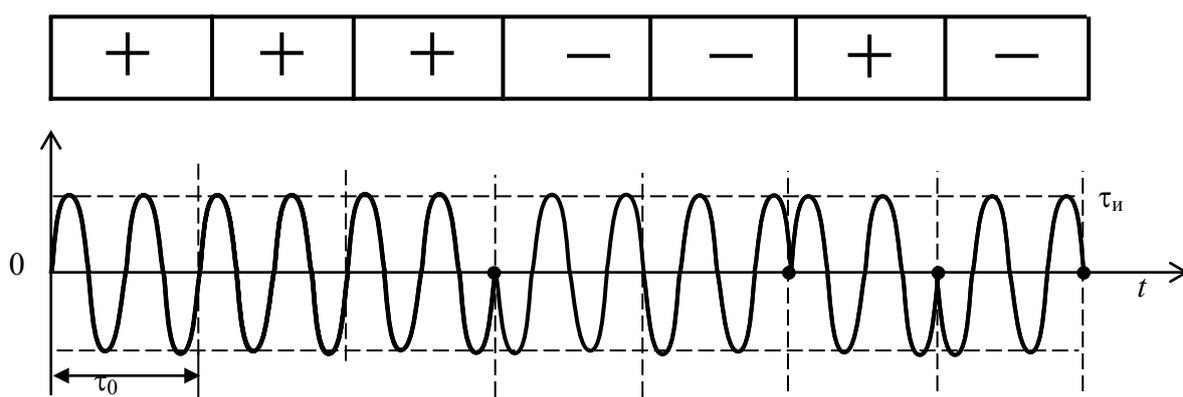


Рис. 2.11. ФКМ-радиоимпульс для семиразрядного кода Баркера

Коды Баркера могут иметь 2, 3, 4, 5, 7, 11, 13 дискрет. АЧС ФКМ-сигнала имеет вид, представленный на рис. 2.12.

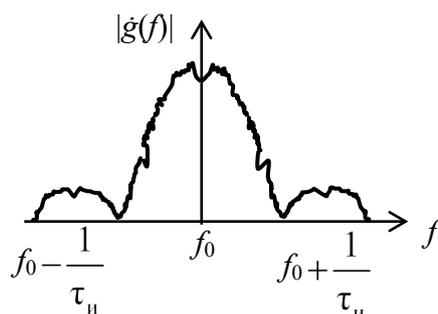


Рис. 2.12. АЧС ФКМ-сигнала

Таким образом, основными широкополосными сигналами, применяемыми в РЛС, являются ЛЧМ- и ФКМ-радиоимпульсы.

2.2. ЯВЛЕНИЕ ВТОРИЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ РАДИОВОЛН

2.2.1. ОТРАЖЕНИЕ, РАССЕЯНИЕ И ПЕРЕИЗЛУЧЕНИЕ РАДИОВОЛН ОБЪЕКТАМИ (ЦЕЛЯМИ)

В основе активной локации лежит явление отражения электромагнитных волн (ЭМВ) от неоднородностей и препятствий (объектов). При этом под неоднородностями или препятствиями понимают области пространства, существенно отличающиеся своими электрическими и магнитными свойствами от среды распространения электромагнитной волны. ЭМВ, падающая на объект, вызывает вынужденные колебания свободных и связанных зарядов, синхронные с колебаниями падающей волны. Вынужденные колебания создают вторичное поле внутри и вне тела. В результате энергия ЭМВ, падающей на объект, рассеивается во всех направлениях, в т. ч. и в направлении к РЛС. Приходящая в точку приема переизлученная волна представляет собой отраженный целью сигнал. Интенсивность принятых сигналов зависит от расстояния до целей, их геометрических размеров, конфигурации отражающих поверхностей. Для количественной оценки интенсивности вторичного излучения целей вводят понятие эффективной площади рассеяния. Знание характеристик вторичного излучения имеет важное значение для расчета параметров РЛС и определения их возможностей по обнаружению различных типов целей.

2.2.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ

Вторичным (пассивным) называют излучение, происходящее вследствие рассеяния энергии ЭМВ неоднородностями (препятствиями, объ-

ектами). Падающую на препятствие волну называют *первичной*, а отраженную, или *рассеянную*, – *вторичной*.

Препятствие, от которого отражается ЭМВ, называется пассивным вторичным излучателем.

Вторичное излучение радиоволн наблюдается в том случае, когда на пути распространения радиоволн располагается неоднородность (объект, препятствие) с другими, чем у среды, параметрами: ϵ – электрической и μ – магнитной проницаемостями.

При этом волновое сопротивление объекта не равно волновому сопротивлению среды:

$$\left(\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \right)_{\text{объекта}} \neq \left(\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \right)_{\text{среды}}. \quad (2.12)$$

В свою очередь, равенство этих величин означает поглощение радиоволн. Поле вторичного излучения определяется параметрами первичной (падающей) волны и параметрами вторичного излучателя.

К первым относятся, например, длина волны и поляризация ЭМВ. Ко вторым – μ , ϵ , размеры и форма объекта, его ориентация относительно фронта (поверхности равных фаз) падающей волны. Очень важным является отношение линейных размеров вторичного излучателя к длине падающей волны. Это отношение влияет как на характер поля вторичного излучения, так и на его интенсивность.

По принципу формирования структуры отраженного сигнала радиолокационные цели делятся на *сосредоточенные* и *распределенные*. *Сосредоточенной называется цель, линейные размеры которой малы по сравнению с размерами разрешаемого объема*. Среди сосредоточенных целей различают *одиночные* и *групповые*.

Групповая цель состоит из двух и более независимых вторичных излучателей.

Распределенные цели имеют размеры, превышающие размеры разрешаемого объема.

2.2.3. ЭФФЕКТИВНАЯ ПЛОЩАДЬ РАССЕЯНИЯ ЦЕЛЕЙ

Отражающие свойства целей характеризуются термином «эффективная площадь рассеяния» (ЭПР).

Рассмотрим физическую сущность этого показателя. Пусть в свободном пространстве расположены РЛС и облучаемая цель (рис. 2.13).

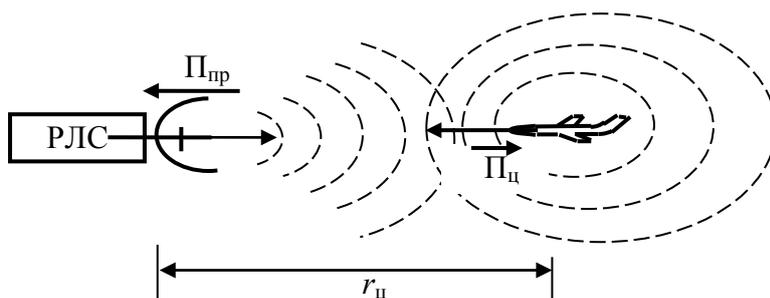


Рис. 2.13. К расчету ЭПР цели

Расстояние от РЛС до цели $r_{ц}$, плотности потоков мощности первичной волны в точке цели $\Pi_{ц}$ и вторичной волны в точке приема $\Pi_{пр}$ считаются известными. Заменяем цель воображаемым ненаправленным вторичным излучателем, который рассеивает всю падающую на него мощность равномерно и в точке приема создает такую же плотность потока мощности, что и реальная цель, т. е. $\Pi_{пр}$. Тогда суммарная мощность, рассеиваемая введенным излучателем,

$$P = 4\pi r_{ц}^2 \Pi_{пр}$$

Отношение этой мощности к плотности потока мощности первичной волны у цели называется ЭПР:

$$\sigma_{ц} = \frac{P}{\Pi_{ц}} = 4\pi r_{ц}^2 \frac{\Pi_{пр}}{\Pi_{ц}}. \quad (2.13)$$

Таким образом, под ЭПР понимают площадь воображаемого вторичного излучателя, равномерно рассеивающего всю падающую на него мощность и создающего в точке приема такую же плотность потока мощности, что и реальная цель.

Выразив $\Pi_{пр}$ и $\Pi_{ц}$ через квадраты амплитуд соответствующих полей, можно записать следующее:

$$\sigma_{ц} = 4\pi r_{ц}^2 \frac{E_{пр}^2}{E_{ц}^2} = 4\pi r_{ц}^2 \frac{H_{пр}^2}{H_{ц}^2}. \quad (2.14)$$

Величина $\sigma_{ц}$ не зависит от дальности до цели $r_{ц}$, так как величина $\Pi_{пр}$ при заданной $\Pi_{ц}$ обратно пропорциональна величине $r_{ц}^2$.

Напряжение на входе приемника РЛС $U_{пр} = k \cdot E_{пр}$, поэтому при фиксированном расстоянии $r_{ц} = r_0$

$$\sigma_{\text{ц}} = \frac{4\pi r_0^2 \cdot k}{\Pi_{\text{ц}} \cdot U_{\text{пр}}^2} = k_1 \cdot U_{\text{пр}}^2. \quad (2.15)$$

Отсюда следует, что отношение мощностей сигналов, принятых от двух различных целей, находящихся на одной дальности, соответствует отношению их ЭПР:

$$\frac{U_{\text{пр}1}^2}{U_{\text{пр}2}^2} = \frac{\sigma_{\text{ц}1}}{\sigma_{\text{ц}2}} \quad (\text{при } r_1 = r_2).$$

Это соотношение используется при расчете ЭПР реальных целей. При этом сравниваются мощности сигналов, принимаемых от цели, и эталонного образца:

$$\sigma_{\text{ц}} = \frac{\sigma_{\text{эт}} \cdot U_{\text{пр.ц}}^2}{U_{\text{пр.эт}}^2}.$$

ЭПР цели существенно зависит от ориентации цели относительно направления на РЛС.

Зависимость величины ЭПР от угла поворота цели относительно направления на РЛС называется *диаграммой обратного вторичного излучения*, т. е. $\sigma_{\text{ц}} = \sigma_{\text{ц}}(\theta)$ – см. рис. 2.14.

В общем случае $\sigma_{\text{ц}} = \sigma_{\text{ц}}(\beta, \varepsilon)$, поскольку реальная цель может менять свою ориентацию относительно РЛС в двух плоскостях.

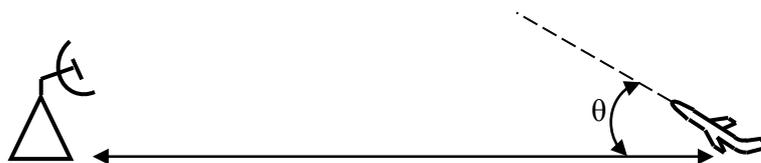


Рис. 2.14. Зависимость величины ЭПР от угла поворота цели относительно направления на РЛС

Рассмотрим факторы, определяющие ЭПР.

1. *Электрические и магнитные свойства материала цели.*

ЭПР ($\sigma_{\text{ц}}$) тем больше, чем больше отличаются ε и μ цели от соответствующих параметров окружающей среды.

2. *Характер поверхности цели.*

Если неровности на поверхности цели Δh удовлетворяют условию

$$\Delta h \leq \frac{\lambda}{16 \sin \theta}, \quad (2.14)$$

где θ – угол падения радиоволны (РВ), то отражение носит зеркальный характер. В остальных случаях оно является диффузным.

3. *Относительные размеры цели*, которые определяются отношением ее линейного размера ℓ к длине волны λ : ℓ/λ .

Зависимость $\sigma_{\text{ц}}$ от ℓ/λ более сложная, поэтому рассмотрим её подробнее.

Таким образом, количественно отражательные свойства целей оценивают их ЭПР, которая зависит от электрических и магнитных свойств материала цели, характера поверхности цели и её относительных размеров.

ЭПР различных объектов.

Расчет ЭПР сосредоточенных вторичных излучателей сводится к решению двух задач.

Первая задача состоит в отыскании наведенных токов по заданному полю первичной волны, *вторая задача* заключается в нахождении поля вторичного излучения по найденному распределению наведенных токов.

Вторую задачу часто решают, рассматривая каждый элемент поверхности, на которую падает ЭМВ, как элементарный вторичный источник. К результирующему полю вторичной волны применяется принцип суперпозиции волн.

Рассмотрим вначале отражающие свойства простых радиолокационных объектов.

А. ЭПР тел, малых по сравнению с длиной волны.

Для таких тел $\ell/\lambda \ll 1$. Простейшей моделью является тонкий провод с пластинками на концах (рис. 2.15).

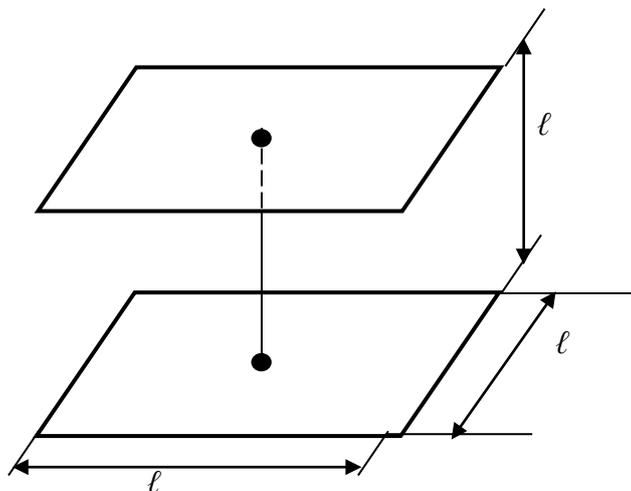


Рис. 2.15. Модель элементарного вибратора с емкостным сопротивлением

Она представляет элементарный вибратор с емкостным сопротивлением. ЭПР такого вибратора

$$\sigma = \frac{4\pi^3 \ell^6}{\lambda^4}. \quad (2.17)$$

Равенство (2.17) показывает, что ЭПР тела, малого по сравнению с длиной волны, не зависит от формы тела, пропорциональна квадрату его объема и обратно пропорциональна четвертой степени длины волны.

Соотношение (2.15) можно записать таким образом:

$$\sigma = k \cdot \left(\frac{\ell}{\lambda}\right)^4 \cdot \ell^2,$$

где k – коэффициент пропорциональности, т. е. $\sigma \ll \ell^2$.

Б. ЭПР целей, сравнимых с длиной волны: $\ell/\lambda \approx 1$. Простейшим примером такой цели является полуволновой вибратор (рис. 2.16).

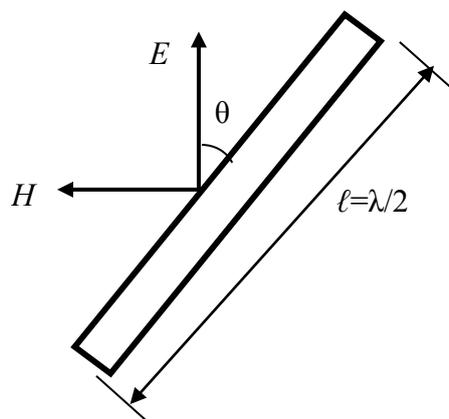


Рис. 2.16. Модель полуволнового вибратора

При равенстве длины вибратора целому числу полуволн наступает резонанс наведенного тока. Поэтому зависимость σ от величины ℓ/λ носит резонансный характер (рис. 2.17).

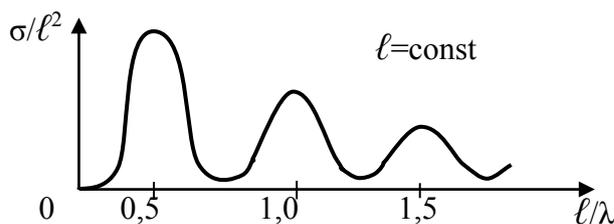


Рис. 2.17. Зависимость σ от величины ℓ/λ для полуволнового вибратора

Для резонансного случая, когда длина вибратора $\ell = \frac{\lambda}{2}$,

$$\sigma_{\text{в}} = 0,86\lambda^2 = 0,86(2\ell)^2. \quad (2.18)$$

Соотношение (2.18) показывает, что ЭПР полуволнового вибратора при резонансе значительно превышает его геометрическую площадь.

Полуволновой вибратор является антенной направленного действия с ДН:

$$F(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\sin\theta\right)}{\cos\theta} = \cos\theta.$$

Эта диаграмма оказывает влияние как при приеме ЭМВ, так и при ее излучении. В результате амплитуда поля изменится в $F^2(\theta)$ раз, а величина $\sigma_{\text{в}}$ – в $F^4(\theta)$, т. е.

$$\sigma(\theta) = \sigma_{\text{в}} \cos^4 \theta. \quad (2.19)$$

Ориентация вибратора в пространстве может быть произвольной. Поэтому вводят понятие средней ЭПР, которая при равновероятном расположении вибратора в пространстве

$$\bar{\sigma}_{\text{в}} = 0,17\lambda^2 = 0,17(2\ell)^2.$$

Полуволновые вибраторы используют для создания пассивных помех. Если в разрешаемом объеме находится n полуволновых вибраторов, то ЭПР помехи

$$\bar{\sigma}_{\text{п}} = 0,17\lambda^2 \cdot n. \quad (2.20)$$

Эту формулу используют для расчета плотности пассивных помех.

Таким образом, особенностями вторичного излучения в рассмотренном случае являются: *резонансный характер* вторичного излучения, обусловленный резонансом наведенных токов при $\ell = k \frac{\lambda}{2}$ ($k = 1, 2, \dots$), и зависимость $\sigma_{\text{п}}$ от ориентации тела относительно фронта волны, а также поляризации колебаний.

В. ЭПР радиолокационных целей, размеры которых превышают длину волны $\frac{\ell}{\lambda} \gg 1$.

Размеры аэродинамических целей, как правило, намного превышают длину волны облучаемых электромагнитных колебаний. ЭПР таких целей рассмотрим на примере выпуклых и плоских поверхностей.

ЭПР шара.

Рассечем поверхность шара плоскостями, равноудаленными друг от друга на $\frac{\lambda}{4}$ (рис. 2.18).

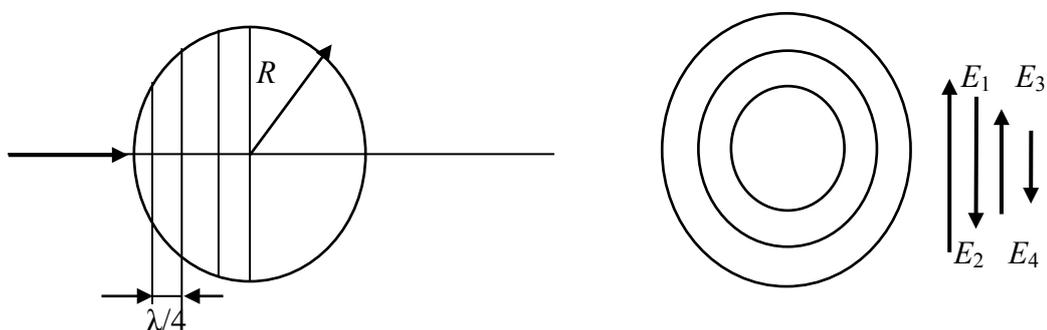


Рис. 2.18. К определению ЭПР шара

Поверхность разобьется на ряд круговых колец, называемых зонами Френеля. Каждая зона по отношению к соседней является противофазным источником вторичного излучения.

Суммарная напряженность поля вторичного излучения при большом числе зон (т. е. при $R \gg \lambda$) стремится к постоянной величине, определяемой первой зоной Френеля (рис. 2.18).

Область локализации вторичного излучения на поверхности цели («светящийся» элемент поверхности), которой в рассматриваемом случае является первая зона Френеля, называется «блестящей» точкой. Зависимость ЭПР шара от отношения R/λ , иллюстрирующая сделанный вывод, показана на рис. 2.19.

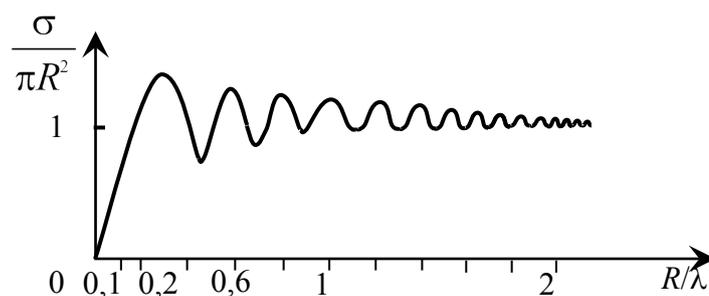


Рис. 2.19. Зависимость ЭПР шара от отношения R/λ

Независимость ЭПР от длины волны и наличие «блестящих» точек характерно не только для металлического шара, но и для любых тел с обращенной к РЛС выпуклой проводящей поверхностью (параболоид, эллипсоид и т. д.), радиус кривизны которой намного больше длины волны.

При $R \gg \lambda$ ЭПР шара

$$\sigma_{\text{ш}} = \pi R^2.$$

Металлическая пластина.

Вторичное излучение пластины является направленным (рис. 2.20).

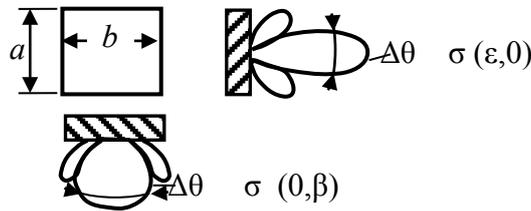


Рис. 2.20. Металлическая пластина

Максимальное значение ЭПР пластина имеет тогда, когда она ориентирована перпендикулярно направлению облучения. В этом случае величина ЭПР пластины

$$\sigma = \frac{4\pi}{\lambda^2} a^2 b^2 = \frac{4\pi}{\lambda^2} S^2,$$

что гораздо больше геометрической площади S . Ширина ДН (рад) обратного вторичного излучения определяется размером соответствующей стороны пластины:

$$\Delta\theta = \frac{\lambda}{a(b)}.$$

«Блестящие» точки (четыре) расположены у краев пластины.

Групповой излучатель.

Реальную цель можно рассматривать как вторичный групповой излучатель, состоящий из совокупности элементарных излучателей. Для выявления особенностей вторичного излучения в этом случае рассмотрим ЭПР простейшего группового излучателя, состоящего из двух элементарных излучателей (рис. 2.21).

Пусть расстояние между одиночными излучателями равно ℓ , а расстояние их от РЛС соответственно r_1 и r_2 .

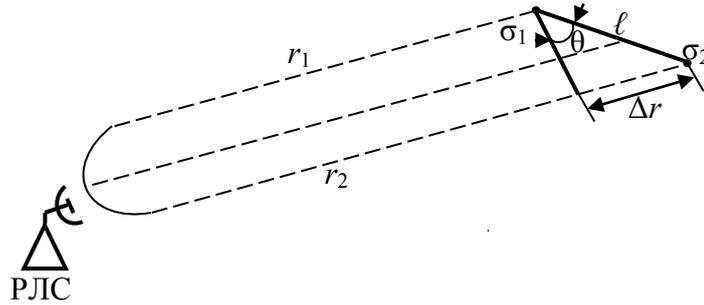


Рис. 2.21. К определению ЭПР простейшего группового излучателя

Если обозначить напряженности полей в точке приема, обусловленные отражением от первого и второго излучателей, через E_1 и E_2 , то результирующее поле определится их геометрической суммой:

$$E_p = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1 \cdot E_2 \cdot \cos \Delta\varphi}, \quad (2.21)$$

где $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} 2\Delta r = \frac{4\pi}{\lambda} \ell \sin\theta$ – разность фаз, обусловленная разностью хода волн.

Подставив выражение (2.21) в (2.14), найдем

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{г}} &= \frac{4\pi r_{\text{ц}}^2 (E_1^2 + E_2^2 + 2E_1 \cdot E_2 \cdot \cos \Delta\varphi)}{E_{\text{ц}}^2} = \\ &= \sigma_1 + \sigma_2 + 2\sqrt{\sigma_1 \cdot \sigma_2} \cos \Delta\varphi. \end{aligned} \quad (2.22)$$

Из полученного выражения следует, что ЭПР группового излучателя зависит как от ЭПР элементарных излучателей, так и от взаимного их расположения относительно фронта волн.

Диапазон изменения σ при изменении θ определяется значениями

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{max}} &= (\sqrt{\sigma_1} + \sqrt{\sigma_2})^2; \\ \sigma_{\text{min}} &= (\sqrt{\sigma_1} - \sqrt{\sigma_2})^2. \end{aligned}$$

Если элементарные излучатели имеют одинаковую ЭПР, т. е. $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_0$, то выражение (2.22) примет следующий вид:

$$\sigma = 2\sigma_0 \left[1 + \cos \left(\frac{4\pi\ell}{\lambda} \sin\theta \right) \right]. \quad (2.23)$$

Диаграммы обратного вторичного излучения при условии $\ell/\lambda = \text{const}$ имеют вид, показанный на рис. 2.22.

Нули диаграммы $\sigma(\theta)$ соответствуют направлениям, где вторичные волны приходят в противофазе, а максимумы – где волны складываются в фазе. Чем больше ℓ/λ , тем сильнее проявляется интерференционный характер зависимости $\sigma(\theta)$.

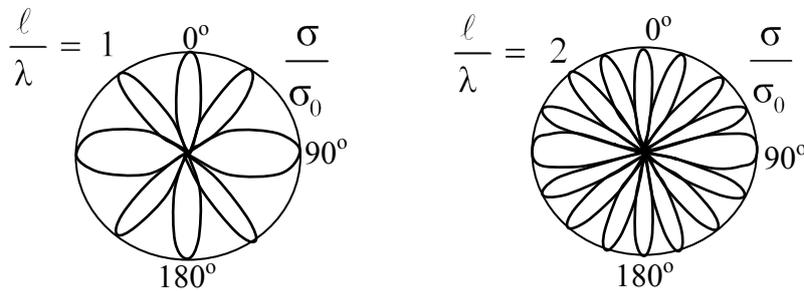


Рис. 2.22. Диаграммы обратного вторичного излучения группового излучателя

В общем случае, когда цель представляет собой совокупность n элементарных излучателей, получим

$$\sigma = \sum_{i=1}^n \sigma_i + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sqrt{\sigma_i \sigma_j} \cos \Delta\varphi_{ij}. \quad (2.24)$$

Для некоторых тел простейшей формы возможен электродинамический расчет ЭПР.

Для реальных целей применяют лишь статистический подход к оценке ЭПР или ее экспериментальное получение.

ЭПР реальных целей.

Большинство реальных целей, в т. ч. аэродинамических (самолеты и т. д.) и космических (головки баллистических ракет, искусственные спутники), имеют размеры, значительно превышающие длину волны современных РЛС. Выпуклые и плоские участки проводящей поверхности целей создают обычно большое число «блестящих» точек, вторичное излучение которых взаимодействует друг с другом. Поэтому диаграммы обратного вторичного излучения реальных сосредоточенных целей, как и груп-

повых целей, имеют многолепестковый изрезанный характер. Ширина лепестков пропорциональна отношению линейных размеров цели к длине волны. Вследствие этого диаграмма обратного вторичного излучения самолета при облучении его ЗС в диапазоне метровых волн (рис. 2.23, *а*) существенно отличается от диаграммы вторичного излучения, снятой в сантиметровом диапазоне волн (рис. 2.23, *б*).

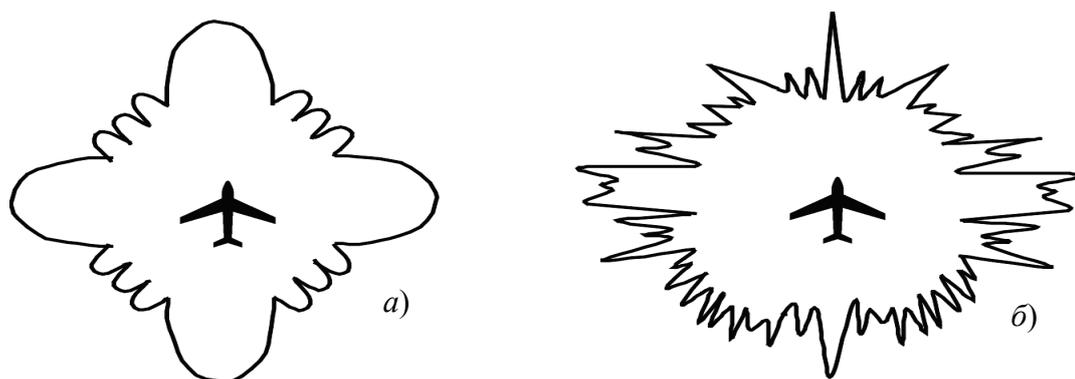


Рис. 2.23. Диаграммы обратного вторичного излучения самолета при облучении его ЗС: *а* – в диапазоне метровых волн, *б* – в сантиметровом диапазоне волн

На практике ЭПР оценивается экспериментально на моделях и в натуре. Средние значения ЭПР некоторых реальных целей для сантиметрового диапазона волн указаны в табл. 2.1.

Таблица. 2.1

Тип цели	ЭПР, м ²
Бомбардировщик	5...20
Истребитель	1...5
КР	0,1...0,8
ГЧ БР	0,001...0,1

Таким образом, отражательные способности радиолокационных целей определяются как параметрами ЭМВ (длина, угол падения и пр.), так и характеристиками цели (конфигурацией, линейными размерами, электрическими и магнитными свойствами и т. п.). Для количественной оценки этих свойств используют ЭПР цели. Наиболее существенно на ЭПР целей влияют электрические и магнитные свойства цели, характер поверхности и относительные размеры цели. Реальные цели можно представить в виде комбинации «блестящих» точек, гладких и шероховатых поверхностей и большого числа элементарных отражателей. ЭПР таких целей имеет сложный характер, изменяется от ракурса цели и оценивается статистическими характеристиками (например, средним значением). Измеряют ЭПР обычно в натурных экспериментах или на моделях.

Контрольные вопросы и задачи к практическим занятиям

1. В чем причина вторичного излучения радиоволн?
2. Что служит препятствием для радиоволн?
3. Как называют волну, падающую на объект, сам объект (препятствие) и отраженную волну?
4. Как зависит $\sigma_{ц}$ от $r_{ц}$?
5. От каких основных факторов зависит $\sigma_{ц}$?
6. Что называют «блестящей» точкой цели?

Задача 1. Наземная РЛС обнаруживает цель на дальности $r_{ц}=300$ км. При этом она излучает в пространство сигнал мощностью $P_{и}=10^6$ Вт и принимает отраженный от цели сигнал антенной с ЭПР 10 м^2 , мощностью $P_{пр}=10^{-16}$ Вт. Определить ЭПР цели.

Задача 2. Найти количество искусственных полуволновых отражателей, необходимое для подавления РЛС, наблюдающей бомбардировщик с $\sigma_{ц} = 20 \text{ м}^2$ при длине волны $\lambda = 3 \text{ см}$; 10 см .

Исходить из условия равенства суммарной эффективной отражающей площади диполей и ЭПР самолета (рассмотреть случай, когда ЭПР диполя максимальна).

Задача 3. Определить ЭПР полуволнового вибратора, облучаемого под углом 60° от нормали, если длина волны РЛС $\lambda = 10 \text{ см}$.

Задача 4. Найти радиус шара и сторону квадратной пластины, имеющих ЭПР $\sigma_{ц} = 12 \text{ м}^2$ при $\lambda = 3 \text{ см}$.

Задача 5. Цель представляет собой два одинаковых изотропных точечных переизлучателя, расположенных на неотражающей штанге длиной $\ell = 1 \text{ м}$. Найти максимальное значение ЭПР такой цели, если один переизлучатель имеет $\sigma_0 = 1 \text{ м}^2$.

Задача 6. Для условия задачи 5 найти значения углов θ , при которых эта цель будет иметь наибольшую и наименьшую ЭПР при $\lambda = 0,5 \text{ м}$.

2.3. МОДЕЛИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ, ШУМОВ И ПОМЕХ

Размеры большинства радиолокационных целей (РЛЦ) значительно превышают длину волны ЗС РЛС и имеют, как правило, сложную конфигурацию. Поскольку тип цели, расстояние до цели, её ориентация в про-

странстве относительно РЛС априори неизвестны, то амплитуда и начальная фаза отраженного сигнала являются случайными. Для оптимального приема таких сигналов необходимо знать их реальные характеристики и математические модели, с помощью которых они могут быть формально описаны. Прием отраженных от целей сигналов обычно происходит на фоне воздействующих шумов и помех. Поэтому для синтеза алгоритмов оптимальной обработки сигналов важно знать модели и характеристики указанных мешающих воздействий.

2.3.1. МОДЕЛИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ

Информацию о РЛЦ получают из принятого отраженного от цели радиолокационного сигнала. При теоретическом решении задач радиолокации требуется математический аналог реального сигнала. В этой связи в радиолокации рассматривают ряд моделей отраженного сигнала, позволяющих в той или иной степени учитывать его параметры.

Математические модели отраженного сигнала.

В зависимости от характера изменения параметров сигнала во времени различают:

а) сигналы с полностью известными параметрами:

$$x(t) = X(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]; \quad (2.25)$$

б) сигналы со случайной начальной фазой:

$$x(t, \beta) = X(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \beta], \quad (2.26)$$

где β – случайная начальная фаза модулирующего множителя;

в) сигналы со случайной амплитудой и начальной фазой:

$$x(t, \beta, b) = b \cdot X(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \beta], \quad (2.27)$$

где b , β – амплитуда и фаза случайного модулирующего множителя. В общем случае параметр b является функцией времени, т. е. $b = b(t)$, поэтому его рассматривают как комплексный модулирующий множитель $\dot{B}(t) = b(t)e^{j\beta}$;

г) сигналы вида пачки из N флюктуирующих по амплитуде радиоимпульсов со случайными начальными фазами:

$$x(t, \beta_1, \beta_2, \dots, \beta_N, b_1, b_2, \dots, b_N) = \sum_{k=1}^N b_k X_k(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_k(t) + \beta_k].$$

По характеру временной структуры отраженных сигналов различают *когерентные* и *некогерентные* сигналы.

К *когерентным* сигналам относят колебания с жестко заданной структурой (жестко связанными временными элементами). В их число включают сигналы с полностью известными параметрами, а также сигналы со случайной начальной фазой или случайной фазой и амплитудой, случайность которых не исключает взаимосвязь элементов сигнала (в т. ч. пачка дружно флюктуирующих импульсов с общей начальной фазой).

Сигналы с независимыми амплитудно-фазовыми множителями (пачка флюктуирующих по амплитуде радиоимпульсов со случайными начальными фазами) считают уже *некогерентными*.

Для математического описания случайных параметров вводят плотности вероятностей. Фаза β обычно распределена по равномерному закону в пределах $0, 2\pi$, т. е.

$$p(\beta) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & 0 \leq \beta \leq 2\pi, \\ 0, & \beta < 0, \beta > 2\pi. \end{cases} \quad (2.28)$$

Амплитудные флюктуации носят более сложный характер и для различных целей могут представляться разными законами распределения. Одним из них, охватывающим широкий класс РЛЦ, является *m*-распределение Накагами:

$$p(b) = \begin{cases} \frac{2m^m b^{2m-1} \exp(-mb^2)}{\Gamma(m)}, & b \geq 0, \\ 0, & b < 0. \end{cases} \quad (2.29)$$

где $\Gamma(m)$ – гамма-функция (для целых $m \geq 2, 3 \Gamma(m) = (m-1)!$; $\Gamma(1) = 1$).

При $m = 1$ получим распределение Рэлея:

$$p(b) = \begin{cases} 2b \exp(-b^2), & b \geq 0, \\ 0, & b < 0. \end{cases} \quad (2.30)$$

Этот закон хорошо описывает флуктуации амплитуды сигнала, отраженного от целей, имеющих большое число «блестящих» точек примерно одинаковой интенсивности.

Распределения b в активной радиолокации связаны с распределениями ЭПР цели: $\sigma_{\text{ц}} = b^2 \bar{\sigma}_{\text{ц}}$, где $\bar{\sigma}_{\text{ц}}$ – средняя ЭПР цели.

Используя соотношение для преобразования законов распределения одномерных случайных величин

$$p(\sigma_{\text{ц}}) = p(b) \left| \frac{db}{d\sigma_{\text{ц}}} \right|$$

и учитывая связь $b = \sqrt{\frac{\sigma_{\text{ц}}}{\bar{\sigma}_{\text{ц}}}}$, приходим к гамма-распределению ЭПР:

$$p(\sigma_{\text{ц}}) = \frac{K_m}{2\bar{\sigma}_{\text{ц}}} \left(\frac{\sigma_{\text{ц}}}{\bar{\sigma}_{\text{ц}}} \right)^{m-1} e^{-m \frac{\sigma_{\text{ц}}}{\bar{\sigma}_{\text{ц}}}}, \quad (2.31)$$

где $K_m = \frac{2m}{\Gamma(m)}$.

На рис. 2.24 представлены графики законов распределения $p(b)$ и $p(\sigma_{\text{ц}})$ соответственно.

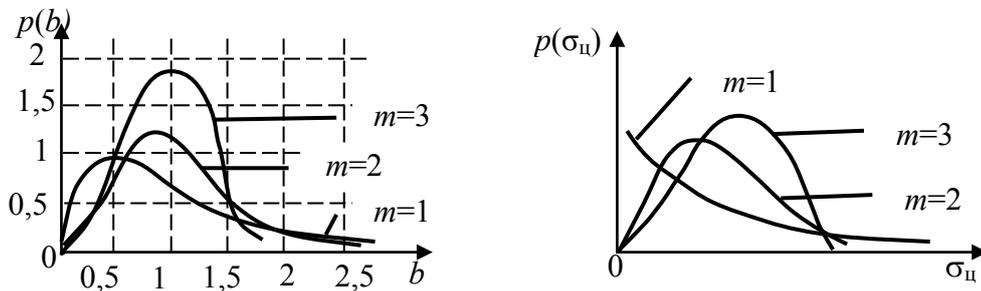


Рис. 2.24. Законы распределения флуктуаций амплитуд отраженного сигнала $p(b)$ и ЭПР цели $p(\sigma_{\text{ц}})$

При $m = 1$ $p(\sigma_{\text{ц}})$ имеет экспоненциальное распределение. Наряду с указанными законами для описания, например, распределения b используют логарифмически нормальное распределение, распределение Джонсона и др.

Если цель облучается сравнительно длительное время, то необходимо учитывать зависимость флюктуаций принимаемого сигнала от времени. Для этого вводят АКФ и энергетический спектр флюктуирующего сигнала.

АКФ и энергетический спектр флюктуаций отраженного сигнала.

Эти характеристики показывают степень случайности флюктуаций отраженного сигнала, т. е. модулирующего множителя $\dot{B}(t)$. АКФ задается соотношением

$$\dot{R}_B(\tau) = M[\dot{B}(t) \cdot B^*(t - \tau)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \dot{B}(t) \cdot \dot{B}^*(t - \tau) dt, \quad (2.32)$$

где $\dot{B}(t)$, $\dot{B}^*(t)$ – комплексно-сопряженные значения модулирующего множителя; T – интервал усреднения.

Вещественная АКФ равна $\text{Re}\{\dot{R}_B(\tau)\}$. Вводят также *нормированную*

$$\text{АКФ: } \rho_B(\tau) = \frac{\dot{R}_B(\tau)}{\dot{R}_B(0)}.$$

Энергетический спектр модулирующего множителя \dot{B} находится по $R_B(\tau)$:

$$S_B(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}_B(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (2.33)$$

При отражении сигнала от движущейся цели появляются флюктуации амплитуды и фазы и происходит расширение спектра сигнала. Поясним это на примере облучения цели монохроматическим сигналом, имеющим одну спектральную составляющую f_0 (рис. 2.25).

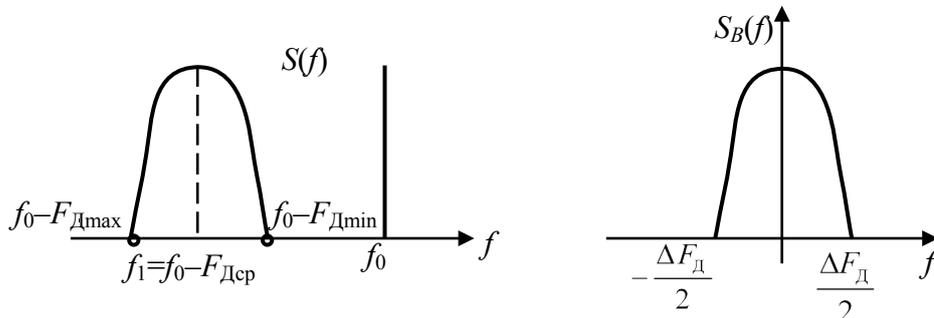


Рис. 2.25. Спектр флюктуаций при отражении сигнала от движущейся цели

С учетом модуляции спектр отраженного сигнала $S_{\text{отр}}(f)$ имеет среднюю частоту $f_1 = f_0 - F_{\text{дср}}$ и ширину $\Delta F_{\text{д}} = F_{\text{дмакс}} - F_{\text{дмин}}$, где

ΔF_D и $\Delta F_{Dcp} = \frac{F_{Dmax} + F_{Dmin}}{2}$ определяются диапазоном изменения доплеровских частот. Смещая спектр принимаемых колебаний на f_1 , получим спектр флюктуаций $S_B(f)$.

Если в пределах полосы ΔF_D в качестве примера положить $S_B(f) = S_0 = \text{const}$, то

$$\dot{R}_B(\tau) = R_B(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_B(f) e^{j2\pi f\tau} df = S_0 \int_{-\frac{\Delta F_D}{2}}^{\frac{\Delta F_D}{2}} e^{j2\pi f\tau} df$$

и

$$R_B(0) = S_0 \Delta F_D, \quad \text{а} \quad |\dot{\rho}_B(\tau)| = \rho_B(\tau) = \frac{\sin \pi \Delta F_D \tau}{\pi \Delta F_D \tau}.$$

Кривая $\rho_B(\tau)$ для рассматриваемого случая представлена на рис. 2.26.

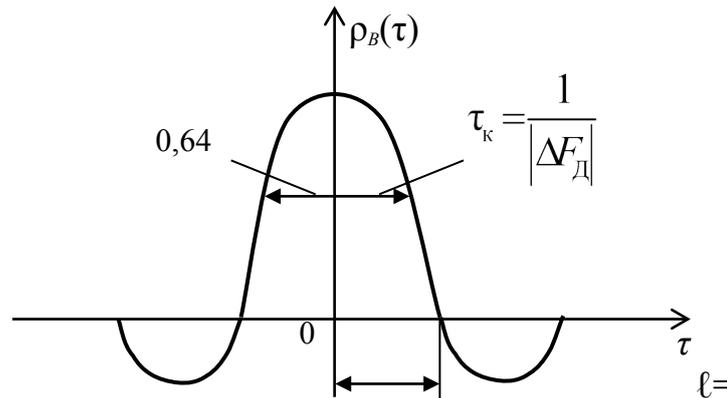


Рис. 2.25. Вид нормированной АКФ

Интервал времени, характеризующий ширину пика АКФ, например $\tau_k = \frac{1}{\Delta F_D}$, может быть назван временем корреляции. Время корреляции

связано с шириной энергетического спектра модулирующего множителя обратно пропорциональной зависимостью. В случае сильной статистической связи последовательных значений сигнала имеет место узкий спектр флюктуаций и наоборот. Функции автокорреляции широко используются при анализе влияния флюктуаций на обнаружение и измерение параметров радиолокационных сигналов.

Пусть цель облучается отдельными сериями (пачками) радиоимпульсов (рис. 2.27), повторяющимися через время обзора $\tau_{обз} > \tau_k$; каждая серия продолжается в течение времени облучения цели $\tau_{обл} \approx \tau_k$ и состоит из импульсов длительностью $\tau_{и} < \tau_k$ с периодом следования T .

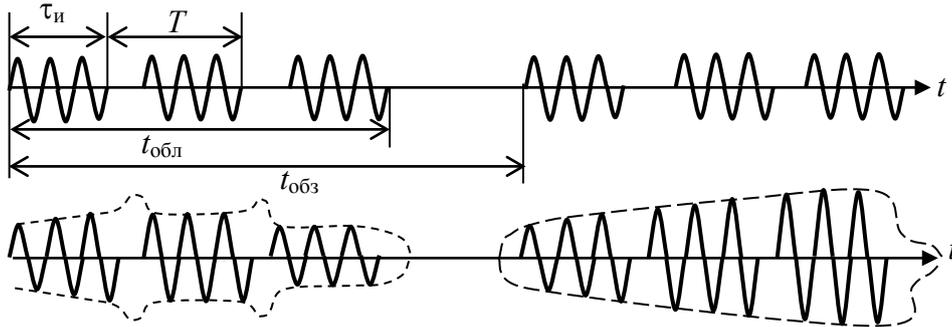


Рис. 2.27. Флюктуации амплитуд импульсов пачки при отражении от движущейся цели

Поскольку $\tau_{обз} > \tau_k$, то флюктуации соседних пачек импульсов не коррелированы, а сами пачки могут значительно отличаться по амплитуде. Ввиду того, что $\tau_{обл} \approx \tau_k$, амплитуды в начале и в конце пачки коррелированы в данном случае слабо, т. е. весьма вероятно их отличие. Так как $\tau_n < \tau_k$, то существенные искажения формы каждого импульса в пачке маловероятны. Если в отличие от предыдущего $\tau_{обл} \ll \tau_k$, то искажения формы пачек незначительны.

Из приведенного примера следует, что наряду с функцией корреляции $\dot{R}_B(\tau)$ модулирующего множителя, характеризующего нестабильность во времени всей высокочастотной структуры сигнала, в ряде случаев может потребоваться ненормированная $R(\tau)$ или нормированная $\rho(\tau)$ функция корреляции одних только амплитуд, что представляет интерес при анализе колебаний после детектора. Функцию $R(\tau)$ можно определить из выражения

$$R(\tau) = M \left\{ \left[b(t) - \overline{b(t)} \right] \left[b(t - \tau) - \overline{b(t - \tau)} \right] \right\}, \quad (2.34)$$

где $b(t) = |\dot{B}(t)|$ – амплитуда, а $\overline{b(t)} = M \{ b(t) \}$ – ее математическое ожидание (среднее значение).

При этом с точностью до единиц процентов для гауссовых процессов оказывается, что $\rho(\tau) \approx |\dot{\rho}_B(\tau)|^2$, откуда следует, что время корреляции амплитуд практически такое же по порядку, но несколько меньше (примерно в 1,5 раза) времени корреляции модулирующего множителя $\dot{B}(t)$. Некоторое уменьшение времени корреляции объясняется потерей части информации о сходстве случайных величин при детектировании.

Таким образом, реальный отраженный сигнал имеет случайные амплитуду и фазу. Флюктуационные составляющие параметров отраженного сигнала называют шумом цели.

Для полного описания отраженного сигнала необходимо знать плотность распределения его амплитуд и фаз. Важное значение для анализа погрешности сигналов и выбора схем их обработки имеют АКФ и энергетический спектр отраженного сигнала.

2.3.2. СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ШУМОВ И ПОМЕХ

Флюктуационная помеха является наиболее распространенной в радиолокации. К ней относятся внутренний шум приемного устройства РЛС и наиболее распространенный вид преднамеренных помех – шумовые помехи.

Считают, что флюктуационная помеха представляет собой случайный стационарный эргодический процесс с нормальным законом распределения мгновенных значений и нулевым средним. Конкретные значения помехи называются реализацией помехи.

Одномерная плотность распределения $y(t) = n(t)$ определяется выражением

$$p_n(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{n^2}{2\sigma^2}}, \quad (2.35)$$

где σ^2 – дисперсия (мощность) помехи.

Оправданность использования для описания помех модели нормального закона распределения основывается на нормализации значительного класса помех в узкополосных трактах радиолокационных приемников. Выходные напряжения узкополосной цепи слагаются в каждый момент времени из большой совокупности её откликов на независимые случайные воздействия. Нормализация для этих условий следует из центральной предельной теоремы Ляпунова.

Важной энергетической характеристикой шумов является *спектральная плотность мощности*.

Спектральная плотность мощности внутренних шумов определяется соотношением

$$N_0 = kT(\text{Ш} + t_a - 1). \quad (2.36)$$

Здесь $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град;

T – абсолютная температура в градусах Кельвина (обычно принимают $T = 300$ К); Ш – коэффициент шума приемника;

$t_a = T_a/T$ – относительная шумовая температура антенны;

T_a – абсолютная шумовая температура антенны.

При $t_a = 1$ или Ш $>$ ($t_a - 1$) получим $N_0 = kT\text{Ш}$.

Если на входе приемника, кроме внутреннего шума, действует еще и активная помеха, то спектральная плотность шума равна сумме спектральных плотностей внутреннего шума N_0 и активной шумовой помехи $N_{0п}$:

$$N_{\Sigma} = N_0 + N_{0п},$$

причем

$$N_0 = kTШ, N_{0п} = P_{п}/\Delta f_{п},$$

где $P_{п}$ – мощность помехи, а $\Delta f_{п}$ – ширина спектра (полосы частот) помехи.

Для решения задач синтеза и анализа в радиолокации используют две основные модели флюктуационной помехи: квазибелый и белый шум.

Квазибелый шум.

Квазибелым шумом называют шум, имеющий постоянную спектральную плотность мощности в полосе частот (рис. 2.28):

$$N(f) = N_0 \text{ при } 0 \leq f \leq f_{\max}; \quad (2.37)$$

$$N(f) = N_0 \text{ при } f_{\min} \leq f \leq f_{\max}. \quad (2.38)$$

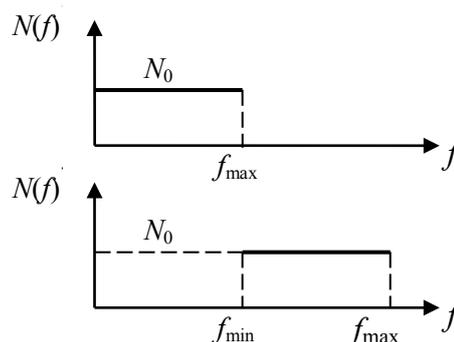


Рис. 2.28. Спектр квазибелого шума

Скорость изменения мгновенных значений помехи определяется корреляционной функцией:

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n(t)n(t-\tau)dt = R(0)\rho(\tau),$$

где $\rho(\tau)$ – нормированная корреляционная функция.

Или, учитывая связь $N(f)$ и $R(\tau)$, запишем следующее:

$$R(\tau) = \int_0^{\infty} N(f)\cos 2\pi f\tau df.$$

Подставляя поочередно в последнее выражение значения $N(f)$ из соотношений (2.37) и (2.38), получим соответственно

$$R(\tau) = \int_0^{f_{\max}} N_0 \cos 2\pi f \tau = N_0 f_{\max} \frac{\sin 2\pi f_{\max} \tau}{2\pi f_{\max} \tau} \quad (2.39)$$

и

$$R(\tau) = N_0 \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \cos 2\pi f \tau dt = N_0 \Pi \frac{\sin \pi \Pi \tau}{\pi \Pi \tau} \cos 2\pi f_0 \tau, \quad (2.40)$$

где $\Pi = f_{\max} - f_{\min}$, $f_0 = \frac{f_{\max} + f_{\min}}{2}$.

Из анализа последних выражений следует, что

$$R(0) = \sigma_{\Pi}^2 = N_0 f_{\max} \quad \text{и} \quad R(0) = \sigma_{\Pi}^2 = N_0 \Pi,$$

а нормированные корреляционные функции имеют вид $\frac{\sin(x)}{x}$ (рис. 2.28).

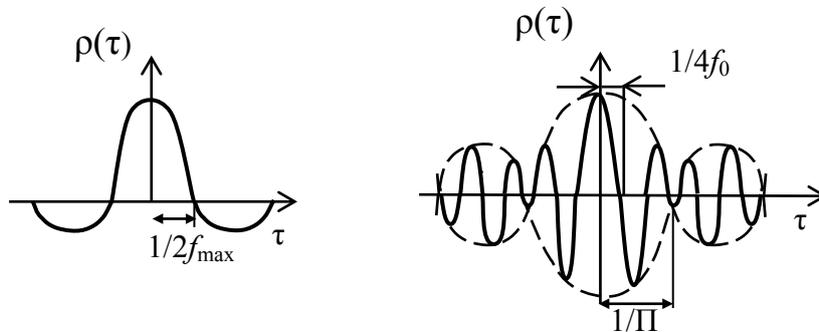


Рис. 2.29. Нормированные корреляционные функции квазизелого шума

Найдем время корреляции квазизелого шума. Очевидно, что $\rho(\tau) = 0$ тогда, когда $\sin 2\pi f_{\max} \tau = 0$, т. е. $2\pi f_{\max} \tau = n\pi$; где $n = 1, 2, \dots$;

$$2f_{\max} \tau = 1; \Rightarrow \tau = 1/2f_{\max}. \quad (2.41)$$

Таким образом, при увеличении значения f_{\max} время корреляции уменьшается, т. е. чем шире спектр помехи, тем выше скорость изменения её мгновенных значений.

Белый шум.

Белым шумом называется модель флюктуационной помехи с постоянной спектральной мощностью N_0 на бесконечном интервале частот (т. е. $f_{\max} \rightarrow \infty$).

Для белого шума справедливы две модели спектральной плотности, представленные на рис. 2.30.

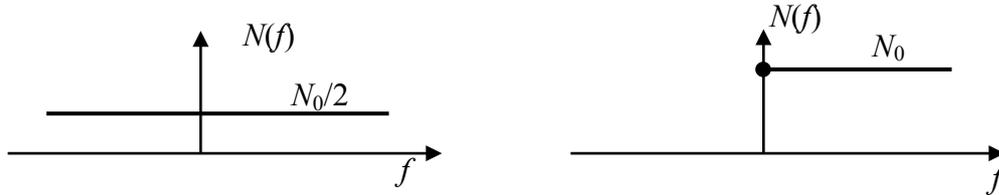


Рис. 2.30. Спектр белого шума

Заменяя $\cos 2\pi f\tau$ по формуле Эйлера, найдем корреляционную функцию белого шума:

$$R(\tau) = \frac{N_0}{2} \int_0^{\infty} (e^{j2\pi f\tau} + e^{-j2\pi f\tau}) df = \frac{N_0}{2} \int_0^{\infty} e^{-j2\pi f\tau} df = \frac{N_0}{2} \delta(\tau), \quad (2.42)$$

где $\int_{-\infty}^{\infty} e^{-2\pi f\tau} df = \delta(\tau)$ – дельта-функция Дирака (рис. 2.31), обладающая свойством

$$\delta(\tau) = \begin{cases} \infty & \text{при } \tau = 0, \\ 0 & \text{при } \tau \neq 0. \end{cases}$$

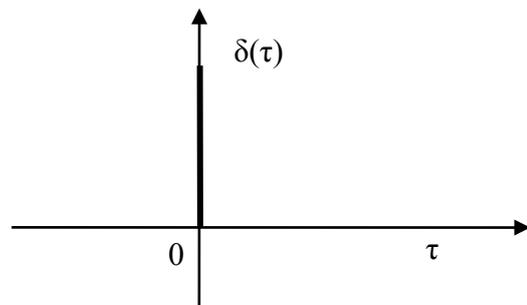


Рис. 2.31. Дельта-функция Дирака

Из выражения (2.42) следует, что белый шум является дельта-коррелированным. Это означает бесконечно высокую скорость изменения его мгновенных значений и бесконечную мощность. Поэтому белый шум является абстракцией, удобной при анализе устройств обработки.

При синтезе оптимальных алгоритмов обработки радиолокационных сигналов, кроме корреляционных и спектральных характеристик помехи, требуется знание плотности вероятности её распределения.

Многомерная плотность вероятности помехи.

Случайную реализацию $y(t) = n(t)$ можно однозначно задавать некоторой совокупностью своих дискретных значений. В этом случае принятая реализация

$$n(t) = n(t_1, t_2, \dots, t_m).$$

Такая замена возможна на основании теоремы Котельникова, согласно которой любая функция с ограниченным спектром полностью определяется отсчетом своих значений, взятых через интервал:

$$\Delta t = \frac{1}{2} f_{\max}. \quad (2.43)$$

В соответствии с теоремой Котельникова

$$n(t) = \sum_k n_k \psi_k(t), \quad (2.44)$$

где n_k – элемент выборки в момент времени t_k ,

$$\text{а} \quad \psi_k(t) = \frac{\sin 2\pi f_{\max}(t - t_k)}{2\pi f_{\max}(t - t_k)}. \quad (2.45)$$

Вид такой аппроксимации непрерывной функции см. на рис. 2.32.

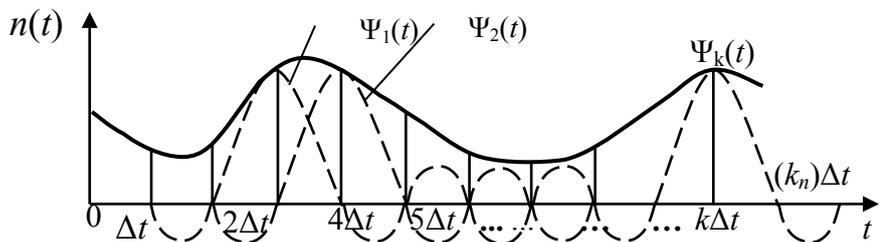


Рис. 2.32. Аппроксимация непрерывной функции $n(t)$

Замечательным свойством такого представления является то, что коэффициенты разложения $\psi_k(t)$ не коррелированы, а значит, отсчёты y_k – независимые случайные величины. Некоррелированность объясняется тем, что интервал дискретизации $\Delta t = t_{k+1} - t_k$ равен интервалу корреляции помехи. Поэтому при таком представлении помехи ее статистика может быть представлена плотностью вероятностей

$$p(\vec{n}) = p(n_1, n_2, \dots).$$

С учетом теоремы Котельникова элементы вектора \vec{n} независимы, поэтому

$$p(\vec{n}) = \prod_k p(n_k),$$

где $p(n_k)$ – одномерная плотность.

Подставляя в $p(n_k)$ значение мощности помехи, например, для квазибелого шума, получим

$$p(n_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{nk^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0 f_{\max}}} e^{-\frac{n_k^2}{2N_0 f_{\max}}} = \sqrt{\frac{\Delta t}{\pi N_0}} e^{-\frac{n_k^2 \Delta t}{N_0}}. \quad (2.46)$$

В общем случае, используя векторно-матричную запись, плотность вероятности m -элементной выборки нормально распределенного квазибелого шума можно представить в виде

$$p(\vec{n}) = (2\pi\sigma^2)^{-\frac{m}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \vec{n}^T \vec{n}\right). \quad (2.47)$$

Таким образом, полной статистической характеристикой колебаний помехи является плотность вероятности. Колебания помехи описывают также с помощью корреляционной функции и спектральной плотности мощности.

2.3.3. СТРУКТУРА И МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ

Мешающие отражения обусловлены вторичным излучением поверхностно и объёмно распределённых отражателей, которые занимают достаточно большой объём пространства, превышающий разрешаемый объём. Мешающие отражения представляют собой результат наложения случайно возникающих элементарных сигналов с флюктуирующими амплитудой и фазой и поэтому суммарный сигнал является случайным процессом с нормальной плотностью распределения вероятностей.

Общей особенностью мешающих отражателей является прямая связь с зондирующим сигналом. Поэтому математическая модель мешающих

отражений почти не отличается от математической модели полезных отраженных сигналов:

$$N(t) = \sum_{k=1}^N b_k(t) X(t-t_k) e^{j[2\pi(f_0+F_{\text{дк}})t+\varphi_k(t)+b_k]}, \quad (2.48)$$

где N – количество элементарных участков пространства отражателей. Процесс формирования отраженного сигнала от мешающих отражателей поясним с помощью графиков, представленных на рис. 2.33.

Когда отражатели сосредоточены в отдельных разрешаемых объемах, помеха носит имитирующий характер; когда они распределены и захватывают несколько разрешаемых объемов, – маскирующий.

Внутрипериодная структура мешающих отражений подобна структуре шумового процесса, длительность которого соответствует реальной протяженности элементарных отражателей, попавших в характеристику направленности антенны РЛС.

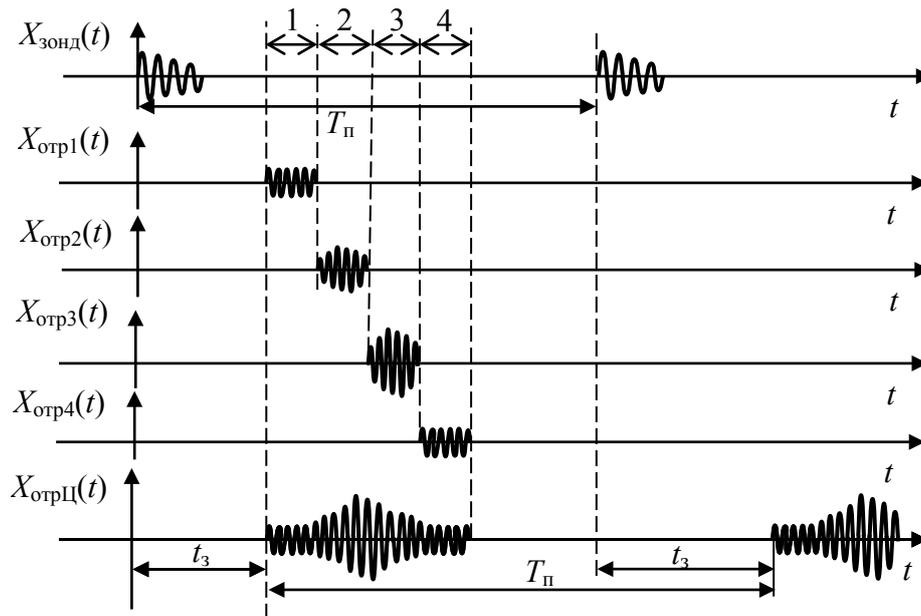


Рис. 2.33. Процесс формирования отраженного сигнала от мешающих отражателей

При отражении ЗС от различных частей протяженного облака рассеивателей происходит «размывание» его закона модуляции. Энергетический спектр мешающих отражений определяется как прямое преобразование Фурье от корреляционной функции:

$$S_{\Pi}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{\Pi}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} dt. \quad (2.49)$$

Поэтому при использовании периодического ЗС энергетический спектр мешающих отражений оказывается гребенчатым с огибающей, определяемой энергетическим спектром одиночного зондирующего сигнала (рис. 2.34).

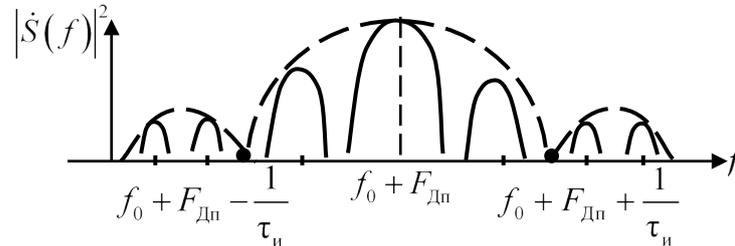


Рис. 2.34. Энергетический спектр одиночного зондирующего сигнала

Отраженные от целей сигналы и маскирующие пассивные помехи имеют определенные отличия, связанные с различиями целей и отражателей, создающих пассивную помеху. К числу основных различий можно отнести:

распределенный характер мешающих отражателей и близкий к сосредоточенному – «блестящих» элементов цели. Поэтому, повышая разрешающую способность по координатам и сокращая при этом размеры разрешаемого объема (во всяком случае, до размеров, превышающих размеры самолета), можно добиться улучшения наблюдаемости сигнала на фоне пассивных помех;

отличия в поляризации отраженных сигналов наблюдаются, если пассивная помеха создается, например, гидрометеорами (дождь, тучи), состоящими из мелких капель, имеющих форму шара. Если гидрометеоры облучаются колебаниями с круговой поляризацией, то они отражают колебания также с круговой поляризацией, но с обратным (если смотреть в направлении распространения волны) вращением плоскости поляризации. Если приемная антенна не воспринимает колебания с такой поляризацией, она тем не менее может принимать колебания от целей, обладающих несимметрией структуры;

различия в скорости перемещения мешающих отражателей и цели. Скорость перемещения наземных мешающих отражателей относительно наземной радиолокационной станции равна нулю, в то время как представляющие практический интерес цели перемещаются с достаточно большой скоростью.

Если пассивная помеха создается противорадиолокационными отражателями, то эти отражатели, будучи сброшены с самолета, быстро теряют первоначальную скорость, приобретая скорость, близкую к скорости ветра.

Различия в радиальных скоростях целей и отражателей могут быть использованы для селекции по скорости (иначе – по эффекту движения цели) – их называют СДЦ.

Таким образом, из рассмотрения статистических характеристик мешающих отражений следуют выводы:

1. Корреляционные свойства мешающих отражений определяются корреляционными свойствами ЗС и корреляционными свойствами, вносимыми случайными перемещениями элементарных отражателей.
2. Энергетический спектр мешающих отражений подобен энергетическому спектру отраженного сигнала, отличается от него доплеровским сдвигом по частоте $F_{Дп}$ и расширением спектра.
3. Отличия характеристик и мешающих отражений позволяют осуществлять их селекцию.

Контрольные вопросы и задачи к практическим занятиям

1. Что является одной из важных причин изменения спектральных характеристик отраженного сигнала по отношению к спектральной характеристике зондирующего сигнала?
2. К чему приводят со спектральной точки зрения флуктуации амплитуды и фазы отраженного сигнала?
3. Чем определяется «разброс» спектральных составляющих отраженного сигнала от совокупности «блестящих» точек в случае, когда ЗС является монохроматическим?
4. Каким образом взаимосвязаны спектральные и временные характеристики флуктуаций отраженного сигнала?
5. Дать определение АКФ флуктуаций отраженного сигнала.
6. Изобразить графически произвольную корреляционную функцию и на графике указать время корреляции.
7. Каким должно быть выбрано соотношение длительности радиолокационного сигнала и времени корреляции флуктуаций для обеспечения когерентности сигнала?
8. Как связаны между собой время корреляции и ширина спектра флуктуаций отраженного сигнала?
9. Изобразить графически корреляционную функцию белого шума.
10. Изобразить графически энергетический спектр белого шума.
11. Изобразить энергетические спектры шумов с большим и малым временем корреляции.

Задача 1. Самолет прямолинейно с путевой скоростью 200 км/ч пролетает на расстоянии 50 км от РЛС. Оценить частоту флуктуаций амплитуды отраженного от цели сигнала, если длина волны излучаемых колебаний 3 см. Цель полагать двухточечной с линейным размером 20 м.

Задача 2. Определить ширину спектра флуктуаций амплитуды отраженного от цели сигнала, разворачивающейся при манёвре с угловой

скоростью 0,12 рад/с. Длина волны зондирующего сигнала РЛС 10 см, длина цели 12 м.

Задача 3. Энергетический спектр флюктуаций сигнала аппроксимируется выражением

$$S(f) = \begin{cases} S_0 & \text{при } 0 < f < \Delta F, \\ 0 & \text{при других значениях } f, \end{cases}$$

где $\Delta F = 5$ кГц. Каким должен быть период повторения импульсов, чтобы пачка из четырех импульсов была когерентной? Полагать $\tau_n \ll T_n$.

Задача 4. Энергетический спектр помехи (шума) равномерен в интервале частот от $f_{\min} = 4,8$ ГГц до $f_{\max} = 5,2$ ГГц и обращается в нуль за пределами этого интервала. Найти выражение нормированной корреляционной функции помехи (шума) и построить ее график. Определить интервал корреляции.

Задача 5. Постановщик активных помех излучает шумовую помеху, спектральная плотность мощности которой распределена равномерно в интервале частот от 100 до 200 МГц. Можно ли считать такую помеху белым шумом для приемного устройства с полосой пропускания:

- 1) от 150 до 180 МГц?
- 2) от 180 до 220 МГц?

Задача 6. Гауссов шум $n(t)$ имеет равномерную спектральную плотность мощности N_0 в интервале частот от 0 до f_{\max} . Показать, что дискретные значения шума $n(t_i) = n_i$, отстоящие друг от друга на величину $\Delta t = i/2f_{\max}$, где $i = 1, 2, 3, \dots$, некоррелированы.

ГЛАВА 3

ОСНОВЫ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

3.1. ПОСТАНОВКА И МЕТОДИКА РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ОПТИМИЗАЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ

Информацию о целях несут отраженные от них сигналы. На вход РЛС сигналы поступают в смеси с помехами. Наблюдая эту смесь, принимают решение о наличии сигнала (соответственно о наличии цели) или о его отсутствии. *Процесс принятия решения о наличии или отсутствии цели называется обнаружением.* Поскольку помехи имеют случайный характер, результат их взаимодействия с отраженным сигналом также будет случайным. Кроме того, и сам сигнал может иметь случайные амплитуду и фазу. В этом случае решение может приниматься с ошибками: выбросы шумов можно принять за сигнал, а результат подавления сигнала помехой – за его отсутствие. Таким образом, задача обнаружения является статистической.

Обычно требуется, чтобы при обнаружении принималось как можно меньше неверных решений. Для того чтобы знать, с каким качеством мы обнаруживаем цель, необходимо установить показатели качества и критерии, по которым следует оптимизировать процесс обнаружения. Если все процедуры выполнить наилучшим образом, то получим и наилучшее (оптимальное) правило обнаружения целей и соответственно наилучший алгоритм их обнаружения – последовательность действий над наблюдаемой на входе РЛС реализацией.

Вопросы определения указанных алгоритмов и составляют основы теории обнаружения радиолокационных сигналов.

3.1.1. ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ОБНАРУЖЕНИЯ

Решение задачи радиолокационного обнаружения сводится к принятию решения о наличии или отсутствии цели. В реальных условиях на входе приемного устройства РЛС наблюдается смесь полезного сигнала и помех. Это приводит к случайному характеру результатов радиолокационного обнаружения и указывает на статистический характер задачи обнаружения.

В общем случае колебание на входе обнаружителя можно записать в такой форме:

$$y(t) = Ax(t) + n(t),$$

где A – дискретный параметр, принимающий значения 0 или 1;

$x(t)$ – полезный сигнал;

$n(t)$ – аддитивная помеха.

При этом задача радиолокационного обнаружения заключается в выяснении следующего: содержит принимаемое колебание $y(t)$ отраженный сигнал $x(t)$ или нет. Для этого необходимо принять решение \hat{A} о значении параметра A по результату анализа принятого входного колебания $y(t)$. Вследствие случайного характера входного шума решение \hat{A} не всегда соответствует истинному значению параметра A . Возникают ошибки принятия правильного решения, которые при обнаружении должны быть сведены к минимуму.

Таким образом, задача оптимального обнаружения состоит в отыскании оптимального в определенном смысле решающего правила

$$\hat{A} = \hat{A}_{\text{opt}} [y(t)],$$

а метод её решения сводится к совокупности операций такого поиска.

Решение о наличии или отсутствии цели может быть принято при двух заранее неизвестных и взаимно исключающих условиях:

условие A_1 – «цель есть»;

условие A_0 – «цели нет».

Условию A_0 соответствует случай, когда на входе приемного устройства присутствует только помеха, т. е. $A = 0$ и $y(t) = n(t)$. Для условия $A_1 = 1$ и $y(t) = x(t) + n(t)$ могут приниматься *два вида решений*:

решение \hat{A}_1 – «цель есть» ($\hat{A}=1$);

решение \hat{A}_0 – «цели нет» ($\hat{A} = 0$).

При этом возможны четыре ситуации:

$\hat{A}_1 A_1$ – правильное обнаружение;

$\hat{A}_0 A_1$ – пропуск цели;

$\hat{A}_1 A_0$ – ложная тревога;

$\hat{A}_0 A_0$ – правильное необнаружение.

Данным ситуациям соответствуют четыре вероятности совмещения указанных событий, составляющих полную группу, т. е.

$$P(\hat{A}_1 A_1) + P(\hat{A}_1 A_0) + P(\hat{A}_0 A_1) + P(\hat{A}_0 A_0) = 1.$$

По теореме умножения вероятностей имеем:

$$P(\hat{A}_i A_j) = P(\hat{A}_i / A_j) \cdot P(A_j), \quad i, j = 0; 1.$$

Ввиду того, что заранее определить априорные вероятности $P(A_0)$ и $P(A_1)$ практически сложно, за показатели качества обнаружения принимают условные вероятности $P(\hat{A}_i / A_j)$, которые имеют следующие обозначения:

$D = P(\hat{A}_1 / A_1)$ – условная вероятность правильного обнаружения;

$\bar{D} = P(\hat{A}_0 / A_1)$ – условная вероятность пропуска цели;

$F = P(\hat{A}_1 / A_0)$ – условная вероятность ложной тревоги;

$\bar{F} = P(\hat{A}_0 / A_0)$ – условная вероятность правильного необнаружения.

Так как решения, соответствующие одинаковым условиям, являются взаимоисключающими, то

$$D + \bar{D} = 1;$$

$$F + \bar{F} = 1.$$

Тем самым качество обнаружения может быть полностью охарактеризовано условными вероятностями правильного обнаружения D и ложной тревоги F .

Допустимые значения условных вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги обычно устанавливаются из практических соображений. Значения условных вероятностей ложной тревоги F и правильного необнаружения \bar{F} задаются обычно для разрешаемого элемента пространства. За определенный интервал времени работы радиолокатор просматривает большое число m таких элементов. Каждый из этих элементов может стать источником ложной тревоги, непроизводительно загружающим вычислительные устройства обработки информации либо приводящим к неправильным конечным решениям. Поэтому наряду с вероятностями F и \bar{F} для одного элемента вводятся соответствующие условные вероятности F_m и \bar{F}_m для совокупности из m элементов. Условная вероятность правильного необнаружения \bar{F} (отсутствия ложной тревоги) для совокупности из m элементов по теореме умножения вероятностей независимых событий является произведением m одинаковых вероятностей отсутствия ложной тревоги для каждого из m элементов разрешения. В частном случае, если условные вероятности ложной тревоги для всех элементов разрешения одинаковы, получим

$$\bar{F}_m = (\bar{F})^m = (1 - F)^m,$$

откуда при $F < \frac{1}{m}$ вероятность хотя бы одной ложной тревоги для совокупности из m элементов

$$F_m = 1 - (1 - F)^m \approx mF.$$

При $m > 1$ величина $F_m > F$. Поэтому в теории обнаружения радиолокационных сигналов обычно оперируют с весьма малыми значениями допустимой вероятности ложной тревоги для каждого из разрешаемых элементов $F_{\text{доп}} = F_{m \text{ доп}}$.

Например, при $m = 10^5$ допустимым значениям условной вероятности ложной тревоги $F_{m \text{ доп}} = 10^{-1} \div 10^{-3}$ соответствует допустимое значение условной вероятности ложной тревоги в каждом разрешаемом объеме $F_{\text{доп}} = 10^{-6} \div 10^{-8}$. Это значит, что если оператор принимает решение о наличии цели по пачке импульсов, образующих «дужку» на экране индикатора, то вероятность образования ложной отметки, близкой к «дужке» и проходящей через данную точку экрана, не должна быть выше $10^{-6} \div 10^{-8}$. Естественно, что отдельные шумовые выбросы на экране могут при этом появляться со значительно большей вероятностью.

Подобное встречается и при автоматизированной обработке, в т. ч. с использованием электронных вычислительных машин (ЭВМ). В последнем случае отсеивание излишне большого числа ложных тревог в отдельных периодах повторения импульсов производится не оператором, а машиной, в результате может быть обеспечена условная вероятность ложной тревоги менее заданной величины $F_{\text{доп}}$, например, $10^{-6} \div 10^{-8}$ для всего сигнала (пачки импульсов) в целом. Допустимое значение условной вероятности ложной тревоги для этого сигнала может быть повышено, если производительность ЭВМ достаточно велика и обеспечивает в дальнейшем отсеивание ложных отметок при завязке трасс целей.

Вероятность правильного обнаружения D стремятся сделать возможно большей, что особенно трудно обеспечить, когда цель находится на значительном удалении и энергия отраженных сигналов крайне мала. Границу зоны обнаружения радиолокатора определяют величиной предельной дальности, на которой условная вероятность пропуска за один цикл обзора не более некоторого допустимого значения $\bar{D}_{\text{доп}}$. Обычно принимают $\bar{D}_{\text{доп}} = 0,05 \div 0,5$, т. е. $D_{\text{доп}} = 0,95 \div 0,5$. В некоторых случаях требования к радиолокатору повышаются: принимают $\bar{D}_{\text{доп}} = 0,01 \div 0,0008$, т. е. $D_{\text{доп}} = 0,93 \div 0,9999$.

Обобщающим показателем качества обнаружения является средний риск от ошибок обнаружения \bar{r} . Этот показатель учитывает средние поте-

ри от принятия ошибочных решений в ситуациях $(\hat{A}_0 A_1) - r_{\bar{D}}$ и $(\hat{A}_1 A_0) - r_F$:

$$\bar{r} = r_F P(\hat{A}_1, A_0) + r_{\bar{D}} (\hat{A}_0, A_1).$$

Для безошибочных решений потери полагают равными 0.

Учитывая априорные вероятности $P(A_0)$, $P(A_1)$ и введенные показатели качества обнаружения D , F , средний риск

$$\bar{r} = r_F P(A_0) F + r_{\bar{D}} (A_1) (1 - D). \quad (3.1)$$

Таким образом, основными показателями качества обнаружения сигналов являются вероятности правильного и ошибочного решений, стоимости потерь (риска) от принятия ошибочных решений и средний риск.

3.1.2. СТАТИСТИЧЕСКИЕ КРИТЕРИИ ОПТИМИЗАЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ

Наиболее общим критерием оптимальности обнаружения сигналов является критерий минимума среднего риска (байесовский). Подбирается такой способ (алгоритм) обработки РЛИ, при котором средний риск принимает минимальное значение, т. е.

$$\bar{r} \Rightarrow \min. \quad (3.2)$$

Представим выражение (3.2) в виде

$$\bar{r} = r_F F \cdot P(A_0) + r_{\bar{D}} (1 - D) P(A_1) = r_{\bar{D}} P(A_1) [1 - (D - \ell_0 F)],$$

где $\ell_0 = \frac{r_F \cdot P(A_0)}{r_{\bar{D}} \cdot P(A_1)}$ – весовой множитель.

При этом критерий минимума среднего риска (3.2) сводится к весовому критерию

$$(D - \ell_0 F \rightarrow \max). \quad (3.3)$$

Из условия (3.3) вытекает, что всякая неоптимальная система имеет меньшее значение взвешенной разности, т. е.

$$D_{\text{неопт}} - \ell_0 F_{\text{неопт}} < D_{\text{опт}} - \ell_0 F_{\text{опт}}$$

или

$$D_{\text{опт}} > D_{\text{неопт}} + \ell_0 (F_{\text{опт}} - F_{\text{неопт}}).$$

Отсюда следует, что оптимальный обнаружитель имеет наибольшую вероятность правильного обнаружения среди всех обнаружителей, у которых вероятность ложной тревоги $F \leq F_{\text{опт}}$. Это свойство используется в критерии Неймана – Пирсона, согласно которому оптимальная система обнаружения должна максимизировать вероятность правильного обнаружения D при фиксированной вероятности ложной тревоги F , т. е.

$$D = \max \quad \text{при} \quad F = \text{const.}$$

На практике также используется критерий идеального наблюдателя. Под идеальным понимается такой наблюдатель, для которого и ложная тревога, и пропуск цели имеют одинаковую стоимость: $r_F = r_D = r_0$.
При $r_0 = 1$

$$\bar{r} = \bar{D} \cdot P(A_1) + F \cdot P(A_0).$$

Лучшим будет обнаружитель, который обеспечивает минимальную суммарную вероятность ошибочных решений.

Для решения задачи оптимизации обнаружения необходимо определить взаимосвязь показателей качества D и F с характеристиками принимаемого сигнала $y(t)$ и перейти от наблюдаемых значений $y(t)$ к решению $\hat{A}[y(t)]$. Для этого следует разбить множество возможных реализаций $y(t)$ на две области: Y_1 и Y_0 . При попадании $y(t)$ в область Y_1 принимается решение $\hat{A} = 1$ о наличии цели, а при попадании $y(t)$ в область Y_0 – решение $\hat{A} = 0$ об отсутствии цели.

Для упрощения перейдем от случайной функции $y(t)$ к случайной величине y :

$$y = Ax + n.$$

Разбиение области Y определения величины y на Y_1 и Y_0 осуществим введением некоторого порогового значения y_0 (рис. 3.1).

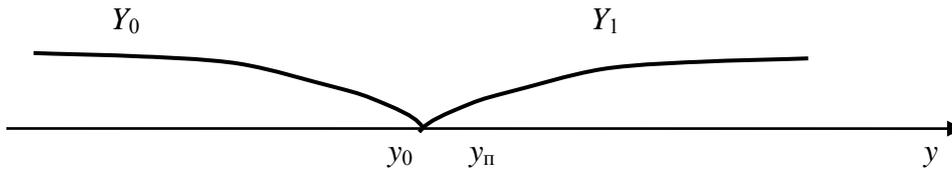


Рис. 3.1. Область принимаемых решений

Задача при этом сводится к принятию оптимальным образом одного из возможных решений $\hat{A} = 1$ или $\hat{A} = 0$ по измеренному значению y .

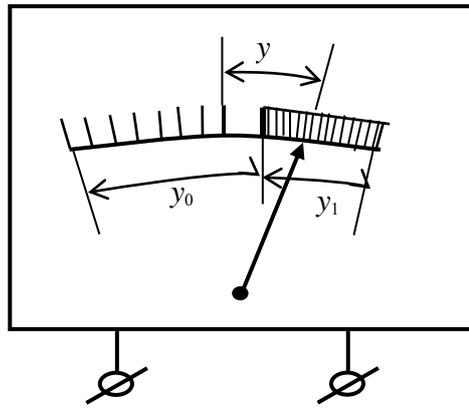


Рис. 3.2. Обнаружение сигнала по показанию стрелочного прибора

Примером такого обнаружения может быть обнаружение сигнала по показанию стрелочного прибора (рис. 3.2).

3.1.3. ОПТИМАЛЬНОЕ РЕШАЮЩЕЕ ПРАВИЛО

Чтобы найти оптимальное правило $\hat{A}_{\text{опт}}(y)$ будем полагать, что плотности вероятности распределения помехи $p_{\text{п}}(y)$ и смеси «сигнал + помеха $p_{\text{сп}}(y)$ » известны.

Если помеха распределена по нормальному закону с нулевым средним, то графики условных плотностей распределения случайной величины y при отсутствии $p_{\text{п}}(y)$ ($A = 0$) и наличии $p_{\text{сп}}(y)$ ($A = 1$) цели будут иметь вид, показанный на рис. 3.3:

$$p_{\text{сп}}(y) = p_{\text{п}}(y - x).$$

График плотности распределения y при наличии полезного сигнала $p(y/A1) = p_{\text{сп}}(y)$ сдвинут относительно графика $p(y/A0) = p_{\text{п}}(y)$ на величину полезного сигнала x .

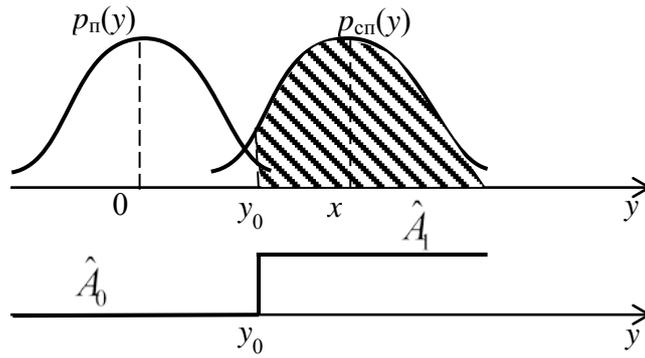


Рис. 3.3. Графики плотности распределений принятых реализаций

Решение задачи обнаружения может быть описано решающей функцией $\hat{A}(y)$ (рис. 3.3):

$$\hat{A}(y) = \begin{cases} 1 & \text{при } y \geq y_0, \\ 0 & \text{при } y < y_0. \end{cases}$$

В этом случае можно записать

$$\begin{aligned} D &= \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(y) \cdot p_{\text{сп}}(y) dy, \\ F &= \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(y) \cdot p_{\text{п}}(y) dy. \end{aligned} \tag{3.4}$$

Для поиска $\hat{A}_{\text{опт}}(y)$ воспользуемся весовым критерием:

$$D - \ell_0 F = \max.$$

Учитывая формулу (3.4), получим

$$\begin{aligned} D - \ell_0 F &= \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(y) \cdot [p_{\text{сп}}(y) - \ell_0 p_{\text{п}}(y)] dy = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(y) \cdot p_{\text{п}}(y) [\ell(y) - \ell_0] dy, \end{aligned} \tag{3.5}$$

где $\ell(y) = \frac{p_{\text{сп}}(y)}{p_{\text{п}}(y)}$ – отношение правдоподобия.

Отношение правдоподобия представляет собой отношение плотностей вероятности одной и той же реализации y при двух условиях: когда действует сигнал и помеха и когда действует только помеха. Оно характеризует, какую из гипотез о выполнении указанных взаимоисключающих условий следует считать более правдоподобной.

Поскольку $p_n(y) \geq 0$, то величина $D - \ell_0 F$ достигает максимума при наибольших величинах произведения:

$$\hat{A}(y)[\ell(y) - \ell_0] = \max.$$

Это обеспечивается следующей решающей функцией (решающим правилом):

$$\hat{A}_{\text{опт}}(y) = \begin{cases} 1 & \text{при } \ell(y) \geq \ell_0, \\ 0 & \text{при } \ell(y) \leq \ell_0. \end{cases} \quad (3.6)$$

Соотношение (3.6) характеризует критерий отношения правдоподобия.

Таким образом, решение о наличии цели принимается в том случае, когда отношение правдоподобия $\ell(y) \geq \ell_0$, в противном случае принимается решение об отсутствии цели.

3.2. ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ С ПОЛНОСТЬЮ ИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Под сигналом с известными параметрами будем понимать детерминированный сигнал, все параметры которого, как информационные, так и неинформационные, полагаются известными. Вычисление отношения правдоподобия для такого сигнала – одна из наиболее простых, но важных в методическом отношении задач теории обработки РЛИ. Полное знание структуры полезного сигнала позволяет в наиболее наглядной форме представить алгоритмы оптимальной обработки, а также выявить их существенные особенности. Эти алгоритмы являются исходными при вычислении отношения правдоподобия для наиболее сложных моделей сигналов со случайными параметрами.

3.2.1. ОТНОШЕНИЕ ПРАВДОПОДОБИЯ И АЛГОРИТМ ОДНОКАНАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА С ИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ НА ФОНЕ КВАЗИБЕЛОГО ШУМА

Для оптимального решения задачи, согласно критерию правдоподобия, необходимо по принятой реализации $y(t)$ вычислить отношение правдоподобия $\ell[y(t)]$ и сравнить его значение с порогом ℓ_0 :

$$\hat{A}_{\text{опт}}[y(t)] = \begin{cases} 1 & \text{при } \ell[y(t)] \geq \ell_0, \\ 0 & \text{при } \ell[y(t)] < \ell_0. \end{cases}$$

Соответственно

$$\ell[y(t)] = \frac{p_{\text{сн}}[y(t)]}{p_{\text{п}}[y(t)]}.$$

Полагая, что спектры сигнала и помехи ограничены сверху частотой f_{max} , непрерывную реализацию входного сигнала $y(t)$ в соответствии с теоремой Котельникова можно представить совокупностью дискретных значений $y_k(t_k)$, следующих через интервалы $\Delta t = 1/2\Delta f_{\text{max}}$. Это позволяет свести различные реализации функции $y(t)$ к многомерным случайным величинам $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_n\}$. Многомерные условные плотности распределения вероятности можно записать таким образом:

$$\begin{aligned} p_{\text{п}}(Y) &= p_{\text{п}}(y_1, y_2, \dots, y_n), \\ p_{\text{сн}}(Y) &= p_{\text{п}}(y_1 - x_1, y_2 - x_2, \dots, y_n - x_n), \end{aligned}$$

где $x_k, (k = \overline{1, n})$ – дискретные значения сигнала.

Отношение правдоподобия для сигнала с полностью известными параметрами может быть представлено в следующем виде:

$$\ell[Y] = \frac{p_{\text{п}}(y_1 - x_1, y_2 - x_2, \dots, y_n - x_n)}{p_{\text{п}}(y_1, y_2, \dots, y_n)}.$$

Из некоррелированности отдельных дискрет помехи между собой следует, что $p_{\text{п}}(Y) = p_{\text{п}}(y_1) \cdot p_{\text{п}}(y_2) \cdot \dots \cdot p_{\text{п}}(y_n)$.

Дискретные значения помехи имеют нормальное распределение с нулевым средним и дисперсией $\sigma_{\text{п}}^2 = N_0 f_{\text{max}}$. Тогда

$$p_{\text{п}}(y_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0 f_{\text{max}}}} e^{-\frac{y_k^2}{2N_0 f_{\text{max}}}} = \sqrt{\frac{\Delta t}{\pi \cdot N_0}} e^{-\frac{y_k^2 \cdot \Delta t}{N_0}}.$$

При наличии полезного сигнала

$$p_{\text{сп}}(y_k) = \sqrt{\frac{\Delta t}{\pi \cdot N_0}} e^{-\frac{(y_k - x_k)^2 \cdot \Delta t}{N_0}}.$$

Соответственно

$$\ell(Y) = \frac{p_{\text{сп}}(Y)}{p_{\text{п}}(Y)} = e^{-\frac{1}{N_0} \sum_k x_k^2 \Delta t} \cdot e^{\frac{2}{N_0} \sum_k x_k y_k \Delta t}. \quad (3.7)$$

Для перехода от дискретных отсчетов $y(t)$ к самой функции достаточно положить $\Delta t \rightarrow 0$. Суммы в формуле (3.7) переходят в интегралы. При этом

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_k x_k^2 \Delta t = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \mathfrak{E}, \quad (3.8)$$

где \mathfrak{E} – энергия полезного сигнала,

$$\text{а} \quad \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_k x_k y_k \Delta t = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t) dt = Z, \quad (3.9)$$

где $Z = Z[y(t)]$ – корреляционный интеграл.

Учитывая выражения (3.8) и (3.9), получим

$$\ell[y(t)] = e^{-\frac{\mathfrak{E}}{N_0}} \cdot e^{\frac{2}{N_0} Z[y(t)]}. \quad (3.10)$$

Анализ выражения (3.10) показывает, что для сигнала с полностью известными параметрами отношение правдоподобия является монотонной функцией корреляционного интеграла $Z[y(t)]$ (рис. 3.4).

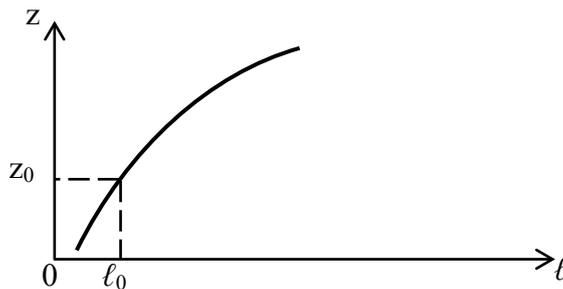


Рис. 3.4. График функции корреляционного интеграла $Z[y(t)]$

Из монотонности связи $\ell[y(t)]$ и $Z[y(t)]$ следует, что сравнение $\ell[y(t)]$ с порогом ℓ_0 эквивалентно сравнению $Z[y(t)]$ с порогом Z_0 . Значение этого порога может быть получено путем логарифмирования (3.10) при условии $\ell[y(t)] = \ell_0$:

$$Z_0 = \frac{N_0}{2} \ln \ell_0 + \frac{1}{2} \Theta.$$

Таким образом,

$$\hat{A}_{\text{опт}}[y(t)] = \begin{cases} 1 & \text{при } Z[y(t)] \geq Z_0, \\ 0 & \text{при } Z[y(t)] < Z_0 \end{cases}$$

и алгоритм обнаружения заключается в определении по наблюдаемой реализации $y(t)$ корреляционного интеграла $Z[y(t)]$ и сравнении его с порогом.

Структурная схема простейшего по принципу действия обнаружителя сигнала с полностью известными параметрами представлена на рис. 3.5. Она состоит из умножителя, интегратора и порогового устройства (ограничителя по минимуму). На умножитель подается опорное колебание $x(t)$, соответствующее ожидаемому сигналу, и принятый сигнал $y(t)$. Непосредственное интегрирование произведения $x(t)y(t)$ дает корреляционный интеграл. Такой обнаружитель называется корреляционным. Величина корреляционного интеграла сравнивается с порогом z_0 порогового устройства. Опорное колебание $x(t)$ может вырабатываться специальным гетеродином в зависимости, например, от установленного времени запаздывания t_3 , пропорционального дальности до цели. Опорный сигнал может получаться также непосредственно от передатчика радиолокатора через линию задержки на время t_3 . В общем случае зависимость $x(t)$ от t_3 обозначим как $x(t, \alpha)$, т. е. $\alpha = t_3$.

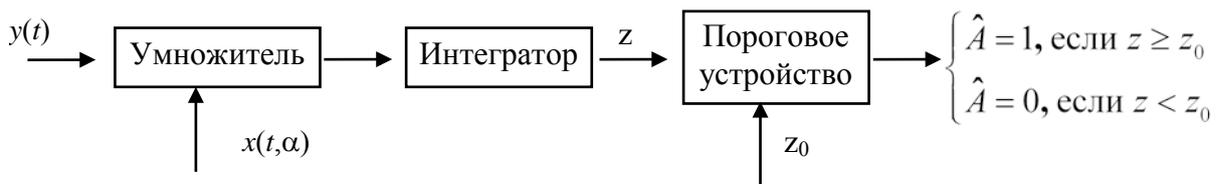


Рис. 3.5. Структурная схема корреляционного обнаружителя сигнала с полностью известными параметрами

Таким образом, обнаружитель когерентных сигналов с известными параметрами должен по наблюдаемой реализации вычислять интеграл и сравнивать его с порогом. Сигнал, подаваемый на умножитель обнаружителя должен соответствовать ожидаемому сигналу и подаваться в схему с учетом времени поступления отраженного от цели сигнала.

3.2.2. ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ОБНАРУЖЕНИЯ

Для этого определим статистические характеристики корреляционного интеграла

$$z = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x(t) dt$$

при обнаружении одиночного сигнала известной формы. Полагаем, что шум $n(t)$ распределен по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием

$$M[n(t)] = \bar{n}(t) = 0.$$

Поэтому в отсутствие сигнала, т. е. при $y(t) = n(t)$, получим

$$M[z] = \int_{-\infty}^{\infty} M[n(t)]x(t) dt = 0.$$

При наличии сигнала $y(t) = x(t) + n(t)$

$$M[z] = \int_{-\infty}^{\infty} \{M[n(t)]x(t) + x^2(t)\} dt = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot M[n(t)] dt + \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \mathcal{E},$$

где \mathcal{E} – энергия сигнала.

Дисперсия Z одинакова в отсутствие и при наличии сигнала:

$$\begin{aligned} M\left[\left(z - M(z)\right)^2\right] &= M\left[z^2\right] = M\left[\int_{-\infty}^{\infty} n(t)x(t) dt \int_{-\infty}^{\infty} n(\tau)x(\tau) d\tau\right] = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} M\left[n(t)n(\tau)\right]x(t)x(\tau) dt d\tau. \end{aligned}$$

Корреляционная функция «белого» шума

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

где N_0 – спектральная плотность шума.

Учитывая фильтрующее свойство дельта-функции, находим

$$M[z^2] = \frac{N_0 \Theta}{2} = \nu_0^2.$$

Поскольку величина Z является линейной комбинацией входных величин $n(t)$ и $x(t)$, то она также распределена по нормальному закону.

Тогда, если принимается только шум,

$$p_{\text{п}}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \nu_0} e^{-\frac{z^2}{2\nu_0^2}}.$$

Если на входе есть и сигнал, и шум, то получаем распределение со средним $\bar{z} = \Theta$:

$$p_{\text{сп}}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \nu_0} e^{-\frac{(z-\Theta)^2}{2\nu_0^2}}.$$

Кривая $p_{\text{сп}}(z) = p_{\text{п}}(z-\Theta)$ представляет собой сдвинутую на величину Θ кривую $p_{\text{п}}(z)$.

Показатели качества обнаружения радиолокационного сигнала определяются следующими выражениями:

$$D = \int_{z_0}^{\infty} p_{\text{сп}}(z) dz; \quad F = \int_{z_0}^{\infty} p_{\text{п}}(z) dz. \quad (3.11)$$

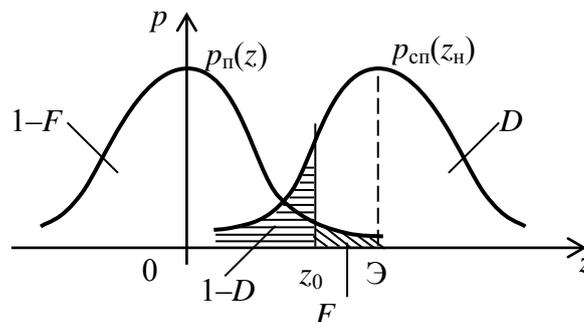


Рис. 3.6. Кривые плотности распределений для полезного сигнала и помехи

Вводя нормированное значение корреляционного интеграла $z_H = z/v_0$ и учитывая, что $D[z_H] = 1$, получаем

$$\begin{aligned} p_{\text{п}}\left(z_H = \frac{z}{v_0}\right) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z_H^2}{2}}; \\ p_{\text{сп}}\left(z_H = \frac{z}{v_0}\right) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(z_H - q)^2}{2}}, \end{aligned} \quad (3.12)$$

где $q = \frac{\Xi}{v_0} = \sqrt{\frac{2\Xi}{N_0}}$ – параметр обнаружения сигнала (отношение сигнал/шум на выходе схемы оптимальной обработки).

Подставляя соотношения (3.12) в (3.11), приходим к следующим равенствам:

$$D = \int_{q_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(z_H - q)^2}{2}} dz_H = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \Phi(q - q_0); \quad (3.13)$$

$$F = \int_{q_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z_H^2}{2}} dz_H = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \Phi(q_0), \quad (3.14)$$

где $q_0 = z_0/v_0$ – нормированный уровень порога;

$$\Phi(U) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^U e^{-\frac{t^2}{2}} dt \text{ – интеграл вероятности.}$$

Плотности $p_{\text{п}}(z_H)$, $p_{\text{сп}}(z_H)$ и функция $\Phi(U)$ представлены на рис. 3.7.

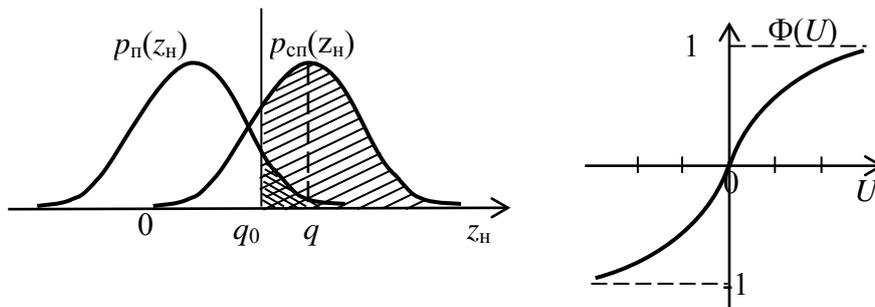


Рис. 3.7. Графики плотности распределений $p_{\text{п}}(z_H)$, $p_{\text{сп}}(z_H)$ и интеграла вероятности

Из уравнения (3.14) следует, что условная вероятность ложной тревоги определяется только величиной порога q_0 . Функция $D(q)$ при $F = \text{const}$ определяет кривые обнаружения сигнала (рис. 3.7).

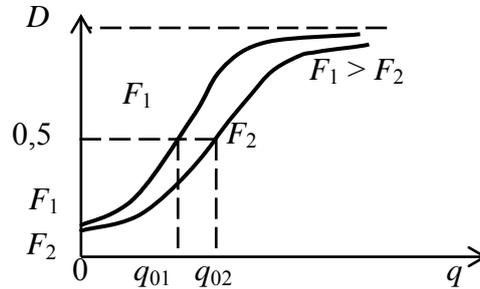


Рис. 3.8. Кривые обнаружения

Задавая F по соотношению (3.14), определяем q_0 , а затем, зная q_0 , с помощью выражения (3.13) строим графики $D(q)$. Из приведенных на рис. 3.8 кривых следует, что для обеспечения одной и той же D при меньшем F нужна большая энергия сигнала.

3.3. ОБНАРУЖЕНИЕ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

3.3.1. МЕТОДЫ ВЫЧИСЛЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ ПРАВДОПОДОБИЯ. ОБЩИЕ СООТНОШЕНИЯ

Выше был рассмотрен наиболее простой пример задачи обнаружения радиолокационного сигнала с полностью известными параметрами. Однако параметры отраженного сигнала, в частности начальная фаза и амплитуда, практически всегда являются случайными, заранее неизвестными величинами. Поэтому обобщим ранее полученные результаты на этот случай.

Рассмотрим последовательно сигналы со случайной начальной фазой β и амплитудой b .

Для определения алгоритма оптимального обнаружения необходимо вычислить отношение правдоподобия и, воспользовавшись решающим правилом

$$A_{\text{опт}}^* [y(t)] = \begin{cases} 1 & \forall \ell [y(t)] \geq \ell_0, \\ 0 & \forall \ell [y(t)] \leq \ell_0, \end{cases}$$

выявить структуру оптимального обнаружителя и его показатели качества.

Пусть на входе приемного устройства наблюдается смесь сигнала со случайным параметром β и помехи

$$y(t) = x(t, \beta) + n(t).$$

Для вычисления отношения правдоподобия введем совместную плотность распределения реализации сигнала и случайного параметра:

$$p_{\text{сп}}(Y, \beta) = p_{\text{сп}}(Y) \cdot p(\beta/Y) = p(\beta) \cdot p_{\text{сп}}(Y/\beta). \quad (3.15)$$

Интегрируя выражение (3.15) по β , получаем

$$p_{\text{сп}}(Y) = \int_{(\beta)} p(\beta) \cdot p_{\text{сп}}(Y/\beta) d\beta.$$

Тогда отношение правдоподобия

$$\ell(Y) = \frac{p_{\text{сп}}(Y)}{p_{\text{п}}(Y)} = \int_{(\beta)} p(\beta) \cdot \ell(Y/\beta) d\beta,$$

где $\ell(Y) = \frac{p_{\text{сп}}(Y/\beta)}{p_{\text{п}}(Y)}$ – частное отношение правдоподобия.

Перейдем от многомерных реализаций Y к непрерывным $y(t)$. Тогда получим:

$$\ell[y(t)] = \int_{(\beta)} P(\beta) \cdot l[y(t)/\beta],$$

где $\ell[y(t)/\beta] = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{p_{\text{сп}}(Y/\beta)}{p_{\text{п}}(Y)}$ – частное отношение правдоподобия при фиксированном значении β .

Поскольку при фиксированном β сигнал полностью известен, то

$$\ell[y(t)/\beta] = e^{-\frac{\mathcal{E}(\beta)}{N_0}} \cdot e^{-\frac{2Z(\beta)}{N_0}}, \quad (3.16)$$

где $Z(\beta)$, $\mathcal{E}(\beta)$ – частные значения корреляционного интеграла и энергии сигнала:

$$z(\beta) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t, \beta) \cdot y(t) dt,$$

$$\Xi(\beta) = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t, \beta) dt. \quad (3.17)$$

Таким образом, усредняя частное отношение правдоподобия по случайному параметру β , можем определить отношение правдоподобия $\ell[y(t)]$ для сигналов со случайными параметрами и использовать его при решении задачи оптимального обнаружения.

3.3.2. ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА СО СЛУЧАЙНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Рассмотрим модель когерентного сигнала со случайной начальной фазой:

$$x(t, \beta) = X(t) \cdot \cos[\omega_0 t + \varphi(t) - \beta], \quad (3.18)$$

где $\varphi(t)$ – закон фазовой модуляции;

$X(t)$ – закон амплитудной модуляции.

Преобразуем выражение (3.10) с использованием формулы косинуса разности двух углов к виду

$$\begin{aligned} x(t, \beta) &= X(t) \cdot \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] \cos \beta + X(t) \cdot \sin[\omega_0 t + \varphi(t)] \sin \beta = \\ &= x_1(t) \cdot \cos \beta + x_2(t) \cdot \sin \beta, \end{aligned}$$

где $x_{1,2}(t) = X(t) \begin{matrix} \cos \\ \sin \end{matrix} [\omega_0 t + \varphi(t)]$.

Тогда частное значение корреляционного интеграла (3.17) будет иметь следующий вид:

$$Z[y(t)/\beta] = Z_1 \cos \beta + Z_2 \sin \beta = |Z| \cos(\theta - \beta), \quad (3.19)$$

$$\text{где } Z_{1,2} = \int_{-\infty}^{\infty} x_{1,2}(t) y(t) dt; \quad |Z| = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2}; \quad \cos \theta = \frac{Z_1}{|Z|};$$

$$\sin \theta = \frac{Z_2}{|Z|}.$$

Значение энергии сигнала, содержащего большое число периодов колебаний, не зависит от β :

$$\Xi(\beta) = \Xi = \int_{-\infty}^{\infty} X^2(t) dt. \quad (3.20)$$

В соответствии с выражениями (3.19) и (3.20) частное отношение правдоподобия

$$\ell[y(t)/\beta] = e^{-\frac{\Xi}{N_0}} \cdot e^{\frac{2}{N_0}|Z|\cos(\theta-\beta)}.$$

Полагая $p(\beta) = 1/2\pi$ и усредняя $\ell[y(t)/\beta]$ по β , получим следующий результат:

$$\ell[y(t)] = e^{-\frac{\Xi}{N_0}} \cdot I_0\left(\frac{2|Z|}{N_0}\right), \quad (3.21)$$

где $I_0\left(\frac{2|Z|}{N_0}\right)$ – функция Бесселя первого рода нулевого порядка;

$|Z|$ – модульное значение корреляционного интеграла.

Анализ полученного выражения показывает, что ввиду монотонности функции $I_0(x)$ отношение правдоподобия является монотонной функцией модульного значения корреляционного интеграла. Следовательно, алгоритм обнаружения сигнала со случайной начальной фазой реализует правило

$$\hat{A}_{\text{опт}}[y(t)] = \begin{cases} 1 & |z| \geq z_0, \\ 0, & |z| \leq z_0, \end{cases}$$

которое предусматривает вычисление по наблюдаемой реализации $y(t)$ модуля корреляционного интеграла $|z|$ и сравнение его с порогом z_0 .

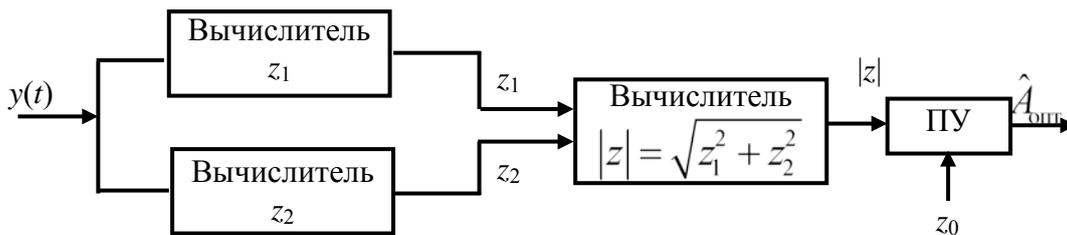


Рис. 3.9. Схема корреляционного обнаружителя с квадратурными каналами

Структурная схема такого обнаружителя приведена на рис. 3.9. В обнаружителе используется двухканальная (квадратурная) корреляционная обработка сигналов.

3.3.3. ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Модель сигнала описывается выражением

$$x(t, \beta, b) = bX(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) - \beta],$$

где b – случайная величина, принимающая значения от 0 до 1.

Используя формулу (3.21), при фиксированном значении b для рассматриваемого сигнала можно записать следующее выражение частного отношения правдоподобия:

$$\ell[y(t)/b] = e^{-\frac{\mathfrak{E}(b)}{N_0}} \cdot I_0\left(\frac{2|Z(b)|}{N_0}\right),$$

где $|Z(b)| = b|Z|$, $\mathfrak{E}(b) = b^2\mathfrak{E}$;

\mathfrak{E} и $|Z|$ – энергия и модульное значение корреляционного интеграла при $b = 1$.

Величина энергии \mathfrak{E} выбирается при этом равной средней энергии

$$\mathfrak{E} = \mathfrak{E}_{\text{cp}} = \int_{-\infty}^{\infty} \mathfrak{E}(b) p(b) db.$$

Задаваясь рэлеевским распределением амплитуд

$$p(b) = 2b \cdot e^{-b^2}$$

и усредняя частное отношение правдоподобия, получим

$$\ell[y(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} p(b) \ell[y(t)/b] db = \frac{N_0}{\mathfrak{E} + N_0} \cdot e^{\frac{|Z|^2}{N_0(\mathfrak{E} + N_0)}}. \quad (3.22)$$

Из полученных соотношений следует, что отношение правдоподобия для сигналов со случайной начальной фазой и случайными амплитудой и начальной фазой является монотонной функцией модульного значения корреляционного интеграла $|Z|$. Поэтому при обнаружении когерентных сигналов со случайными параметрами достаточно вычислить $|Z|$ и сравнить его с порогом Z_0 , т. е.

$$\hat{A}_{\text{опт}}[y(t)] = \begin{cases} 1, & |Z| \geq Z_0, \\ 0, & |Z| < Z_0. \end{cases}$$

Структурная схема обнаружителя сигналов со случайными начальной фазой и амплитудой идентична структурной схеме обнаружителя сигналов со случайной начальной фазой, рассмотренной выше.

Таким образом, алгоритм обнаружения для сигналов со случайными параметрами сводится к следующему:

1. По принятой реализации $y(t)$ вычисляются частные значения отношения правдоподобия или корреляционного интеграла.

2. Производится усреднение частного значения отношения правдоподобия по случайным параметрам и сравнивается с пороговым значением или берется модуль корреляционного интеграла и сравнивается пороговым значением Z_0 .

3. Принимается соответствующее решение $\hat{A}[y(t)]$.

Показатели качества обнаружения сигналов со случайными параметрами.

При наличии только помехи каждая из независимых величин z_1 и z_2 имеют нормальный закон распределения:

$$p_{\text{п}}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \nu_0} e^{-\frac{z^2}{2\nu_0^2}}$$

или

$$p_{\text{п}}(z_{\text{н}}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z_{\text{н}}^2}{2}},$$

где $z_{\text{н}} = \frac{z}{\nu_0}$ – нормированное значение корреляционного интеграла.

Поэтому для $|z_H| = \sqrt{z_{H1}^2 + z_{H2}^2}$ имеет место закон распределения Рэлея:

$$p_{\Pi}(|z_H|) = |z_H| e^{-\frac{z_H^2}{2}}.$$

При воздействии полезного сигнала со случайной начальной фазой β каждая из кривых условных плотностей вероятности величин z_1 и z_2 смещается соответственно на

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t, \beta) x_{1,2}(t) dt = \Xi_{\sin \beta}^{\cos \beta},$$

а простое распределение Рэлея переходит в обобщенное:

$$p_{\text{сп}}(|z_H|) = |z_H| e^{-\frac{|z_H|^2 + q^2}{2}} \cdot I_0(q|z_H|), \quad (3.23)$$

где $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода.

Характерный вид кривых $p_{\Pi}(|z_H|)$ и $p_{\text{сп}}(|z_H|)$ показан на рис. 3.10.

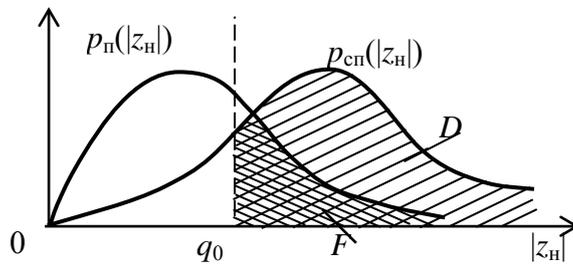


Рис. 3.10. Вид кривых $p_{\Pi}(|z_H|)$ и $p_{\text{сп}}(|z_H|)$

Показатели качества обнаружения определяются по соотношениям:

$$D = \int_{q_0}^{\infty} p_{\text{сп}}(|z_H|) d|z_H|;$$

$$F = \int_{q_0}^{\infty} p_{\Pi}(|z_H|) d|z_H| = e^{-\frac{q_0^2}{2}},$$

откуда $q_0 = \sqrt{2 \ln \frac{1}{F}}$.

Кривые обнаружения сигналов со случайной начальной фазой представлены на рис. 3.10 и лежат правее кривых обнаружения сигнала с известными параметрами, т. е. в этом случае требуется бóльшая энергия для обеспечения требуемых показателей качества обнаружения.

Для сигнала со случайной начальной фазой и амплитудой, распределенной по рэлеевскому закону, плотности вероятности $p_{\text{п}}(|z_{\text{н}}|)$ и $p_{\text{сп}}(|z_{\text{н}}|)$ подчиняются простому рэлеевскому распределению:

$$p_{\text{п}}(|z_{\text{н}}|) = |z_{\text{н}}| e^{-\frac{|z_{\text{н}}|^2}{2}};$$

$$p_{\text{сп}}(|z_{\text{н}}|) = \frac{|z_{\text{н}}|}{1+q^2} e^{-\frac{|z_{\text{н}}|^2}{2+q^2}}.$$

$$\text{Соответственно } D = e^{-\frac{q_0^2}{2+q^2}}; \quad F = e^{-\frac{q_0^2}{2}}.$$

Построение кривых обнаружения при этом может осуществляться согласно выражению

$$D = F^{\frac{1}{1+\frac{q^2}{2}}}. \quad (3.24)$$

Кривые $D(q)$ (рис. 3.11) в области больших D еще сильнее смещаются вправо. Это связано с возможными замираниями при случайной амплитуде сигнала. Наоборот, при малых D ($D < 0,2$) флюктуации амплитуды облегчают обнаружение и кривые сдвигаются влево.

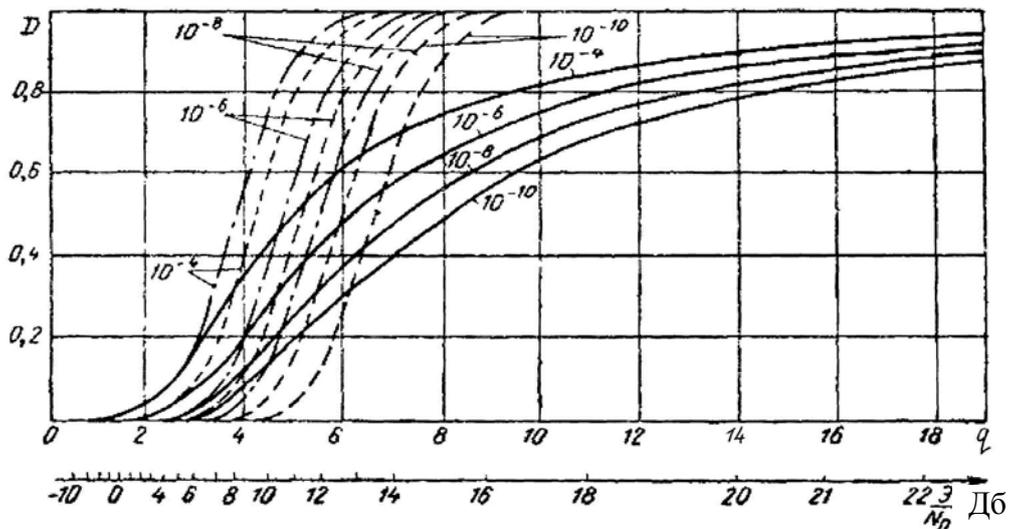


Рис. 3.11. Кривые обнаружения для сигналов: с полностью известными параметрами (штрих-пунктир), со случайной начальной фазой (пунктир), со случайными амплитудой и начальной фазой (сплошные линии)

Пользуясь кривыми обнаружения, можно найти пороговый сигнал. *Пороговым называется сигнал, который при заданной вероятности ложной тревоги может быть обнаружен с заданной вероятностью правильного обнаружения D* . Пороговый сигнал характеризуют его энергией (или мощностью), которую можно рассчитать, зная значение параметра обнаружения q . Величина q определяется по кривым обнаружения (рис. 3.12).

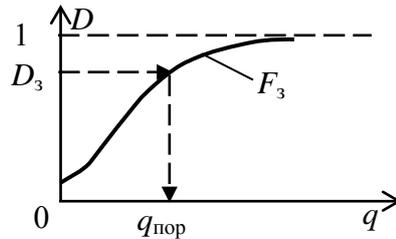


Рис. 3.12. К определению величины порога по кривым обнаружения

Пусть заданы D_3 и F_3 . По кривым обнаружения определяем $q_{\text{пор}}$.

Поскольку $q = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}}{N_0}}$, то $\mathcal{E}_{\text{пор}} = \frac{q_{\text{пор}}^2}{2} N_0$.

Если мощность сигнала или его энергия больше соответствующих пороговых значений при установленном значении $F = F_3$, то условная вероятность правильного обнаружения больше, чем D_3 .

Таким образом, возможность обнаружить сигнал при оптимальном приеме с заданными значениями D и F определяется лишь отношением энергии сигнала к спектральной плотности шума. Поэтому несущественно, какую форму имеет когерентный сигнал – импульсный он или непрерывный – и по какому закону модулирован.

3.4. ОБНАРУЖЕНИЕ НЕКОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ

Решение о наличии или отсутствии целей в большинстве современных импульсных РЛС принимается по результату обработки совокупности отраженных сигналов, т. е. по пачке сигналов.

Временная структура отраженных сигналов обычно отличается от структуры зондирующих сигналов за счет флуктуаций. В случае если пачка имеет нежесткую структуру, например, образованную случайной фазовой структурой отдельных сигналов в пачке, то говорят о некогерентных сигналах. Некогерентным сигнал может быть как за счет влияния флуктуаций, например, когда длительность отраженного сигнала превышает интервал

корреляции флюктуаций, так и за счет своего происхождения, в частности, пачка зондирующих импульсов при их генерации с помощью магнетрона принципиально является некогерентной.

В этой связи алгоритмы и качество обнаружения некогерентных сигналов отличаются от алгоритмов и качества обнаружения когерентных сигналов, что требует их уточнения и анализа. В связи с широким применением в современных РЛС цифровых методов обработки сигналов актуально рассмотрение вопроса некогерентной цифровой обработки.

Раскроем содержание алгоритма обнаружения некогерентных сигналов, структуру реализующего его устройства и проведем анализ качества некогерентного накопления сигналов.

3.4.1. МОДЕЛЬ НЕКОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА. ОТНОШЕНИЕ ПРАВДОПОДОБИЯ

Некогерентными называются сигналы, фазовую структуру которых нельзя считать закономерной. Примером некогерентного сигнала является пачка радиоимпульсов, если их начальные фазы случайные.

Рассмотрим обработку некогерентной пачки радиоимпульсов на фоне стационарного или белого шума:

$$x(t, \vec{\beta}) = \sum_{i=1}^M b_i X_i(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_i(t) - \beta_i], \quad (3.25)$$

где M – количество импульсов в пачке;

$\vec{\beta}$ – вектор случайных параметров сигнала;

b_i и β_i – случайные амплитуды и начальные фазы импульсов пачки.

Принимаемую дискретизированную реализацию \vec{Y} , соответствующую различным периодам следования, разобьем на выборки \vec{y}_i , относящиеся к одному (i -му) периоду следования.

В силу независимости всех дискрет шума и случайных параметров сигнала в периодах следования

$$p_{\text{сп}}(\vec{Y}) = p_{\text{сп}}(\vec{y}_1, \vec{y}_2, \dots, \vec{y}_M) = \prod_{i=1}^M p_{\text{сп}}(\vec{y}_i),$$

$$p_{\text{п}}(\vec{Y}) = p_{\text{п}}(\vec{y}_1, \vec{y}_2, \dots, \vec{y}_M) = \prod_{i=1}^M p_{\text{с}}(\vec{y}_i).$$

Отношение правдоподобия

$$\ell(\vec{Y}) = \frac{p_{\text{сн}}(\vec{Y})}{p_{\text{н}}(\vec{Y})} = \prod_{i=1}^M \frac{p_{\text{сн}}(\vec{y}_i)}{p_{\text{н}}(\vec{y}_i)} = \prod_{i=1}^M \ell(\vec{y}_i)$$

сводится к произведению отношений правдоподобия для различных периодов. Указанный вывод сохраняется и при переходе к непрерывным реализациям.

В силу монотонности логарифмической функции её удобно применять для получения достаточной статистики в алгоритмах обнаружения. В этом случае

$$\ln \ell = \sum_{i=1}^M \ln \ell_i,$$

где $\ell_i = \ell(\vec{y}_i)$.

Таким образом, обработка некогерентной пачки радиоимпульсов сводится к обработке когерентных составляющих (ℓ_i) сигнала (импульсов) и последующему их некогерентному накоплению ($\sum \ln \ell_i$).

Алгоритм обнаружения остается традиционным и сводится к сравнению ℓ или $\ln \ell$ с порогом:

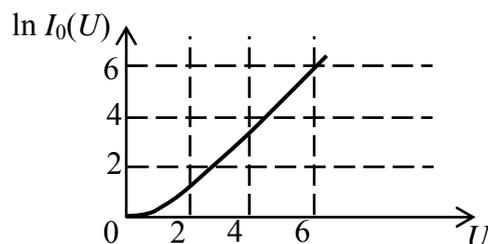
$$\hat{A}_{\text{опт}}[y(t)] = \begin{cases} 1, & \ln \ell \geq \ell'_0, \\ 0, & \ln \ell < \ell'_0. \end{cases}$$

Величины ℓ_i и $\ln \ell_i$ зависят от модели сигнала.

А. Для сигнала со случайной начальной фазой

$$\ln \ell_i = \ln I_0 \left(\frac{2|z_i|}{N_0} \right) + \text{const.} \quad (3.26)$$

График зависимости $\ln I_0(U)$ показан на рис. 3.13.



$$\begin{aligned} \text{При } U < 1 & \quad \ln I_0(U) \approx U^2/4. \\ \text{При } U > 1 & \quad \ln I_0(U) \approx U. \end{aligned}$$

Рис. 3.13. График зависимости $\ln I_0(U)$

Б. Для сигнала (пачки) с независимыми случайными начальными фазами и независимыми рэлеевскими случайными амплитудами когерентных составляющих (радиоимпульсов)

$$\ln \ell_i = \frac{|z_i|^2}{N_0 (\Theta_i + N_0)} + \text{const.} \quad (3.27)$$

В обоих случаях некогерентное накопление осуществляется после детектора. Оптимальный вид детектирования зависит от характера некогерентности и интенсивности когерентных составляющих сигнала по отношению к шуму.

Для пачки радиоимпульсов со случайными начальными фазами оптимальное детектирование квадратичное при $q_i < 1$ и линейное при $q_i > 1$.

В случае независимых флуктуаций оптимальным является квадратичное детектирование при любой интенсивности сигнала.

Таким образом, алгоритм оптимального обнаружения некогерентных сигналов сводится к получению достаточной статистики – отношения правдоподобия – и сравнению его с порогом. Отношение правдоподобия зависит от модели некогерентного сигнала.

3.4.2. НЕКОГЕРЕНТНОЕ НАКОПЛЕНИЕ СИГНАЛОВ. АНАЛИЗ КАЧЕСТВА НЕКОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ

Структурная схема обнаружителя.

Оптимальное обнаружение некогерентных сигналов предусматривает вычисление модульных значений корреляционных интегралов $|z_i|$ (внутриимпульсное накопление) и суммирование в общем случае нелинейных функций этих модульных значений (межпериодное некогерентное накопление). Вид функции определяет вид детектирования (линейный или квадратичный), а операцию суммирования после детектирования называют некогерентным накоплением.

Введем амплитудные множители S_i , которые характеризуют форму пачки. Примем для наибольшего импульса пачки $S_i = S = 1$.

Тогда можно записать

$$|z_i| = S_i |z_{0i}|,$$

где величины z_{0i} соответствуют однотипно получаемым импульсам $x_0(t)$ (т. е. $S = 1$).

Значения $|z_{0i}|$ могут быть сняты с выхода единственного канала приема последовательно во времени. Достаточно, чтобы этот канал содер-

жал схему когерентной обработки ожидаемого сигнала $x_{0i}(t)$ (коррелятор или фильтр) и линейный детектор.

Для получения квадратов z_{0i}^2 линейный детектор следует заменить квадратичным. После детектирования необходимо осуществить весовое суммирование, например, с использованием линии задержки с отводами. Структурная схема типового обнаружителя некогерентной пачки сигналов представлена на рис. 3.14.

Весовые коэффициенты k_i учитывают как влияние огибающей пачки S_i , так и весовые коэффициенты в достаточных статистиках ($\ln \ell$).

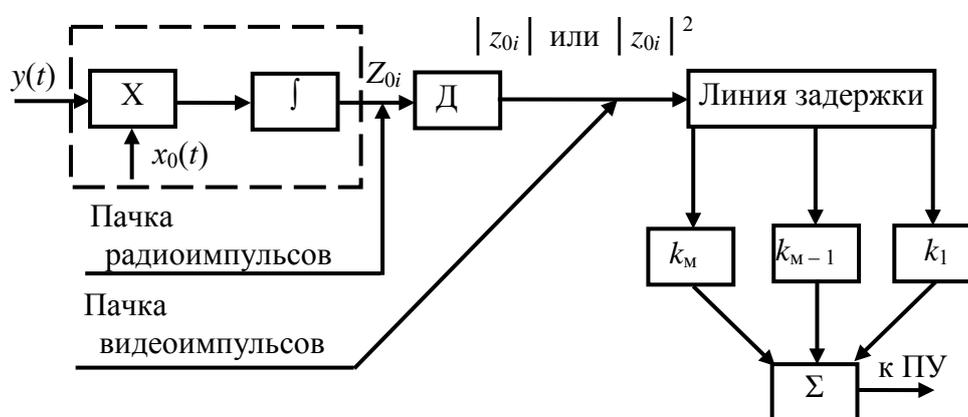


Рис. 3.14. Обнаружитель некогерентной пачки радиоимпульсов

В случае слабой нефлюктуирующей пачки, когда оптимален квадратичный детектор, последетекторное суммирование импульсов производится с весовыми коэффициентами $k_i = S_i^2$, так как

$$\sum_{i=1}^M \ln I_0 \left(\frac{2S_i |z_{0i}|}{N_0} \right) \cong \sum_{i=1}^M \frac{S_i^2 |z_{0i}|^2}{N_0^2}. \quad (3.28)$$

В случае нефлюктуирующей пачки импульсов большой амплитуды оптимален линейный детектор и последетекторное суммирование производится с весовыми коэффициентами $k_i = S_i$, поскольку

$$\sum_{i=1}^M \ln I_0 \left(\frac{2S_i |z_{0i}|}{N_0} \right) \cong \sum_{i=1}^M \frac{2S_i |z_{0i}|}{N_0}.$$

Наконец, в случае флюктуирующей пачки оптимален квадратичный детектор и последетекторное суммирование производится с весовыми ко-

$$\text{эффициентами } k_i = \frac{S_i^2}{S_i^2 + \frac{2}{q^2}},$$

где $q^2 = \frac{2\mathcal{E}_0}{N_0}$ – отношение сигнал/помеха для импульса с весовым множи-

телем единица, средняя энергия которого равна \mathcal{E}_0 .

В этом случае

$$\sum_{i=1}^M \frac{|z_i|^2}{\mathcal{E}_i + N_0} = \frac{1}{\mathcal{E}_0} \sum_{i=1}^M \frac{S_i^2 |z_{0i}|^2}{S_i^2 + \frac{N_0}{\mathcal{E}_0}}, \quad (3.29)$$

где $\mathcal{E}_i = \mathcal{E}_0 \cdot S_i^2$.

В РЛС с визуальной индикацией некогерентное накопление осуществляется на экране индикатора за счет явления послесвечения. Если, например, отметка яркостная, то области свечения, возбужденные отдельными импульсами, при обзоре сливаются в единую дужку. Такое накопление по своему эффекту приближается к квадратичному, хотя, естественно, отличается от оптимального.

При автоматизированном съеме данных некогерентное накопление можно реализовать с помощью линий задержки, потенциалоскопов и т. п. Отсутствие какого-либо последетекторного накопления при автоматизированном съеме может значительно ухудшить условия обнаружения, даже по сравнению с визуальным съемом. Поэтому отказ от некогерентного суммирования недопустим.

Таким образом, устройство оптимального обнаружения некогерентной пачки когерентных сигналов включает блок оптимальной обработки когерентных составляющих и блок последующего некогерентного накопления сигналов пачки.

Качественные показатели обнаружения некогерентных сигналов.

Напряжение на выходе идеального квадратичного сумматора можно представить в виде

$$U = U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_m^2,$$

для линейного сумматора

$$U = U_1 + U_2 + \dots + U_m.$$

Здесь U_1, U_2, \dots, U_m – амплитуда первого, второго и m -го импульсов соответственно. При отсутствии сигнала эти амплитуды – независимые случайные величины, подчиняющиеся закону Рэлея. При наличии сигнала распределение каждой из амплитуд меняется. Зная законы распределения амплитуд, можно найти плотности вероятности $P_{\text{сп}}(U)$ и $P_{\text{п}}(U)$ суммарной величины U при наличии и отсутствии полезного сигнала. Интегрируя эти плотности вероятности в пределах от порогового значения U_0 до ∞ , можно перейти к условным вероятностям правильного обнаружения D и ложной тревоги F и оценить выигрыш некогерентного суммирования импульсов по сравнению с приемом одного из них. Вычисление вероятностей D и F для некогерентных сигналов – весьма трудоемкая задача. Поэтому ограничимся анализом конечных результатов.

Кривые для оценки выигрыша некогерентного суммирования нефлюктуирующей пачки с прямоугольной огибающей приведены на рис. 3.15. Эти кривые построены при фиксированных значениях $D = 0,5$ и $F = 10^{-10}$ (сплошная – для линейного, пунктирная – для квадратичного суммирования).

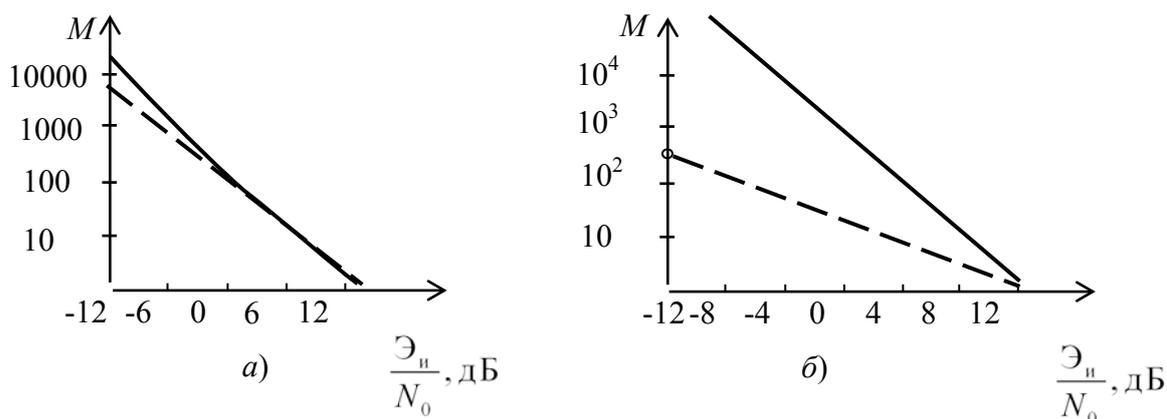


Рис. 3.15. Кривые для оценки выигрыша некогерентного суммирования нефлюктуирующей пачки с прямоугольной огибающей: (сплошная линия – для линейного, пунктирная – для квадратичного суммирования); а – для $D = 0,5$, $F = 10^{-10}$; б – для $D = 0,9$ и $F = 10^{-7}$

По оси ординат отложено число суммируемых импульсов M , по оси абсцисс – необходимое превышение энергии одного импульса \mathcal{E}_n над спектральной плотностью шума на входе устройства оптимальной обработки. Величина превышения 13,5 дБ при $M = 1$ соответствует точке $F = 10^{-10}$, $D = 0,5$ кривой обнаружения одиночного сигнала со случайной начальной фазой. Небольшое расхождение сплошной и пунктирной кривых на рис. 3.15, а показывает, что при малом уровне ложной тревоги и большой вероятности правильного обнаружения переход от квадратичного суммирования к линейному практически не меняет порогового сигнала. Оба рассмотренных вида неоптимальной обработки хорошо аппроксимируют оптимальную обра-

ботку $\sum_i \ln I_0(CU_i)$, где C – постоянная, зависящая от уровня помехи, соответствующую линейному суммированию при больших и квадратичному при малых уровнях сигнала. Интегрирование большого числа импульсов понижает пороговый уровень энергии каждого импульса в пачке. При переходе от 1 импульса к 10 пороговый уровень снижается на 8 дБ, при переходе к 100 – на 15,5 дБ, а при переходе к 10 000 импульсам в пачке – на 25,5 дБ.

На рис. 3.15, б нанесены кривые для оценки выигрыша от некогерентного суммирования (сплошная линия) и когерентного (пунктир) для вероятностей $D = 0,9$ и $F = 10^{-7}$. Как видно из сопоставления кривых на рис. 3.15, требования $D = 0,5$, $F = 10^{-10}$ и $D = 0,9$, $F = 10^{-7}$ при некогерентном суммировании практически эквивалентны, т. е. имеет место почти одинаковый выигрыш в пороговой энергии импульса. Пользуясь одной из них, можно ориентировочно построить аналогичную кривую для произвольных значений D , F путем смещения ее вправо или влево относительно точки с абсциссой 13,5 дБ и ординатой $M = 1$. Смещение должно соответствовать изменению пороговой энергии одиночного импульса в децибелах при переходе к новым значениям D и F . Аналогично можно оценить влияние дружных флюктуаций пачки при произвольном M , взяв для заданных D , F поправку на эти флюктуации из кривых обнаружения.

Представляет значительный интерес *сравнение некогерентного суммирования с когерентным*. Легко убедиться, что *когерентное суммирование дает бóльший выигрыш*, так как наилучшим образом использует энергию всей пачки. Поэтому, например, при переходе от 1 импульса к 10 пороговая энергия каждого импульса уменьшается в 10 раз, т. е. на 10 дБ (а не на 8 дБ, как при некогерентном суммировании), при переходе к 100 импульсам – в 100 раз, т. е. на 20 дБ (а не на 15,5) и т. д. На рис. 3.16 построен график потерь в децибелах некогерентного суммирования (некогерентного интегрирования) по отношению к когерентному для $D = 0,9$, $F = 10^{-7}$.

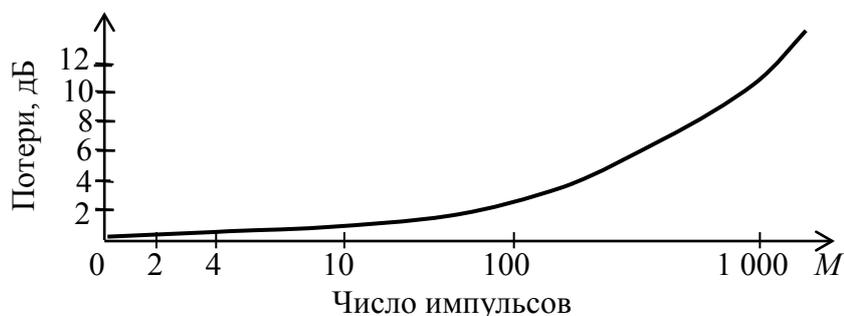


Рис. 3.16. График потерь некогерентного суммирования

При небольшом числе импульсов потери сравнительно невелики, но при увеличении числа импульсов в пачке, когда при заданных D , F и энергии пачки \mathcal{E} уменьшается энергия каждого импульса, они становятся значительными. Например, для $M=10$ потери равны всего 2 дБ, а при $M=1000$ потери составляют уже около 10 дБ. Тем не менее, некогерентное суммирование дает большой эффект и, если когерентное суммирование невозможно, нужно использовать некогерентное.

Таким образом, некогерентное накопление уступает по качеству когерентному, однако во многих случаях оно является либо единственно возможным, либо наиболее просто реализуемым.

3.4.3. ЦИФРОВЫЕ ОБНАРУЖИТЕЛИ

Широкое применение находят схемы цифрового двухпорогового накопления. В устройстве, представленном на рис. 3.17, для этого используется двухуровневое (бинарное) аналого-цифровое преобразование протектированного напряжения путем временной дискретизации и сравнения с некоторым (первым) пороговым уровнем. Получаемая последовательность нулей и единиц заполняется за несколько периодов посылки k с помощью регистров со сдвигом. Результаты наблюдения для фиксированных дальностей в разных периодах посылки сопоставляются. Логическое устройство « n из k » подсчитывает число единиц i в k периодах посылки. Число i сравнивается со вторым пороговым уровнем n . При условии $i \geq n$ логическое устройство выдает единицу (решение о наличии цели), в противном случае – ноль. Логическое устройство и регистры РС заменяют сумматор и громоздкую линию задержки.

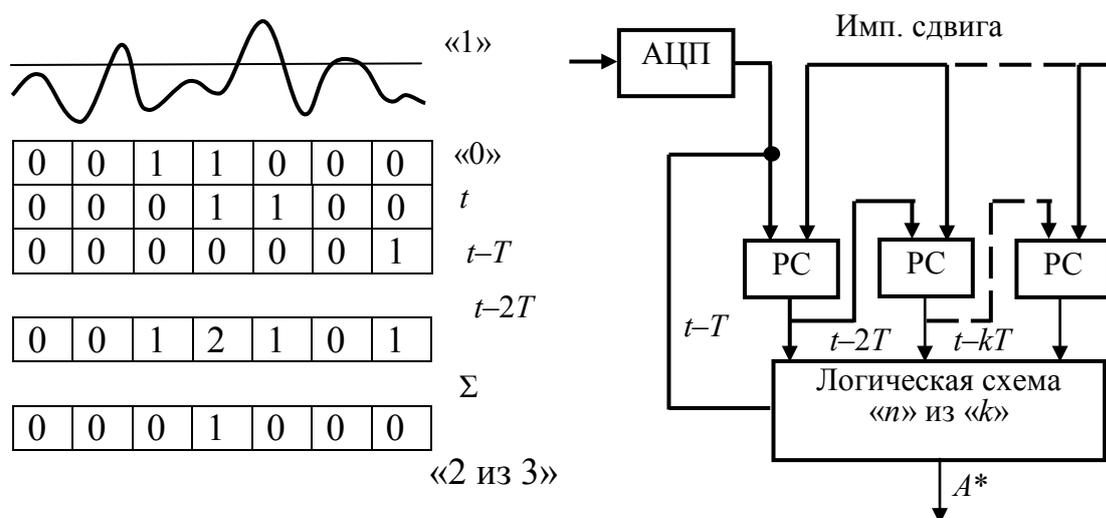


Рис. 3.17. Цифровой двухпороговый обнаружитель:
АЦП – аналого-цифровой преобразователь; РС – регистр сдвига

Качество обнаружения выражается через вероятности превышения первого порога точно i и не превышения $(k - i)$ импульсов за k периодов посылки при наличии и отсутствии сигнала. Если D_0 – условная вероятность превышения первого порога в одном периоде посылки при пачечном сигнале, то в предположении независимости испытаний искомую вероятность можно найти по формуле Бернулли в виде $C_k^i D_0^i (1 - D_0)^{k-i}$. Здесь $C_k^i = \frac{k!}{(k-i)!i!}$. Например, $C_4^2 = \frac{4 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 1}{(2 \cdot 1)^2} = 6$.

Условная вероятность правильного обнаружения D – это вероятность достижения $i = n$ или превышения $i > n$ второго порога при наличии сигнала

$$D = \sum_{i=n}^k C_k^i D_0^i (1 - D_0)^{k-i}.$$

Условная вероятность ложной тревоги F – вероятность достижения или превышения второго порога в отсутствие сигнала. Если F_0 – соответствующая вероятность превышения первого порога, то

$$F = \sum_{i=n}^k C_k^i F_0^i (1 - F_0)^{k-i}.$$

При $F_0 \ll 1$ она составит $F \approx C_k^n F_0^n$, так что $F_0 \approx \sqrt[n]{\frac{F}{C_k^n}}$. При найденном F_0 значение D_0 определяют по кривым обнаружения.

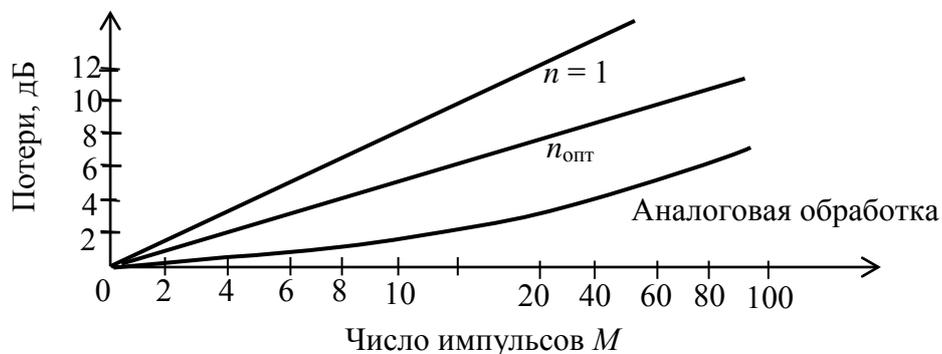


Рис. 3.18. Графики потерь двухуровневого накопления (для случаев: $n = 1$ и $n_{\text{опт}} = 1,5\sqrt{k}$) и равновесного квадратичного некогерентного накопления (при $D = 0,9$, $F = 10^{-7}$) по сравнению с когерентным

В отсутствие флуктуаций отраженного сигнала для каждого k существует оптимальное значение $n_{\text{опт}}(k)$, обеспечивающее минимальные потери по сравнению с когерентным накоплением. Это значение иногда аппроксимируют зависимостью $1,5\sqrt{k}$. На рис. 3.18 приведены потери двухуровневого накопления (для случаев $n = 1$ и $n_{\text{опт}} = 1,5\sqrt{k}$) и равновесного квадратичного некогерентного накопления (аналоговая обработка) при $D = 0,9$, $F = 10^{-7}$ по сравнению с когерентным. В связи с дополнительными потерями двухуровневого накопления в ряде случаев целесообразен переход к многоуровневому некогерентному накоплению, позволяющему получить такие же результаты, что и при оптимальном некогерентном накоплении.

Таким образом, цифровое накопление при оптимальной реализации обеспечивает близкие к аналоговому накоплению результаты и позволяет осуществлять обработку сигналов и РЛИ на современной элементной базе.

Контрольные вопросы и задачи к практическим занятиям

1. В чем заключается задача обнаружения цели?
2. Чем обусловлен стохастический характер задачи обнаружения?
3. Что принимают за показатели качества обнаружения?
4. Что означает оптимальность обнаружения?
5. Назвать наиболее распространенные критерии оптимальности.
6. Чему равно и что показывает отношение правдоподобия?
7. Изобразить кривую обнаружения и пояснить значение D при $q = 0$ и $q = q_0$.
8. Какие сигналы называются некогерентными?
9. Записать математическое выражение для некогерентного сигнала.
10. Записать математическое выражение отношения правдоподобия для некогерентной пачки радиоимпульсов.
11. Назвать основные этапы оптимального обнаружения некогерентной пачки радиоимпульсов.

Задача 1. Априорные вероятности наличия и отсутствия цели равны $P(A_1) = P(A_0) = 0,5$. Найти вероятность вынесения ошибочного решения при обнаружении цели, если $D = 0,9$, $F = 0,1$.

Задача 2. Формализовать алгоритм обнаружения сигнала с полностью известными параметрами и изобразить структурную схему обнаружителя.

Задача 3. Сигнал $x = 10$ мВ обнаруживается на фоне гауссовой помехи со среднеквадратичной ошибкой $\sigma_{\text{п}} = 5$ мВ. На вход обнаружителя поступает сигнал $y = 10$ мВ. Какое решение следует принять, если величина порога $\ell_0 = 3$.

Задача 4. Определить вероятность правильного обнаружения сигнала с полностью известными параметрами, если отношение сигнал/шум $q = 6$, а $F = 10^{-4}$.

Задача 5. Отношение сигнал/шум для наибольшего радиоимпульса флюктуирующей некогерентной пачки по напряжению равно 10. Амплитуды импульсов относятся между собой как 0,7:1,0:0,9. Указать, какое детектирование (линейное или квадратичное) является теоретически оптимальным. С каким весом должно осуществляться последетекторное суммирование видеоимпульсов пачки? Изобразить структурную схему обработки такого сигнала и огибающей на её выходе.

Задача 6. В РЛС производится обнаружение пачки из $M = 10$ радиоимпульсов. Определить потери энергии при некогерентном накоплении по сравнению с когерентным, если обнаружение производится с качественными показателями $D = 0,9$; $F = 10^{-7}$.

Задача 7. В РЛС кругового обзора обнаружение цели осуществляется по некогерентной пачке из 100 импульсов. Определить потери энергии при некогерентном накоплении по сравнению с когерентным, если $D = 0,9$, $F = 10^{-4}$, $D = 0,85$, $F = 10^{-8}$.

3.5. ДАЛЬНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ И ЗОНЫ ВИДИМОСТИ РЛС

Одной из важнейших характеристик РЛС, определяющих её боевые возможности, является дальность действия. Дальность действия показывает максимальное расстояние, на котором РЛС решает задачи с показателями качества не хуже заданных. Обычно задаются типы обнаруживаемых целей, их ЭПР, условия боевого применения РЛС, точность определения координат и условные вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги. Поэтому дальность действия зависит как от характеристик РЛС, так и условий её работы: уровня воздействующих помех, условий распространения радиоволн, характеристик позиции РЛС и параметров влияния Земли. Возможности РЛС решать задачи в целом по пространству оценивают зоной видимости. Естественно, что и на зону видимости РЛС оказывают влияние те же факторы, что и на её дальность действия.

3.5.1. ДАЛЬНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ РЛС

При решении задачи обнаружения дальность действия РЛС является дальностью её обнаружения. Поэтому *под дальностью обнаружения (дей-*

ствия) будем понимать максимальное расстояние до цели, на котором она обнаруживается с заданными показателями качества – условными вероятностями правильного обнаружения D и ложной тревоги F .

Рассмотрим простейший случай обнаружения цели в свободном пространстве, т. е. без учета влияния атмосферы и Земли.

Пусть в некоторой точке пространства на расстоянии $r_{ц}$ от РЛС в направлении ε, β находится цель с ЭПР $\sigma_{ц}$ (рис. 3.19).

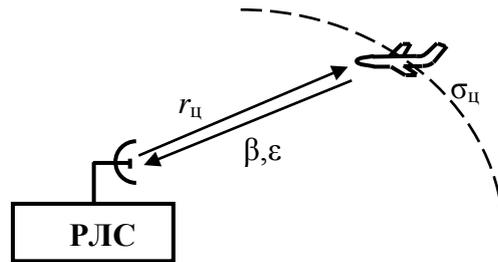


Рис. 3.19. Взаимное расположение «РЛС – цель»

При излучении зондирующих сигналов РЛС создает в месте расположения цели плотность потока мощности

$$\Pi_{ц} = \frac{P \cdot G(\varepsilon, \beta)}{4\pi r_{ц}^2}, \quad (3.30)$$

где P – мощность передатчика РЛС (для импульсной РЛС – импульсная $P_{и}$); $G(\varepsilon, \beta)$ – коэффициент усиления передающей антенны.

Облучаемая цель становится вторичным излучателем. Мощность его излучения $P_{ц} = \Pi_{ц} \sigma_{ц}$

В месте расположения приемной антенны такой источник создает плотность потока мощности

$$\Pi_{пр} = \frac{P_{ц}}{4\pi r_{ц}^2} = \frac{\Pi_{ц} \cdot \sigma_{ц}}{4\pi r_{ц}^2}. \quad (3.31)$$

На вход приемника поступает сигнал мощностью

$$P_{пр} = \Pi_{пр} \cdot A_{эфф}(\varepsilon, \beta), \quad (3.32)$$

где $A_{эфф}(\varepsilon, \beta)$ – эффективная площадь приемной антенны.

Подставив соотношения (3.30) и (3.31) в (3.32), получим

$$P_{\text{пр}} = \frac{\Pi_{\text{ц}} \cdot \sigma_{\text{ц}}}{4\pi r_{\text{ц}}^2} A_{\text{эфф}}(\varepsilon, \beta) = \frac{P \cdot G(\varepsilon, \beta) \sigma_{\text{ц}} A_{\text{эфф}}(\varepsilon, \beta)}{(4\pi)^2 r_{\text{ц}}^4}.$$

Переходя от мощности излученного и принятого сигналов к их энергиям, можем записать

$$\mathcal{E}_{\text{пр}} = \frac{\mathcal{E}G(\varepsilon, \beta) \sigma_{\text{ц}} A_{\text{эфф}}(\varepsilon, \beta)}{(4\pi)^2 r_{\text{ц}}^4}. \quad (3.33)$$

Заменим в формуле (3.33) $\mathcal{E}_{\text{пр}}$ на пороговую $\mathcal{E}_{\text{пор}}$ (или минимально необходимую $\mathcal{E}_{\text{пр min}}$), которая требуется для обнаружения цели с заданными показателями D и F . В этом случае вместо $r_{\text{ц}}$ следует подставить $r_{\text{ц max}}$ — максимальную дальность обнаружения, т. е.

$$\mathcal{E}_{\text{пор}} = \frac{\mathcal{E}G(\varepsilon, \beta) \sigma_{\text{ц}} A_{\text{эфф}}(\varepsilon, \beta)}{(4\pi)^2 (r_{\text{ц max}})^4}. \quad (3.34)$$

Тогда

$$r_{\text{ц max}} = \sqrt[4]{\frac{\mathcal{E}G(\varepsilon, \beta) A_{\text{эфф}}(\varepsilon, \beta) \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 \mathcal{E}_{\text{пор}}}}. \quad (3.35)$$

Полученное уравнение называется уравнением радиолокации.

Величина $\mathcal{E}_{\text{пор}}$ находится из соотношения $q = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_{\text{пор}}}{N_0}}$. Значения G и $A_{\text{эфф}}$ являются функциями угловых координат:

$$\begin{aligned} G(\varepsilon, \beta) &= G_{\text{max}} F_n^2(\varepsilon, \beta), \\ A_{\text{эфф}}(\varepsilon, \beta) &= A_{\text{эфф max}} F_{\text{пр}}^2(\varepsilon, \beta), \end{aligned} \quad (3.36)$$

здесь $F_{\text{п(пр)}}(\varepsilon, \beta)$ — нормированная характеристика антенны РЛС по полю на передачу (прием).

Если для приёма и передачи используется одна антенна, то $F_{\text{п}}(\varepsilon, \beta) = F_{\text{пр}}(\varepsilon, \beta) = F(\varepsilon, \beta)$.

Тогда с учетом выражения (3.36)

$$r_{\text{ц max}} = \sqrt[4]{\frac{\mathcal{E} \cdot G_{\text{max}} \cdot A_{\text{эфф max}} \cdot \sigma_{\text{ц}}}{\mathcal{E}_{\text{пор}} (4\pi)^2} \cdot F(\varepsilon, \beta)}.$$

В направлении максимума ДНА $F(\varepsilon, \beta) = 1$, поэтому дальность обнаружения будет максимальной:

$$r_{0 \max} = \sqrt[4]{\frac{\mathcal{E} \cdot G_{\max} \cdot A_{\text{эфф max}} \cdot \sigma_{\text{ц}}}{\mathcal{E}_{\text{пор}} (4\pi)^3}}.$$

Следовательно, $r_{\text{ц max}} = r_{0 \max} F(\varepsilon, \beta)$.

Из теории антенн известна взаимосвязь:

$$G_{\max} = \frac{4\pi \cdot A_{\text{эфф max}}}{\lambda^2}. \quad (3.37)$$

В этом случае

$$r_{0 \max} = \sqrt[4]{\frac{\mathcal{E} \cdot G_{\max}^2 \cdot \sigma_{\text{ц}} \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \mathcal{E}_{\text{пор}}}}.$$

Для импульсных РЛС $\mathcal{E} = \mathcal{E}_{\text{и}} = P_{\text{и}} \cdot \tau_{\text{и}}$, где $P_{\text{и}}, \tau_{\text{и}}$ – мощность и длительность импульса.

Проведем анализ дальности действия РЛС. Из уравнения радиолокации следует, что максимальная дальность действия РЛС пропорциональна корню четвертой степени из энергии ЗС. Например, при увеличении мощности ЗС в 16 раз дальность обнаружения цели возрастает в 2 раза. Аналогично влияние $\mathcal{E}_{\text{пр пор}}$ и $\sigma_{\text{ц}}$.

Более эффективно влияет на дальность действия РЛС изменение параметров антенны. Дальность действия пропорциональна корню квадратному из G_{\max} .

Зависимость дальности действия от λ более сложная. Если зафиксировать $A_{\text{эфф}}$ антенны, то уменьшение λ ведет к увеличению дальности действия. При фиксированном коэффициенте усиления антенны G уменьшение λ ведет к уменьшению дальности действия, так как уменьшится $A_{\text{эфф}}$.

Таким образом, дальность действия РЛС может быть повышена как за счет улучшения характеристик приёмных и передающих устройств РЛС, так и за счет улучшения характеристик антенны. При проектировании необходимо учитывать указанные выше факторы в комплексе с ограничениями на техническую реализуемость устройств РЛС и обеспечение других её характеристик.

3.5.2. ВЛИЯНИЕ ЗЕМЛИ И АТМОСФЕРЫ НА ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ РЛС

Влияние атмосферы.

На дальность действия РЛС могут повлиять различные эффекты, возникающие при распространении радиоволн в атмосфере Земли.

Основными из них являются:

искривление траектории распространения (рефракция);

затухание радиоволн;

изменение характера поляризации колебаний в ионосфере.

Искривление траектории (явление рефракции) вызывается изменением коэффициента преломления тропосферы и ионосферы по высоте.

Характер и величина рефракции зависят от вертикального градиента коэффициента преломления dn/dH (рис. 3.20). При $dn/dH > 0$ имеет место отрицательная рефракция (кривая 1); при $dn/dH < 0$ (кривая 3) рефракция положительная. При $dn/dH = 0$ (кривая 2) рефракция отсутствует, т. е. луч распространяется по прямолинейной траектории.

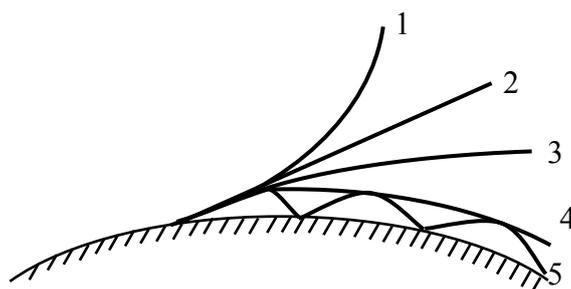


Рис. 3.20. Траектории распространения радиоволн

Положительная рефракция возникает и наблюдается практически постоянно. В случае положительной рефракции луч отклоняется от прямолинейной траектории к Земле. Дальность обнаружения низколетящих целей при этом увеличивается. Существует критическая положительная рефракция, когда радиус кривизны луча равен радиусу земного шара. При этом луч распространяется параллельно земной поверхности (кривая 4). При бóльшем радиусе кривизны луча (кривая 5) отраженный от земли луч может вновь многократно искривиться и отразиться от Земли и без заметного ослабления достичь весьма удаленных точек. Это явление носит название сверхрефракции; в оптическом диапазоне волн – это *мираж*.

При сверхрефракции волна распространяется в слое, который называют тропосферным волноводом. Его высота составляет 40–200 м.

Условиями возникновения сверхрефракции являются: увеличение температуры в зависимости от высоты ($dT/dH > 0$) и резкое уменьшение влажности ($dn/dH < 0$).

Среди многих метеорологических условий, приводящих к возникновению свехрефракции, можно отметить случай переноса воздуха, нагретого над сушей, на более холодную поверхность моря. Более вероятно возникновение инверсного слоя небольшой толщины, поэтому свехрефракция чаще наблюдается в сантиметровом, чем в метровом диапазоне волн.

Свехрефракция может возникнуть также над пустынями и полупустынями. Однако она не носит регулярного характера и в ряде случаев может послужить причиной создания взаимных помех РЭС.

Отрицательная рефракция может возникнуть во время снегопада. Наиболее вероятной в реальных условиях является нормальная рефракция, характерная для нормальной тропосферы.

Одним из наиболее существенных факторов влияния ионосферы на распространение радиоволн (РРВ) является отражение коротких волн от ионосферы, что делает возможным радиолокацию объектов, находящихся в области тени Земли (рис. 3.21).

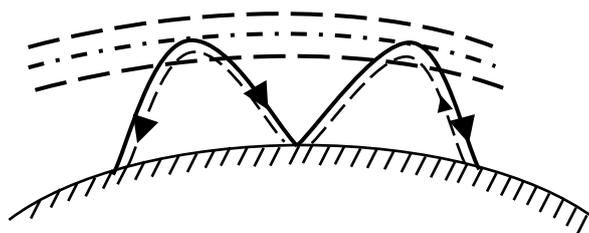


Рис. 3.21. Эффект Кабанова

Экспериментальное подтверждение возможности приема последовательно отраженных от ионосферы и земной поверхности радиоволн впервые получил советский ученый Н.И. Кабанов в 1946–1948 годах. В связи с этим отмеченное явление получило название эффекта Кабанова. На основе использования эффекта Кабанова возникла загоризонтная радиолокация, а также осуществляется возвратно-наклонное зондирование ионосферы с целью изучения её состояния и параметров.

Затухание радиоволн в атмосфере обусловлено поглощением их энергии свободными молекулами кислорода и водяного пара, а также взвешенными частицами – пылинками и каплями воды. Кроме того, происходит рассеяние радиоволн жидкими и твердыми частицами.

Затухание радиоволн характеризуют коэффициентом затухания α , который учитывают при расчете дальности действия РЛС по формуле

$$r_{ц\ max} = r_{0\ max} \cdot 10^{-0,05\alpha\Delta r},$$

где $r_{0\ max}$ – максимальная дальность действия РЛС в среде без потерь;

α – коэффициент затухания, дБ/км;

Δr – участок трассы, на котором происходит затухание.
 Величина коэффициента α зависит от длины волны (рис. 3.22).

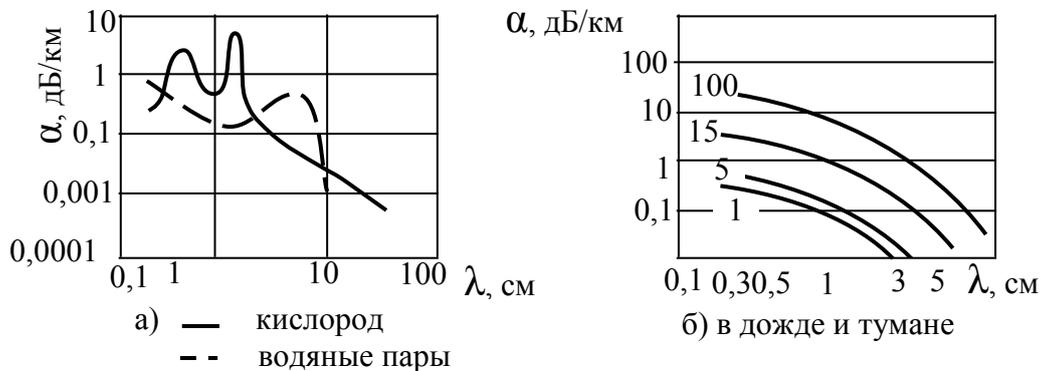


Рис. 3.22. Затухание радиоволн в атмосфере

Резонансные максимумы поглощения энергии ЭМВ молекулами кислорода соответствуют длинам волн $\lambda = 0,25; 0,5$ см; водяного пара – $\lambda = 0,075; 0,015; 1,35$ см. При длине волны $\lambda > 10$ см влиянием водяного пара на затухание можно пренебречь. Около 50 % потерь в тропосфере приходится на первые 300 м высоты.

Физика процесса поглощения радиоволн в ионосфере состоит в том, что свободные электроны, сталкиваясь с тяжелыми частицами, передают им часть энергии, полученной от электромагнитного поля волны. Эта энергия преобразуется в энергию теплового движения тяжелых частиц. Учет поглощения радиоволн в ионосфере производится так же, как в тропосфере.

Рассеяние радиоволн может происходить и на неоднородности тропосферы. Они представляют собой области, в которых ϵ и n отличаются от их средних значений в окружающей эти области тропосфере.

За счет рассеяния радиоволн неоднородностями тропосферы возможно дальнейшее тропосферное распространение (ДТР) радиоволн УКВ-диапазона.

Если трасса локации проходит через ионосферу Земли, то на дальность действия РЛС может повлиять эффект Фарадея, заключающийся в повороте плоскости поляризации радиоволн. Это приводит к рассогласованию поляризации сигнала и приемной антенны и соответственно к уменьшению дальности действия РЛС.

Таким образом, изменение состояния атмосферы приводит к изменению условий распространения радиоволн и изменению возможностей РЛС по обнаружению объектов и определению их координат. Наряду с ухудшением условий радиолокации (затухание радиоволн, помехи от метеорообразований и т. п.) могут иметь место и положительные эффекты, такие, например, как повышение дальности обнаружения маловысотных целей или радиосвязи между подразделениями.

Влияние Земли.

Влияние Земли на дальность действия РЛС связано с кривизной Земли и интерференцией радиоволн.

Кривизна Земли ограничивает видимость целей пределами «радиогоризонта» (рис. 3.23).

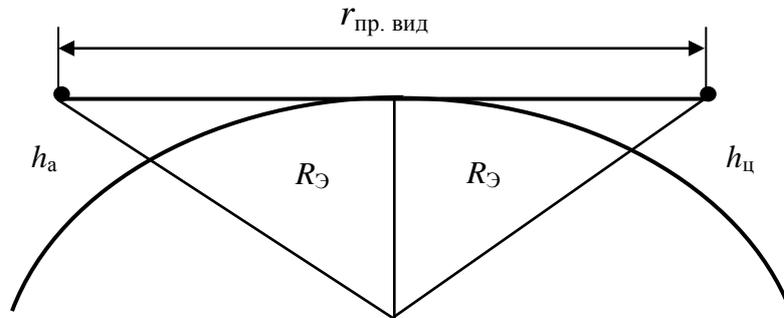


Рис. 3.23. Дальность прямой видимости

Дальность прямой видимости РЛС, км,

$$r_{\text{пр. вид}} = 4,12 \left(\sqrt{h_a} + \sqrt{h_c} \right),$$

где h_a , h_c – высоты расположения антенны и цели над землей соответственно, м.

Кроме того, сферичность Земли требует коррекции соотношения для вычисления высоты цели. Если не учитывать сферичность земной поверхности, то высота цели над плоскостью горизонта

$$H_r = h_a + r_{\text{ц max}} \sin \varepsilon,$$

где $r_{\text{ц max}}$, ε – дальность и угол места цели.

С учетом сферичности $H_{\text{ист}} = H_r + \Delta H$, где при стандартной атмосфере поправка $\Delta H = \frac{r_{\text{ц max}}^2}{2R_{\text{Э}}}$. Здесь $R_{\text{Э}}$ – эквивалентный радиус Земли.

Интерференция возникает при взаимодействии прямой и отраженной от Земли радиоволн (рис. 3.24). Для одноантенного радиолокатора с характеристикой направленности $F(\varepsilon)$ дальность действия РЛС определяется соотношением

$$r_{\text{ц max}} = r_{0\text{max}} \cdot F(\varepsilon) \cdot \Phi(\varepsilon),$$

где $\Phi(\varepsilon)$ – множитель Земли, учитывающий ее влияние на ДНА.

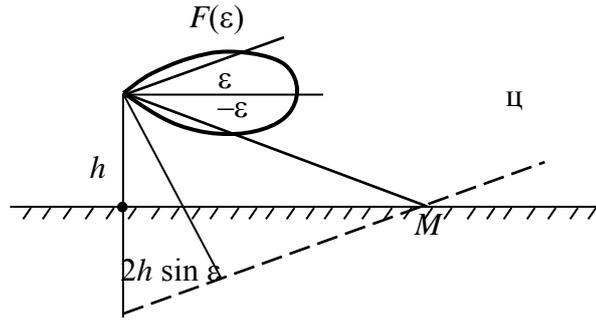


Рис. 3.24. К расчету множителя Земли

Результат интерференции сводится к произведению поля прямой волны и комплексного множителя Земли:

$$\begin{aligned} E_p &= E_0 F(\varepsilon) + E_0 F(-\varepsilon) \dot{\rho} e^{-j\Delta\varphi} = E_0 F(\varepsilon) \left[1 + \dot{\rho}^{-j\Delta\varphi} \cdot \frac{F(-\varepsilon)}{F(\varepsilon)} \right] = \\ &= E_0 F(\varepsilon) \cdot \dot{\Phi}(\varepsilon). \end{aligned}$$

Здесь $\dot{\rho} = |\rho| e^{-j\varphi_p}$ – комплексный коэффициент отражения;

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi(2h \sin \varepsilon)}{\lambda} \text{ – сдвиг фазы колебаний отраженной волны по}$$

отношению к прямой волне.

Модуль $\dot{\Phi}(\varepsilon)$ соответствует множителю Земли:

$$|\dot{\Phi}(\varepsilon)| = \Phi(\varepsilon).$$

В простейшем случае зеркального отражения при малых углах ε удовлетворяются условия

$$\rho = -1 \left(|\rho| = 1, \quad \varphi_p = 180^\circ \right), \quad F(\varepsilon) = F(-\varepsilon).$$

Тогда

$$\begin{aligned} \Phi(\varepsilon) &= \left| 1 + e^{-j(\pi + \Delta\varphi)} \right| = \left| \sqrt{2 \left[1 + \cos \left(\pi + \frac{4\pi h \sin \varepsilon}{\lambda} \right) \right]} \right| = \\ &= 2 \left| \sin \frac{2\pi h \sin \varepsilon}{\lambda} \right| \approx \frac{4\pi h}{\lambda} |\sin \varepsilon|. \end{aligned}$$

Из полученного соотношения видно, что множитель Земли носит лепестковый характер (рис. 3.25). Соответственно такой же характер будет носить и результирующая ДНА РЛС $F_{рез}(\varepsilon, \beta) = F(\varepsilon, \beta) \cdot \Phi(\varepsilon)$ – рис. 3.26.

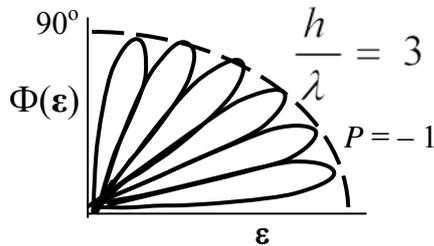


Рис. 3.25. Характер изменения множителя Земли в зависимости от высоты антенны h и длины волны λ

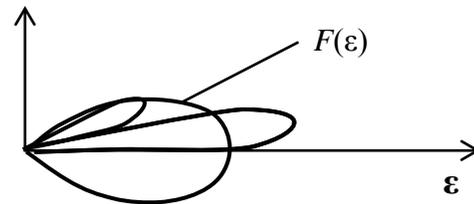


Рис. 3.26. Результирующая ДНА РЛС

Влияние Земли на дальность действия РЛС возрастает при увеличении длины волны. Причем при зеркальном отражении дальность действия РЛС может быть как больше $r_{ц\max}$, так и меньше этой величины.

Таким образом, Земля и её атмосфера могут оказывать существенное влияние на дальность действия РЛС.

3.5.3. ЗОНЫ ВИДИМОСТИ РЛС

Зоной видимости называют часть пространства, в пределах которой радиолокатор может осуществлять функции обнаружения или измерения с требуемыми качественными показателями при заданной эффективной поверхности цели. Соответственно говорят о зонах обнаружения и измерения.

Зоны видимости могут строиться в аксонометрии или характеризоваться своими сечениями в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Границы зон видимости в горизонтальных плоскостях для наземной РЛС кругового обзора, расположенной на гладкой поверхности, представляют собой окружности. Зона видимости в вертикальной плоскости за счет влияния Земли может иметь лепестковый характер (рис. 3.27). В частности, это имеет место в диапазоне метровых волн, когда значения $|P|$ близки к единице.



Рис. 3.27. Зона видимости РЛС в вертикальной плоскости

Для заполнения провалов в зоне видимости РЛС метрового диапазона применяют двухъярусные антенны. Высоты ярусов подбираются так, чтобы лепестки одного яруса перекрывали провалы другого.

Зона видимости в вертикальной плоскости обычно строится в прямоугольной системе координат: высота H – дальность наклонная ($r_{ц\ max\ H}$).

На координатную сетку наносятся линии углов места, линии приведенных высот (H_r) и изовысотные кривые с учетом сферичности Земли (рис. 3.28). Понижения (ΔH) последних под линиями приведенных высот определяются соотношением

$$\Delta H = \frac{r_{ц\ max\ H}^2}{2R_3}.$$

При этом высоту и дальность на диаграмме обычно откладывают в разных масштабах. Изовысотные кривые используются при оценке боевых возможностей РЛС по целям, летящим на разных высотах. В зависимости от характера позиции РЛС зоны видимости в вертикальной плоскости в разных направлениях могут быть неодинаковыми.

В этом случае боевые возможности РЛС оцениваются совокупностью зон видимости, взятых для характерных азимутальных направлений.

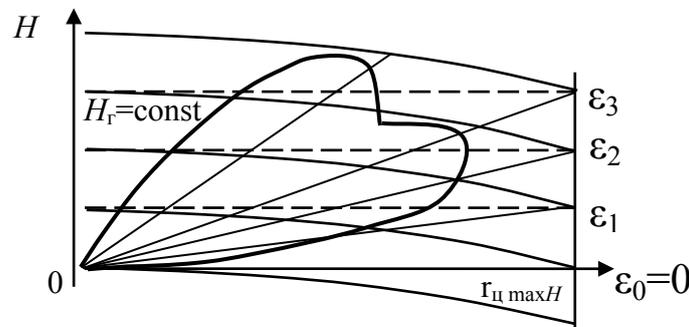


Рис. 3.28. Построение зоны видимости РЛС в вертикальной плоскости

При локации маловысотных ($H < 1\ 000\ м$) целей дальность действия РЛС существенно уменьшается.

Положим $F(\beta, \varepsilon) = 1$. Тогда $r_{ц\ max} = r_{0\ max} \cdot \Phi(\varepsilon)$.

При малых углах $\varepsilon \sin \varepsilon \approx \varepsilon$,
поэтому

$$\Phi(\varepsilon) = \frac{4\pi h}{\lambda} \cdot \varepsilon.$$

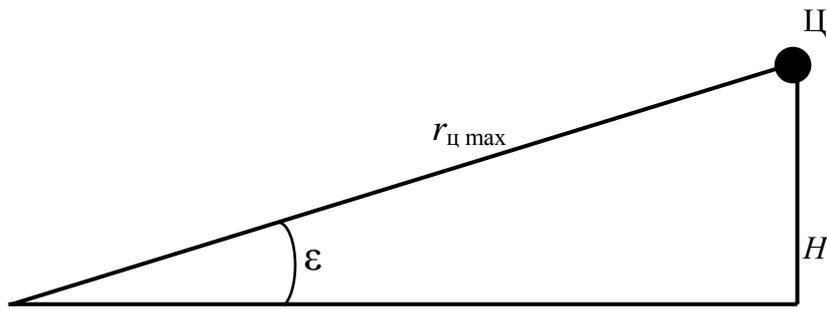


Рис. 3.29. Расчет угла места цели

В свою очередь, (рис. 3.29) $\varepsilon = \frac{H}{r_{ц\ max}}$.

С учетом этого

$$r_{ц\ max} = r_{0\ max} \left(\frac{4\pi h}{\lambda} \right) \cdot \frac{H}{r_{ц\ max}}$$

или

$$r_{ц\ max} = \sqrt{\frac{4\pi h H}{\lambda}} r_{0\ max} = \sqrt{\frac{\pi h H}{\lambda}} \cdot \sqrt[8]{\frac{\mathcal{E} \cdot G_{\max} \cdot A_{\text{эфф}\ \max} \cdot \sigma_{ц}}{\mathcal{E}_{\text{пор}} (4\pi)^2}}$$

Из полученного выражения для дальности обнаружения маловысотных целей (МВЦ) можно сделать следующие выводы:

1. Дальность действия РЛС существенно возрастает при увеличении мощности передатчика и пороговой чувствительности приемника.
2. Дальность обнаружения низколетящих целей определяется корнем восьмой степени из произведения энергетических параметров радиолокатора.
3. Атмосфера и отражения от Земли могут как уменьшать, так и увеличивать дальность действия РЛС.

Контрольные вопросы и задачи к практическим занятиям

1. Записать выражение для дальности максимального обнаружения и пояснить величины, в него входящие.
2. Как зависит дальность действия РЛС от мощности передатчика, пороговой чувствительности, коэффициента усиления антенны?
2. Дать определение зоны видимости.

Задача 1. Рассчитать максимальную дальность обнаружения цели в свободном пространстве с $\sigma_{ц} = 20 \text{ м}^2$. Обнаружение осуществляется по одиночному импульсу. Технические данные РЛС: излучаемая импульсная мощность $P_{и} = 1 \text{ МВт}$, длительность импульса $\tau_{и} = 1 \text{ мкс}$, коэффициент усиления антенны $G_{\max} = 5 \cdot 10^2$, несущая частота $f_0 = 3 \text{ ГГц}$, предельная минимальная энергия $\mathcal{E}_{\text{пор}} = 2 \cdot 10^{-15} \text{ Вт/Гц}$.

Задача 2. Используя данные задачи 1, рассчитать, как изменится дальность обнаружения:

1. При увеличении мощности излучения в 2 раза.
2. При увеличении длительности импульса в 3 раза.
3. Если обнаружение осуществляется по когерентной пачке из 10 импульсов.

Задача 3. Оценить, как следует изменить мощность передатчика РЛС, если от обнаружения по одиночному радиоимпульсу перейти к обнаружению по когерентной пачке из 100 импульсов при неизменной дальности действия и параметрах РЛС.

Задача 4. РЛС обеспечивает обнаружение целей с $\sigma_{ц} \geq 1 \text{ м}^2$ на дальности $r_{ц \max 1} = 300 \text{ км}$ с показателями $F = 10^{-6}$, $D = 0,5$ по сигналам со случайной начальной фазой и амплитудой. Определить, на каком расстоянии $r_{ц \max 2}$ РЛС способна обнаруживать эти же цели с показателями $F = 10^{-6}$ и $D = 0,9$?

Задача 5. Определить дальность действия РЛС с учетом затухания в атмосфере, если максимальная дальность обнаружения в свободном пространстве $r_{0 \max} = 600 \text{ км}$, а коэффициент затухания $\alpha = 5 \cdot 10^{-3} \text{ дБ/км}$.

Задача 6. Определить дальность прямой видимости цели при нормальной рефракции, если задано $h_A = 36 \text{ м}$; $H_{ц} = 100 \text{ м}$.

Задача 7. Изобразить вертикальное и горизонтальное (на высоте 10 км) сечения зоны обнаружения без учета влияния Земли в прямоугольной системе координат; $H - r_{ц \max H}$, если сектор обзора в вертикальной и горизонтальной плоскостях соответственно равны $0 - 60^\circ$ и 90° . Длительность зондирующего импульса $\tau_{и} = 10 \text{ мкс}$, дальность обнаружения $r_{ц \max H} = 100 \text{ км}$.

Задача 8. Рассчитать и изобразить вертикальное сечение зоны обнаружения РЛС с учетом кривизны земной поверхности, если $r_{0 \max} = 400 \text{ км}$, $r_{0 \min} = 5 \text{ км}$, сектор обзора в вертикальной плоскости $0 - 60^\circ$, верхняя граница зоны обнаружения $H = 12 \text{ км}$.

ГЛАВА 4

МЕТОДЫ РЕАЛИЗАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ

Процедура оптимального обнаружения сигналов предусматривает получение отношения правдоподобия или монотонно связанной с ней функции, в частности, корреляционного интеграла или его модульного значения. Технически эта операция осуществляется приемным устройством.

Конкретный выбор схемы такого устройства зависит от многих факторов: характеристик обнаруживаемого сигнала; задач, решаемых РЛС; требуемого уровня качества их решения и технических возможностей по реализации приёмного устройства.

Одним из вариантов построения обнаружителя, обеспечивающего получение корреляционного интеграла или его модульного значения, является корреляционный. Однако в случае, когда принимается сигнал с произвольным временем запаздывания, корреляционный обнаружитель должен иметь для просмотра всей дальности большое число каналов. Это является существенным его недостатком. Поэтому большой практический интерес представляют инвариантные ко времени запаздывания фильтровые устройства вычисления корреляционного интеграла или его модульного значения. Они позволяют решать указанную задачу при одноканальном построении устройства обработки.

Основная проблема синтеза фильтровых обнаружителей заключается при этом в обосновании временных и частотных характеристик фильтров, согласованных с обрабатываемыми сигналами.

4.1. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

4.1.1. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ СИГНАЛОВ С ПОЛНОСТЬЮ ИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

В соответствии с алгоритмом оптимального обнаружения сигнала с полностью известными параметрами α (здесь α – полезные параметры сигнала), $x(t, \alpha)$ должен быть вычислен корреляционный интеграл $z[y(t)]$ и сравнен с порогом z_0 . Структурная схема простейшего корреляционного обнаружителя, реализующего указанный алгоритм, приведена на рис. 4.1.

На умножитель в качестве опорного подается напряжение $x(t, \alpha)$, соответствующее ожидаемому полезному сигналу.

Непосредственное интегрирование произведения $x(t, \alpha)y(t)$ дает корреляционный интеграл, который сравнивается с порогом z_0 в пороговом устройстве. Уровень порога подбирается так, чтобы вероятность F ложного превышения порога была не больше допустимой.

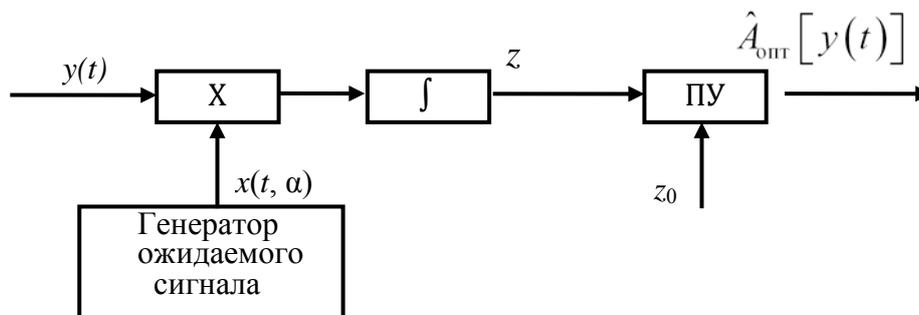


Рис. 4.1. Простейший корреляционный обнаружитель

На практике наиболее широко используется вариант корреляционной обработки со стабилизацией вероятности ложной тревоги F за счет введения схемы автоматической регулировки усиления приемника обнаружителя по уровню шума – шумовая автоматическая регулировка усиления (ШАРУ). Формально эта операция обеспечивается переходом к нормированному значению корреляционного интеграла $z_n = \frac{z}{v_0}$, где $v_0 = \sqrt{\frac{\partial N_0}{2}}$ – средне-квадратическое отклонение шума на выходе корреляционного обнаружителя. Соответственно нормированным будет и порог $z_{0н} = z_0/v_0$. Структурная схема такого обнаружителя (рис. 4.2) аналогична схеме рассмотренного выше обнаружителя.

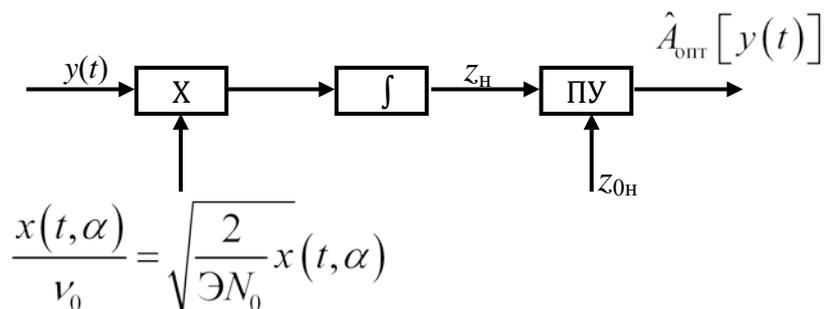


Рис. 4.2. Схема корреляционного обнаружителя с нормированным порогом

Действительно, порог $z_{0н}$ для заданного значения F не изменяется. При возрастании амплитуды ожидаемого сигнала в какое-то число раз, в то

же число раз уменьшается стоящий перед интегралом множитель $\frac{1}{\sqrt{\Theta}}$.

Условная вероятность F в этой схеме не зависит от спектральной плотности мощности помехи N_0 . Мгновенные значения помехи возрастают пропорционально $\sqrt{N_0}$ и во столько же раз уменьшается множитель $\frac{1}{\sqrt{N_0}}$ перед интегралом.

Рассмотрим физические процессы, происходящие в корреляционном обнаружителе. Для этого воспользуемся рисунками, иллюстрирующими корреляционную обработку для двух случаев: приема только помехи $y(t) = n(t)$ и смеси сигнала с помехой $y(t) = x(t, \alpha) + n(t)$.

На рис. 4.3 отражены результаты перемножения функций $y(t)$, $x(t)$ и интегрирования за время существования опорного сигнала (для различных реализаций $y(t)$). Считается, что помеха имеет полосу, существенно большую, чем сигнал.

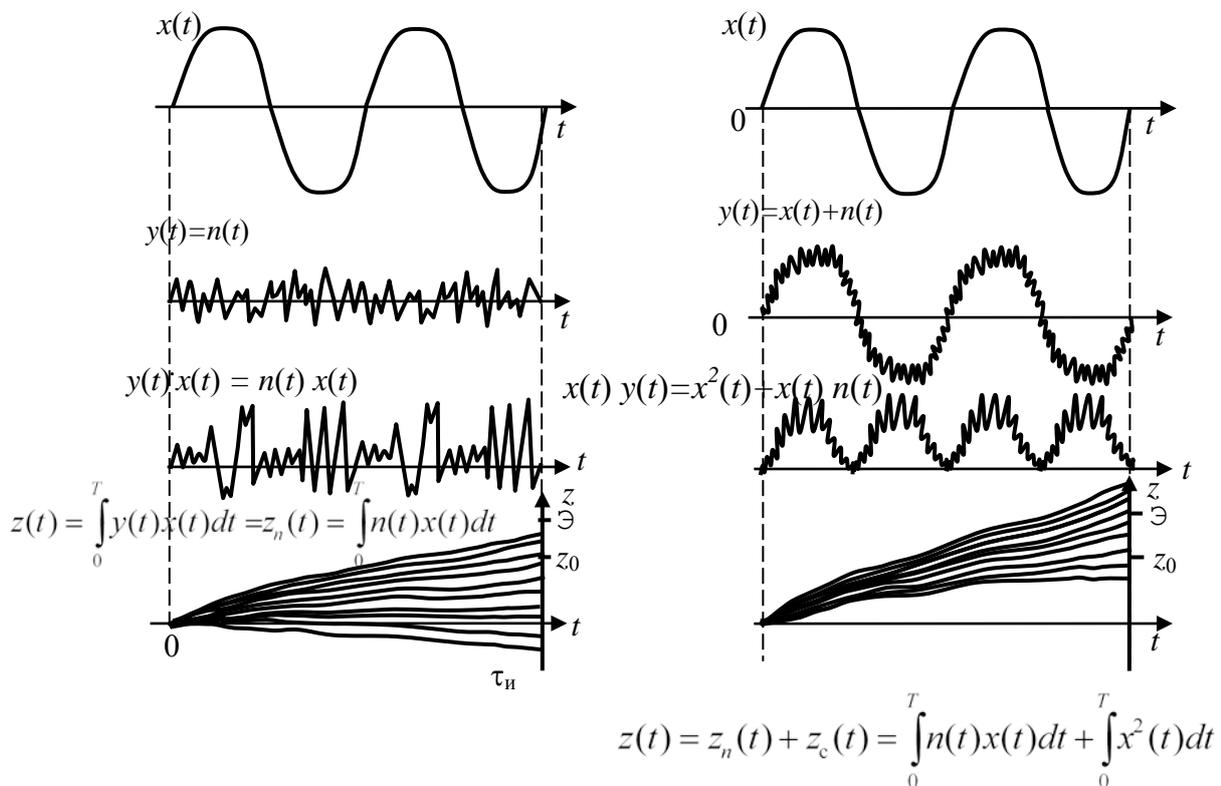


Рис. 4.3. Эпюры, поясняющие принцип работы корреляционного обнаружителя

При отсутствии сигнала произведение $x(t)y(t)$ соответствует знакопеременным колебаниям помехи, которые промодулированы опорным ко-

лебанием $x(t)$. При наличии сигнала наряду с шумовой составляющей $x(t)n(t)$ будет сигнальная составляющая $x^2(t)$, которая при интегрировании существенно увеличивает значение корреляционного интеграла z . Корреляционная обработка выявляет поэтому сходство (корреляцию) принимаемых колебаний с ожидаемыми.

На выходе корреляционной обработки радиосигнал превращается в видеосигнал. Его амплитуда и полярность зависят от сдвига фаз φ между сигналом и опорным напряжением. В случае подачи на вход коррелятора прямоугольного радиоимпульса длительность $\tau_{\text{и}}$ сигнал на его выходе при $\varphi = 0$ нарастает в зависимости от текущего времени t по линейному закону. После окончания сигнала интегратор на своем выходе может неограниченно долго сохранять накопленный сигнал.

На практике корреляционная обработка принимаемых колебаний производится на промежуточной частоте. С этой целью в схеме рис. 4.2 принимаемое колебание частоты f_0 предварительно преобразуется с помощью колебаний гетеродина частоты f_1 в колебания промежуточной частоты f_2 . Соответственно опорное напряжение $x(t, \alpha)$ также формируется на промежуточной частоте. Операция умножения выполняется обычно с помощью фазового детектора.

Таким образом, простейший корреляционный обнаружитель должен содержать перемножитель, интегратор и пороговое устройство.

К опорному колебанию обнаружителя предъявляются жесткие требования, в частности, оно должно:

- иметь тот же закон модуляции, что и в отраженном сигнале;
- иметь задержку во времени, равную времени запаздывания t_3 отраженного сигнала;
- быть смещено по частоте на величину, равную доплеровской добавке частоты $F_{\text{д}}$.

4.1.2. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Параметры отраженного сигнала практически всегда являются случайными. Алгоритм обнаружения таких сигналов (со случайной начальной фазой или случайными начальной фазой и амплитудой) предусматривает получение модульного значения корреляционного интеграла $|z|$ и сравнение его с порогом z_0 .

Поскольку $|z| = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}$, оптимальному правилу соответствует схема корреляционного обнаружителя с двумя каналами (рис. 4.4).

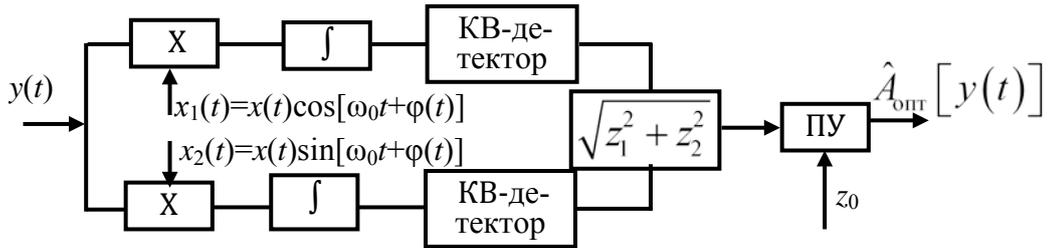


Рис. 4.4. Схема корреляционного обнаружителя с двумя квадратурными каналами

В качестве опорных колебаний на умножители подаются сдвинутые на 90° колебания высокой частоты $x_1(t)$ и $x_2(t)$. Такие колебания называют *квадратурными*, поэтому рассматриваемый обнаружитель называется *корреляционным обнаружителем с двумя квадратурными каналами*.

Наличие двух каналов позволяет исключить потери за счет случайности начальной фазы, так как $|z|$ не зависит от фазы. Это видно из рис. 4.5, где величины z_1 , z_2 представляют корреляционные интегралы каналов.

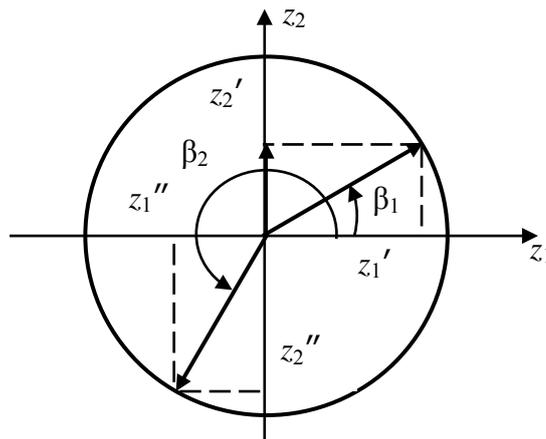


Рис. 4.5. Диаграмма, поясняющая работу квадратурных каналов

Формально в этом можно убедиться следующим образом. Представим сигналы квадратурных составляющих $x_1(t)$ и $x_2(t)$ в комплексной форме:

$$x_1(t) = X(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t)] = X(t) \cdot \operatorname{Re}\left\{e^{j[\omega_0 t + \psi(t)]}\right\};$$

$$x_2(t) = X(t) \operatorname{Im}\left\{e^{j[\omega_0 t + \psi(t)]}\right\}.$$

Ограничимся рассмотрением только сигнальных составляющих корреляционных интегралов $z_1 = \int x_1(t) y(t) dt$ и $z_2 = \int x_2(t) y(t) dt$, т. е.

случаем, когда $y(t) = x(t, \beta)$, поскольку случайная начальная фаза принимаемого сигнала β не влияет на распределение помеховой составляющей $z_n = \int x(t) n(t) dt$.

Сигнал $x(t, \beta)$ также представим в комплексной форме:

$$\begin{aligned} x(t, \beta) &= X(t) \cdot \operatorname{Re} \left\{ e^{j[\omega_0 t + \psi(t) - \beta]} \right\} = \\ &= \frac{1}{2} X(t) \cdot e^{j[\omega_0 t + \psi(t) - \beta]} + \frac{1}{2} X(t) \cdot e^{-j[\omega_0 t + \psi(t) - \beta]}. \end{aligned}$$

Вычислим z_1 :

$$\begin{aligned} z_1 &= \operatorname{Re} \left\{ \int X(t) e^{j[\omega_0 t + \psi(t)]} \cdot X(t) \frac{1}{2} \left[e^{j[\omega_0 t + \psi(t) - \beta]} + e^{-j[\omega_0 t + \psi(t) - \beta]} \right] dt \right\} = \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[\int X^2(t) e^{j2\omega_0 t} \cdot e^{j2\psi(t)} \cdot e^{-j\beta} dt + \int X^2(t) e^{j\beta} dt \right]. \end{aligned}$$

Пренебрегая интегралом, в котором подынтегральное выражение содержит быстро осциллирующий множитель $e^{j2\omega_0 t}$ (при медленно меняющихся по сравнению с $2\omega_0$ функциях $X(t)$ и $\psi(t)$ этот интеграл равен площади S знакопеременной функции $e^{j2\omega_0 t} = \cos 2\omega_0 t + j \sin 2\omega_0 t$ в пределах длительности сигнала и составляет величину $\simeq 0$), получим $z_1 = \mathcal{E} \cos \beta$, где $\mathcal{E} = \frac{1}{2} \int X^2(t) dt$ – энергия сигнала. Аналогично можно получить $z_2 = \mathcal{E} \sin \beta$.

Тогда $|z| = \sqrt{z_1^2 + z_2^2} = \sqrt{\mathcal{E}^2 \cos^2 \beta + \mathcal{E}^2 \sin^2 \beta} = \mathcal{E}$ и не зависит от случайной начальной фазы β . В частности, при $\beta = 0$ $z_1 = \mathcal{E}$, $z_2 = 0$ и сигнал выделяется верхним каналом. При $\beta = \pi/2$ $z_1 = 0$, $z_2 = \mathcal{E}$ и выделять сигнал будет уже нижний канал, а верхний канал не будет участвовать в этом процессе.

Вне зависимости от начальной фазы и того, какой из каналов выделяет сигнал, шумы проходят независимо от сигнала и, будучи независимыми, суммируются по мощности, которая за счет этого возрастает вдвое, ухудшая отношение сигнал/шум. Это является платой за случайность начальной фазы сигнала.

Вместо $|z|$ в схеме обработки может использоваться и нормированное значение $|z_n|$.

Таким образом, корреляционный обнаружитель сигналов со случайными параметрами может быть построен по двухканальной схеме.

Требования к опорному сигналу таких обнаружителей аналогичны требованиям к опорному сигналу корреляционных обнаружителей сигналов с полностью известными параметрами.

4.1.3. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ СИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Реально дальность и скорость обнаруживаемой цели являются неизвестными величинами. Поэтому заранее неизвестны время запаздывания и доплеровский сдвиг частоты полезного сигнала. Возникает естественный вопрос, каким образом осуществлять обработку сигналов в этом случае? Выходом может быть либо организация обзора по неизвестным параметрам (t_3 , F_D) в одноканальном корреляторе, либо построение обнаружителя по многоканальной схеме, у которой каждый из каналов имеет свои параметры (t_3 , F_D).

В первом случае, например при неизвестном времени запаздывания, необходимо последовательно просмотреть всю дальность, что требует соответствующего времени (рис. 4.6).

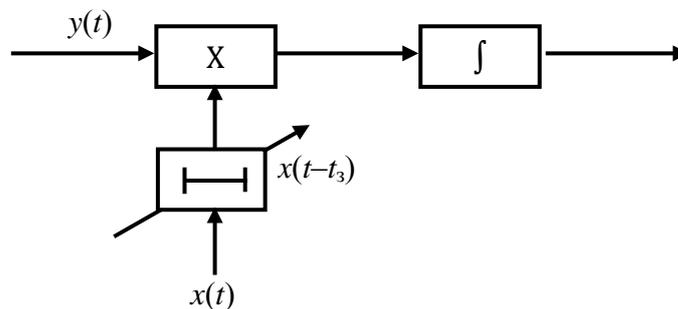


Рис. 4.6. Одноканальный коррелятор с последовательным обзором по дальности

Во втором случае все дальности просматриваются одновременно, но необходимо N_r каналов (рис. 4.7).

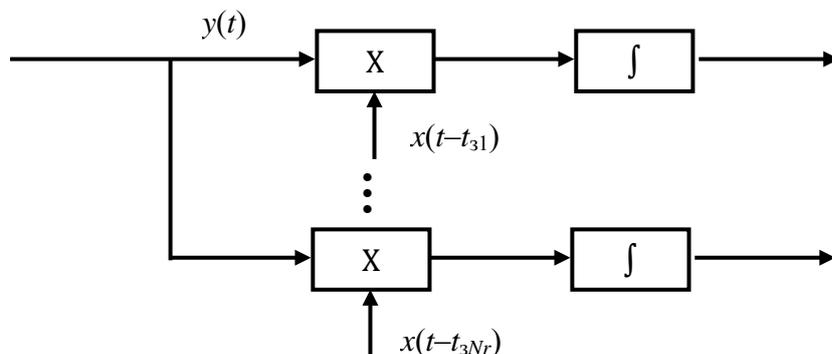


Рис. 4.7. Многоканальный коррелятор с параллельным обзором по дальности

Аналогично следует поступать и в случае неизвестной доплеровской добавкочастоты F_D . Необходимо или последовательно изменить частоту опорного сигнала (рис. 4.8), или иметь набор фильтров, каждый из которых настроен на своё значение F_D (рис. 4.9).

В литературе рассмотренные способы получили название последовательного и одновременного обзора скорости или дальности.

Методы последовательного обзора требуют большего времени для обработки сигналов, поэтому применяют многоканальные корреляционные обнаружители, структурная схема которых приведена на рис. 4.10.

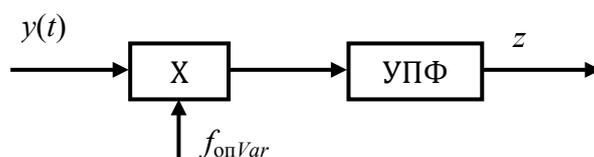


Рис. 4.8. Одноканальный коррелятор с последовательным обзором скорости

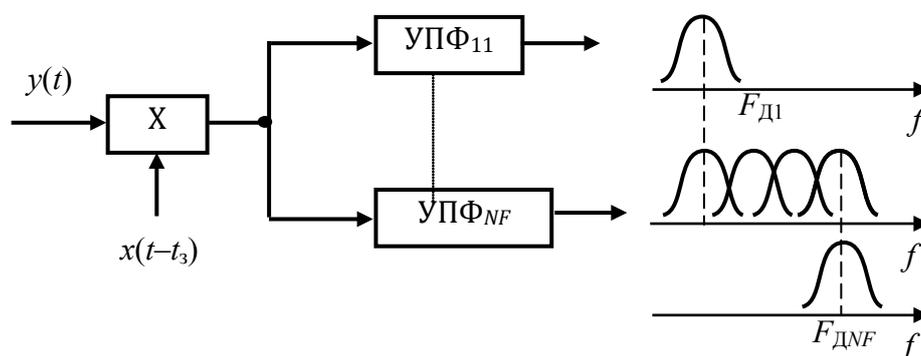


Рис. 4.9. Многоканальный коррелятор с параллельным обзором по скорости

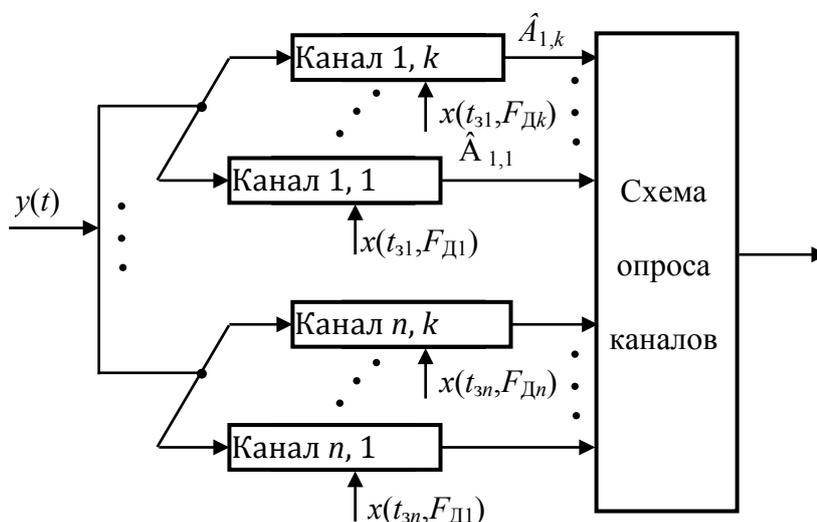


Рис. 4.10. Многоканальный корреляционный обнаружитель

Каждый канал такого обнаружителя имеет одинаковую структуру, например, с квадратурной обработкой. Ожидаемые сигналы $x(t_{zi}, F_{Дi})$ отличаются между собой временным сдвигом t_{zi} и частотой $F_{Дi}$. Временной сдвиг ожидаемых сигналов в соседних каналах дальности не превышает разрешающей способности РЛС по времени запаздывания δt .

Соседние каналы скорости имеют отличия несущих частот ожидаемых сигналов, не превышающие разрешающей способности РЛС по частоте Доплера δ_F .

Для реализации корреляционного обнаружителя сигналов в диапазоне времени запаздывания $t_{\min} \div t_{\max}$, соответствующих интервалу дальностей ($r_{\min} \div r_{\max}$), необходимо N_r каналов:

$$N_r = \frac{r_{\max} - r_{\min}}{\delta_r}, \quad (4.1)$$

где δ_r – разрешающая способность РЛС по дальности.

Каждый канал дальности должен дополняться N_F каналами скорости (частоты Доплера):

$$N_F = \frac{V_{r_{\max}} - V_{r_{\min}}}{\delta V_r}, \quad (4.2)$$

где $V_{r_{\max}}$, $V_{r_{\min}}$ – максимальная и минимальная радиальные скорости движения цели;

δV_r – разрешающая способность РЛС по скорости.

Общее число каналов обнаружителя

$$N_{\Sigma} = N_r \cdot N_F. \quad (4.3)$$

Основной недостаток таких обнаружителей – многоканальность. Однако реализация многоканальных обнаружителей облегчается с развитием элементной базы, в частности, для цифровой обработки сигналов. Важным достоинством приёмника является однотипность каналов и независимость её от вида зондирующих сигналов, что позволяет организовать оперативную смену зондирующего сигнала РЛС. Это особенно важно для РЛС, работающих в условиях радиоэлектронного подавления.

Таким образом, обнаружение сигналов с неизвестными параметрами требует, как правило, применения многоканальных корреляционных обнаружителей. Требуемая канальность обнаружителя определяется разреша-

ющей способностью РЛС по дальности и скорости и диапазоном изменения этих параметров целей.

4.2. ФИЛЬТРОВЫЙ МЕТОД ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

4.2.1. ВРЕМЕННЫЕ И ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРОВ, СОГЛАСОВАННЫХ С ХАРАКТЕРИСТИКАМИ СИГНАЛОВ

Основной операцией при оптимальном обнаружении является вычисление корреляционного интеграла $z[y(t)]$. При неизвестных параметрах сигнала $\vec{\alpha} = \{t_3, F_D\}$ необходимо применение многоканальных корреляторов. Однако значение корреляционного интеграла, например, независимо от времени запаздывания t_3 сигнала, позволяет вычислить и одноканальные устройства – фильтры. Покажем это. Пусть ожидаемое время запаздывания полезного сигнала $\alpha = t_3$. Тогда он может быть представлен в виде

$$x(t, \alpha) = x(t - t_3),$$

а корреляционный интеграл

$$z(t_3) = z[y(t)/t_3] = \int_{-\infty}^{\infty} x(t - t_3)y(t) dt. \quad (4.4)$$

Из выражения (4.4) видно, что корреляционный интеграл можно рассматривать как интеграл наложения или свертки, определяющий напряжение на выходе линейного фильтра с некоторой импульсной характеристикой. Остается лишь определить такую импульсную характеристику, которая обеспечит изменение выходного напряжения фильтра $W(t)$ в зависимости от времени так же, как и корреляционный интеграл (рис. 4.11).

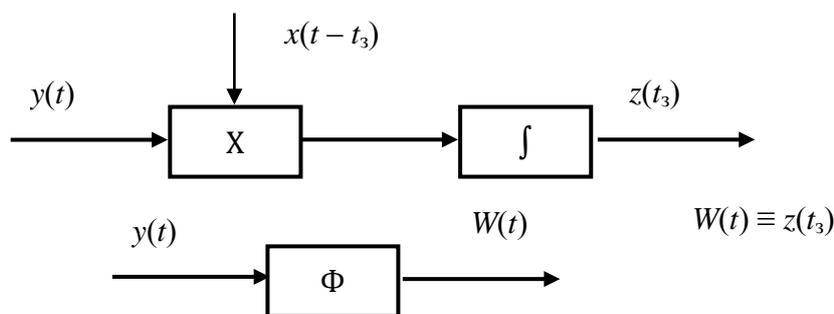


Рис. 4.11. К определению импульсной характеристики согласованного фильтра

4.2.2. ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ФИЛЬТРА

Пусть $k(t)$ – импульсная характеристика фильтра. Величина $k(t)$ представляет отклик на дельтаобразное воздействие $\delta(t)$ в момент времени $t = 0$. Входной сигнал $y(s)$ вызывает следующую реакцию фильтра:

$$W(t) = \int_{-\infty}^{\infty} k(t-s)y(s)ds. \quad (4.5)$$

Результаты $W(t)$ воздействия $y(t)$ на линейный фильтр сводятся к наложению откликов $k(t-s)$ на непрерывно действующие дельтаобразные воздействия $\delta(t-s)$.

Отклик реализуемого фильтра не может предшествовать воздействию, поэтому

$$k(t) = 0 \quad \text{при} \quad t < 0.$$

Определим импульсную характеристику фильтра, который может быть использован в качестве устройства, вычисляющего значения корреляционного интеграла для различных запаздываний ожидаемого сигнала t_3 . Приравняем значение выходного напряжения фильтра в произвольный момент времени $t = t_0 + t_3$ к величине корреляционного интеграла

$$W(t_0 + t_3) = cz(t_3), \quad (4.6)$$

где c – постоянный множитель;

t_0 – временная задержка фильтра.

Подставим в формулу (4.6) значение интегралов (4.4) и (4.5), в результате получим

$$\int_{-\infty}^{\infty} k(t_0 + t_3 - s)y(s)ds = \int_{-\infty}^{\infty} x(s - t_3)y(s)ds. \quad (4.7)$$

Равенство (4.7) выполняется, если

$$k(t_0 + t_3 - s) = cx(s - t_3).$$

Обозначая $t_0 + t_3 - s = t$ и вычисля отсюда $s - t_3 = t_0 - t$, приходим к выражению импульсной характеристики фильтра:

$$k_{\text{согл}}(t) = cx(t_0 - t). \quad (4.8)$$

Следовательно, оптимизация возможна только при согласованном с ожидаемым сигналом выборе импульсной характеристики фильтра. Такие фильтры называются согласованными.

Подстановка $t = t_0/2 + \xi$ в выражение (4.8) дает следующее:

$$k_{\text{согл}}\left(\frac{t_0}{2} + \xi\right) = cx\left(\frac{t_0}{2} - \xi\right).$$

Таким образом, импульсная характеристика согласованного фильтра является зеркальным отображением ожидаемого сигнала $x(t)$ (рис. 4.12).

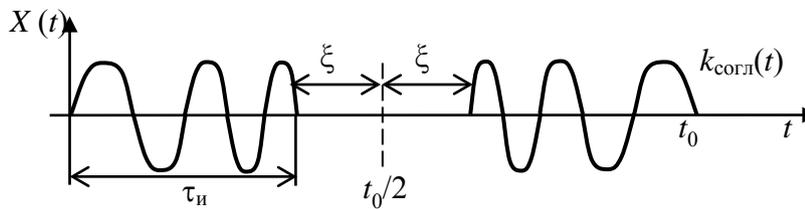


Рис. 4.12. Ожидаемый сигнал и его импульсная характеристика

Величина задержки фильтра $t_0 \geq \tau_n$. Это необходимо для физической реализуемости фильтра, заключающейся в том, что импульсная реакция фильтра не может опережать «породившее» её воздействие δ -функции (рис. 4.13).

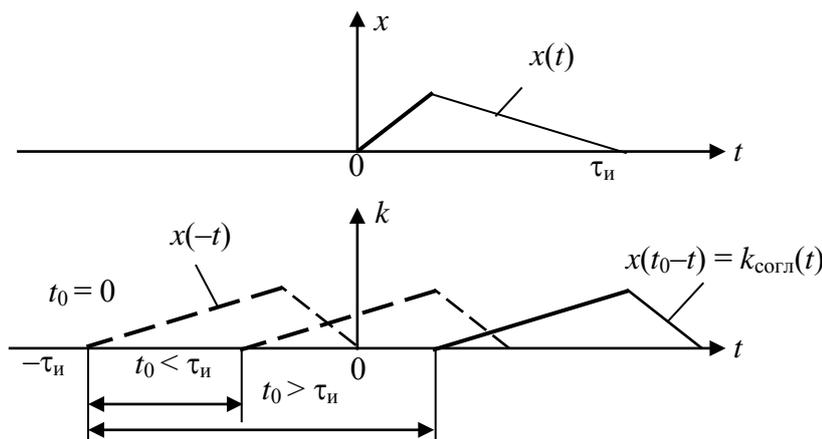


Рис. 4.13. Эпюры, поясняющие условие физической реализуемости фильтра

Величина c выбирается из условия обеспечения требуемого уровня сигнала на выходе фильтра. При выборе c необходимо соответствующим образом корректировать и порог обнаружения.

4.2.3. ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ФИЛЬТРА

Частотную характеристику определяют как отношение комплексных амплитуд гармонических напряжений на выходе и входе фильтра для каждой частоты f . При воздействии на вход фильтра напряжения $u(t)$ со значением спектральной плотности $q_y(f)$ выходное напряжение фильтра имеет вид

$$W(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g_y(f) K(f) e^{j2\pi ft} df. \quad (4.9)$$

Для δ -функции $g_y(f) = 1$, тогда импульсная и частотная характеристика связаны парой Фурье-преобразований (рис. 4.14), т. е.

$$k(t) = \int_{-\infty}^{\infty} K(f) e^{j2\pi ft} df,$$

$$K(f) = \int_{-\infty}^{\infty} k(t) e^{-j2\pi ft} dt.$$

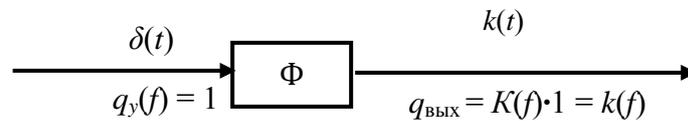


Рис. 4.14. Связь между импульсной и частотной характеристиками фильтра

Частотную характеристику согласованного фильтра $k_{\text{согл}}(f)$ определим по его импульсной характеристике $k_{\text{согл}}(t)$ на основе преобразования Фурье и замены $t_0 - t = s$:

$$\begin{aligned} k_{\text{согл}}(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} k_{\text{согл}}(t) e^{-j2\pi ft} dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} cx(t_0 - t) e^{-j2\pi ft} dt = |t_0 - t = s| = ce^{-j2\pi ft_0} \cdot \\ &\int_{-\infty}^{\infty} x(s) e^{j2\pi fs} ds = ce^{-j2\pi ft_0} g^*(f), \end{aligned}$$

где $g^*(f)$ – комплексно-сопряженная спектральная плотность ожидаемого сигнала.

Поэтому

$$k_{\text{согл}}(f) = ce^{-j2\pi ft_0} g^*(f). \quad (4.10)$$

Таким образом, частотная характеристика согласованного фильтра равна произведению комплексно-сопряженного значения спектральной плотности напряжения сигнала и множителя запаздывания сигнала при прохождении его через фильтр.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) согласованного фильтра $|k_{\text{согл}}(f)| = c|g(f)|$ пропорциональна АЧС ожидаемого сигнала и в общем случае неравномерна (рис. 4.15).

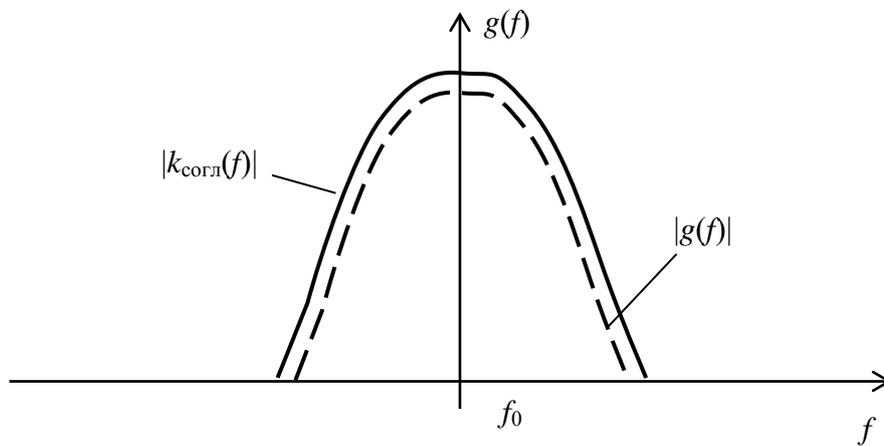


Рис. 4.15. АЧХ согласованного фильтра

Согласованный фильтр искажает сигнал, обеспечивая наилучшее воспроизведение его пика на фоне помех, лучше воспроизводит наиболее интенсивные спектральные составляющие. Вместе со слабыми составляющими сигнала значительно уменьшаются интенсивные составляющие помехи (например, при $N(f) = N_0$ в полосе частот сигнала).

Одним из основных требований к согласованному фильтру в частотной области является следующее: он должен быть настроен на частоту принимаемого сигнала.

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) согласованного фильтра имеет следующий вид:

$$\arg k_{\text{согл}}(f) = -\arg g(f) - 2\pi ft_0. \quad (4.11)$$

ФЧХ согласованного фильтра в момент времени $t_0 + t_3$ компенсирует взаимные фазовые сдвиги отдельных гармонических составляющих сигнала и обеспечивает их сложение в фазе.

Действительно, пусть ожидаемый сигнал $x(t - t_3)$ имеет спектр $g(f)e^{-j2\pi ft_3}$.

Тогда на выходе согласованного фильтра:

$$W_c(t) = \int_{-\infty}^{\infty} k_{\text{согл}}(f) \cdot g(f) e^{-j2\pi ft_3} e^{j2\pi ft} df.$$

Подставляя вместо $k_{\text{согл}}(f)$ его значение, получим

$$W_c(t) = \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 e^{j2\pi f(t-t_3-t_0)} df.$$

Используя формулу Эйлера и учитывая нечетность $\sin 2\pi f(t - t_3 - t_0)$, находим

$$W_c(t) = \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 \cos 2\pi f(t - t_3 - t_0) df. \quad (4.12)$$

Следовательно, напряжение на выходе согласованного фильтра определяется АЧС сигнала и не зависит от ФЧС, так как последний компенсируется ФЧХ фильтра. Поэтому все гармонические составляющие одновременно достигают амплитудных значений в момент времени $t = t_3 + t_0$ и эти значения суммируются (рис. 4.16).

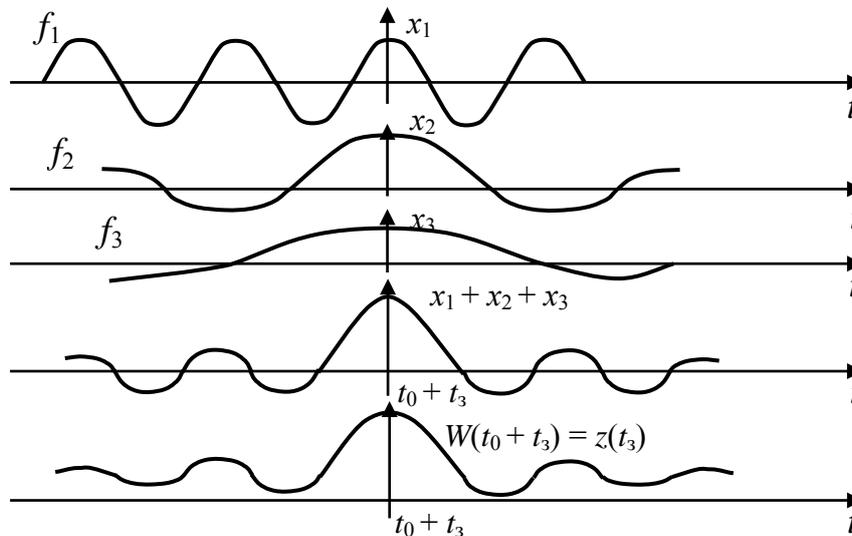


Рис. 4.16. Эпюры, поясняющие роль ФЧХ согласованного фильтра

В этот момент времени *имеет место максимум напряжения выходного полезного сигнала*

$$W_{c_{\max}} = c \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 df. \quad (4.13)$$

Другой интерпретацией отмеченного факта может служить следующее. Гармоническая составляющая сигнала частоты ω на выходе согласованного фильтра (СФ) в момент времени t имеет полную фазу:

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \omega(t - t_3) + \arg g(\omega) + \arg g k_{\text{согл}}(\omega) = \\ &= \omega(t - t_3) + \arg g(\omega) - \arg g(\omega) - \omega t_0 = \omega(t - t_3 - t_0), \end{aligned}$$

которая обращается в нуль при $t = t_3 + t_0$ независимо от частоты. Складываясь в фазе, спектральные составляющие сигнала образуют в этот момент наибольший пиковый выброс сигнала.

Таким образом, характеристики согласованного фильтра определяются соответствующими характеристиками обнаруживаемого сигнала:

импульсная характеристика фильтра является зеркальным отражением сигнала $x(t)$;

АЧХ с точностью до постоянной составляющей совпадает с АЧС сигнала;

ФЧХ СФ определяется двумя слагаемыми: первое равно ФЧС сигнала, взятому с противоположным знаком, и обеспечивает компенсацию фазовых сдвигов различных составляющих сигнала, а второе – обеспечивает задержку момента совпадения фаз составляющих сигнала на t_0 .

4.2.4. ПРОХОЖДЕНИЕ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА И ШУМОВ ЧЕРЕЗ СОГЛАСОВАННЫЙ ФИЛЬТР

При воздействии на вход СФ напряжения $y(t)$ со спектральной плотностью $g_y(f)$ выходное напряжение фильтра определяется соотношением

$$W(t) = \int_{-\infty}^{\infty} k_{\text{согл.}}(f) \cdot g_y(f) e^{j2\pi ft} df. \quad (4.14)$$

При воздействии на вход фильтра только полезного сигнала $y(t) = x(t - t_3)$ его отклик

$$W_c(t) = c \int_{-\infty}^{\infty} g(f) g^*(f) e^{j2\pi f(t-t_0-t_3)} df.$$

В момент времени $t = t_0 + t_3$ оно максимально и определяется энергией сигнала:

$$W_c(t_0 + t_3) = W_{c \max} = c \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 df = c\mathcal{E}. \quad (4.15)$$

Если на вход СФ действует белый шум со спектральной плотностью мощности N_0 в полосе от 0 до ∞ , то средний квадрат напряжения помехи на выходе фильтра

$$W_{\text{п скв}}^2 = \sigma_{\text{п}}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} N_0 |k_{\text{согл}}(f)|^2 df = c^2 \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 df = c^2 \frac{N_0 \mathcal{E}}{2}.$$

Отношение максимального значения сигнала к эффективному (средне-квадратическому) значению помехи $W_{c \max}/W_{\text{п скв}}$ называется отношением сигнал/помеха по напряжению.

В нашем случае

$$\frac{W_c(t_0 + t_3)}{W_{\text{п скв}}} = \frac{W_{c \max}}{\sigma_{\text{п}}} = \frac{c\mathcal{E}\sqrt{2}}{\sqrt{c^2 N_0 \mathcal{E}}} = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}}{N_0}} = q, \quad (4.16)$$

где q – параметр обнаружения.

Пиковое отношение сигнал/помеха по мощности на выходе фильтра определяется отношением

$$\frac{W_{c \max}^2}{\sigma_{\text{п}}^2} = \frac{2\mathcal{E}}{N_0} = q^2. \quad (4.17)$$

Из полученных соотношений видно, что отношение сигнал/помеха на выходе согласованного фильтра зависит только от энергии полезного сигнала и спектральной плотности помехи и не зависит от формы сигнала. Это связано с тем, что каждому виду сигнала соответствует свой согласованный фильтр. Ни один фильтр на фоне стационарного белого шума не может обеспечить отношения сигнал/помеха больше, чем согласованный.

4.2.5. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ФИЛЬТРОВЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ

Для сигнала с полностью известными параметрами оптимальный обнаружитель представляет собой СФ и пороговое устройство (ПУ), так как $W(t_0 + t_3) = cz(t_3)$ – рис. 4.17.

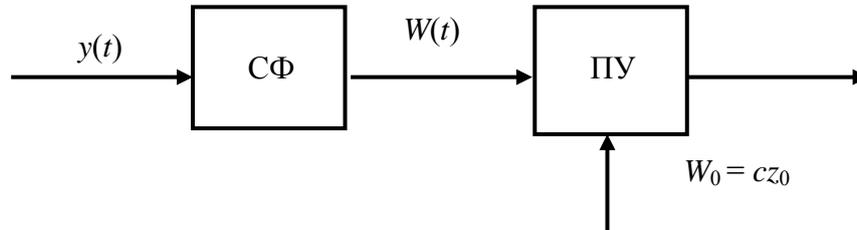


Рис. 4.17. Фильтровый обнаружитель для сигнала с полностью известными параметрами

Для сигналов со случайными параметрами обнаружитель может быть построен двумя способами. Первый способ основан на традиционной методике вычисления модуля корреляционного интеграла. Второй способ использует свойство инвариантности СФ к амплитуде A и времени запаздывания t_3 сигналов.

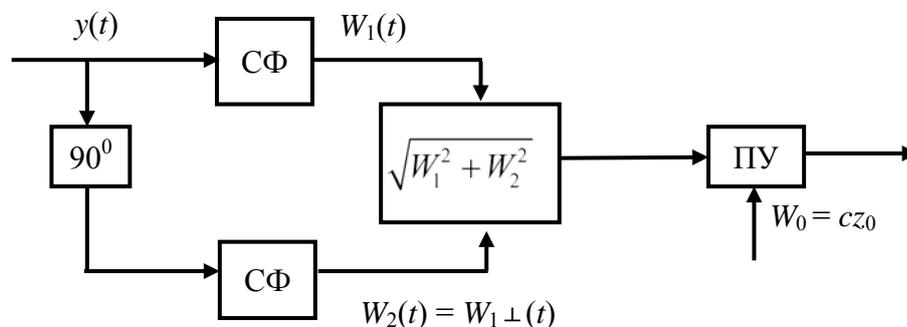


Рис. 4.18. Фильтровый обнаружитель для сигналов со случайными параметрами

Рассмотрим соотношение (4.10). Сигналы, отличающиеся по амплитуде в A раз и по времени запаздывания на величину t_3 , в соответствии со свойством линейности преобразования Фурье и теоремы запаздывания имеют спектральные характеристики, отличающиеся только множителем $Ae^{-j2\pi ft_3}$. В соотношении (4.10) постоянные c и t_0 могут быть произвольными вещественными величинами, поэтому фильтр, согласованный с сигналом, имеющим спектр $\dot{g}(f)$, окажется согласованным и с сигналом, спектральная характеристика которого $A\dot{g}(f)e^{-j2\pi ft_3}$, при соответствующем выборе постоянных c и t_0 .

СФ неинвариантен к изменению несущей частоты, поэтому для выделения сигналов от целей, движущихся с различными скоростями, схема обнаружителя включает набор фильтров (рис. 4.19).

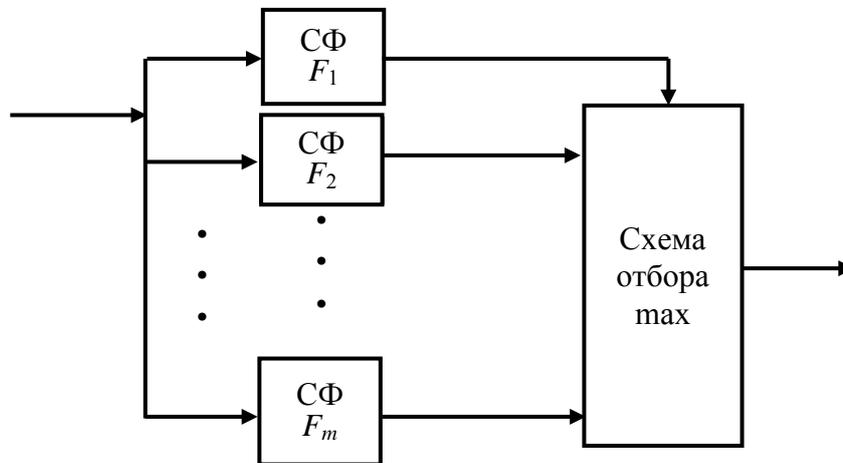


Рис. 4.19. Схема обнаружителя для выделения сигналов от целей, движущихся с различными скоростями

Таким образом, СФ обеспечивает на выходе максимальное отношение сигнал/шум, которое зависит только от энергии полезного сигнала и спектральной плотности мощности шума и не зависит от формы сигнала. Он инвариантен к амплитуде и времени запаздывания сигналов и неинвариантен к их несущей частоте. При случайных параметрах сигнала оптимальный фильтровый обнаружитель должен содержать амплитудный детектор.

4.3. СОГЛАСОВАННЫЕ ФИЛЬТРЫ ДЛЯ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Характеристики фильтров определяются частотными и временными параметрами сигналов, используемых в РЛС. В этой связи возникает задача обоснования структуры и параметров указанных фильтров, определяемая в литературе как задача синтеза согласованных фильтров.

Согласованные фильтры широко применяются в радиолокации. Они являются неотъемлемой и важнейшей частью оптимальных устройств обнаружения и измерения параметров сигналов.

Многообразие радиолокационных сигналов порождает и многообразие фильтров для их оптимальной обработки и соответственно несколько путей решения задачи синтеза, в частности, по импульсной или частотной характеристикам.

4.3.1. СОГЛАСОВАННЫЕ ФИЛЬТРЫ ДЛЯ ГАУССОВЫХ И ПРЯМОУГОЛЬНЫХ РАДИОИМПУЛЬСОВ

Синтез СФ заключается в подборе такой линейной цепи (системы), импульсная и частотная (передаточная) характеристики которой соответствуют виду и спектру обрабатываемого сигнала. При этом подбор (синтез) достаточно осуществить только временным методом (т. е. по импульсной характеристике) или только спектральным (т. е. по частотной характеристике).

Рассмотрим пример согласованной фильтрации гауссового радиоимпульса:

$$x(t) = e^{-\pi\left(\frac{t}{\tau_n}\right)^2} \cos 2\pi f_0 t, \quad (4.18)$$

где τ_n – длительность импульса на уровне 0,46.

Выбор согласованного фильтра проведем по частотной характеристике. Для этого определим спектр сигнала. Представим сигнал $x(t)$ в соответствии с теоремой Эйлера суммой двух комплексных колебаний:

$$x(t) = \frac{1}{2} e^{-\pi\left(\frac{t}{\tau_n}\right)^2} \cdot e^{j2\pi f_0 t} + \frac{1}{2} e^{-\pi\left(\frac{t}{\tau_n}\right)^2} \cdot e^{-j2\pi f_0 t}. \quad (4.19)$$

Каждое из колебаний в формуле (4.19) имеет спектр гауссовой формы:

$$q(f) = \frac{\tau_n}{2} e^{-\pi(f-f_0)^2 \tau_n^2} + \frac{\tau_n}{2} e^{-\pi(f-f_0)^2 \tau_n^2}. \quad (4.20)$$

Физически реализуемый спектр находится в области частот $f > 0$ и определяется первым слагаемым в формуле (4.20). Функция $q(f)$ является вещественной, поэтому фазочастотный спектр сигнала $x(t)$ равен 0 (рис. 4.20).

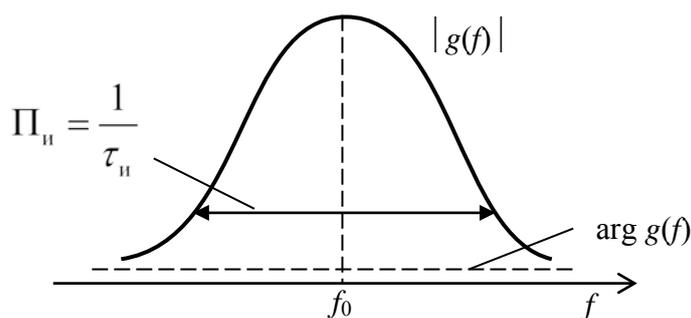


Рис. 4.20. Спектр гауссова радиоимпульса

АЧХ СФ соответствует АЧС сигнала:

$$|k_{\text{согл}}(f)| = c|q(f)| = cq(f) = c_1 e^{-\pi(f-f_0)^2 \tau_n^2} = c_1 e^{-\pi \frac{(f-f_0)^2}{\Pi_n^2}}, \quad (4.21)$$

где $c_1 = \frac{c\tau_n}{2}$, а $\Pi_n = \frac{1}{\tau_n}$.

Поскольку $\arg q(f) = 0$, то $\arg k_{\text{согл}}(f) = -2\pi f t_0$.

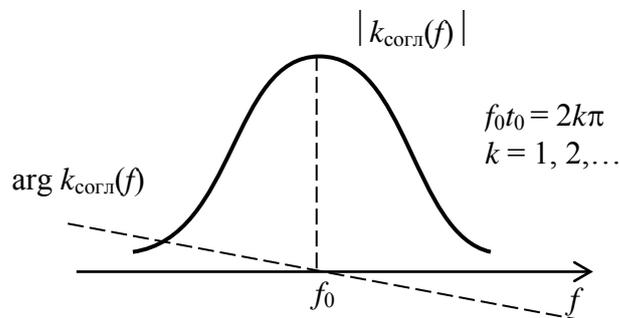


Рис. 4.21. Вид АЧХ и ФЧХ СФ гауссова радиоимпульса

Следовательно, чтобы построить СФ для гауссова радиоимпульса, нужно использовать линейную систему с гауссовой АЧХ и линейной ФЧХ (рис. 4.21). Требуемые характеристики может иметь многокаскадный усилитель промежуточной частоты с одиночными контурами в каскадах, настроенными на общую частоту f_0 . Частотная характеристика такого фильтра определяется выражением

$$k_n(f) = e^{-\frac{2(f-f_0)^2}{\left(\frac{\Pi_0}{\sqrt{n}}\right)^2}} \cdot e^{-jn \frac{2(f-f_0)}{\Pi_0}}, \quad (4.22)$$

где n – количество каскадов;

Π_0 – полоса пропускания контура.

При соответствующем подборе результирующей полосы такой резонансный усилитель является СФ для любого заданного гауссова радиоимпульса. Особенностью согласованной фильтрации радиоимпульсов является изменение параметров выходных сигналов.

Рассмотрим АЧС выходного сигнала:

$$|q_{\text{вых}}(f)| = |k_{\text{согл}}(f)q(f)| = c_2 e^{-\pi \left(\frac{f-f_0}{\frac{\Pi_{\text{н}}}{\sqrt{2}}} \right)^2},$$

где $\Pi_{\text{н}} = \frac{1}{\tau_{\text{н}}}$ – ширина полосы АЧС, соответствующая уровню 0,46;

$$c_2 = c_1 \cdot c_0, c_0 = \tau_{\text{н}}/2.$$

Из полученного соотношения следует, что ширина спектра гауссова радиоимпульса, прошедшего СФ, сужается в $\sqrt{2}$ раз, а длительность выходного радиоимпульса увеличивается в $\sqrt{2}$ раз. За счет указанного искажения сигнала обеспечивается максимальное отношение сигнал/помеха.

Рассмотрим согласованную фильтрацию одиночного прямоугольного радиоимпульса:

$$x(t) = \begin{cases} \cos 2\pi f_0 t, & 0 \leq t \leq \tau_{\text{н}}; \\ 0, & 0 > t > \tau_{\text{н}}. \end{cases}$$

Синтез СФ произведем по импульсной характеристике $k(f)$. Согласованным фильтром для такого сигнала будет фильтр, который имеет импульсную характеристику в виде прямоугольного радиоимпульса (рис. 4.22) длительностью $\tau_{\text{н}}$.

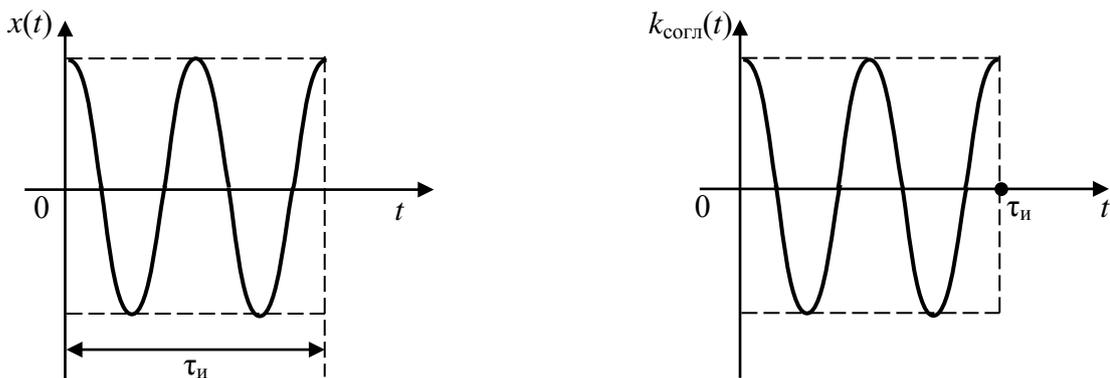


Рис. 4.22. Прямоугольный радиоимпульс и его импульсная характеристика

Задача заключается в выборе устройства, которое при подаче на его вход дельта-импульса обеспечивает получение на выходе напряжения, равного требуемой импульсной характеристике.

Таким устройством может быть фильтр со схемой, представленной на рис. 4.23.

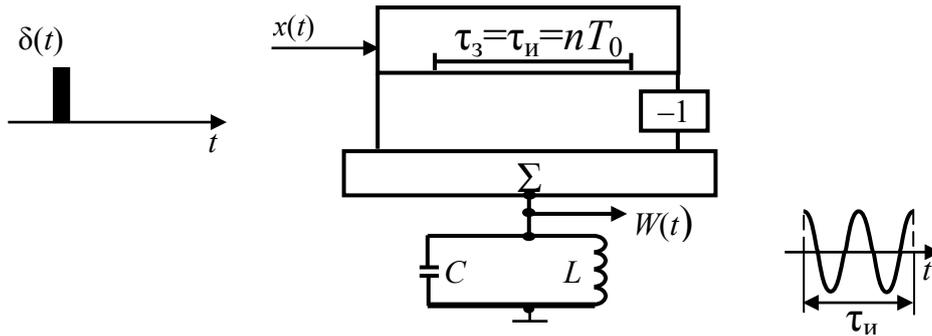


Рис. 4.23. Согласованный фильтр одиночного прямоугольного радиоимпульса

Она включает высокочастотный контур, линию задержки с временем задержки $\tau_3 = \tau_{\text{и}}$, сумматор и фазовый инвертор. Время задержки τ_3 составляет целое число периодов T_0 колебаний высокой частоты. При подаче на вход δ -импульса в колебательном контуре возбуждаются медленно затухающие колебания. Через время $t = \tau_3 = \tau_{\text{и}}$ они будут сорваны задержанным δ -импульсом. Таким образом, импульсная характеристика схемы имеет следующий вид:

$$k_{\text{согл}}(t) = \begin{cases} c \cos 2\pi f_0 (\tau_{\text{и}} - t), & 0 \leq t \leq \tau_{\text{и}} \\ 0, & 0 > t > \tau_{\text{и}} \end{cases},$$

где t – момент времени воздействия δ -импульса, т. е.

$$k_{\text{согл}}(t) = cx(t_0 - t), \quad t_0 = \tau_{\text{и}}.$$

При подаче на вход фильтра прямоугольного радиоимпульса на выходе образуется ромбовидный радиоимпульс длительностью $2\tau_{\text{и}}$ (рис. 4.24).

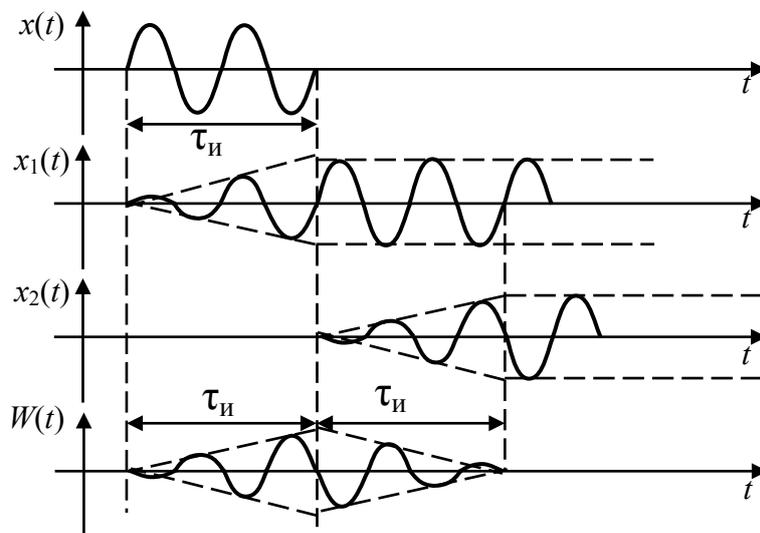


Рис. 4.24. Процесс формирования сигнала на выходе СФ

В контуре высокой добротности происходит линейное нарастание амплитуды напряжения в течение длительности импульса $\tau_{и}$ и медленное затухание колебаний после его окончания. В результате вычитания двух переходных процессов, возникших в контуре от незадержанного и задержанного инвертированного радиоимпульсов, на выходе получается ромбовидный радиоимпульс длительностью $2\tau_{и}$.

Таким образом, для технической реализации СФ одиночного прямоугольного радиоимпульса необходимо иметь высокодобротный колебательный контур и высокостабильную линию задержки.

С целью упрощения технической реализации фильтра осуществляют переход к квазиоптимальной обработке. Она сводится к оптимизации по критерию максимума отношения сигнал/помеха полосы пропускания Π_{ϕ} фильтра с прямоугольной АЧХ и близкой к линейной ФЧХ: $\arg K(f) = -2\pi ft_0$. Для прямоугольного радиоимпульса длительностью $\tau_{и}$ оптимальная полоса фильтра определяется из соотношения $\Pi_{\phi} = 1,37/\tau_{и}$ (рис. 4.25).

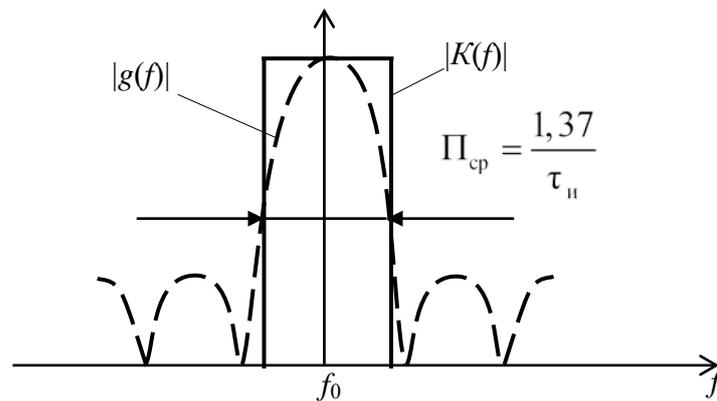


Рис. 4.25. АЧХ квазиоптимального фильтра

Введение квазиоптимальной обработки приводит к незначительному (\sim на 17 %) уменьшению отношения сигнал/помеха q^2 , обеспечиваемому согласованным фильтром:

$$q_{\text{кв.опт}}^2 = 0,83 \cdot q^2.$$

АЧХ фильтра, по форме близкая к прямоугольной, реализуется путем последовательного включения тройки взаимно расстроенных по резонансным частотам усилителей промежуточной частоты.

Таким образом, синтез СФ одиночных радиоимпульсов можно осуществить двумя методами: *временным*, в основе которого лежит подбор СФ по его импульсной характеристике, определяемой видом и параметрами сигнала $x(t)$; и *частотным*, предполагающим выбор линейной цепи с требуемой частотной характеристикой.

Для согласованной фильтрации гауссова радиоимпульса достаточно подобрать параметры резонансных цепей многокаскадного усилителя.

СФ прямоугольного радиоимпульса наиболее просто осуществляется квазиоптимальным фильтром. При согласованной фильтрации сигналов происходит изменение характеристик выходных сигналов по отношению к характеристикам входных сигналов, в частности, у простых сигналов увеличивается длительность на выходе СФ.

4.3.2. СОГЛАСОВАННЫЕ ФИЛЬТРЫ ДЛЯ КОГЕРЕНТНЫХ ПАЧЕК РАДИОИМПУЛЬСОВ

Когерентные пачки импульсов представляют последовательности однотипных радиоимпульсов, жестко связанных по фазе:

$$x(t, \beta) = \sum_{k=1}^M x_k(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_k(t) - \beta], \quad (4.23)$$

где M – количество импульсов в пачке;

$\varphi_k(t)$ – известные законы изменения фазы;

β – постоянная начальная фаза (примем $\beta = 0$).

Рассмотрим пачку простых прямоугольных радиоимпульсов (рис. 4.26) и воспользуемся методом синтеза по импульсной характеристике.

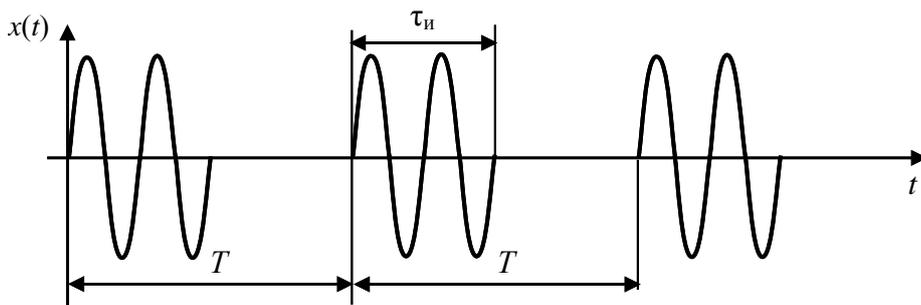


Рис. 4.26. Пачка простых прямоугольных радиоимпульсов

Полагаем, что импульсы в пачке следуют с периодом T . Аналогичную пачку представляет собой и импульсная характеристика фильтра (она зеркальна $x(t)$ – рис. 4.27). Ее можно получить, если к выходу согласованного фильтра одиночного радиоимпульса (СФОИ) подключить линию задержки с M отводами и сумматором (рис. 4.28).

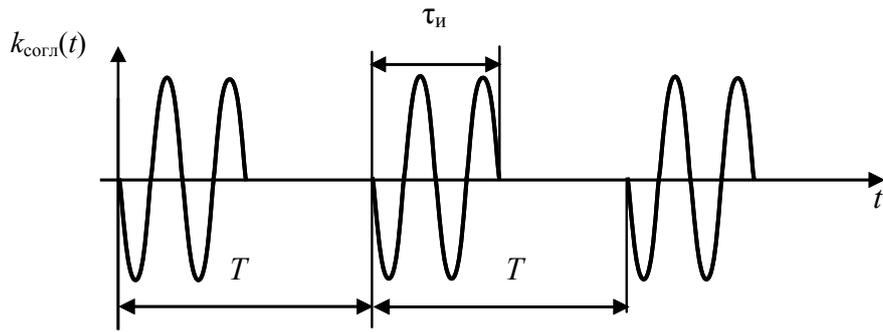


Рис. 4.27. Импульсная характеристика фильтра

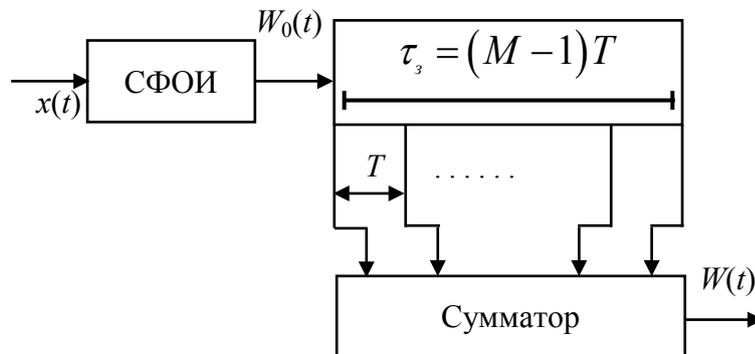


Рис. 4.28. Согласованный фильтр для прямоугольной пачки радиоимпульсов

При подаче сигнала $x(t)$ на СФ на выходе получают ромбическую пачку ромбических радиоимпульсов. Результат фильтрации прямоугольной пачки из $M = 3$ радиоимпульсам представлен на рис. 4.29. При воздействии на вход СФ ожидаемого сигнала каждый из прямоугольных импульсов в отдельности согласованно обрабатывается в СФОИ. Линия задержки с отводами выполняет роль когерентного накопителя отдельных импульсов пачки. Импульсы сигнала накапливаются в фазе, а практически некоррелированные компоненты шума суммируются по мощности (дисперсии). Поэтому напряжение сигнала на выходе схемы возрастает в M раз, его мощность в M^2 раз, а мощность помехи только в M раз. Отношение сигнал/шум по мощности увеличится в M раз и составит:

$$q^2 = \frac{2M \mathcal{E}_и}{N_0}, (4.24)$$

где $\mathcal{E}_и$ – энергия одиночного импульса.

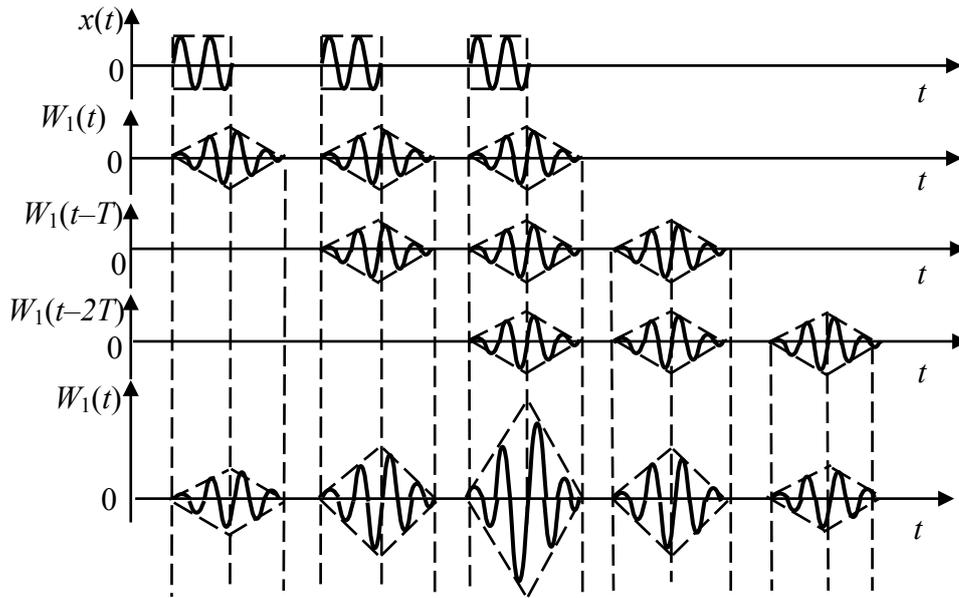


Рис. 4.29. Результат фильтрации прямоугольной пачки из $M = 3$ радиоимпульсам

Аналогичный вывод можно сделать с позиции наложения не временных элементов сигнала (импульсов), а частотных (его гармонических составляющих). Для этого рассмотрим АЧХ СФ. Его частотная характеристика $k_{\text{согл}}(f) = k_{\text{СФОИ}}(f)k_{\text{н}}(f)$, где $k_{\text{СФОИ}}(f) = cq^*(f)e^{-j2\pi ft_0}$ – частотная характеристика СФОИ, а $k_{\text{н}}(f)$ – частотная характеристика накопителя.

Для прямоугольных радиоимпульсов нормированный АЧС

$$q(f) = \frac{\sin \pi (f - f_0) \tau_{\text{и}}}{\pi (f - f_0) \tau_{\text{и}}}$$

имеет вид $\frac{\sin x}{x}$.

Для расчета $k_{\text{н}}(f)$ воспользуемся общим определением частотной характеристики $k(f) = \frac{W(t)}{x(t)}$ при $x(t) = e^{j2\pi ft}$.

Выходной сигнал накопителя $W(t)$ представляет собой сумму гармонических составляющих, сдвинутых друг относительно друга на период T , т. е.

$$\begin{aligned} W(t) &= e^{j2\pi ft} + e^{j2\pi f(t-T)} + \dots + e^{j2\pi f[t-(M-1)T]} = \\ &= e^{j2\pi ft} \left(1 + e^{-j2\pi fT} + \dots + e^{j2\pi f(M-1)T} \right). \end{aligned} \quad (4.25)$$

Сомножитель в скобках представляет собой сумму членов геометрической прогрессии со знаменателем $q = e^{-j2\pi fT}$:

$$S_M = \frac{1 - q^M}{1 - q}.$$

При этом получим $W(t) = e^{j2\pi ft} \frac{1 - e^{-j2\pi fMT}}{1 - e^{-j2\pi fT}}$.

Тогда $k_n(f) = \frac{1 - e^{-j2\pi fMT}}{1 - e^{-j2\pi fT}}$.

Соответственно АЧХ накопителя равна $|k_n(f)| = \frac{\sin(\pi fMT)}{\sin(\pi fT)}$. Пе-

ремножая АЧХ накопителя и СФОИ, можно найти АЧХ СФ, представленную на рис. 4.30. Анализ рисунка показывает, что АЧХ СФ имеет гребенчатую структуру и соответствует АЧС рассматриваемого сигнала. В полосе частот импульсов $\Pi_{\text{и}} = 1/\tau_{\text{и}}$ она содержит ряд гребней на частотах $f_0 \pm k/T$ шириной $1/MT$. Гребенчатую частотную характеристику даёт накопитель $k_n(f)$. Такая структура фильтра позволяет подавить шум вне спектра сигнала и лучше выделить сам сигнал. Поскольку $k_{\text{СФОИ}}(f) \cdot k_n(f) = k_n(f) \cdot k_{\text{СФОИ}}(f)$, то элементы СФ (СФОИ и накопитель) можно менять местами.

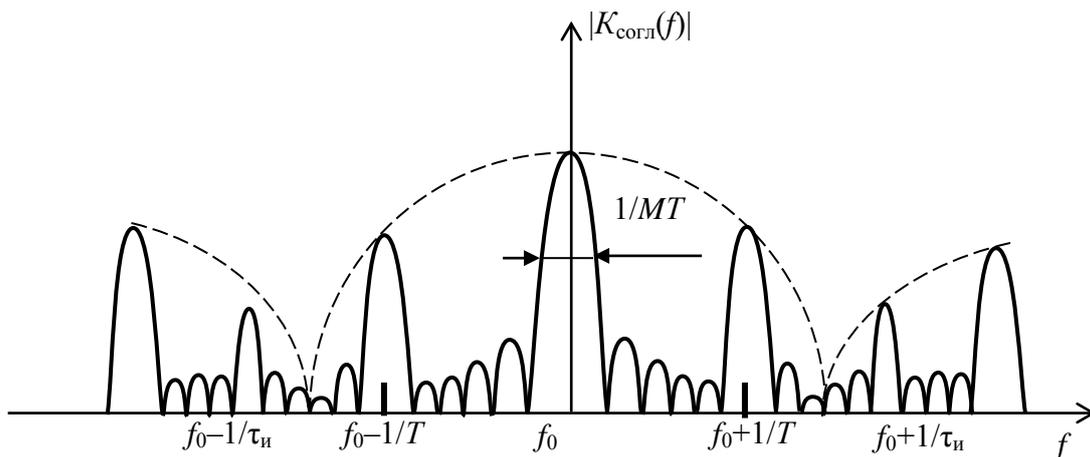


Рис. 4.30. АЧХ согласованного фильтра прямоугольной пачки радиоимпульсов

Если когерентная пачка радиоимпульсов промодулирована гауссовой или другой огибающей, то структурная схема ее СФ отличается от структурной схемы СФ прямоугольной пачки наличием на каждом выходе линии задержки определенного весового элемента (рис. 4.31).

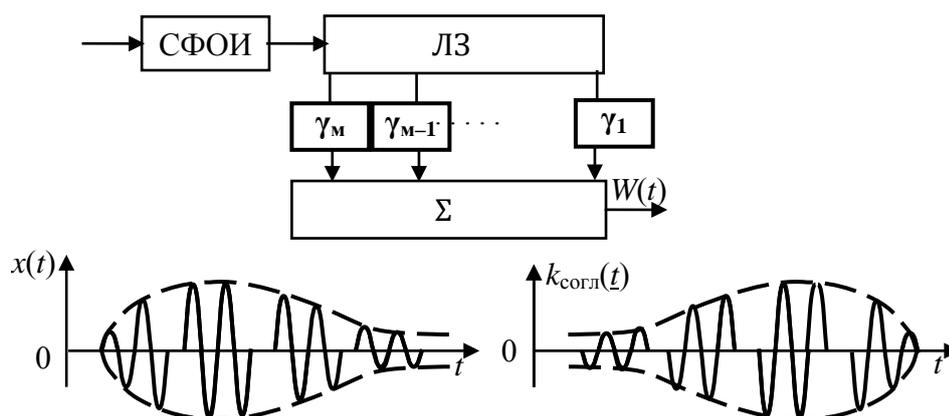


Рис. 4.31. Структурная схема СФ прямоугольной пачки с весовым суммированием

Техническая реализация высокочастотных линий задержки на время, равное длительности пачки, затруднена. Необходимо обеспечить синфазное сложение колебаний. Основная трудность заключается в обеспечении стабильности задержки $\Delta\tau_3 \ll T_0 = 1/f_0$, полосы $\Delta F = 2/\tau_{и}$ и времени задержки $\tau_3 = (M - 1)T$. Например, если $T = 1$ мс, $M = 20$ и $\tau_{и} = 1$ мкс, то $\tau_3 = 0,019$ с, число отводов – 18, полоса 2 МГц, а нестабильность при $f_0 = 20$ МГц $\Delta\tau_3 \leq 5$ нс. Поэтому на практике в качестве накопителя применяют рециркуляторы с положительной обратной связью, содержащей линию задержки с $\tau_3 = T$ и передаточное звено с коэффициентом передачи γ (рис. 4.32).

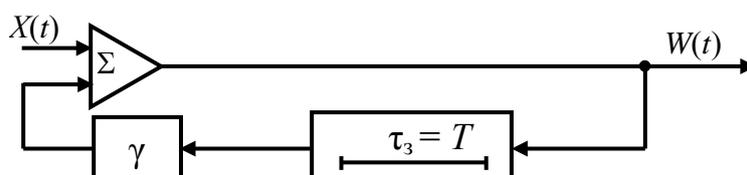


Рис. 4.32. Структурная схема рециркулятора

Для исключения самовозбуждения схемы коэффициент усиления в цепи обратной связи γ выбирается меньше 1.

Таким образом, СФ когерентных пачек радиоимпульсов, как и СФ одиночных радиоимпульсов, могут быть синтезированы по импульсной или частотной характеристикам. Особенностью СФ пачек радиоимпульсов является наличие в их составе когерентного накопления импульсов пачки.

Особенности оптимальной обработки когерентных сигналов большой длительности.

Сигналы большой длительности, в т. ч. непрерывные и квазинепрерывные когерентные сигналы, используются для повышения дальности обнаружения (за счет увеличения средней мощности) и точности измере-

ния координат малоразмерных целей. Когерентные сигналы большой длительности существенно деформируются при отражении от движущейся цели. Например, если путь $V_r \tau_{и}$, проходимый целью в радиальном к РЛС направлении за время $\tau_{и}$, превышает $\lambda/4$, то расстояния, пройденные началом и концом сигнала до цели и обратно, отличаются более чем на $\lambda/2$. Между этими колебаниями появляется дополнительный сдвиг фаз более 180° , который необходимо учитывать при обработке.

Общей особенностью оптимальной обработки когерентных сигналов большой длительности является необходимость учета радиальной скорости движения цели.

В фильтровых схемах обработки многоканальность по времени запаздывания отпадает, остаётся многоканальность только по доплеровской частоте. Причем влияние изменения длительности огибающей сигнала $\Delta\tau_{и} = 2V_r \tau_{и}/c$ при его трансформации движущейся целью можно не учитывать, так как величина $\Delta\tau_{и} \ll 1/\Pi_{и}$ — элемента разрешения по времени. Учету подлежат лишь фазовые изменения.

Один из вариантов обработки состоит в использовании отдельных СФ при обнаружении сигналов с различающимися доплеровскими частотами (рис. 4.33).

В случае, когда СФ строится как линия задержки с отводами, то, подсоединяя отводы к нескольким сумматорам через различные фазовращатели или нониусные линии задержки, можно получить систему, имеющую ряд доплеровских выходов (рис. 4.34).

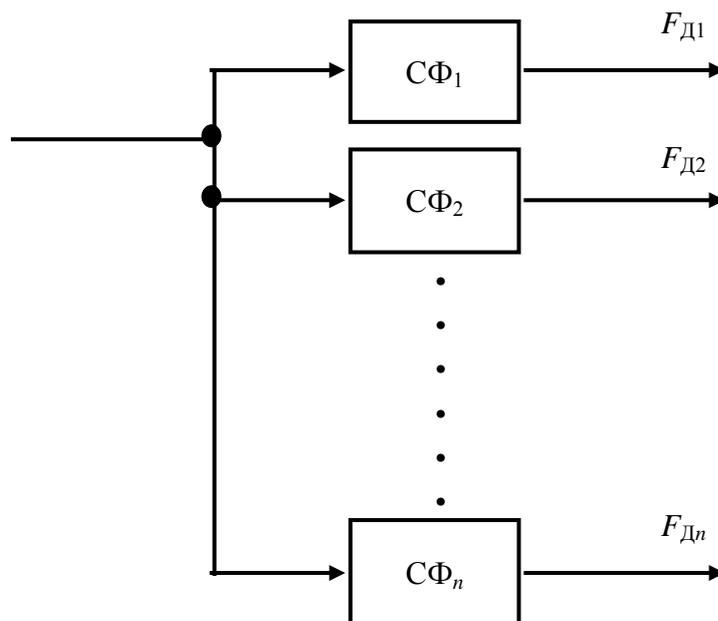


Рис. 4.33. Фильтровая схема обработки сигналов большой длительности

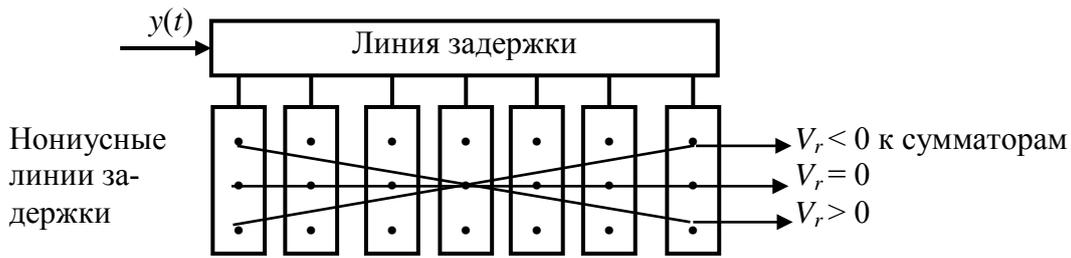


Рис. 4.34. Схема оптимальной обработки семиэлементного ФМ-сигнала на линиях задержки

В качестве примера взята схема для оптимальной обработки семиэлементного ФМ-сигнала (фазоманипулированного сигнала).

Каждый доплеровский выход может быть использован для наблюдения за группой целей, движущихся с одинаковой радиальной скоростью. Схематически показан съём на различные сумматоры, учитывающие различную степень деформации – растяжения ($V_r > 0$) или сжатия ($V_r < 0$) импульса при отражении от цели.

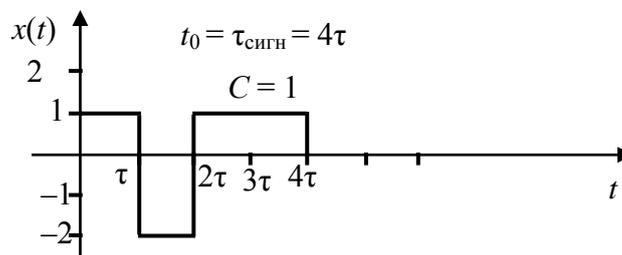
Для распространенных длительностей пачек нониусные линии заменяются фазовращателями. Конструкция фильтра позволяет учесть не только деформацию фазовой структуры, но и деформацию огибающей принимаемых колебаний.

Таким образом, главной особенностью оптимальной обработки когерентных сигналов большой длительности является необходимость учета изменения фазовой структуры сигнала за счет эффекта Доплера.

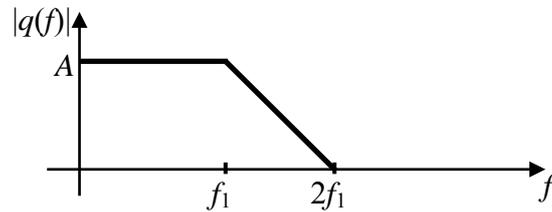
Контрольные вопросы и задачи к практическим занятиям

1. Дать определение согласованного фильтра.
2. Что такое импульсная характеристика?
3. Что такое частотная характеристика?
4. Какие основные элементы оптимальной обработки входят в СФ для когерентной пачки радиоимпульсов?
5. Каким образом при обработке когерентной пачки радиоимпульсов учитывается изменение фазовой структуры сигнала (частоты Доплера) при отражении его от движущейся цели?
6. Для чего применяется весовая обработка пачки радиоимпульсов?

Задача 1. Какова импульсная характеристика СФ для сигнала имеющего вид:



Задача 2. Какова АЧХ фильтра, согласованного с сигналом, АЧС которого имеет следующий вид:



Задача 3. В РЛС используется одиночный прямоугольный радиоимпульс без внутриимпульсной модуляции фазы с $\tau_{и} = 1,0$ мкс. Синтезировать схему СФ, изобразить АЧХ и пояснить процесс фильтрации сигнала в фильтре. Определить ширину полосы пропускания СФ, отношение сигнал/шум и длительность сигнала на его выходе, если спектральная плотность мощности шума устройства обработки $N_0 = 10^{-20}$ Вт/Гц, мощность импульса $2,5 \cdot 10^{-14}$ Вт.

Задача 4. В качестве СФ в задаче 3 используется квазиоптимальный фильтр. Оценить полосу пропускания фильтра и отношение сигнал/шум на его выходе.

Задача 5. В РЛС осуществляется обработка отраженного от цели сигнала в виде прямоугольной когерентной пачки радиоимпульсов с параметрами: $\tau_{и} = 1$ мкс, $T_{п} = 1$ мс, $M = 3$, $f_{пр} = 10$ МГц, $F_{д} = 30,25$ КГц. Изобразить импульсную характеристику и АЧХ СФ, построить схему СФ, если $t_0 = 2T + \tau_{и}$. Пояснить графически процесс формирования выходного напряжения.

Задача 6. Вычислить отношение сигнал/шум по мощности на выходе СФ при приеме когерентной пачки из 5 радиоимпульсов длительностью 10 мкс и мощностью 0,5 Вт вместе с белым шумом, выделяющим мощность 1 Вт на сопротивлении 1 Ом в полосе шириной 1 МГц.

4.3.3. ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ И СОГЛАСОВАННЫЕ С НИМИ ФИЛЬТРЫ

Фазоманипулированный сигнал – совокупность сомкнутых парциальных радиоимпульсов $j = 1, 2, \dots, n$, имеющих одинаковые мгновенную частоту колебаний f_0 и длительность τ_0 при ограниченном числе возможных сдвигов фаз $\varphi_q (q = 0, 1, \dots, P-1)$ относительно опорного синусоидального колебания частоты f_0 . Закон изменения начальных фаз называют кодообразующей последовательностью.

При равномерном расположении значения начальных фаз φ_q пропорциональны p -ричным цифрам q :

$$\varphi_q = \frac{2\pi q}{p}. \quad (4.26)$$

Наиболее распространенными являются ФМ-сигналы, составленные по двоичным ($p = 2$) $0, \pi$ кодам: Баркера и M -кодам. Особенность кодов Баркера заключается в том, что они обеспечивают постоянный уровень боковых пиков сигнала на выходе согласованного фильтра (рис. 4.35).

Уровень боковых пиков, нормированный к уровню главного пика по напряжению, составляет $1/n$. Эта характеристика, как будет показано в дальнейшем, имеет важное значение при оценке качества разрешения сигналов и обработке сигналов от целей, находящихся на различных дальностях от РЛС.

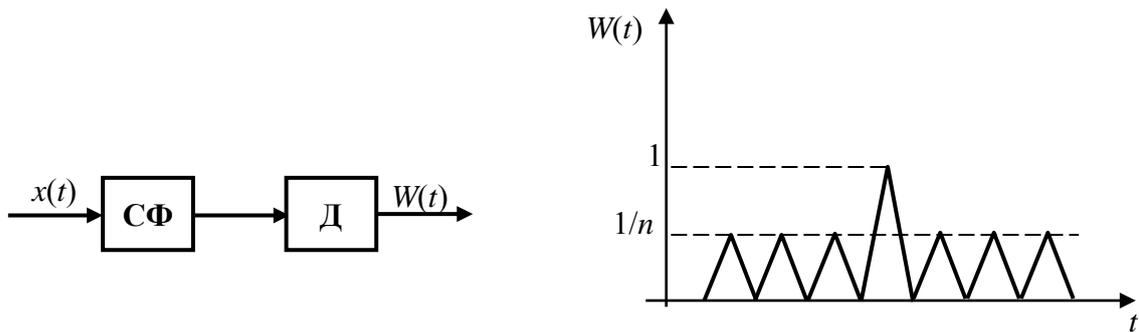


Рис. 4.35. Согласованный фильтр ФМ-сигнала и вид сигнала на его выходе

Коды Баркера известны для следующего числа n элементов кодообразующей последовательности: $n = 3, 4, 5, 7, 11, 13$.

n	q_i ($j=1, n$)	Коды Баркера
3	001	
4	0010	
5	00010	
7	0001101	
11	00011101101	
13	0000011001010	

M -коды получают на основе линейной рекуррентной операции:

$$q_j = k_1 q_{j-1} + k_2 q_{j-2} + \dots + k_m q_{j-m}, \pmod{2}, \quad (4.27)$$

где q_j – кодообразующая последовательность ($j = 1, 2, 3, \dots$);

k_1, k_2, \dots, k_m – постоянные коэффициенты, равные 0 или 1.

Рекуррентная операция для получения кода очередного парциально-го импульса предусматривает умножение предыдущих цифр на постоянную величину и их последующее сложение по модулю 2 ($\text{mod } 2$). Используемые операции имеют следующий вид:

$$0 + 0 = 0; 0 + 1 = 1; 1 + 1 = 0; 1 \cdot 1 = 1; 1 \cdot 0 = 0; 0 \cdot 0 = 0.$$

Максимальная длительность получаемой при этом последовательности содержит $n = 2^m - 1$ элементов, после чего повторяется.

В общем случае M -коды могут быть получены для любого p (рис. 4.36).

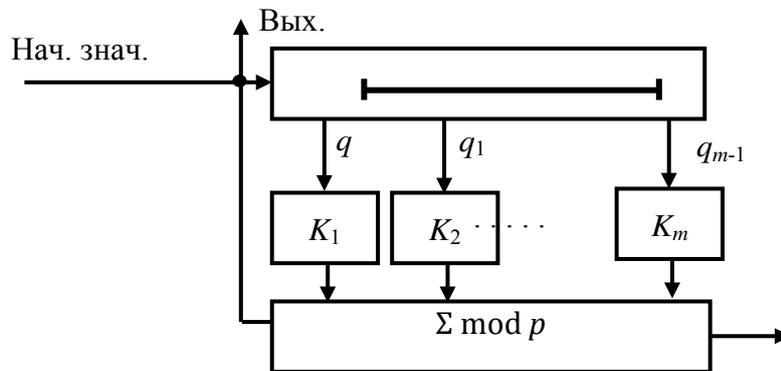


Рис. 4.36. Схема формирования M -кодов

Элементы последовательности выдаются рекуррентно устройством в виде линии задержки с M -отводами, к которым подключены умножители и сумматор (вес «по модулю p »). Линия задержки может быть заменена цифровым регистром со сдвигом. При $p = 2$ умножение на k_i сводится к неподключению или подключению i -го отвода к сумматору.

Амплитуду ФМ-сигнала с манипуляцией 0, π можно записать в виде

$$x(t) = \sum_{i=0}^{n-1} q_i x_0(t - i\tau_0), \quad (4.28)$$

где $x_0(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < \tau_0 \\ 0, & t < 0, \quad t \geq \tau_0 \end{cases}$ – амплитуда первого парциального импульса; $q_i = \pm 1$.

Ширина спектра ФМ-сигнала определяется длительностью парциального импульса $\Pi = 1/\tau_0$. АЧС $|G(f)|$ такого сигнала показан на рис. 4.37.

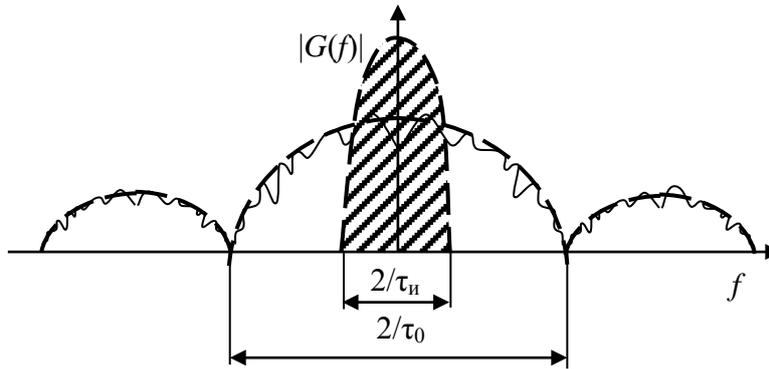


Рис. 4.37. Спектр ФМ-сигнала

На рис. 4.37 для примера дополнительно приведен АЧС одиночного видеоимпульса длительностью τ_n . Для синтеза СФ с ФМ-сигналом воспользуемся временным методом (т. е. импульсной характеристикой). Рассмотрим ФМ-сигнал кодом Баркера для $n = 7$ (рис. 4.38).

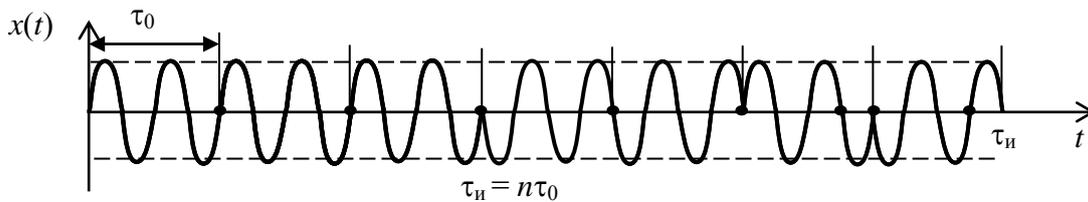


Рис. 4.38. Код Баркера для $n = 7$

ФМ-сигналы обозначают следующим образом:

Начальная фаза	0	0	0	π	π	0	π
Кодообразующая последовательность	0	0	0	1	1	0	1
Обозначения	+	+	+	-	-	+	-
	1	1	1	-1	-1	1	-1

Представим графически ФМ-сигнал и импульсную характеристику согласованного фильтра так, как показано на рис. 4.39.

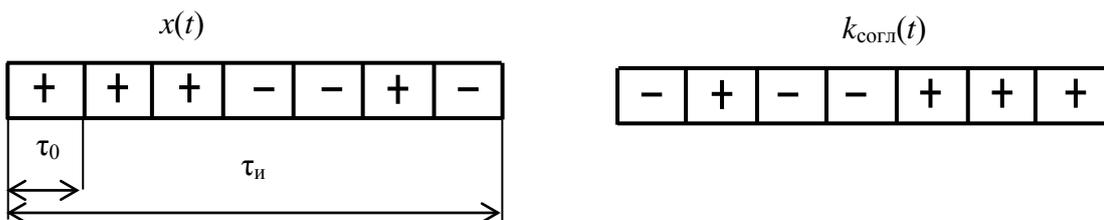


Рис. 4.39. Графическое представление ФМ-сигнала и его импульсной характеристики

Фильтр с такой импульсной характеристикой может быть построен на линии задержки с отводами и общим сумматором (рис. 4.40, *а*). Причем часть отводов подключается к сумматору через инверсные каскады. Выходное напряжение сумматора подается на оконечный фильтр, согласованный с парциальным радиоимпульсом длительностью $\tau_0 = \tau_{\text{и}}/n$.

Процесс согласованной фильтрации поясняется рис. 4.40, *б*, *в*: на рис. 4.40, *б* показан *результат когерентного суммирования*, а на рис. 4.40, *в* – *выходное напряжение фильтра*. Наблюдается эффект сжатия. Прямоугольные огибающие парциальных радиоимпульсов, пройдя через согласованный с ними оконечный фильтр, переходят в ромбовидные. Длительность сжатого радиоимпульса на уровне 0,5 составляет величину $\tau_{\text{и}}/n = \tau_0 \approx 1/\Pi$, где Π – ширина спектра ФМ-сигнала.

Рассмотренные закономерности фильтровой обработки простейшего ФМ-радиосигнала сохраняются и для других радиосигналов с более сложными законами фазовой манипуляции.

Таким образом, ФМ-сигналы сжимаются по времени на выходе СФ, что даёт возможность улучшить разрешающую способность РЛС по дальности и отношение сигнал/шум. Степень сжатия и выигрыш в отношении сигнал/шум определяются произведением $n = \Pi\tau_{\text{и}}$, называемым базой сигнала.

Действительно, если мощность помехи на входе фильтра равна $P_{\text{п}}$, а её спектр равномерно распределен в полосе частот сигнала, то спектральная плотность помехи

$$N_0 = \frac{P_{\text{п}}}{\Pi}.$$

Средняя мощность сигнала, имеющего длительность и энергию E , на входе фильтра

$$P_{\text{с}} = \frac{E}{T}.$$

Отношение сигнал/помеха по мощности на выходе фильтра определяется равенством

$$q_{\text{вых}}^2 = \frac{2E}{N_0}.$$

Выразив E и N_0 через $P_{\text{с}}$ и $P_{\text{п}}$ соответственно, получим

$$q_{\text{вых}}^2 = \frac{2P_{\text{с}}T\Pi}{P_{\text{п}}} = \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{п}}} 2n.$$

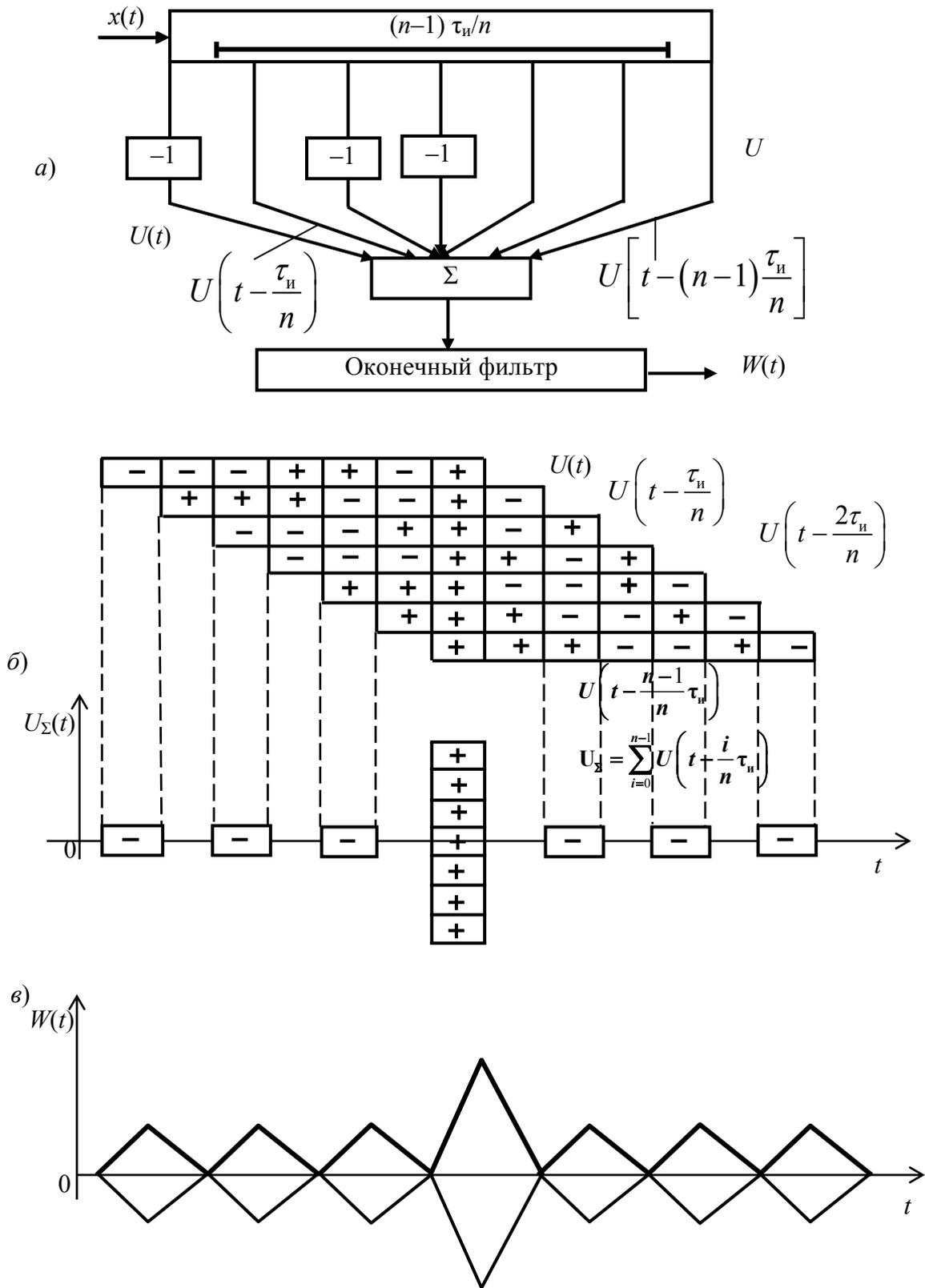


Рис.4.40. Процесс оптимальной фильтрации ФМ-сигнала:
 а– согласованный фильтр ФМ-сигнала (кода Баркера для $n=7$);
 б) результат когерентного суммирования; в– выходное напряжение фильтра

4.3.4. ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ И СОГЛАСОВАННЫЕ С НИМИ ФИЛЬТРЫ

ЛЧМ-радиоимпульс описывается выражением

$$x(t) = \begin{cases} x(t) \cos \left\{ 2\pi f_0 t + \frac{\pi \Delta f}{\tau_{\text{и}}} \left(t - \frac{\tau_{\text{и}}}{2} \right)^2 \right\} & 0 \leq t \leq \tau_{\text{и}}, \\ 0 & 0 > t > \tau_{\text{и}}. \end{cases} \quad (4.29)$$

Мгновенная частота импульса $f(t)$ изменяется по линейному закону (рис. 4.41):

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left[2\pi f_0 t + \frac{\pi \Delta f}{\tau_{\text{и}}} \left(t - \frac{\tau_{\text{и}}}{2} \right)^2 \right] = \\ &= \frac{2\pi f_0}{2\pi} + \frac{\pi \Delta 2f \left(t - \frac{\tau_{\text{и}}}{2} \right)}{2\pi \tau_{\text{и}}} = f_0 + \frac{\Delta f}{\tau_{\text{и}}} \left(t - \frac{\tau_{\text{и}}}{2} \right), \end{aligned} \quad (4.30)$$

где Δf – девиация частоты; в пределах импульса частота изменяется от $f_0 - \frac{\Delta f}{2}$ до $f_0 + \frac{\Delta f}{2}$.

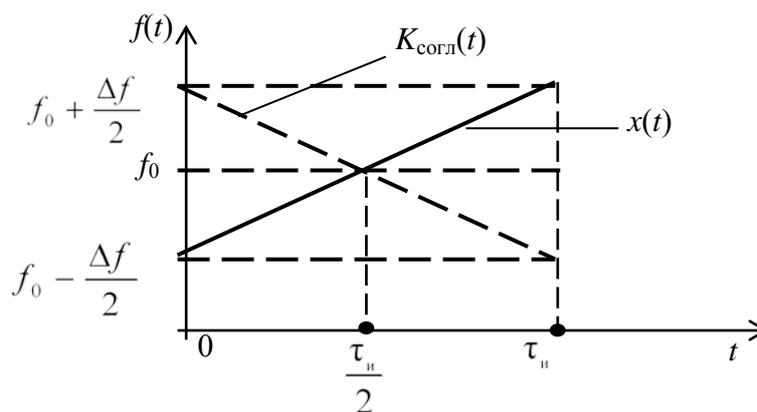


Рис. 4.41. Закон изменения мгновенной частоты

Для синтеза согласованного фильтра (СФ) изобразим вид сигнала и соответствующую ему импульсную характеристику (рис. 4.42).

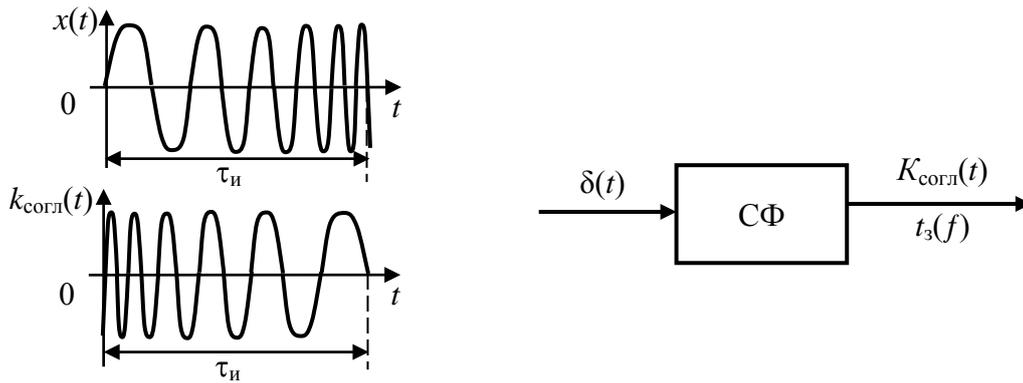


Рис. 4.42. Вид ЛЧМ-радиоимпульса и соответствующая ему импульсная характеристика

Импульсная характеристика фильтра ЛЧМ-сигнала представляет собой ЛЧМ-колебание, зеркальное сигнальному.

Рассматривая в соответствии с интегралом Фурье δ -функцию как наложение радиоимпульсов различных частот, можно утверждать, что СФ должен осуществлять разную задержку различных групп частот. В частности, приведенная на рис. 4.41 $K_{\text{согл}}(t)$ соответствует случаю, когда низкие частоты задерживаются на большее время, нежели высокие.

При анализе формирования их фильтра удобно использовать понятие *групповое запаздывание*.

В спектре воздействующего на фильтр напряжения (например, $\delta(t)$ или ЛЧМ) выделим группы близких по частотам $\nu - \frac{\Delta\Pi}{2} < f < \nu + \frac{\Delta\Pi}{2}$, одинаковых по амплитудам колебаний, образующих при сложении групповые радиоимпульсы следующего вида (рис. 4.43):

$$\int_{\nu - \frac{\Delta\Pi}{2}}^{\nu + \frac{\Delta\Pi}{2}} e^{j2\pi ft} dt = \frac{\sin \pi \Delta\Pi t}{\pi t} e^{j2\pi \nu t}. \quad (4.31)$$

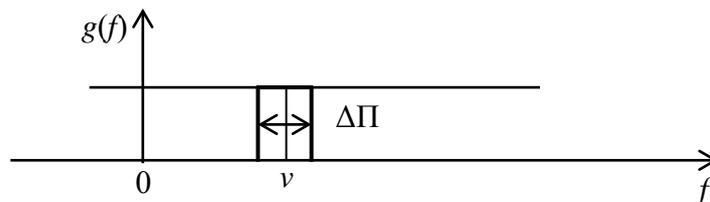


Рис. 4.43. К анализу формирования импульсной характеристики фильтра

В силу узкополосности АЧХ фильтра в пределах частот $\Delta\Pi$ можно считать постоянной $|K(f)| = |K(\nu)|$ (рис. 4.44, а), а ФЧХ – линейной (рис. 4.44, б):

$$\arg K(f) = \arg k(\nu) + (f - \nu) \left. \frac{d \arg k(f)}{df} \right|_{f = \nu}.$$

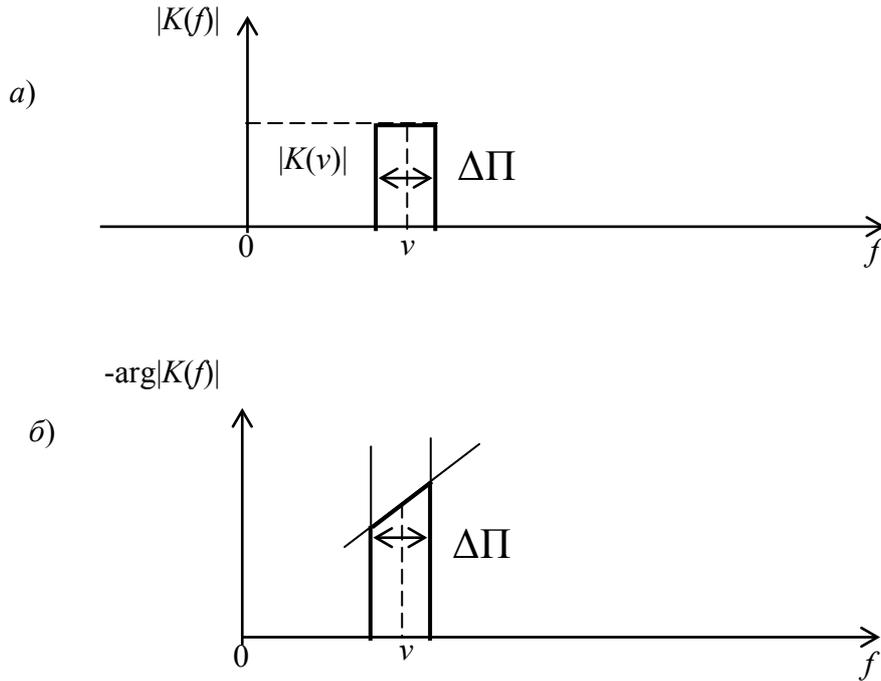


Рис. 4.44. Графики, поясняющие расчет: а – АЧХ фильтра, б – ФЧХ фильтра

Следовательно, частотная характеристика фильтра

$$K(f) = K(\nu) e^{j(f-\nu) \frac{d \arg k(f)}{df}}. \quad (4.32)$$

Результат воздействия импульса (4.31) на фильтр (4.32) сводится к сдвинутому во времени групповому радиоимпульсу (рис. 4.45):

$$\int_{\nu - \frac{\Delta\Pi}{2}}^{\nu + \frac{\Delta\Pi}{2}} k(f) e^{j2\pi ft} df = k(\nu) \frac{\sin \pi \Delta\Pi (t - t_{\text{гр}})}{\pi (t - t_{\text{гр}})} e^{j2\pi \nu (t - t_{\text{гр}})},$$

здесь $t_{\text{гр}}$ – групповое запаздывание.

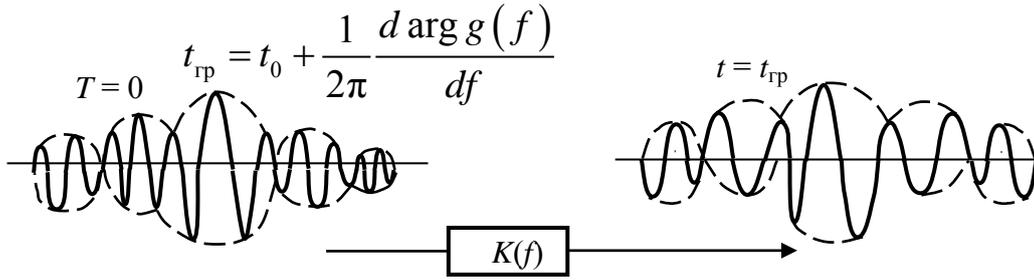


Рис. 4.45. Реакция фильтра на воздействие сигнала (4.31)

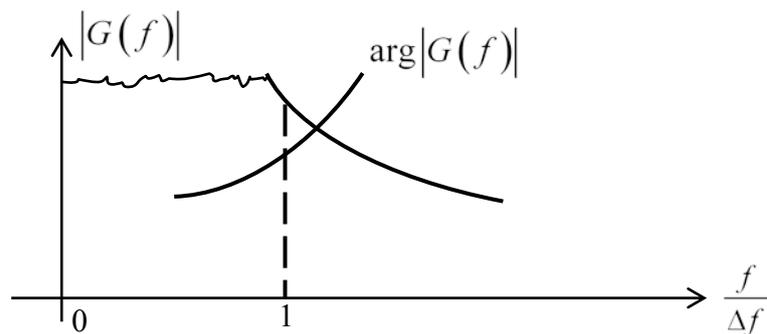
Для согласованных фильтров $\arg k(f) = -\arg g(f) - 2\pi ft_0$, поэтому

$$t_{\text{гр}} = t_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d \arg g(f)}{df}. \quad (4.33)$$

Рассмотрим спектр комплексной амплитуды ЛЧМ-сигнала:

$$\dot{G}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t) e^{-j2\pi ft} dt = |G(f)| e^{j \arg G(f)}.$$

АЧС комплексной амплитуды прямоугольного ЛЧМ-радиоимпульса при $n = \tau_{\text{и}} \Delta f \gg 1$ грубо аппроксимируется прямоугольником шириной Δf (рис. 4.47). ФЧС в этих пределах описывается выражением параболического вида (рис. 4.46).

Рис. 4.46. АЧС и ФЧС комплексной амплитуды прямоугольного ЛЧМ-радиоимпульса при $n = \tau_{\text{и}} \Delta f \gg 1$

АЧС прямоугольного радиоимпульса $|\dot{q}(f)|$ имеет вид, показанный на рис. 4.47.

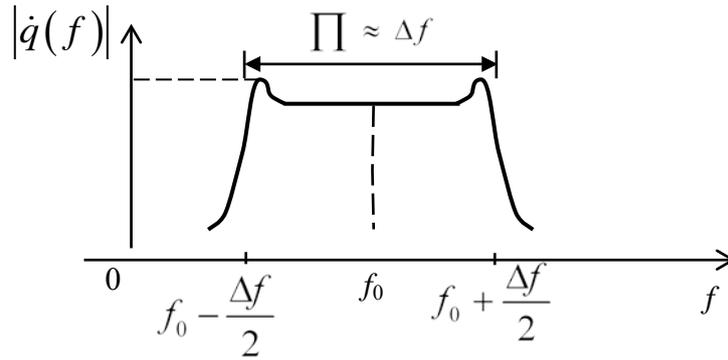


Рис. 4.47. Спектр прямоугольного ЛЧМ-радиоимпульса

В случае радиофильтра

$$\arg \dot{g}(f) = \arg \dot{G}(f - f_0).$$

Для введенного ЛЧМ-радиоимпульса при $n = \tau_u \Delta f \gg 1$ можно получить

$$\arg \dot{g}(f) = -n\pi \left(\frac{f - f_0 + \frac{\Delta f}{2}}{\Delta f} \right)^2.$$

Тогда

$$t_{\text{гр}} = t_0 - \frac{f - f_0 + \frac{\Delta f}{2}}{\Delta f} \cdot \tau_u. \quad (4.34)$$

Зависимость (4.34) представлена на рис. 4.48.

$$t_{\text{max}} = t_0 - \frac{\frac{f_0 - \Delta f}{2} - \frac{f_0 + \Delta f}{2}}{\Delta f} = t_0;$$

$$t_{\text{min}} = t_0 - \tau_u \quad \text{при} \quad t_0 = \tau_u, \quad t_{\text{min}} = 0.$$

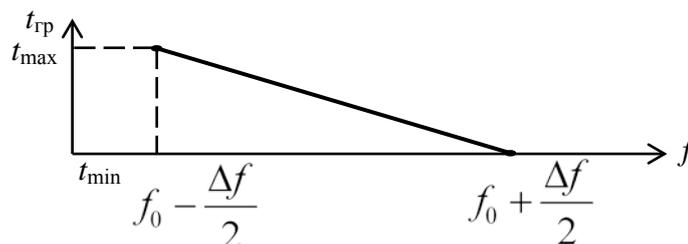


Рис. 4.48. Характеристика группового запаздывания

Группы более низких частот сигнала задерживаются в СФ на большее время, чем группы более высоких частот. Это обеспечивает совмещение групповых радиоимпульсов с различными несущими частотами. При их синфазном наложении образуется более короткий сжатый радиоимпульс без внутриимпульсной модуляции вида $\sin x/x$ (рис. 4.49). Длительность сжатого импульса определяется только девиацией частоты входного сигнала и не зависит от его длительности, т. е. $\tau_{\text{сж}} = \frac{1}{\Delta f}$. Коэффициент сжатия

$$k_{\text{сж}} = \frac{\tau_{\text{вх}}}{\tau_{\text{вых}}} = \frac{\tau_{\text{и}}}{\tau_{\text{сж}}} = \tau_{\text{и}} \Delta f = n.$$

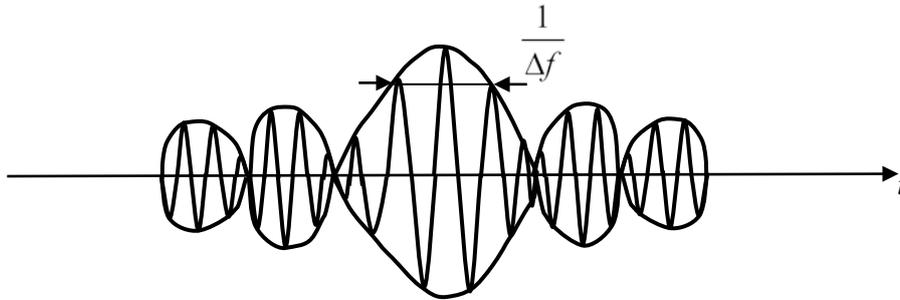


Рис. 4.49. Вид сжатого импульса на выходе согласованного фильтра

Условием наложения групп частот является следующее:

$$t_{\text{возд}}(f) + t_{\text{гр}}(f) = t_0,$$

где $t_{\text{возд}}(f)$ – время воздействия на вход СФ группы частоты f .

Зависимость $t_{\text{гр}}(f)$ называют дисперсионной характеристикой, а фильтр сжатия ЧМ-радиоимпульсов – дисперсионным фильтром. Подбор оптимальной дисперсионной характеристики эквивалентен подбору оптимальной фазочастотной характеристики $\arg k(f)$ согласованного фильтра. Компенсация ФЧС сигнала является основной причиной временного сжатия, приводя к согласованному наложению гармонических составляющих и образованию пика сжатого радиоимпульса.

Для реализации дисперсионных фильтров используются эффекты искусственной и естественной дисперсии. Широко применяется искусственная дисперсия на основе многоотводных линий задержки на ПАВ.

Существенно меньшая по сравнению со скоростью света скорость распространения ПАВ позволяет получать приемлемые задержки при малых габаритах линий (рис. 4.50).

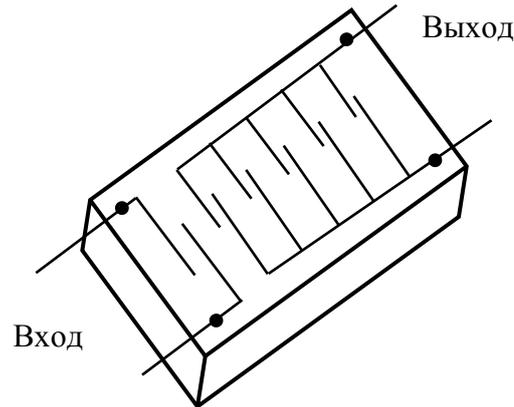


Рис. 4.50. Фильтр сжатия на ПАВ

Звукопровод выполняют из пьезоэлектрического кристалла (*кварц, ниобат лития и т. д.*) На поверхность кристалла наносят проводящие металлические входные и выходные электроды. Электрическое поле входного напряжения возбуждает акустическую волну. В выходных электродах эта волна наводит электродвижущую силу (ЭДС). Требуемая зависимость группового запаздывания от частоты обеспечивается соответствующей расстановкой электродов. Фильтры сжатия указанной конструкции позволяют обеспечивать длительность линейного участка дисперсионной характеристики от единиц до сотен микросекунд (мкс), с полосами частот от единиц до сотен МГц, с произведениями $\tau_{г}\Delta f \approx (10 \div 10\,000)$.

Разновидностями дисперсионных фильтров на ПАВ являются *фильтры отражательного типа*.

Для реализации линейного участка дисперсии с временной протяженностью от десятков до тысяч мкс используют также *естественную дисперсию* в объемных акустических волноводах в виде металлических полосок (лент), толщина которых соизмерима с длиной акустической волны в металле (рис. 4.51).

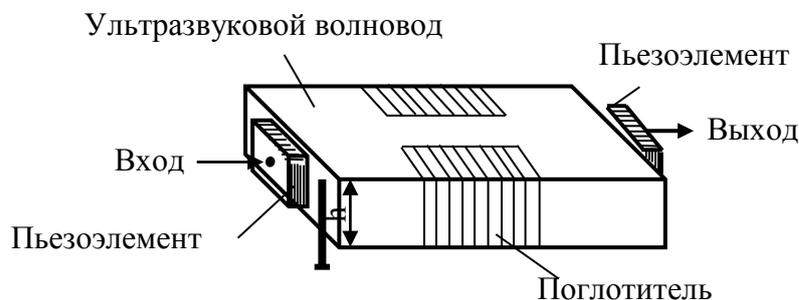


Рис. 4.51. Фильтр сжатия на основе ультразвукового волновода

Входной и выходной пьезоэлементы обеспечивают возбуждение и съем акустических волн, обычно продольных. Для снижения уровня паразитных отражений боковые торцы волновода покрывают поглотителями.

Чтобы ослабить влияние нежелательных типов волн, способных распространяться в акустическом волноводе, используют частотную селекцию на его входе и выходе. Дисперсионная характеристика $t_{гр}(f)$ на рабочем типе волны имеет практически линейный участок. *Его средняя частота f_0 обратно пропорциональна толщине h , а временная протяженность пропорциональна длине волновода.*

Акустические фильтры волноводного типа проще многоотводных на ПАВ, но при реализуемых значениях h сравнительно узкополосны, их параметры поддерживаются менее жестко, чем параметры моноотводных фильтров.

Многоотводные фильтры на ПАВ используют для обработки не только ЛЧМ, но и ФМ-сигналов. Отводы располагаются при этом с постоянным шагом. Достижимые полосы и длительность обрабатываемых сигналов примерно такие же, как и при фильтрации ЛЧМ-колебаний.

4.4. КОРРЕЛЯЦИОННО-ФИЛЬТРОВЫЕ МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ

В каждом из вариантов оптимальной обработки при обнаружении сигналов, встречается вычисление корреляционных интегралов: либо напрямую, либо с помощью согласованного с сигналом фильтра. Часто на практике оказывается проще для этих целей использовать одновременно операции корреляционного и фильтрового вычисления корреляционного интеграла. *Такая обработка сигналов называется корреляционно-фильтровой.*

Она предусматривает представление ожидаемого сигнала в виде произведения двух сигналов, один из которых используется для корреляции, а другой определяет импульсную характеристику СФ. Конкретная схема корреляционно-фильтрового обнаружителя определяется многими факторами, зависящими от решаемых РЛС задач, ее технических характеристик, вида используемого сигнала и т. д.

Рассмотрим принцип корреляционно-фильтровой обработки когерентных сигналов, характеристику их структурных схем и физические процессы, происходящие при этом.

4.4.1. КОРРЕЛЯЦИОННО-ФИЛЬТРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ НА ФОНЕ БЕЛОГО ШУМА

Оптимальное обнаружение радиолокационных сигналов $x(t)$ основано на вычислении корреляционного интеграла:

$$z[y(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t)dt.$$

Это вычисление может быть произведено или непосредственно с помощью перемножителя и интегратора (корреляционный метод), или с помощью согласованного фильтра (фильтровый метод).

Корреляционные схемы обеспечивают оперативную смену обрабатываемых сигналов, но многоканальны при неизвестных t_3 и F_D . Причем в случае приема сигналов со случайными параметрами каждый канал должен дополнительно содержать два квадратурных канала.

СФ инвариантны ко времени прихода обрабатываемых сигналов, однако исключают возможность оперативного изменения вида обрабатываемых сигналов и сложны в реализации для случая обработки квазинепрерывных и широкополосных импульсных сигналов.

Достоинства корреляционного и фильтрового обнаружителей в значительной степени могут быть реализованы в корреляционно-фильтровом обнаружителе.

Принцип корреляционно-фильтровой обработки заключается в представлении ожидаемого сигнала $x(t)$ в виде произведения двух функций: $x_1(t)$ и $x_2(t)$, т. е. $x(t) = x_1(t) x_2(t)$, и в вычислении с их помощью корреляционного интеграла:

$$z[y(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x_1(t)x_2(t)dt. \quad (4.35)$$

Выбор функций $x_1(t)$ и $x_2(t)$ производится таким образом, чтобы функция $x_2(t)$ обеспечивала простоту технической реализации импульсной характеристики согласованного фильтра $k_2(t) = c x_2(t_0 - t)$.

Этот метод обработки сводится к двум операциям:

1) перемножению принимаемого сигнала $y(t)$ с функцией $x_1(t)$ (элемент корреляционной обработки):

$$y_1(t) = y(t)x_1(t);$$

2) согласованной фильтрации полученного колебания $y_1(t)$ более простым фильтром с импульсной характеристикой:

$$k_2(t) = c x_2(t_0 - t).$$

Обобщенная структурная схема корреляционно-фильтрового обнаружителя сигналов со случайными параметрами показана на рис. 4.52.

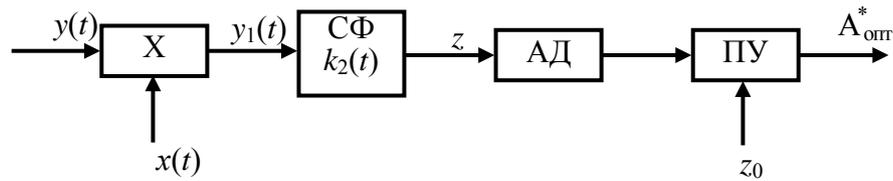


Рис. 4.52. Структурная схема корреляционно-фильтрового обнаружителя:
АД – амплитудный детектор, ПУ – пороговое устройство

Представленная схема не требует квадратурных подканалов для приема сигналов со случайной начальной фазой по сравнению со схемой корреляционного обнаружителя.

Таким образом, корреляционно-фильтровая обработка сигналов реализует элементы корреляционной и фильтровой схем обработки. Смысл разложения ожидаемого сигнала на сомножители связан при этом с упрощением конструкции фильтровой части схемы.

4.4.2. ПРИМЕРЫ КОРРЕЛЯЦИОННО-ФИЛЬТРОВОЙ ОБРАБОТКИ

Рассмотрим корреляционно-фильтровый обнаружитель когерентной пачки радиоимпульсов.

Представим когерентную пачку радиоимпульсов $x(t)$ с периодом повторения T и длительностью импульсов $\tau_{и}$ в виде произведения функций $x_1(t)$ и $x_2(t)$. Функция $x_1(t)$ описывает неограниченную последовательность прямоугольных видеоимпульсов с периодом T и длительностью $\tau_{и}$, а функция $x_2(t)$ соответствует радиоимпульсу с длительностью пачки

$$\tau_c = (M - 1)T.$$

Здесь M – число импульсов в пачке.

Вычисление корреляционного интеграла

$$z = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) x_1(t) x_2(t) dt \quad (4.36)$$

можно произвести стробированием принимаемого колебания $y(t)$ импульсами последовательности $x_1(t)$ и фильтрацией в согласованном фильтре с импульсной характеристикой $k_2(t) = x_2(t_0 - t)$ тех частей сигнала $y(t)$, которые пройдут селектор (т. е. совпадут с ожидаемым сигналом). Схема обработки для описанного случая представлена на рис. 4.53.

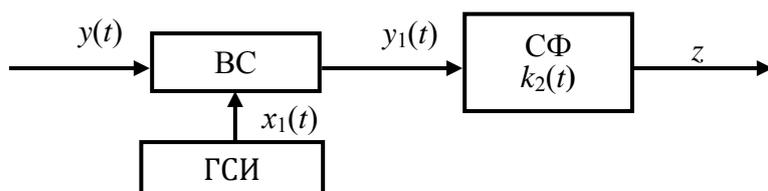


Рис. 4.53. Схема корреляционно-фильтрового обнаружителя когерентной пачки радиоимпульсов со стробированием: ВС – временной селектор; ГСИ – генератор стробирующих импульсов; СФ – согласованный фильтр

Временной селектор осуществляет перемножение с помощью стробирующих импульсов последовательности $x_1(t)$. В качестве согласованного фильтра можно использовать узкополосный колебательный контур с шириной полосы пропускания

$$\Pi = \frac{1}{\tau_c} = \frac{1}{(M-1)T}. \quad (4.37)$$

Растягиваясь в узкополосном контуре до длительности $\tau_c = M \cdot T$, импульсы сигнала накладываются и когерентно суммируются (рис. 4.54).

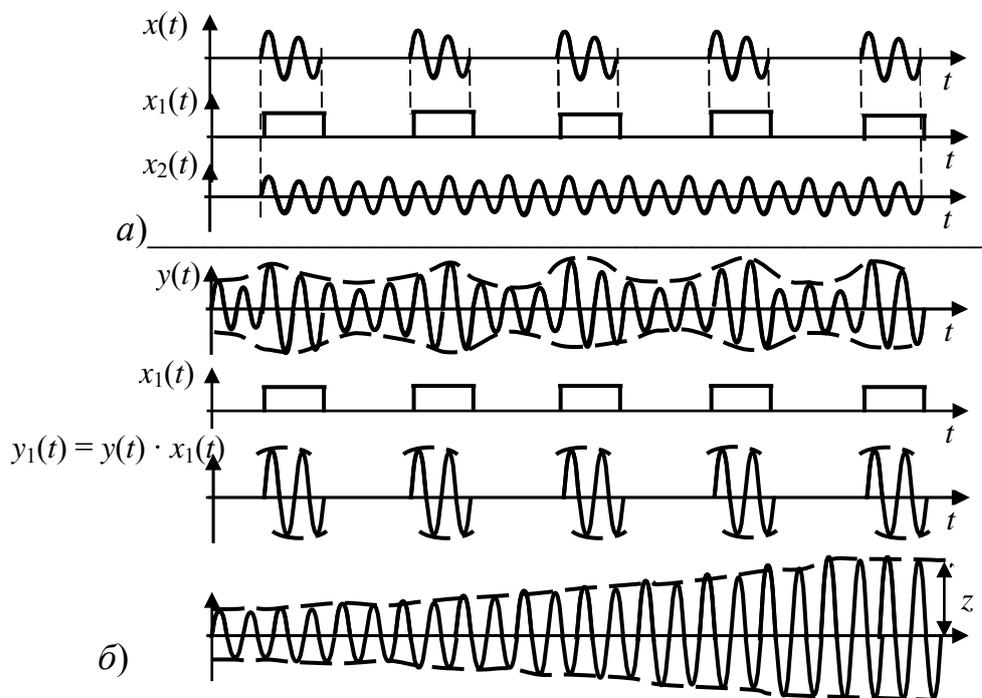


Рис. 4.54. Представление когерентной пачки радиоимпульсов произведением двух функций (а) и временные диаграммы напряжений (б) в схеме, показанной на рис. 4.53

Рассмотренная схема корреляционно-фильтровой обработки предполагает применение СФ на высокой частоте. Такие схемы обычно сложны в изготовлении и эксплуатации.

На практике большое распространение нашли схемы корреляционно-фильтровой обработки с узкополосной фильтрацией на промежуточной частоте.

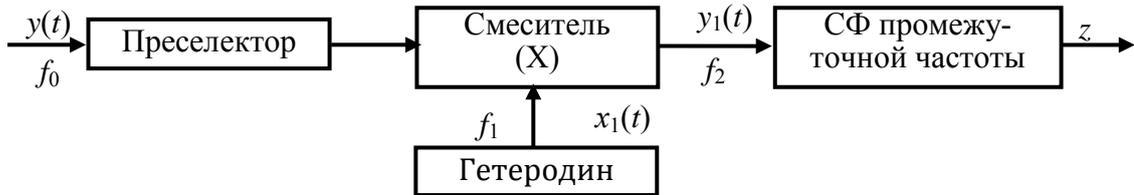


Рис. 4.55. Схема корреляционно-фильтрового обнаружителя на промежуточной частоте

Структурная схема устройства для такой обработки приведена на рис. 4.55. Она вытекает из комплексного представления ожидаемого сигнала

$$\dot{x}(t)e^{j2\pi f_0 t} = \dot{x}_1(t)e^{j2\pi f_1 t} \cdot \dot{x}_2(t)e^{j2\pi f_2 t} \quad (4.38)$$

и соответствует:

1) обобщенному гетеродинированию на частоте $f_1 = f_r$ с введением в гетеродинное напряжение модулирующего множителя $\dot{x}_1(t)$;

2) фильтровой обработке на промежуточной частоте $f_2 = f_{пр}$. Импульсная характеристика фильтра согласуется с колебанием

$$\dot{x}_2(t)e^{j2\pi f_2 t} = \left[\begin{array}{c} \dot{x}(t) \\ \dot{x}_1(t) \end{array} \right] e^{j2\pi(f_0 - f_1)t}. \quad (4.39)$$

Преселектор предназначен для исключения приема сигналов по зеркальному каналу. Если закон модуляции обобщенного гетеродина повторяет закон модуляции ожидаемого сигнала, то происходит демодуляция сигнала и импульсная характеристика фильтра соответствует немодулированному колебанию промежуточной частоты f_2 . Фильтр должен представлять собой узкополосный колебательный контур.

Действительно, при $\dot{x}_1(t) = \dot{x}(t)$ получим

$$\dot{x}_2(t)e^{j2\pi f_2 t} = e^{j2\pi(f_0 - f_1)t} = e^{j2\pi f_2 t}.$$

При ЧМ- и ФМ-колебаниях может проводиться полная или частичная фазовая (фазочастотная) демодуляция.

Случай полной частотной демодуляции рассмотрим на примере, когда зондирующий сигнал РЛС представляет ЛЧМ-сигнал с периодическим законом изменения мгновенной частоты и девиацией Δf (рис. 4.56).

$$f(t) = f_{\min} + \frac{t}{T} \cdot \Delta f; \quad f(t+T) = f(T).$$

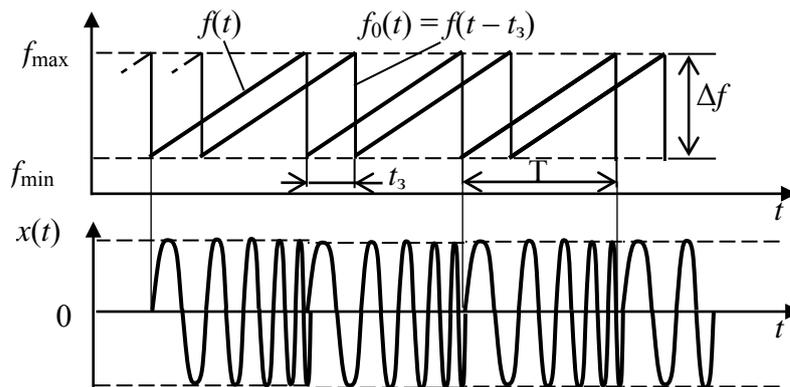


Рис. 4.56. Случай полной частотной демодуляции ЛЧМ-сигнала

От цели приходят сигналы с законами изменения мгновенной частоты $f_c(t) = f(t - t_3)$. Если $t_3 < T$, то в качестве гетеродинного $U_r(T)$ можно взять смещенное на $f_{\text{пр}}$ зондирующее колебание. На выходе смесителя формируется колебание $U_p(t)$ разностной частоты, равной на большей части $T - t_3$ периода T :

$$f = f(t) - f(t - t_3) = \frac{t_3}{T} \Delta f = \frac{2r\Delta f}{cT}. \quad (4.40)$$

Для выделения колебания $U_p(t)$ на схеме (рис. 4.57) предусмотрен спектроанализатор в виде набора полосовых фильтров. Полосы пропускания фильтров выбираются обратными длительностям когерентно обрабатываемых сигналов T , т. е. $\Pi \approx 1/T$. Дальность до цели определяется номером фильтра с максимальным выходным напряжением.

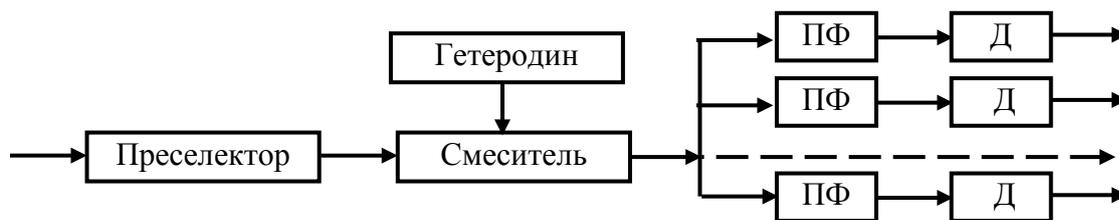


Рис. 4.57. Схема выделения колебаний разностной частоты с помощью спектроанализатора

Еще одной разновидностью корреляционно-фильтровой обработки является спектральный анализ с использованием ЛЧМ-гетеродина и сжатия в согласованном с гетеродином дисперсионном фильтре (рис. 4.58).

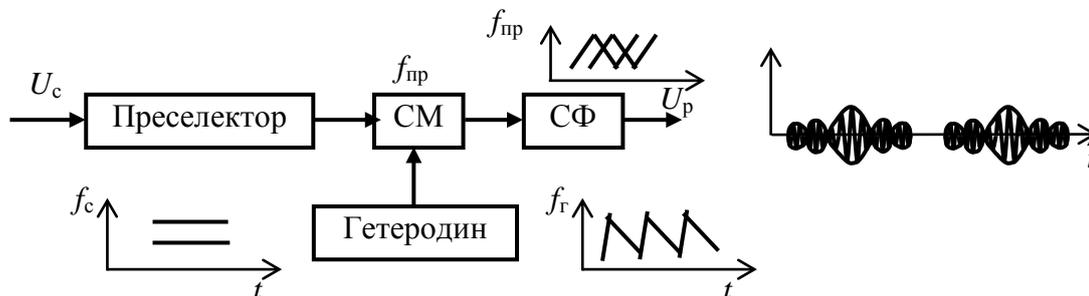


Рис. 4.58. Схема корреляционно-фильтровой обработки с использованием ЛЧМ-гетеродина и сжатия в согласованном дисперсионном фильтре

Различие в частотах сигналов преобразуется во временное положение сжатых радиоимпульсов.

Корреляционно-фильтровая обработка имеет серьезный недостаток – необходимость обзора по дальности и скорости в случае, когда они неизвестны. Схема многоканального корреляционно-фильтрового обнаружителя, представленная на рис. 4.59, позволяет осуществлять параллельный обзор по частоте и времени запаздывания.

Каждый канал дальности содержит набор узкополосных фильтров, перекрывающих диапазон доплеровских частот. Повторное стробирование по дальности восстанавливает исходную длительность сигнала. Выбор количества каналов определяется диапазоном изменения параметров F_D , t_3 и разрешающей способностью РЛС по этим параметрам.

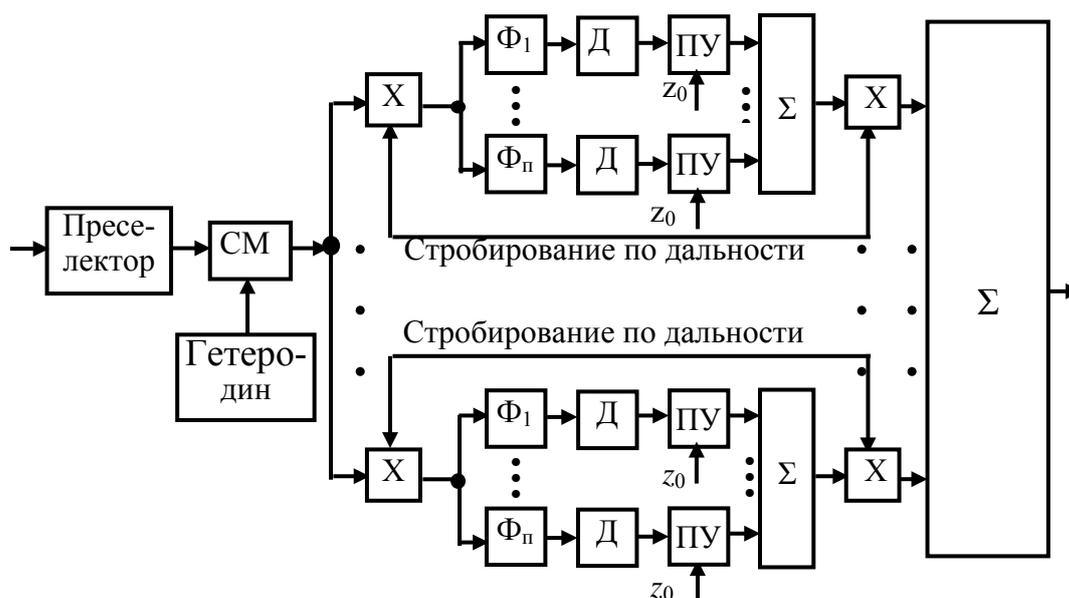


Рис. 4.59. Схема многоканального корреляционно-фильтрового обнаружителя: ПУ – пороговое устройство; СМ – смеситель; Ф – фильтр; Д – детектор

Таким образом, корреляционно-фильтровая обработка позволяет не только упростить техническую реализацию обнаружителей сигналов, но и значительно расширяет возможности по решению, например, задач измерения параметров сигналов, распознавания типов целей и т. п.

Контрольные вопросы и задачи к практическим занятиям

1. В чем заключается принцип корреляционно-фильтровой обработки?
2. Из каких соображений выбираются функции $x_1(t)$ и $x_2(t)$?
3. Пояснить, какие операции включает метод корреляционно-фильтровой обработки и как они связаны с его названием?
4. Привести обобщенную структурную схему корреляционно-фильтрового обнаружителя и пояснить, почему для приема сигналов со случайной начальной фазой не требуется квадратурных подканалов.
5. Как выбирают длительность стробирующих импульсов $x_1(t)$?
6. Как изменится схема корреляционно-фильтрового обнаружителя, если неизвестна частота Доплера F_D ?
7. Чем определяется АЧХ фильтра, согласованного с сигналом $x_2(t)$?

Задача 1. На вход приемного устройства РЛС поступает когерентная прямоугольная пачка прямоугольных радиоимпульсов без внутриимпульсной модуляции со следующими параметрами: $\tau_{и} = 1$ мкс, $T = 1\ 000$ мкс, $M = 21$. Синтезировать корреляционно-фильтровый обнаружитель сигнала при неизвестной величине t_3 , но известной F_D и определить количество каналов обработки и отношение сигнал/шум q^2 на выходе устройства обработки, если разрешающая способность РЛС по дальности $\delta r = 150$ м, а отношение r сигнал/шум для одиночного импульса на выходе устройства $q_{и}^2 = 1$.

Задача 2. В схеме корреляционно-фильтровой обработки задачи 1 гетеродин используется только для переноса частоты входного сигнала на промежуточную, т. е. не является обобщенным. Изобразить структурную схему устройства обработки и частотную характеристику её фильтровой части, считая время прихода сигналов известным.

Задача 3. Определить полосу пропускания фильтра для схемы, синтезированной в задаче 1.

Задача 4. В РЛС используется корреляционно-фильтровая обработка ЛЧМ-радиоимпульса со случайной начальной фазой с девиацией $\Delta f_c = 10$ МГц. Для обработки сигнала применяется фильтр, согласованный с ЛЧМ-сигналом с девиацией $\Delta f_\phi = 1$ МГц. Изобразить структурную схему устройства обработки с частотной демодуляцией сигнала и определить ча-

стоту девиации сигнала обобщенного гетеродина $x_1(t)$ и длительность импульса на выходе схемы. Полагать F_d и t_3 известными.

Задача 5. В РЛС используется ФМ-сигнал с кодом $++-+$ со случайной начальной фазой. Изобразить схему корреляционно-фильтровой обработки сигнала с полной демодуляцией при известной доплеровской частоте, код сигнала обобщенного гетеродина и определить полосу пропускания фильтра, если длительность парциального радиоимпульса $\tau_0 = 4$ мкс.

4.5. ЗАЩИТА РЛС ОТ ПАССИВНЫХ И АКТИВНЫХ ПОМЕХ. ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

4.5.1. ОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Физические основы, лежащие в основе компенсации сигналов, отраженных от пассивных помех и «местных предметов».

При работе радиолокаторов наблюдается явление отражения электромагнитных волн, излучаемых антенной, от объектов, электрические параметры которых отличаются от параметров среды распространения радиоволн. В частности, такими объектами являются местные предметы, гидрометеоры (облака, дождь, град, снег), другие объекты естественного происхождения, а также специально создаваемые помеховые сигналы. В дальнейшем все перечисленные виды сигналов будем называть пассивными помехами (ПП). Интенсивность ПП может превышать на 30–80 дБ уровень собственных шумов приемника, что приводит к его перегрузке и потере полезного сигнала.

Отраженные от целей сигналы и маскирующие ПП имеют определенные отличия, связанные с различиями целей и отражателей, создающих ПП. К числу этих различий относятся:

1. Распределенный характер мешающих отражателей и близкие к сосредоточенным «блестящие» элементы цели. Поэтому, повышая разрешающую способность по координатам и сокращая при этом размеры разрешаемого объема (во всяком случае, до размеров, превышающих размеры самолета), можно добиться улучшения наблюдаемости сигнала на фоне ПП.

2. Отличия в поляризации отраженных сигналов, которые наблюдаются, если ПП создается, например, гидрометеорами (дождь, тучи), состоящими из мелких капель, имеющих форму шара. Если гидрометеоры облучаются колебаниями с круговой поляризацией, то они отражают колебания также с круговой поляризацией, но с обратным (если смотреть в направлении распространения волны) вращением плоскости поляриза-

ции. Если приемная антенна не воспринимает колебания с такой поляризацией, она тем не менее может принимать колебания от целей, обладающих несимметрией структуры.

3. Различия в скорости перемещения мешающих отражателей и цели. Скорость перемещения наземных мешающих отражателей относительно наземной радиолокационной станции равна нулю, в то время как представляющие практический интерес цели перемещаются с достаточно большой скоростью.

Если ПП создается противорадиолокационными отражателями, то эти отражатели, будучи сброшены с самолета, быстро теряют первоначальную скорость, приобретая скорость, близкую к скорости ветра. Поскольку скорость ветра не постоянна по высоте, в соответствии с высотным перепадом (градиентом) этой скорости имеет место разброс скоростей противорадиолокационных отражателей.

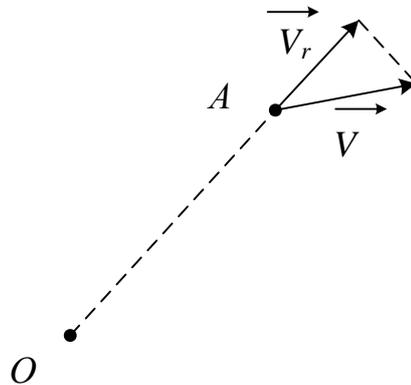


Рис. 4.60. К определению радиальной составляющей цели

Полезный сигнал (сигнал, отраженный от воздушного судна) и ПП являются результатом вторичного излучения электромагнитной энергии.

Основное различие сигналов заложено в частотах отраженных сигналов и обусловлено разными радиальными составляющими скоростей движения цели и источников ПП. Различия в радиальных скоростях целей и отражателей имеются и могут быть использованы для селекции по скорости. *Селекцию по скорости (иначе по эффекту движения цели) называют СДЦ.*

Пусть в точке O (рис. 4.60) находится передатчик, в точке A – объект, движущийся со скоростью \vec{V} . Будем полагать, что объект движется равномерно и прямолинейно с радиальной скоростью \vec{V}_r (объект удаляется от РЛС). График движения изображен на рис. 4.61а сплошной линией, а пунктиром показан график распространения электромагнитных колебаний. Из рис. 4.61б видно, что происходит трансформация временного масштаба, т. е. растяжение колебаний, отраженных от цели, относительно излученных РЛС. Для приближающейся цели ($\vec{V}_r < 0$) происходит сжатие времен-

ного масштаба. Наряду с трансформацией временного масштаба наблюдается уменьшение амплитуды отраженного сигнала.

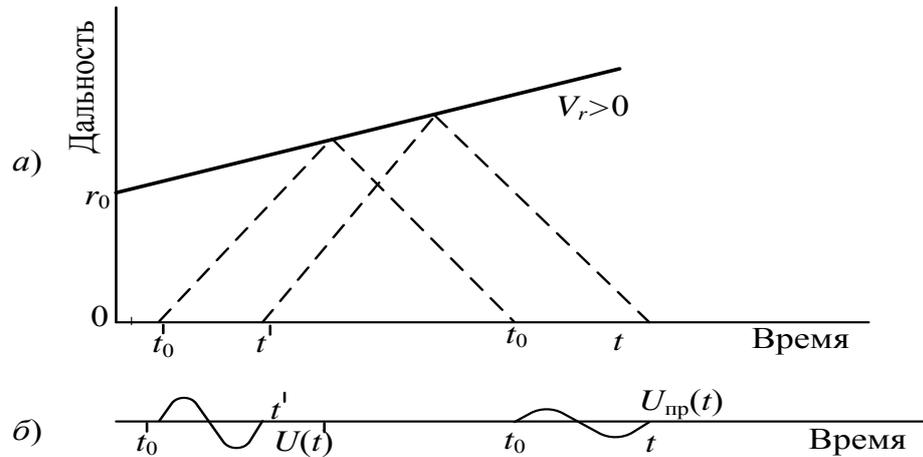


Рис. 4.61. Графики, поясняющие трансформацию сигнала, отраженного движущейся «блестящей» точкой

В соответствии с трансформацией масштаба времени изменяется зависимость принимаемых колебаний $U_{\text{пр}}(t)$ по сравнению с излучаемыми $U(t)$. В случае если излучаются гармонические колебания

$$U(t) = \cos 2\pi f_0 t,$$

имеем следующий результат при приеме:

$$U_{\text{пр}}(t) = \cos \left[2\pi f_0 \frac{1 - V_r/c}{1 + V_r/c} (t - t_0) + \varphi \right], \quad (4.41)$$

где $\varphi = 2\pi f_0 t'_0$, что соответствует трансформации частоты (эффект Доплера).

Условимся выражение для частоты принимаемых колебаний записывать в следующем виде:

$$f_{\text{пр.}} = f_0 - F_{\text{Д}},$$

где доплеровская поправка частоты (частота Доплера)

$$F_{\text{Д}} = f_0 \left[1 - \frac{1 - V_r/c}{1 + V_r/c} \right]$$

положительна при $V_r > 0$ и отрицательна при $V_r < 0$. При $|V_r| \ll c$ можно полагать, что

$$F_D \approx \frac{2V_r}{\lambda_0} = f_0 \frac{2V_r}{c}. \quad (4.42)$$

В принципе, для выделения сигналов движущихся целей можно использовать изменение несущей частоты, частоты повторения импульсов и длительности импульсов, которые наблюдаются при отражении зондирующего сигнала от таких объектов. Однако последние два эффекта очень малы и обнаружить их трудно. Практически представляется возможным зафиксировать изменение несущей частоты. Таким образом, частота Доплера является основным, хотя и не единственным, информативным параметром, с помощью которого осуществляется СДЦ на фоне ПП.

Для импульсной последовательности (рис. 4.62) происходит растяжение промежутка между соседними импульсами в $(1 + 2V_r/c)$ раз так, что этот промежуток получает приращение $\Delta T = \frac{2V_r}{c}T$.

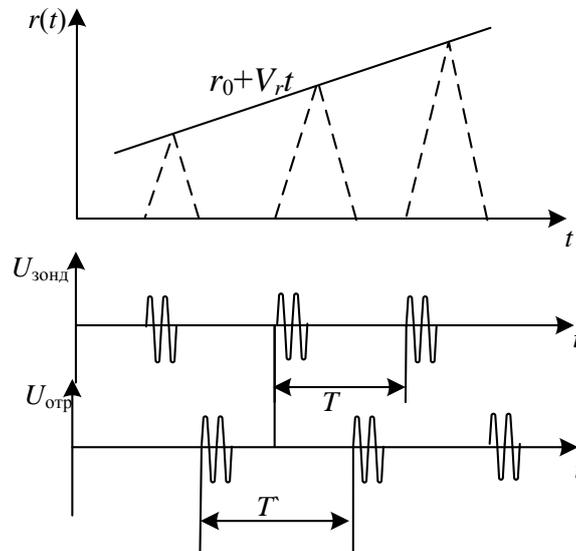


Рис. 4.62. Пояснение трансформации периодической последовательности радиоимпульсов, отраженных движущейся «блестящей» точкой

Численно изменение промежутка между импульсами за счет скоростной деформации сигнала невелико. Например, для $T = 10^{-3}$ с, $V_r = 150$ м/с и $c = 3 \cdot 10^8$ м/с оно составляет 10^{-9} с, т. е. величину одного порядка с периодом колебаний высокой частоты. Это значит, что деформацию сигнала можно заметить лишь по изменению фазы колебаний высокой частоты. Чтобы использовать эту возможность, нужно предъявить достаточно жест-

кие требования к фазовой структуре высокочастотных колебаний, иначе – к их когерентности.

Различают несколько видов обеспечения когерентности колебаний.

1. *Истинная внутренняя когерентность* достигается тем, что колебания создаются стабильным задающим генератором (ЗГ), после которого стоит усилитель мощности (УМ) с устойчивой фазовой характеристикой.

2. *Эквивалентная внутренняя когерентность* достигается тем, что генератор с самовозбуждением вырабатывает последовательность импульсов постоянной несущей частоты со случайными начальными фазами. Начальная фаза каждого зондирующего импульса запоминается на время приема отраженных сигналов до следующего зондирования. Путем соответствующей обработки принимаемого колебания эта фаза исключается, и принимаемые колебания оказываются практически такими же, как и в случае истинной когерентности.

3. *Внешняя когерентность* достигается тем, что информация о случайной начальной фазе зондирующего импульса извлекается из проходящих от пассивных отражателей колебаний.

Принципы технической реализации эквивалентной внутренней и внешней когерентности подробнее рассматривается в подпараграфе 4.4.3. Пока это не будет оговорено особо, будем полагать в дальнейшем, что имеет место истинная внутренняя когерентность.

При импульсной модуляции излучаемых колебаний эффект Доплера проявляется в сдвиге спектра частот на доплеровскую частоту и в изменении фазы излучаемых колебаний от одного периода повторения импульсов к другому относительно начальной фазы излучаемых колебаний. Названные эффекты показаны на рис. 4.63 и 4.64.

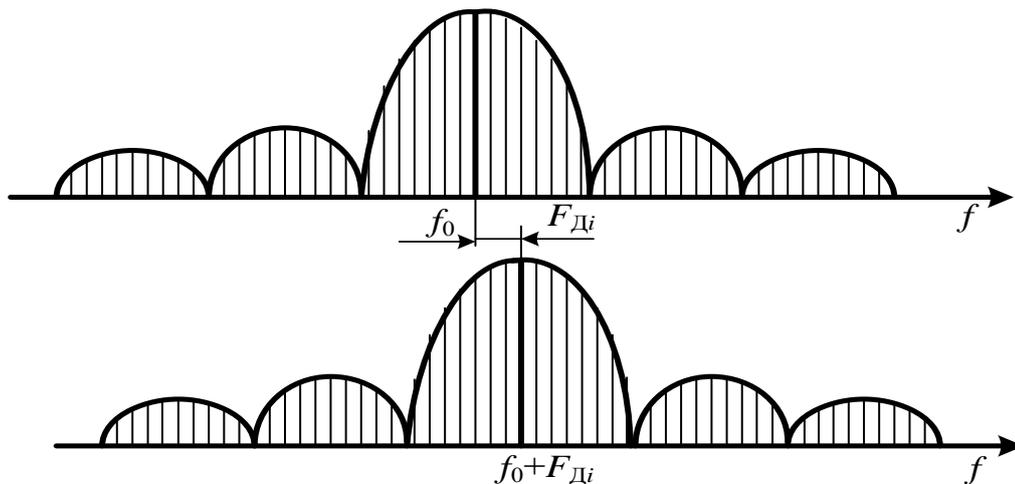


Рис. 4.63. Сдвиг спектра частот импульсов отраженных колебаний на доплеровскую добавку

Наличие отражений от ПП не позволяет решать задачи обнаружения и измерения координат воздушных судов без применения систем СДЦ.

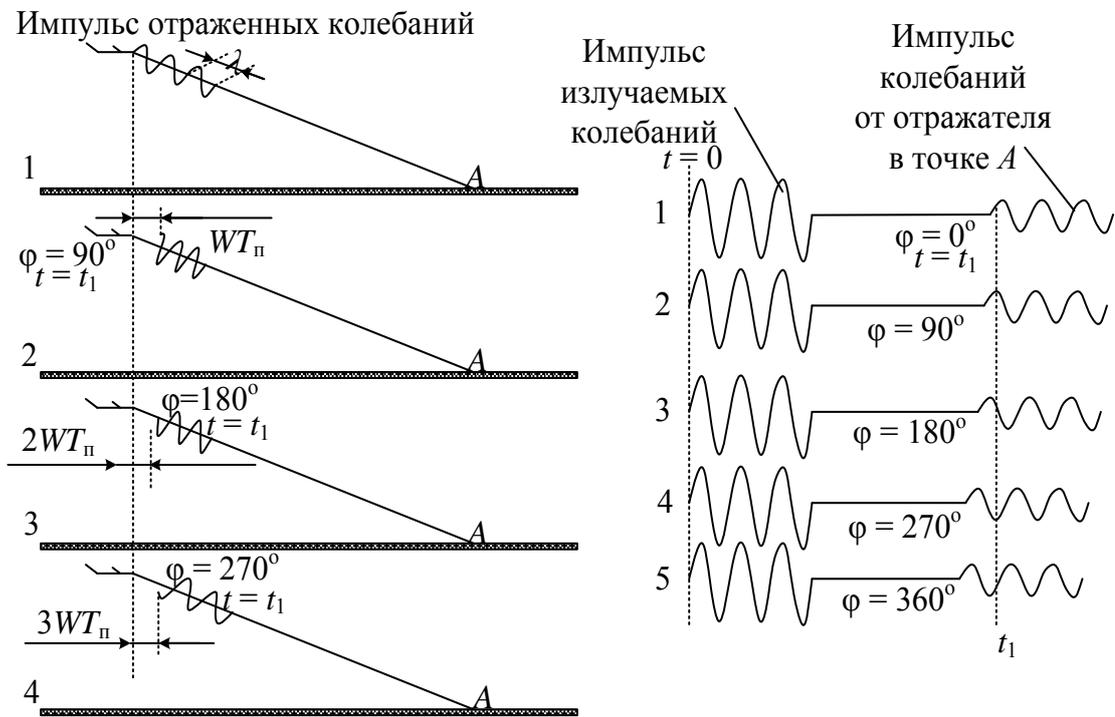


Рис. 4.64. Изменение фазы колебаний от отражателя в точке A от одного периода повторения импульсов к другому

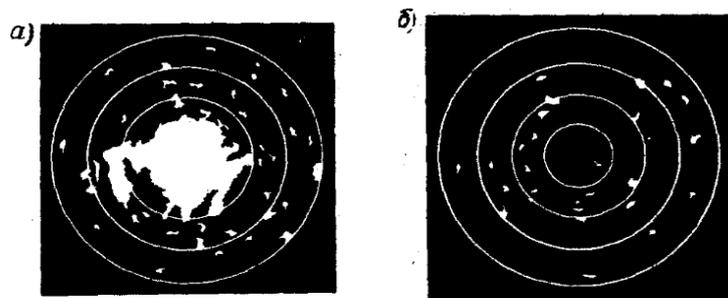


Рис. 4.65. Вид индикаторов кругового обзора с выключенной (а) и включенной системой (б) СДЦ

Статистические характеристики ПП.

Первичная радиоволна наводит на поверхности объектов токи проводимости или токи смещения, которые являются источником вторичного излучения. *Вторичное излучение называется отражением, или рассеянием.* Особый интерес для РЛС представляет отражение в обратном направлении (от объекта к РЛС). Большинство реальных объектов имеет сложный характер.

Объекты можно разделить на *сосредоточенные* и *распределенные*. К *сосредоточенным* относятся объекты, размеры которых меньше элементов разрешения. Примером являются летательные аппараты. К *распределенным объектам* относятся земная и водная поверхность, облака, дождь, снег, туман и другие, для которых соотношение размеров и элементов разрешения не выполняются. Они могут занимать несколько разрешаемых объемов. Вторичное излучение распределенных объектов маскирует полезные сигналы, но иногда находит и практическое использование, например, для обнаружения дождевых и снеговых облаков, навигации самолетов вдоль земной поверхности (табл. 4.1).

Распределенные объекты подразделяются, в свою очередь, на *объемно-распределенные* и *поверхностно-распределенные*.

Таблица 4.2

Классификация ПП

Причины образования помех	Характер помех			
	Поверхностно-распределенные	Объемно-распределенные	Сосредоточенные	Прочие
Естественные	Отражения: от земной поверхности; от морской поверхности	Отражения от метеообразований	Отражения от атмосферных неоднородностей и оптически ненаблюдаемых объектов	Помехи на n -м ходе развертки
Искусственные		Отражения от облаков, диполей и металлизированных лент	Отражения от крупных наземных сооружений	Сигналы, отраженные от земных движущихся целей

Объемно-распределенные объекты (помехи от метеообразований, дипольные отражатели, ионизированные образования) обычно характеризуются удельной эффективной поверхностью (средним значением эффективной поверхности на единицу объема). Подобные объекты представляют собой совокупность большого числа элементарных частиц, распределенных случайным образом. Обычно (особенно в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн) имеет практическое значение только некогерентное отражение, при котором сигналы от отдельных частиц можно рассматривать как независимые случайные величины, к которым применим закон сложения мощностей.

Маскирующее действие объемно-распределенных объектов определяется величиной эффективной поверхности σ_V , приходящейся на разрешаемый объем V :

$$\sigma_v = n \cdot \bar{\sigma} = \eta \cdot V,$$

где $\bar{\sigma}$ – среднее значение эффективной площади одного элементарного излучателя;

$\eta = N \cdot \bar{\sigma}$ – удельная эффективная площадь;

$n = N \cdot V$ (N – число излучателей в единице объема).

Гидрометеоры в жидкой фазе (туман, дождь) состоят из капель сферической формы, размеры которых малы по сравнению с длиной волны λ . Для этого случая удельная эффективная площадь

$$\eta \approx \pi^5 N \frac{\bar{d}^6}{\lambda^4}, \quad (4.43)$$

где \bar{d} – средний диаметр капли.

Из-за отражений от метеообразований возникают помеховые сигналы с широким доплеровским спектром, что существенно затрудняет выделение на их фоне сигналов, отраженных от воздушных судов (рис. 4.65).

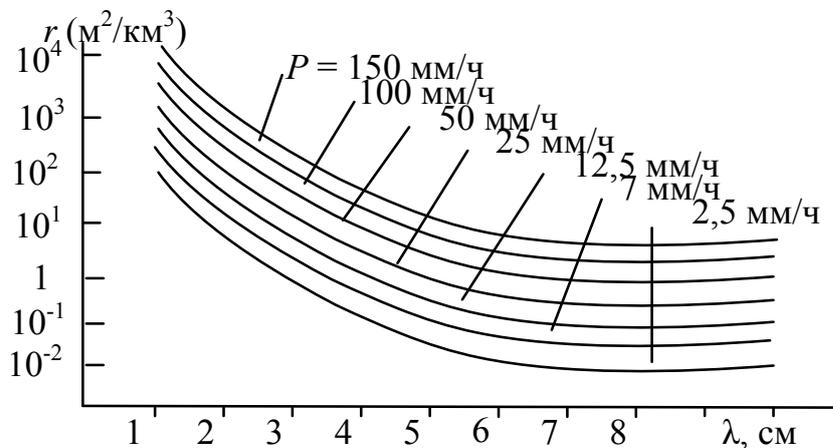


Рис. 4.66. График зависимости удельной эффективной площади обратного вторичного излучения дождя различной интенсивности от длины волны (P – обозначает интенсивность осадков)

Вторичное излучение гидрометеоров в твердой форме (снег, град) значительно слабее, чем в жидкой (рис. 4.66).

От ионизированных образований (ионосферы, следов метеоров, полярных сияний) возможны три вида отражений:

1. *Полное отражение*, которое наблюдается при высокой концентрации электронов $10^{14} \cdot \text{м}^{-3}$ (электрон/м³) и выше.

2. *Частичное отражение*, которое наблюдается в местах резкого пространственного изменения коэффициента преломления.

3. *Некогерентное рассеяние* на невзаимодействующих флуктуационных скоплениях электронов.

Вышеперечисленные объекты относятся к естественным ПП. Из искусственных маскирующих ПП наибольшее распространение получили дипольные противорадиолокационные отражатели. Они представляют собой пассивные полуволновые вибраторы, изготовленные из металлизированных бумажных лент, фольги или металлизированного стеклянного и капронового волокна. Ширина лент может быть от нескольких миллиметров до нескольких сантиметров, а диаметр волокна – от десятков до сотен микрон при толщине металлического покрытия порядка единиц микрон. Обычно дипольные отражатели собираются в пачки в таком количестве, чтобы каждая пачка по своим отражающим свойствам имитировала реальную цель. Число отражателей в пачке можно рассчитать по следующей формуле:

$$n = \bar{\sigma}_n / 0,17\lambda^2, \quad (4.44)$$

где $\bar{\sigma}_n$ – эффективная площадь рассеяния пачки.

Для маскировки дипольные отражатели сбрасывают с борта самолета при помощи автоматов или выстреливают пушками и ракетами. Для маскировки необходимо, чтобы средняя эффективная площадь диполей, занимающих импульсный объем РЛС, превышала среднюю эффективную площадь целей, находящихся в этом объеме.

Поверхностно-распределенные объекты. К ним относятся различные участки земной поверхности (лес, кустарник, пашня, водная поверхность, здания, постройки и т. д.). Они могут быть разделены на гладкие и шероховатые (неровные) поверхности.

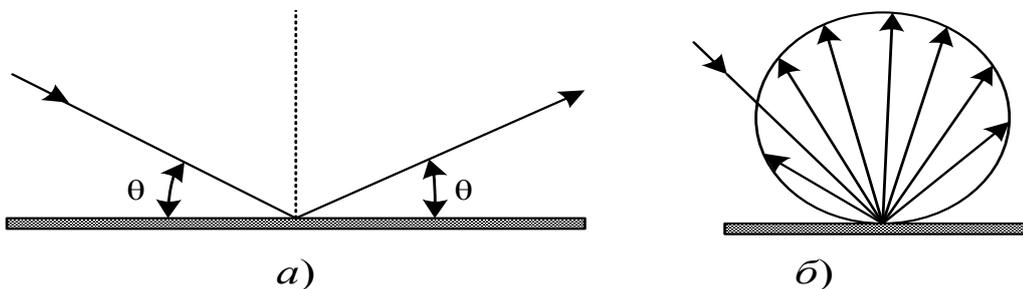


Рис. 4.67. Характер вторичного излучения радиоволн поверхностно-распределенными объектами:
a – зеркальное отражение; *b* – диффузное отражение

Отражение от гладкой поверхности, размеры которой значительно превосходят длину волны λ , оказывается зеркальным (рис. 4.67, *a*). Отражение от шероховатых поверхностей с неровностями порядка длины вол-

ны является диффузным (рис. 4.67, б). При этом падающая волна рассеивается во всех направлениях и часть энергии возвращается к радиолокатору. Диаграмма направленности диффузного вторичного излучения имеет вид сферы, касательной к поверхности. Неровности поверхности по-разному сказываются на различных длинах волн и при различных углах облучения. Для РЛС (особенно сантиметрового диапазона волн) большую часть поверхности суши следует считать шероховатой. Зеркальное отражение наблюдается лишь в случаях гладких поверхностей (спокойная водная поверхность, бетонированные участки и т. д.). Шероховатая поверхность формирует обратное излучение, которое вызывает на экране индикаторов светящуюся область.

Особенностью ПП является неравномерное распределение их спектральной плотности мощности по оси частот (т. е. ПП являются небелым шумом). Такое распределение спектральной плотности мощности объясняется тем, что ПП в некотором импульсном объёме образуются, как правило, совокупностью отражателей (например, диполей, уголков, лент и т. п.), имеющих различные радиальные скорости V_{r_i} (соответствующие доплеровским частотам $F_{Дп_i}$), и от одного разрешаемого объёма к другому изменяется число отражателей и распределение их скоростей. Спектральная плотность мощности ПП, наблюдаемой на фоне белого шума, определяется выражением

$$N(f) = \sum_i k_i G(f - F_{Дп_i}) + N_0, \quad (4.45)$$

где k_i – коэффициент пропорциональности, зависит от числа отражателей в разрешаемой объёме, имеющих радиальную скорость V_{r_i} ;

$G(f)$ – спектральная плотность помехи для неподвижных отражателей;
 N_0 – спектральная плотность белого шума.

Изменение значения $N(f)$ при обзоре пространства обуславливает поэтому нестационарность ПП. Однако в пределах одного разрешаемого объёма её можно считать стационарным небелым шумом.

При оптимальной фильтрации сигналов на фоне маскирующих ПП используются отличия в спектрах полезных сигналов и помехи, обусловленные разным доплеровским смещением частоты сигнала и помехи. Найдем частотную характеристику оптимального фильтра.

Положим, что спектральная плотность ПП $N(f)$ нигде не обращается в ноль. Примем, что эта помеха и сигнал со спектральной плотностью напряжения $g(f)$ пропущены через фильтр (рис. 4.68) с частотной характеристикой $\dot{k}_0[f]$.

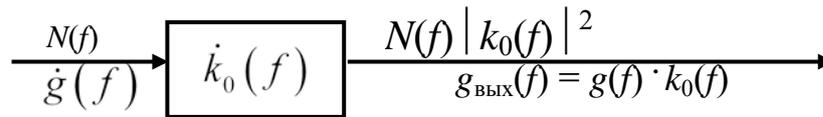


Рис. 4.68. К расчету АЧХ согласованного фильтра

Выберем АЧХ данного фильтра так, чтобы спектральная плотность мощности помехи на выходе $N(f) |k_0(f)|^2$ не зависела от частоты, т. е.

$$N_{\text{вых}}(f) = N(f) |k_0(f)|^2 = \text{const} = c_0$$

или

$$|k_0(f)| = \sqrt{\frac{c_0}{N(f)}}.$$

Поскольку шум на выходе фильтра стал белым, то оптимальное обнаружение осуществляется путем фильтрации сигнала на фоне белого шума.

Следовательно, последующий фильтр должен иметь характеристику, согласованную с выходным сигналом предыдущего фильтра, т. е.

$$\dot{k}_{\text{согл}}(f) = c_1 [\dot{g}(f) \dot{k}_0(f)] \cdot e^{-2\pi f t_0}.$$

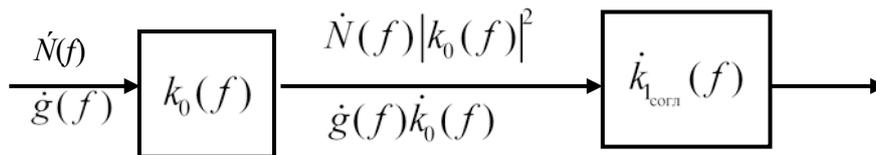


Рис. 4.69. Схема фильтрации на фоне белого шума

Оптимальная характеристика для приема сигнала на фоне небелого шума в целом будет иметь вид

$$k_{\text{опт}}(f) = \frac{c \cdot g^*(f) e^{-j2\pi f t_0}}{N(f)}, \quad (4.46)$$

где $c = c_0 \cdot c_1$.

Полученная формула оптимальной частотной характеристики для случая небелого шума является обобщением формулы для случая белого шума. Для этого достаточно положить $N(f) = N_0 = \text{const}$.

Наряду с необходимостью накопления сигнала, описываемого формулой оптимальной фильтрации на фоне белого шума, формула (4.46) учитывает необходимость режекции (подавления), когда шум небелый (рис. 4.70).

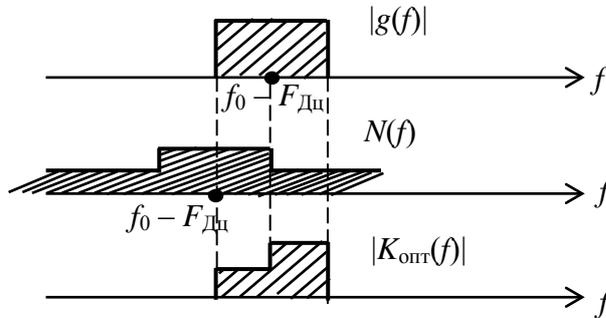


Рис. 4.70. Пояснение принципа режекции сигнала помехи

Рассмотрим пример, соответствующий случаю последовательного включения двух фильтров с частотными характеристиками (рис. 4.70):

$$k_{\text{п}}(f) = \frac{1}{\sqrt{N(f)}},$$

$$k_{\text{н}}(f) = g^*(f) e^{-j2\pi f t_0}.$$

Соответственно фильтр с частотной характеристикой $k_{\text{п}}(f)$ является фильтром подавления помехи, а фильтр с частотной характеристикой $k_{\text{н}}(f)$ – фильтром накопления сигнала.

Оптимальная частотная характеристика (4.46) может быть представлена и в виде произведения двух последовательно соединенных фильтрующих цепей с частотными характеристиками $k_0(f)$ и $k_1(f)$:

$$k_{\text{опт}}(f) = k_0(f) \cdot k_1(f) = c \left(\frac{1}{\sqrt{N(f)}} \right) \left[g^*(f) \frac{e^{-j2\pi f t_0}}{\sqrt{N(f)}} \right]. \quad (4.47)$$

Фильтр с характеристикой $k_0(f) = \frac{1}{\sqrt{N(f)}}$ обелит выходной спектр

помехи:

$$k_0^2(f) \cdot N(f) = \text{const.}$$

Второй фильтр согласован с сигналом, прошедшим обесбелюющий фильтр, и обеспечивает оптимальную обработку сигнала на фоне белого шума, т. е. выполняет накопление сигнала во времени.

Фильтр с АЧХ $|k_0(f)|$ осуществляет режекцию спектральных составляющих принимаемых колебаний, необходимую для оптимизации приема в условиях небелого шума.

Рассмотрим случай оптимального приема когерентной пачки периодически следующих импульсов при наличии ПП и внутреннего шума. Изобразим АЧС сигнала $|g(f)|$ и спектральную плотность помехи (рис. 4.71).

Кривая $N(f)$ получена в результате сдвига спектральной плотности зондирующего сигнала на среднюю доплеровскую частоту помехи и наложения составляющих внутреннего шума N_0 .

На рис. 4.71, в представлена АЧХ оптимального фильтра. Оптимальный фильтр в этом случае осуществляет:

подавление колебаний частот, соответствующих гребням помехи;
пропускание частот, соответствующих гребням сигнала, и сложение их колебаний (накопление сигнала).

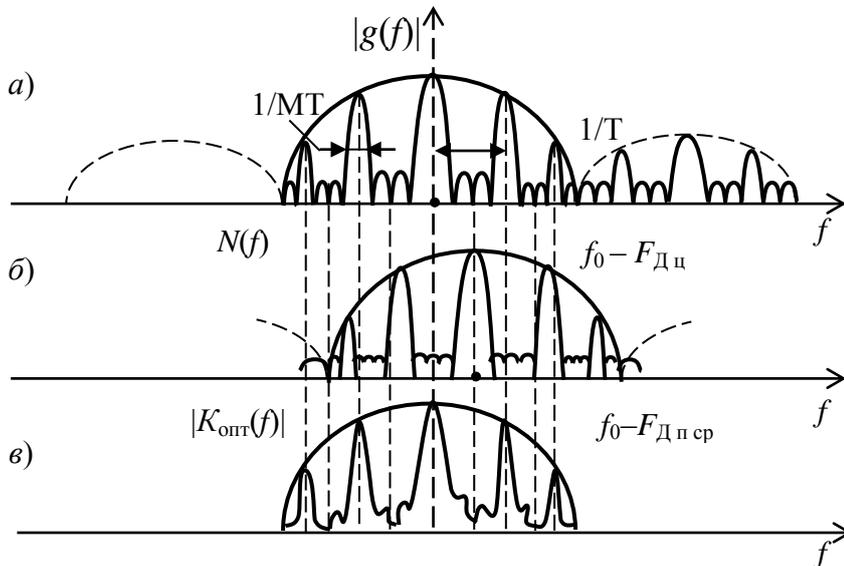


Рис. 4.71. Эпюры, иллюстрирующие вид: а – АЧС полезного сигнала (когерентная пачка); б – спектр ПП; в – АЧХ оптимального фильтра

Для оценки качества обработки сигналов на фоне ПП пользуются коэффициентом подпомеховой видимости. Он показывает, во сколько раз можно увеличить интенсивность помехи на входе схемы оптимальной обработки (защиты от помех) при условии, что качество обнаружения останется таким же, как и при более слабой помехе в случае отсутствия схемы защиты (оптимальной обработки):

$$K_{\text{пв}} = \left(\frac{P_c}{P_{\text{п}}} \right)_{\text{ввых}} : \left(\frac{P_c}{P_{\text{п}}} \right)_{\text{вх}}, \quad (4.48)$$

где $\left(\frac{P_c}{P_{\text{п}}} \right)_{\text{ввых (вх)}}$ – отношение сигнал/помеха по мощности на выходе (входе) устройства.

Преобразуя выражение (4.48), получим $K_{\text{пв}} = K_c^2 \cdot K_{\text{п}}$,

где $K_c = \frac{U_{c_{\text{ввых}}}}{U_{c_{\text{вх}}}}$ – коэффициент прохождения сигнала через устройство обработки;

$K_{\text{п}} = P_{\text{пвх}} / P_{\text{пввых}}$ – коэффициент подавления помехи в устройстве обработки (схемой защиты).

Таким образом, оптимальная обработка сигналов на фоне ПП (небольшого шума) включает как процедуру накопления сигнала (согласованной обработки), так и процедуру подавления помех, зависящую от распределения спектральной плотности помехи.

4.5.2. ПРИМЕРЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ. БОРЬБА С ПАССИВНЫМИ ПОМЕХАМИ

Рассмотрим обработку пачки когерентных радиоимпульсов. В соответствии с формулой оптимальной фильтрации (4.46) фильтр должен осуществлять согласованную обработку пачки радиоимпульсов на фоне белого шума (т. е. включать согласованный фильтр для пачки радиоимпульсов) и режекцию спектральных составляющих помехи. Поэтому условие оптимальной обработки может быть реализовано последовательным включением оптимального фильтра для одиночного импульса пачки, гребенчатого фильтра накопления (ГФН) и гребенчатого фильтра подавления (ГФП) гребней спектра помехи (рис. 4.72). Первые два фильтра этого устройства обеспечивают спектральную обработку импульсов пачки на фоне белого шума, последний фильтр – режекцию помехи.

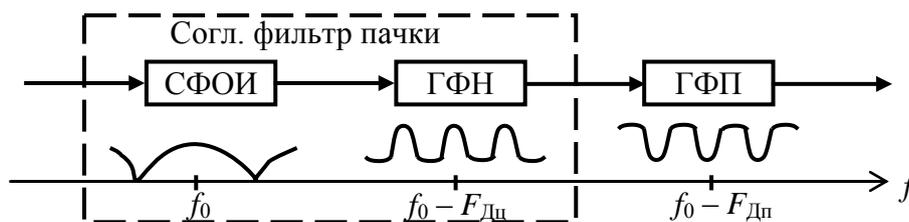


Рис. 4.72. Схема оптимальной обработки пачки когерентных радиоимпульсов на фоне белого шума

При этом фильтр накопления настроен на скорость цели, фильтр подавления – на скорость помехи. Порядок включения фильтров – произвольный, так как произведение АЧХ при этом не меняется. ГФН при неизвестных параметрах полезного сигнала $F_{\text{Дц}}$ является многоканальным (рис. 4.73).

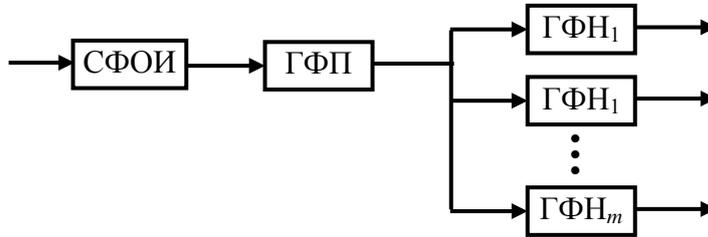


Рис. 4.73. Гребенчатый фильтр накопления

В некоторых случаях когерентное накопление сигнала в целях упрощения аппаратуры СДЦ заменяется некогерентным (рис. 4.74).

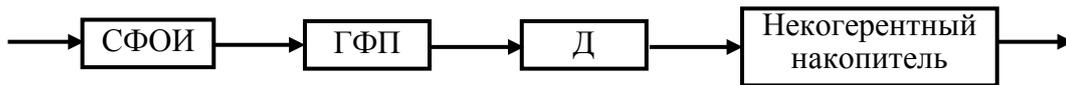


Рис. 4.74. Схема СДЦ с некогерентным накоплением сигнала

Рассмотрим варианты технической реализации ГФП и ГФН.

Простейшие ГФП (рис. 4.75) выполняются по схеме однократного череспериодного вычитания (ЧПВ) (рис. 4.75).

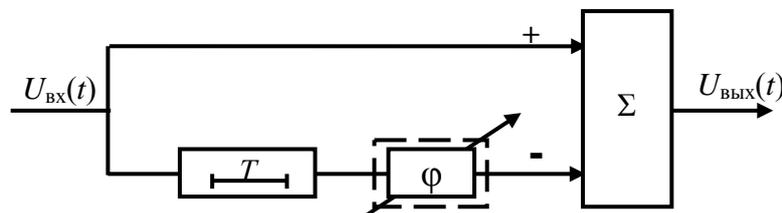


Рис. 4.75. ГФП на основе схемы однократного ЧПВ

Схема обеспечивает получение разности:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ВХ}}(t) - U_{\text{ВХ}}(t - T_{\text{п}}).$$

Определим АЧХ схемы ЧПВ, полагая, что

$$\begin{aligned}
 U_{\text{ВХ}}(t) = e^{j2\pi ft} = k_I(f) &= \left| \frac{U_{\text{ВЫХ}}(t)}{U_{\text{ВХ}}(t)} \right| = \left| \frac{e^{j2\pi ft} - e^{j2\pi f(t-T_n)}}{e^{j2\pi ft}} \right| = \left| 1 - e^{-j2\pi f T_n} \right| = \\
 &= \left| e^{-j\pi f T_n} 2j \frac{e^{j\pi f T_n} - e^{-j\pi f T_n}}{2j} \right| = \left| e^{-j\pi f T_n} \times 2j \sin \pi f T_n \right| = 2 \left| \sin \pi f T_n \right|.
 \end{aligned}$$

Она имеет следующие с периодом по частоте $\frac{1}{T_n}$ узкие гребни подавления (рис. 4.76).

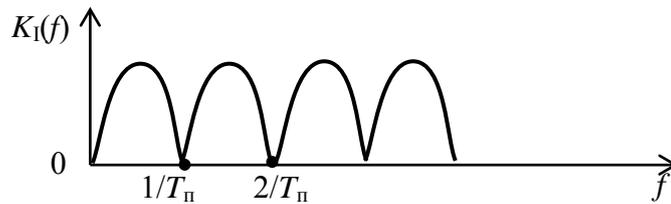


Рис. 4.76. АЧХ однократной схемы ЧПВ

АЧХ обращается в нуль для частот $f_k = \frac{k}{T_n}$ и достигает максимума для частот $f_k + \frac{1}{T_n}$. Для подавления помехи нули характеристики $K_I(f)$ нужно выставить под максимумы спектра помехи. На высокой и промежуточной частоте изменение задержки на величину $\Delta t = \frac{\varphi}{2\pi f}$ можно обеспечить включением последовательно с нерегулируемой линией задержки регулируемого фазовращателя. Это приводит к смещению области подавления на доплеровский сдвиг частоты помехи $F_{\text{Дц}} = \frac{\varphi}{2\pi T_n}$.

Для схемы однократного ЧПВ показатель

$$K_{\text{ПВ}} = K_I^2 \cdot K_{\text{П}} = 4 \sin^2 \pi F_{\text{Дц}} T_n \cdot \frac{1}{2[1 - \rho(T_n)]}, \quad (4.49)$$

где $K_{\text{П}} = \frac{1}{2[1 - \rho(T_n)]}$;

$\rho(T_n)$ – междупериодный коэффициент корреляции ПП.

Величине $F_{ДП}$ соответствует радиальная скорость $V_{r_{\Pi}} = \frac{F_{ДП} \lambda}{2}$.

Радиальные скорости цели, для которых амплитуда сигнала на выходе ЧПВ обращается в нуль, называют «слепыми» скоростями. Значения «слепых» скоростей определяются соотношением

$$V_{r_{сл}} = V_{r_{\Pi cp}} + n \frac{\lambda}{2T_{\Pi}}, \quad (4.50)$$

где $V_{r_{\Pi cp}}$ – средняя радиальная скорость перемещения источников ПП;

$n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$

Если устройство ЧПВ настроено на подавление помех от местных неподвижных предметов ($V_{r_{\Pi cp}} = 0$), то значения «слепых» скоростей

$$V_{r_{сл}} = n \frac{\lambda}{2T_{\Pi}}, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$$

В этом случае схема ЧПВ полностью подавляет сигнал наряду с ПП.

Наиболее распространенным способом устранения «слепых» скоростей является изменение (вобуляция) периода повторения зондирующих импульсов. Для более качественного приближения частотной характеристики к оптимальной на практике используют последовательное включение двух и более схем однократного ЧПВ.

При двукратном ЧПВ АЧХ схемы (рис. 4.77)

$$K_{\Pi}(f) = |K_1(f)|^2 = 4 \sin^2 \pi f T_{\Pi}.$$

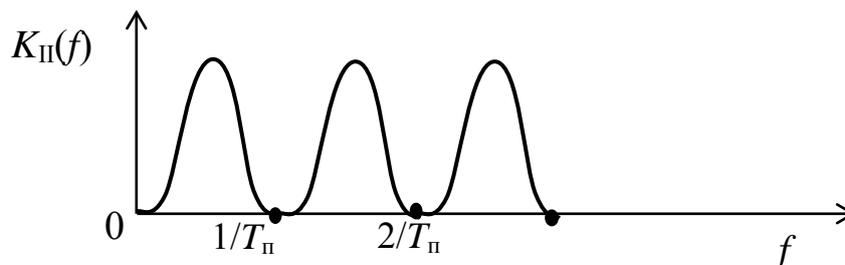


Рис. 4.77. АЧХ двукратной схемы ЧПВ

ГФН реализуется обычно с помощью рециркуляторов с линией задержки на один период T_{Π} в цепи обратной связи (рис. 4.78), где β – коэффициент обратной связи.

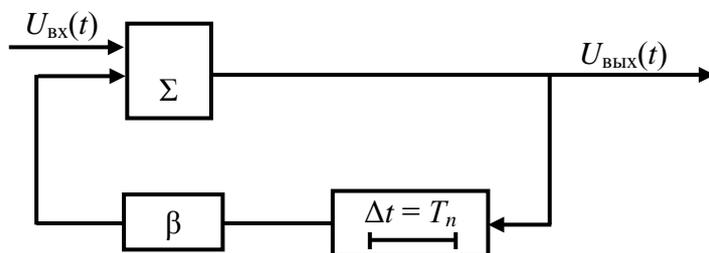


Рис. 4.78. ГФН на основе рециркулятора

Определим нормированную АЧХ рециркулятора:

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вх}}(t) + \beta U_{\text{вх}}(t - T_{\Pi}) + \beta^2 U_{\text{вх}}(t - 2T_{\Pi}) + \dots$$

$$K(f) = \frac{U_{\text{вых}}(t)}{U_{\text{вх}}(t)} \quad \text{при} \quad U_{\text{вх}}(t) = e^{j2\pi ft}$$

$$\text{Тогда } K(f) = \frac{U_{\text{вх}}(t) + \beta U_{\text{вх}}(t - T_{\Pi}) + \beta^2 U_{\text{вх}}(t - 2T_{\Pi})}{U_{\text{вх}}(t)} =$$

$$= 1 + \beta e^{-j2\pi f T_{\Pi}} + \beta^2 e^{-j2\pi f 2T_{\Pi}} \dots \quad (\text{геометрическая прогрессия со знаменателем } q = \beta e^{-j2\pi f T_{\Pi}}).$$

$$\text{Следовательно, } K(f) = \frac{1}{1 - \beta \exp(-j2\pi f T_{\Pi})} \quad \text{и соответственно}$$

$$|K_{\text{н}}(f)| = \frac{1 - \beta}{\sqrt{1 + \beta^2 - 2\beta \cos 2\pi f T_{\Pi}}}. \quad (4.51)$$

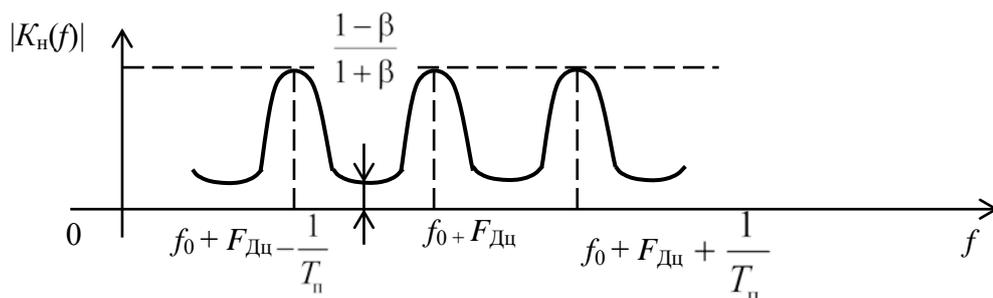


Рис. 4.79. Вид АЧХ рециркулятора

АЧХ рециркулятора имеет гребенчатую структуру (рис. 4.79). Ее гребням соответствуют частоты $f_m = \frac{m}{T_{\Pi}}$. Между гребнями располагаются провалы с уровнем $\frac{1-\beta}{1+\beta}$. Подбор необходимой ширины гребней и уровней провалов может быть осуществлен выбором значения коэффициента обратной связи. Положение гребней АЧХ на оси частот необходимо совместить с положением гребней спектра сигнала. Последнее можно обеспечить за счет сдвига по частоте гребней АЧХ рециркулятора путем регулировки аргумента β (т. е. фазовращателем).

Таким образом, основными элементами схем оптимальной обработки пачечных сигналов на фоне ПП являются гребенчатые фильтры подавления и накопления, реализуемые на основе схем ЧПВ и рециркуляторов соответственно. Необходимая АЧХ оптимального фильтра подбирается за счет выбора кратности схем ЧПВ и параметров цепи обратной связи рециркуляторов.

Когерентность сигналов.

Для измерения доплеровских частотных сдвигов у отраженных сигналов используются когерентные РЛС, характеризующиеся когерентностью излучаемых колебаний. *Колебания называются когерентными в течение определенного интервала времени, если существует функциональная связь какой-либо части колебания с любой другой ее частью.* Для двух гармонических колебаний когерентность достигается в случае, если разность фаз между ними на определенном интервале остается постоянной.

Импульсная последовательность радиоимпульсов характеризуется такими параметрами, как несущая частота, начальная фаза каждого импульса, форма, амплитуда и временное положение импульсов. В общем случае когерентной пачкой импульсов является такая последовательность импульсов, у которой зависимость между указанными параметрами известна. Все параметры импульсной последовательности, кроме соотношения начальных фаз, или известны, или могут быть измерены. Характер соотношения начальных фаз (случайный, неслучайный) определяет когерентность пачки импульсов. *Когерентная пачка такая, в которой отсутствуют случайные изменения фазы от импульса к импульсу.*

Если вторичные излучатели, имеющие разные скорости, разрешаются по дальности и угловым координатам, то, независимо от вида когерентности, задача селекции по скорости состоит в выявлении временных (фазовых) или спектральных различий для различных участков пространства.

Значительно сложнее задача селекции движущихся целей в том случае, когда цель и мешающие отражатели находятся в одном элементарном разрешаемом объеме. В этом случае необходимо улучшить условия обнаружения сигнала от цели на фоне ПП за счет имеющих место временных и спек-

тральных отличий. Последнее достигается путем режекции (подавления) колебаний помехи и накопления сигнала.

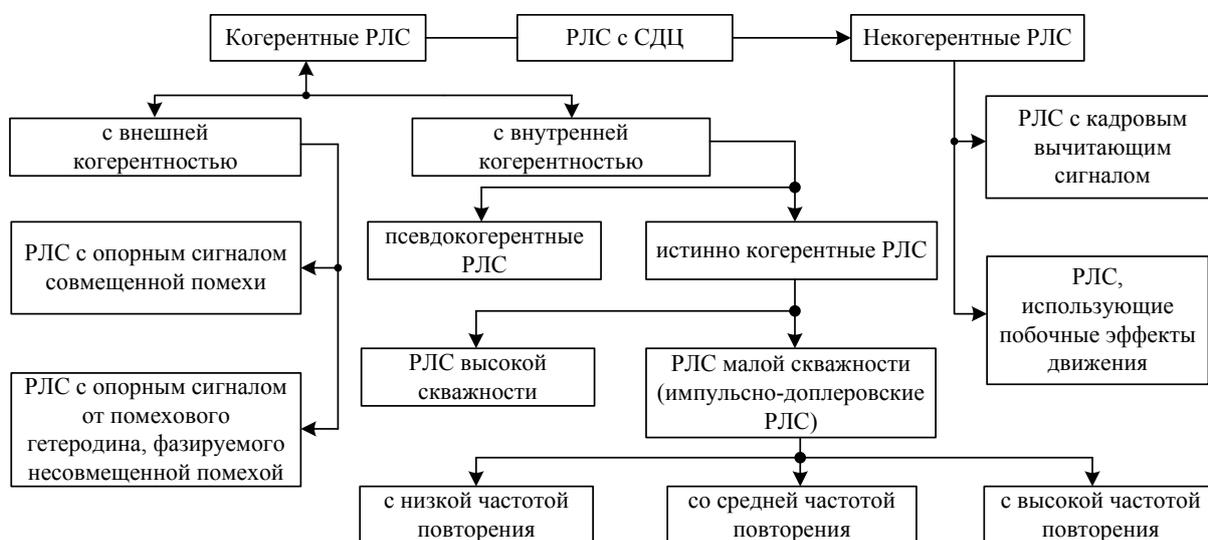


Рис. 4.80. Классификация РЛС по виду когерентности

Все радиолокационные станции, имеющие систему СДЦ, разделяются по принципу работы на две группы: когерентные и некогерентные (рис. 4.80). В когерентных РЛС для СДЦ применяется принцип сравнения по фазе отраженных сигналов с опорным.

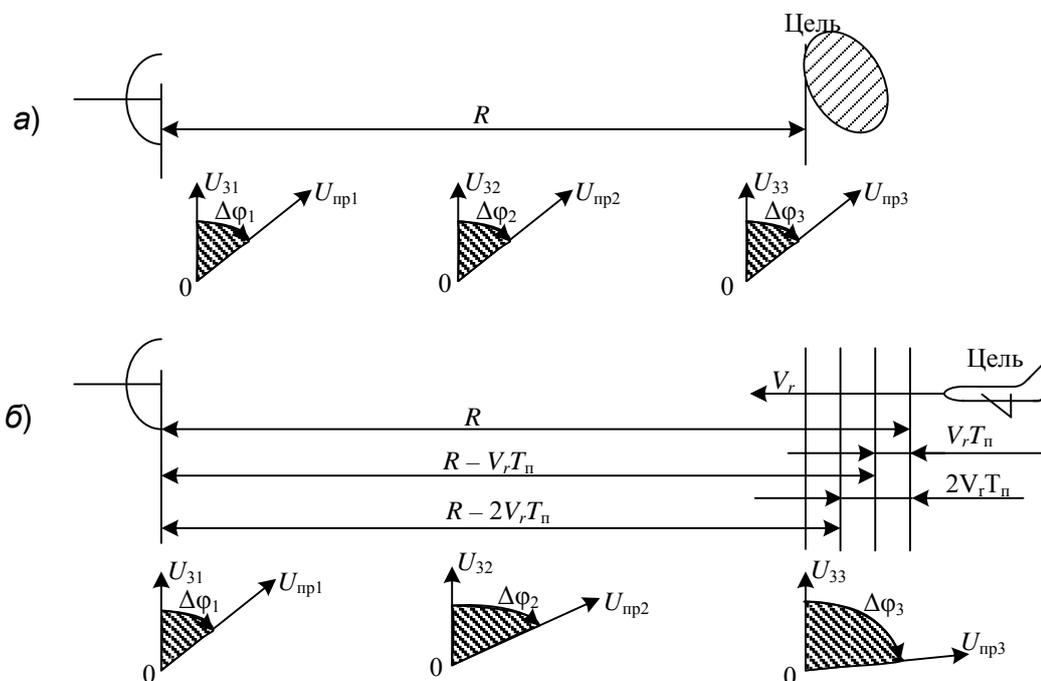


Рис. 4.81. Зависимость разности фаз от характера объекта:
а – неподвижная цель; б – подвижная цель

При когерентности этих колебаний разность фаз сигналов, отраженных от неподвижных объектов, с течением времени меняться не будет, а разность сигналов, отраженных от движущихся целей, будет функцией времени (рис. 4.81). Выявляя эти различия с помощью фазового детектора, можно отсеleccionировать полезные сигналы движущихся целей.

Некогерентные РЛС используют для выделения движущихся объектов не фазовую структуру, а смещение огибающей сигнала за значительный промежуток времени либо побочные эффекты движения цели (изменение диаграммы обратного рассеяния, пропеллерная модуляция и др.).

Когерентные РЛС, в свою очередь, подразделяются на РЛС с внутренней и внешней когерентностью в зависимости от источника опорного сигнала.

Радиолокаторы с эквивалентной внутренней когерентностью.

Простой однокаскадный передатчик, работающий в режиме самовозбуждения, каковым является, например, магнетрон, проще передатчиков истинно когерентных РЛС. Особенностью таких передатчиков является случайная начальная фаза формируемого радиоимпульса (импульсы некогерентны). Используя такой передатчик, нельзя подавать на фазочувствительный детектор опорное напряжение с жестко фиксированной фазой. Однако можно путем запоминания начальной фазы каждого импульса на время периода повторения построить когерентно-импульсную систему, которую называют псевдокогерентной (рис. 4.82). В такой системе в качестве опорного напряжения используется специальный генератор – когерентный гетеродин (на высокой или промежуточной частоте), которому навязывается начальная фаза магнетрона. Когерентный гетеродин запоминает фазу, осуществляя тем самым эквивалентную когерентность.

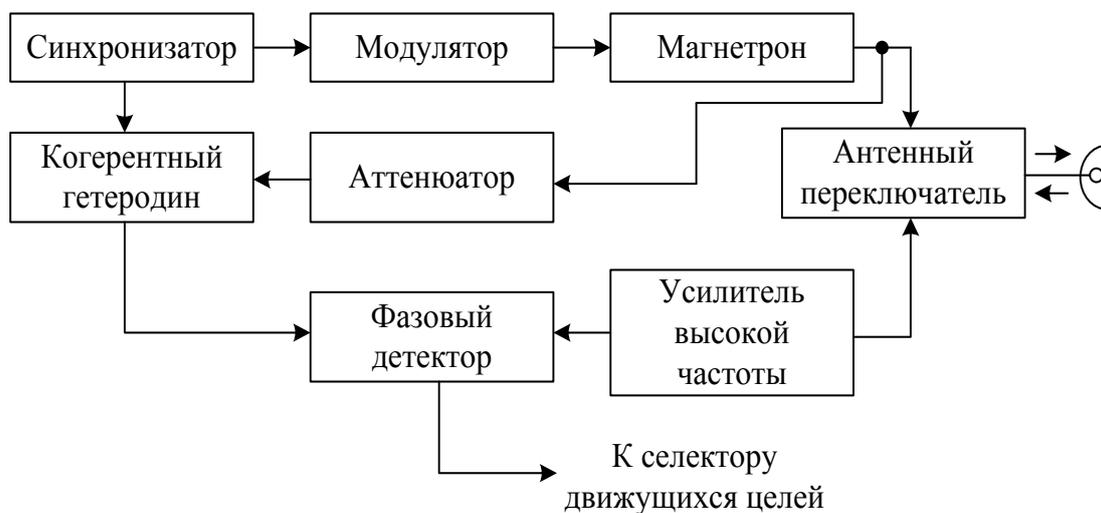


Рис. 4.82. Структурная схема простейшей псевдокогерентной РЛС

Когерентный гетеродин представляет собой генератор с самовозбуждением. Обычно его колебания искусственно срываются после приема отраженных импульсов от самых далеких объектов.

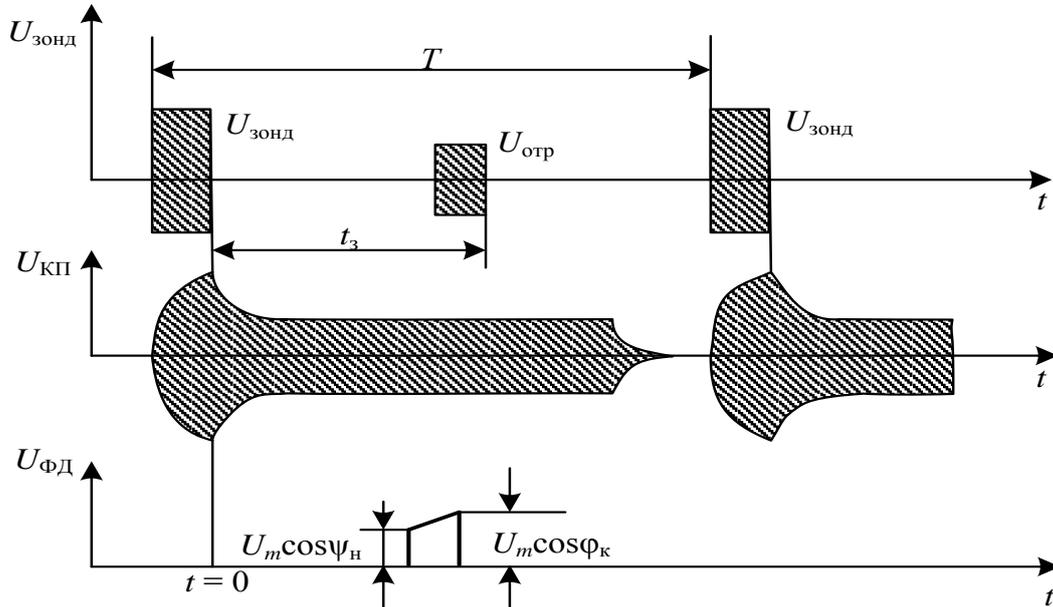


Рис. 4.83. Пояснение принципа действия когерентного гетеродина

После начала зондирования в контур когерентного гетеродина поступает напряжение зондирующего импульса (рис. 4.83). До момента отпирания гетеродина контур работает в режиме вынужденных колебаний и полная фаза

$$\Phi_{\text{кг}}(t) = \omega_c t + \varphi_c \quad \text{для } t \leq 0.$$

После окончания зондирующего импульса и отпирания в некоторый момент времени $t = 0$ когерентный гетеродин формирует сигнал на своей частоте и его полная фаза

$$\Phi_{\text{кг}}(t) = \omega_{\text{кг}} t + \varphi_{\text{кг}} \quad \text{для } t > 0.$$

Переход от режима вынужденных колебаний к собственным имеет место при $t = 0$, и полная фаза колебаний когерентного гетеродина при этом не меняется. Это значит, что начальная фаза сигнала навязывается когерентному гетеродину, т. е. $\varphi_{\text{кг}} = \varphi_c$ и остается таковой в течение всего периода следования импульсов.

Время запаздывания отраженного сигнала составляет величину, например, t_3 (рис. 4.78). В этом случае полная фаза отраженного сигнала за время его существования определяется следующим образом:

$$\Phi_{\text{отр}}(t) = \omega_c(t - t_3) + \varphi_c.$$

Разность фаз колебаний когерентного гетеродина и отраженного сигнала является функцией времени:

$$\psi(t) = \Phi_{\text{кг}}(t) - \Phi_{\text{отр}}(t) = \omega_{\text{кг}}t - \omega_c(t - t_3). \quad (4.52)$$

При наложении колебаний образуется импульс биений, происходящих с разностной частотой. Скос импульса объясняется изменением сдвига фаз между напряжением когерентного гетеродина и отраженного сигнала за время длительности импульса.

Основными нестабильностями, влияющими на СДЦ с внутренней когерентностью, являются:

- нестабильность периода посылки и длительности импульса;
- нестабильность частоты задающего генератора при истинной внутренней когерентности;
- нестабильность частоты когерентного гетеродина при эквивалентной внутренней когерентности;
- нестабильность частоты сигнала;
- нестабильность частоты местного гетеродина.

Все перечисленные факторы приводят к появлению остатков на выходах схем компенсации, поэтому применяются специальные меры для стабилизации всех параметров. Сложной является стабилизация частоты при эквивалентной внутренней когерентности. Стабилизация когерентного гетеродина особенно осложняется, поскольку требуется фазирование, поэтому для облегчения его стабилизации работу когерентного гетеродина переводят на промежуточную частоту.

Радиолокаторы с внешней когерентностью.

Применение СДЦ с внутренней когерентностью затрудняется по мере расширения спектра доплеровских частот ПП. Такое расширение вызывается двумя обстоятельствами: увеличением верхней границы зоны обнаружения РЛС и укорочением длины волны. В сантиметровом диапазоне волн спектр доплеровских частот может достигать такой величины, что в СДЦ с внутренней когерентностью подавить ПП весьма трудно. В этом случае используют системы СДЦ с внешней когерентностью.

Принцип работы систем с внешней когерентностью аналогичен системам с внутренней когерентностью. Отличие состоит в том, что когерентный гетеродин фазируется не зондирующим сигналом, а сигналом ПП, или же сама ПП используется в качестве источника опорного напряжения. Известно несколько разновидностей метода внешней когерентности (рис. 4.84).

Принцип работы заключается в следующем. Сигналы от усилителя промежуточной частоты (УПЧ) с большим динамическим диапазоном

(например, логарифмического) поступают на обычный детектор (Д), за которым следует схема ЧПВ. На индикатор с амплитудной отметкой (АИ) подаются сигналы до схемы ЧПВ или после нее. Соответствующие осциллограммы изображены на рис. 4.84б.

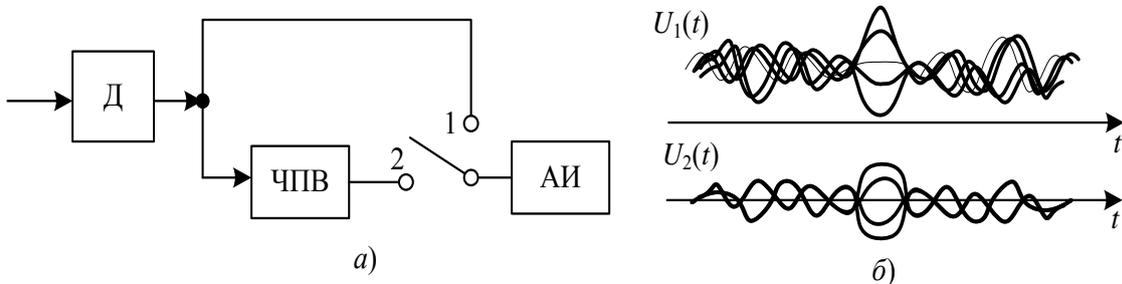


Рис. 4.84. Блок-схема радиолокатора с внешней когерентностью (а) и эюры, поясняющие его работу (б)

До схемы ЧПВ наблюдается протектированная ПП, сравнительно медленно флюктуирующая вследствие взаимного перемещения отражателей в каждом разрешаемом объеме. Если внутри некоторых разрешаемых объемов находятся быстро перемещающиеся объекты, то имеют место значительно более быстрые флюктуации. После ЧПВ можно обнаружить пульсации цели на фоне остатков помех. Таким образом, с одновременным приходом отраженных сигналов от ПП и целей обыкновенный амплитудный детектор приобретает свойства фазочувствительного детектора. Опорным напряжением оказывается напряжение ПП. Фаза этого напряжения и фаза отраженного сигнала одинаково зависят от начальной фазы зондирующего импульса, вследствие чего последняя не влияет на разность фаз сигнала и опорного напряжения. Она зависит лишь от радиальной скорости перемещения объекта относительно ПП и определяется по формуле

$$\varphi_T = 4\pi \cdot \frac{T}{\lambda} \cdot (V_{\text{цц}} - V_{\text{цп}}). \quad (4.53)$$

Схема некогерентной компенсации обладает существенным недостатком. Для разрешаемых объемов, в которых нет помех, имеет место обычное детектирование и при отсутствии флюктуаций сигналы от целей повторяются каждый период и компенсируются в схеме ЧПВ. Следовательно, в зонах, свободных от ПП, цели окажутся потерянными, если не принять специальных мер.

Одной из таких мер может быть следующая. В тракт обработки вводится искусственная линия задержки с регулируемой задержкой сигналов

на промежуточной частоте, которая подключается через переключатель K (рис. 4.85).

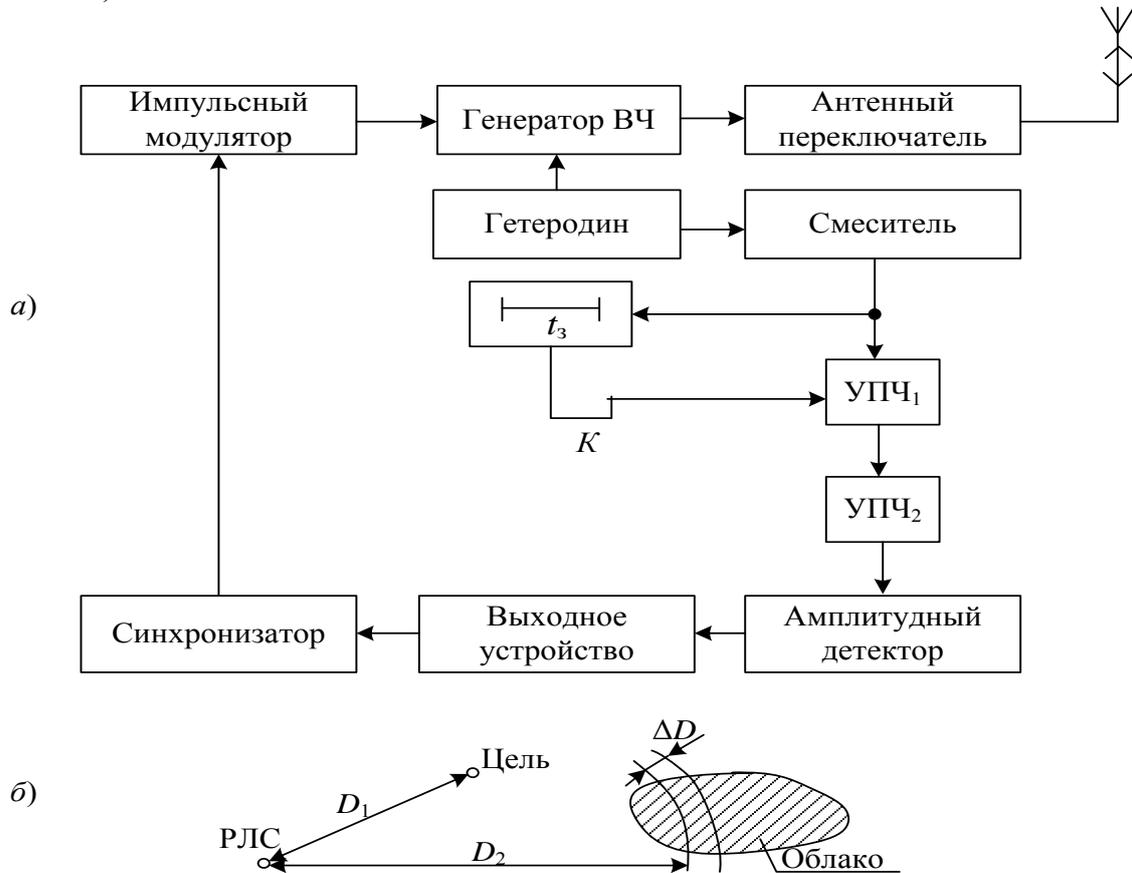


Рис. 4.85. РЛС с внешней когерентностью:
 a – схема станции; b – образование опорного напряжения

Пусть в пределах ДНА РЛС одновременно находятся цель, движущаяся с радиальной скоростью $V_{\text{ц}}$, и практически неподвижный объект (облако). Сигнал от неподвижного объекта может быть использован для выделения доплеровской частоты сигнала цели. На рис. 4.85 цель и облако расположены на различных дальностях и их сигналы в приемнике не совпадают во времени. Если в тракте усиления по промежуточной частоте имеется линия задержки на время $t_3 = 2(D_2 - D_1)/c$, то задержанный сигнал цели совпадает с сигналом от облака. В УПЧ 2 возникнут биения двух сигналов, в результате чего образуется амплитудная модуляция результирующего колебания доплеровской частоты. На выходе детектора ее можно отфильтровать и измерить.

Еще одно видоизменение по сравнению с первоначальным вариантом заключается во введении быстродействующего устройства анализа помехи и коммутатора выходного напряжения. При отсутствии помехи на индикатор подается напряжение не с выхода схемы ЧПВ, а непосредственно с детектора. Наличие или отсутствие помехи определяется по превыше-

нию установленного порога в течение определенного времени. Эффективность коммутации возрастает, если напряжение на детектор подать через небольшую линию задержки, а на анализатор помехи – без задержки. Одним из методов учета свойств помехи является использование корреляционных обратных связей, что позволяет не только компенсировать помеху, но и накапливать полезный сигнал.

Следует обратить внимание на то, что при фазировании когерентного гетеродина помеховыми сигналами они задерживаются на время, равное или несколько большее длительности импульса РЛС, с тем, чтобы предотвратить компенсацию полезных сигналов от целей, летящих в облаке помех.

К достоинствам систем СДЦ с внешней когерентностью можно отнести следующее. Фазирующий импульс помехи проходит те же элементы приемного тракта (от антенны до фазового детектора), что и обрабатываемый сигнал. Следовательно, медленные фазовые нестабильности элементов приемного тракта (УВЧ, смесителя, тракта промежуточной частоты) оказывают одинаковое влияние на фазу опорного напряжения и фазу обрабатываемого сигнала и, следовательно, взаимно компенсируются.

Еще один вариант системы СДЦ с внешней когерентностью предусматривает фазирование когерентного гетеродина помеховыми сигналами (рис. 4.86).

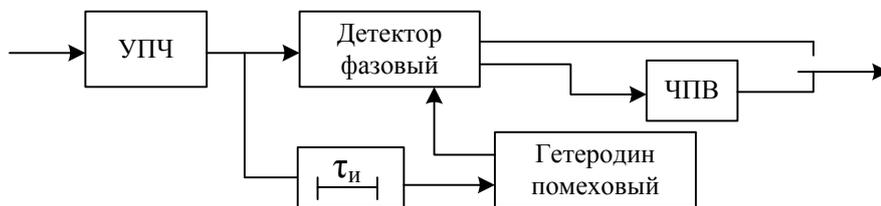


Рис. 4.86. Система СДЦ с внешней когерентностью

Сравнение принятых колебаний с опорными происходит на фазовом детекторе (ФД). Чтобы исключить потерю сигнала при отсутствии помехи в схеме применяют устройство анализа помехи и переключатель, который в отсутствие помехи подключает выход ФД непосредственно к индикатору.

Недостатком схем с внешней когерентностью является расширение спектра помех вследствие нелинейного преобразования колебаний в детекторе. Поэтому качество подавления помех может быть хуже, чем для метода внутренней когерентности.

Радиолокаторы с истинной внутренней когерентностью.

Принцип работы радиолокатора рассмотрим на примере схемы, изображенной на рис. 4.87.

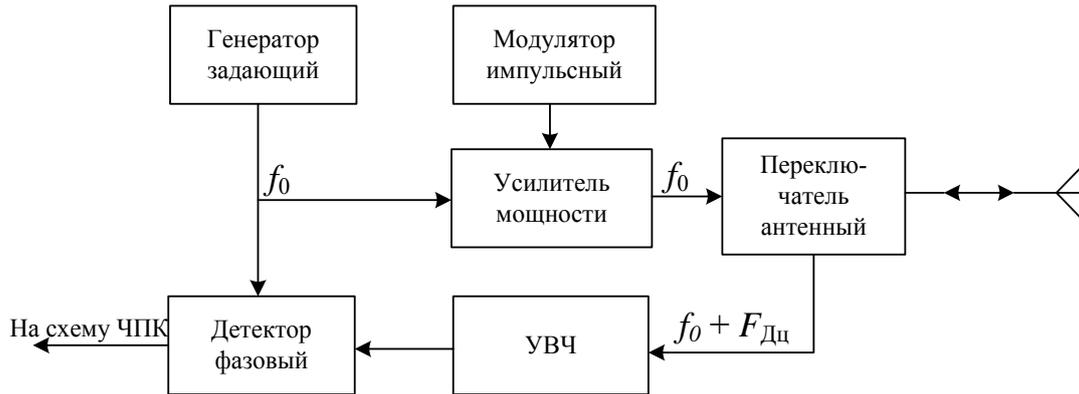


Рис. 4.87. РЛС с истиной внутренней когерентностью

Стабильный задающий генератор (ЗГ) формирует непрерывные колебания несущей частоты (f_0), которые являются опорными для ФД. Импульсный модулятор обеспечивает включение усилителя мощности на время излучения импульсов ($\tau_{и}$). УМ с линейной фазово-частотной характеристикой усиливает колебания несущей частоты до необходимой мощности, которые через антенный переключатель и антенну излучаются в пространство. Отраженный от цели сигнал принимается антенной, усиливается в усилителе высокой частоты и подается на ФД.

Когерентность сигнала обеспечивается тем, что для формирования зондирующих и опорных колебаний используется один и тот же ЗГ непрерывных колебаний. Сравнение начальных фаз приходящих радиоимпульсов с фазой опорного колебания выполняется в ФД.

Если сигнал отражается от неподвижного объекта, то начальные фазы всех отраженных радиоимпульсов (φ_0) будут одинаковы:

$$\varphi_0 = 2\pi f_0 t_3 = \frac{4\pi f_0}{c} \cdot D_0, \quad (4.54)$$

где D_0 – расстояние до объекта.

Напряжение на выходе ФД будет представлять собой видеоимпульсы одинаковой амплитуды и полярности, определяемые дальностью до цели.

Если цель движется равномерно, то непрерывно изменяется и сдвиг фаз:

$$\varphi(t) = \varphi_0 + 2\pi F_d t,$$

где F_d – доплеровская частота сигнала;

φ_0 – сдвиг фаз при $t = 0$.

На выходе ФД образуется последовательность видеоимпульсов с изменяющейся амплитудой и полярностью.

Необходимо заметить, что ПП в общем случае не являются неподвижными (кроме местных предметов), а перемещаются со скоростью ветра ($\bar{F}_{Дп}$), что приводит к пульсации помехи на выходе ФД. Для компенсации пульсаций необходимо частоту опорного сигнала изменять на величину

$$\bar{F}_{Дп} = \frac{\varphi_T}{2\pi T},$$

где φ_T – изменение сдвига фаз за время периода следования T .

Однако частота опорного сигнала $f_0 \gg \bar{F}_{Дп}$ и даже промежуточная частота $f_{пр} \gg \bar{F}_{Дп}$, поэтому в схемах РЛС смещение частот обычно реализуют путем двукратного преобразования частоты. Кроме того, компенсацию скорости ветра производят лишь в определенных участках пространства, для чего реализуется стробирование по дальности и угловой координате. Известны и другие способы компенсации скорости ветра:

использование систем обработки с внешней когерентностью;

переход к более длинным волнам (метровый диапазон);

двухчастотный метод работы РЛС;

использование схем череспериодной компенсации (ЧПК) на видео-частоте.

4.5.3. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ СДЦ

Понятие «слепого» направления.

Подобная ситуация может возникнуть в том случае, если объект движется (скорость может быть значительной) по окружности относительно РЛС. С течением времени расстояние D не меняется. Радиальная составляющая скорости V_r равна 0, следовательно, и частота Доплера также равна нулю. Ситуация аналогична случаю неподвижного объекта. На выходе ФД образуется последовательность импульсов с постоянной амплитудой и полярностью и компенсационная аппаратура такие сигналы исключит из обработки. Значит, движущийся воздушный объект будет потерян. В этом случае необходимо выключить систему СДЦ.

«Слепые» фазы. При работе когерентно-импульсной аппаратуры напряжение когерентного гетеродина превышает напряжение сигнала. Амплитуда видеоимпульсов на выходе фазового детектора будет определяться следующим образом:

$$U_{ФД} = U_c \cdot \cos \varphi,$$

где φ – разность фаз опорного напряжения когерентного гетеродина и начальной фазы отраженного импульса.

Устройство ЧПВ реагирует на изменение сигнала $U_{\text{ФД}}$, а следовательно, при фиксированной амплитуде сигнала U_c – на изменение разности фаз φ . Чувствительность системы к изменению разности фаз определяется выражением

$$\left| \frac{dU_{\text{ФД}}}{d\varphi} \right| = U_c |\sin \varphi| = U_c \left| \sin \left(\pm 2\pi F_D t + 2\pi f_0 \frac{2D_0}{c} + \varphi_{\text{ц}} \right) \right|. \quad (4.55)$$

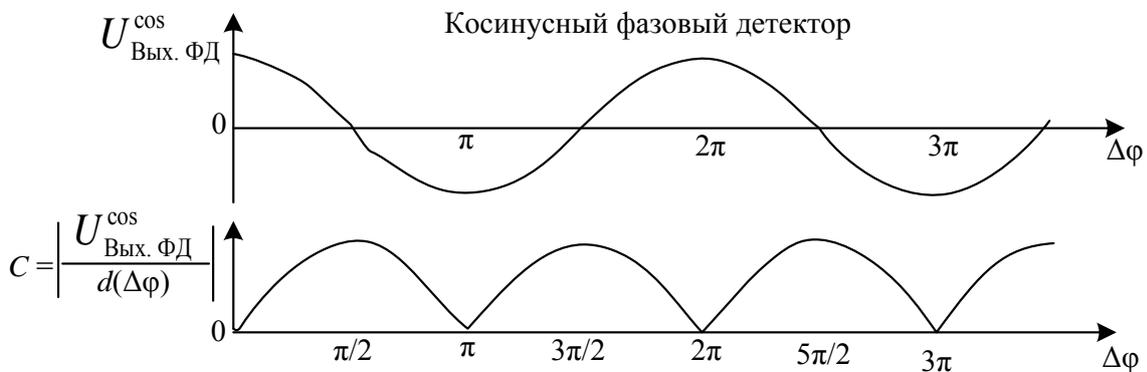


Рис. 4.88. Характеристика ФД и его чувствительности

Таким образом, чувствительность ФД изменяется во времени с доплеровской частотой (рис. 4.88). Провалы чувствительности имеют место при разности фаз $\varphi = k\pi$, где $k = 0, 1, 2, \dots$. Такие фазы называются «слепыми». Они повторяются через интервалы времени $T = 1/F_D$. В точках «слепых» фаз значительные изменения разности фаз не приводят к аналогичному изменению амплитуды импульсов на выходе фазового детектора. В этих областях сигналы могут быть подавлены в компенсационной аппаратуре.

Если подобрать амплитуду опорного напряжения когерентного гетеродина так, чтобы $U_{\text{кг}} = U_c$, то

$$\left| \frac{dU_{\text{ФД}}}{d\varphi} \right| = U_c \left| \sin \frac{\varphi}{2} \right|.$$

В этом случае провалы чувствительности будут возникать при $\varphi = 2k\pi$, т. е. в два раза реже, чем в предыдущем случае. Чтобы избавиться от провалов чувствительности до нуля следует применить балансный детектор (рис. 4.89).

При $U_{кр} = U_c$ амплитуды напряжений, приложенных к каждому из диодов, для случая $0 < \varphi < \pi$ равны:

$$U_{д1} = 2U_c \cdot \cos \varphi/2 ; \quad U_{д2} = 2U_c \cdot \sin \varphi/2.$$

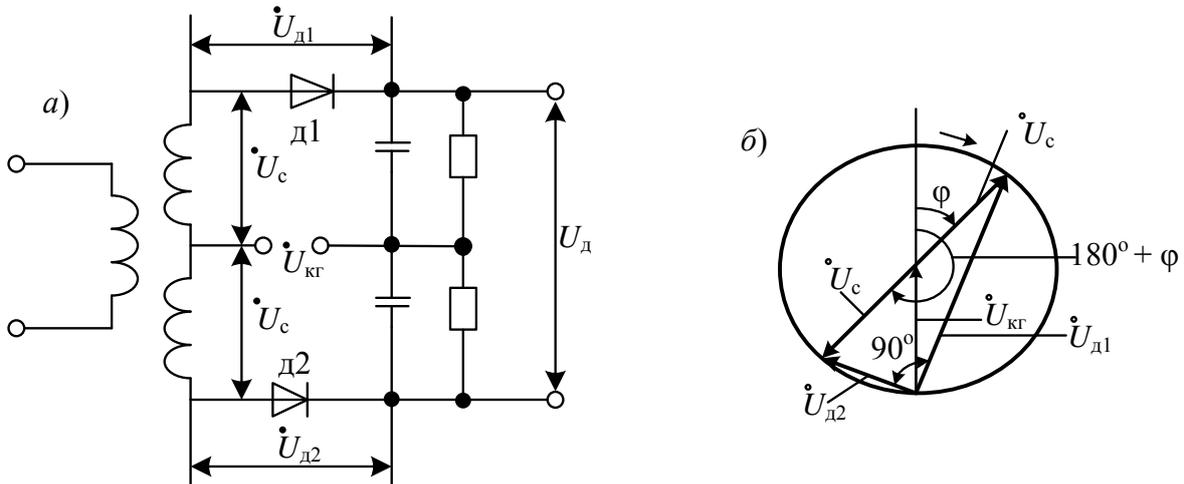


Рис. 4.89. Балансный фазовый детектор

На выходе балансного детектора напряжение:

$$U_{дет} = U_{д1} - U_{д2} = 2U_c (\cos \varphi/2 - \sin \varphi/2).$$

Для случая $\pi < \varphi < 2\pi$

$$U_{дет} = 2U_c (\sin \varphi/2 + \cos \varphi/2).$$

Чувствительность системы

$$\left| \frac{dU_{ФД}}{d\varphi} \right| = U_c \left| \sin \frac{\varphi}{2} \right| + \left| \cos \frac{\varphi}{2} \right|.$$

Чувствительность системы уменьшается до 0,7 от максимума, но нулевые провалы полностью отсутствуют.

Более эффективным средством борьбы со «слепыми» фазами является переход к квадратурной системе СДЦ (рис. 4.90). При таком построении используются два ФД, на которые подаются сдвинутые по фазе на 90° опорные напряжения.

После каждого из детекторов имеется свой подавитель с ЧПВ. Так, огибающая импульсов в одном из каналов оказывается промодулирован-

ной по синусоидальному закону, а в другом – по косинусоидальному. Если теперь вместо двухтактных детекторов использовать в каждом канале квадратичный детектор, сложить полученные напряжения и далее произвести операцию извлечения корня, то провалы чувствительности одного канала компенсируются повышенной чувствительностью другого. Пачка импульсов оказывается неискаженной (рис. 4.91). Аналогичным свойством обладает система СДЦ на промежуточной частоте.

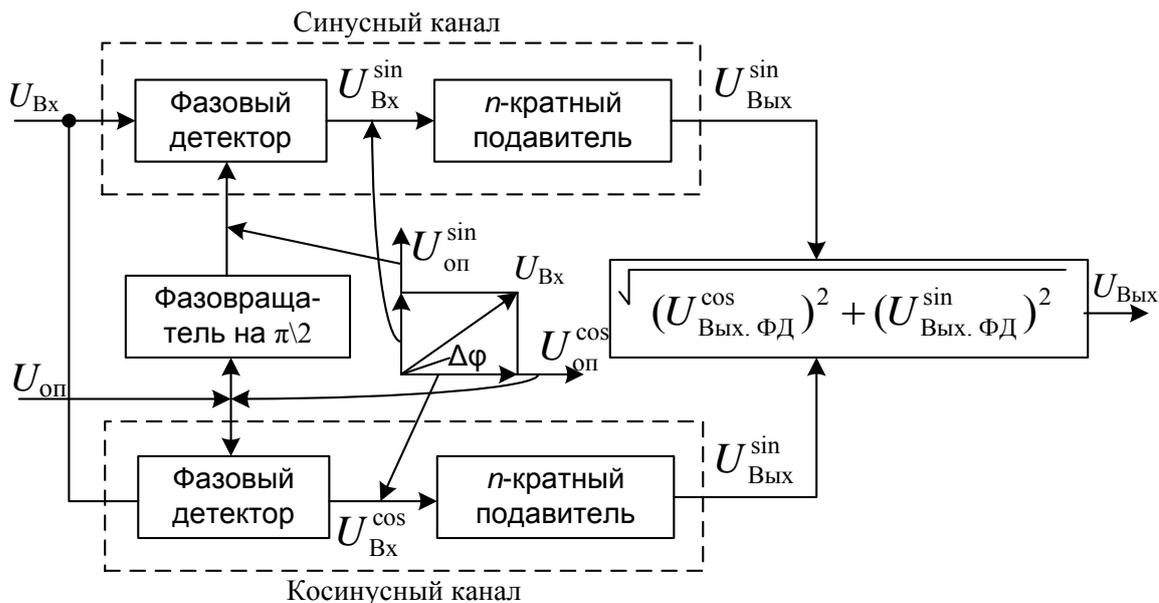


Рис. 4.90. Квадратурная система СДЦ

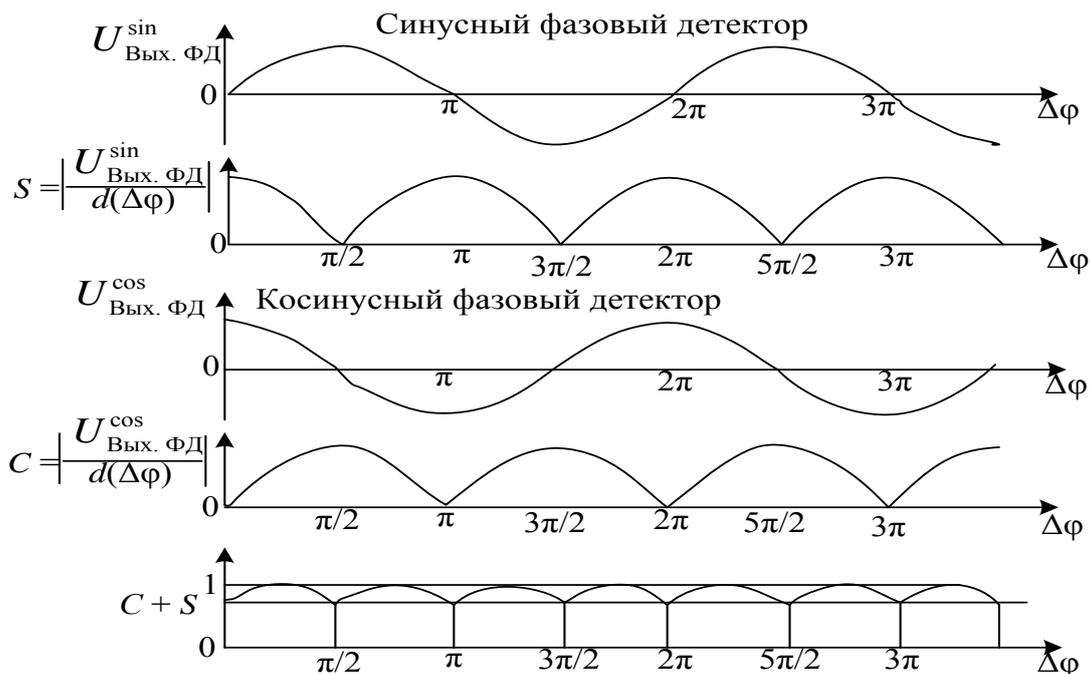


Рис. 4.91. Огибающие сигналов в каналах обработки

Подавитель на промежуточной частоте.

Рассмотрим подавитель на примере псевдокогерентной РЛС, часть схемы которой изображена на рис. 4.92.

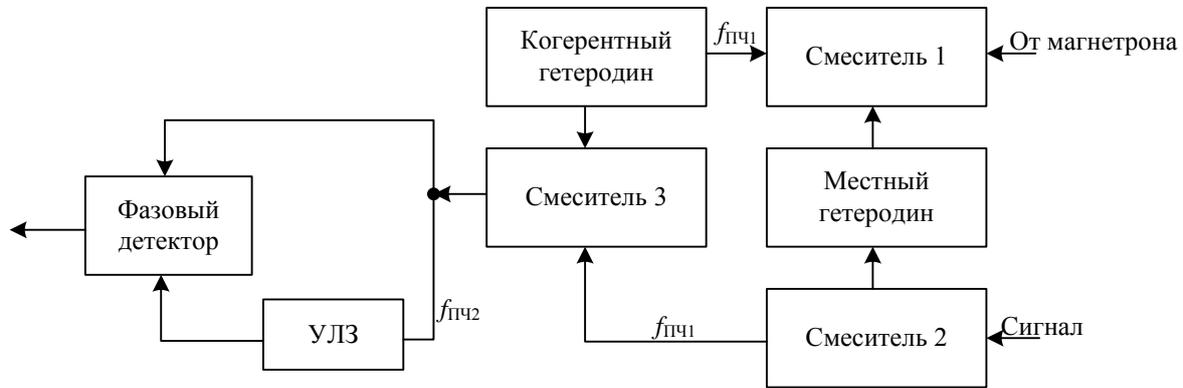


Рис. 4.92. Подавитель на промежуточной частоте

В приведенной схеме после когерентного гетеродина вместо ФД включен третий смеситель. При этом колебания когерентного гетеродина являются опорными для этого смесителя. Так как когерентный гетеродин и сигнал приведены к одной и той же промежуточной частоте, то на выходе смесителя можно получить сигнал на второй промежуточной частоте $f_{пч2}$, которая равна удвоенному значению первой промежуточной частоты.

Сигнал второй промежуточной частоты подается на устройство, аналогичное ЧПВ, в котором вместо вычитающего устройства используется ФД. Фаза сигналов на входах ФД определяется следующим образом:

$$\varphi_c = 2\pi(f_{пч2} \pm F_D)t + \varphi_\Sigma; \quad \varphi_{c \text{ зад}} = 2\pi(f_{пч2} \pm F_D)(t - T_n) + \varphi_\Sigma,$$

где φ_Σ – суммарная начальная фаза, определяемая действием внутренних и внешних факторов.

На выходе ФД образуется сигнал, пропорциональный косинусу разности фаз $\varphi = \varphi_c - \varphi_{c \text{ зад}}$:

$$U_{\text{ЧПВ}} = k_d \cdot \cos\varphi = k_d \cdot \cos 2\pi(f_{пч2} \pm F_D) \cdot T_n.$$

Для компенсации необходимо выполнение условия

$$2\pi f_{пч2} T_n = (2k + 1)\pi/2, \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

В противном случае компенсация может отсутствовать при $F_D = 0$. Промежуточная частота должна быть связана с частотой повторения импульсов следующим образом:

$$f_{пч2} = (2k + 1) \cdot F_{п} / 4. \quad (4.56)$$

При компенсации на промежуточной частоте предъявляются более жесткие требования к точности задержки, чем при компенсации на видео-частоте, отсутствует эффект «слепых» фаз.

Череспериодное вычитание.

Для череспериодного сравнения амплитуд импульсов с выхода ФД используются устройства ЧПВ или схемы ЧПК. Простейший вариант такого устройства изображен на рис. 4.93.

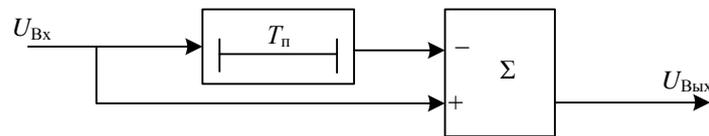


Рис. 4.93. Схема устройства ЧПК

Операция ЧПВ реализуется в соответствии с выражением

$$U_{\text{Вых}}(t) = U_{\text{Вх}}(t) - U_{\text{Вх}}(t - T_{\text{п}}).$$

Операции обработки линейные, следовательно, и схема представляет собой линейный фильтр.

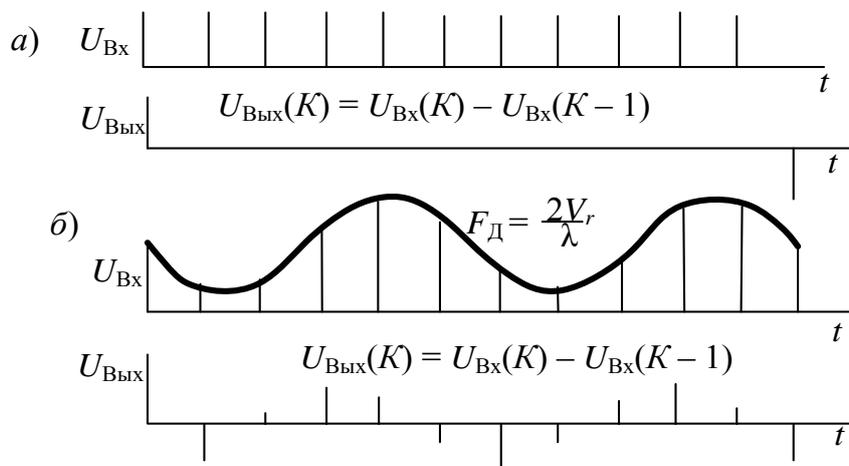


Рис. 4.94. Сигналы на выходе простейшей схемы ЧПК при отражении от цели:
а – неподвижной; б – движущейся

При действии на входе последовательности импульсов с периодом повторения T_n выходной сигнал представляет собой разность амплитуд входного сигнала и сигнала, задержанного на период повторения T_n . Если амплитуды входных импульсов одинаковы, то на выходе схемы они оказываются подавленными, начиная со второго. Следовательно, сигналы от неподвижных объектов подавляются (рис. 4.94).

Если амплитуда изменяется от импульса к импульсу (объект движется), имеет место выходной сигнал в виде последовательности импульсов различной амплитуды и полярности.

Частотная характеристика режекторного гребенчатого фильтра (схемы однократного ЧПВ) была определена выше (рис. 4.76).

АЧХ имеет нули, положение которых изменяется при изменении периода посылок T_n на некоторую величину. АЧХ наглядно поясняет работу схемы ЧПВ со спектральной точки зрения. Так как периодическая последовательность импульсов от неподвижных объектов имеет спектральные составляющие на частотах nF_n ($n = 0, 1, 2, \dots$), т. е. в нулях АЧХ, то сигналы таких целей полностью подавляются. В случае движущихся объектов спектральные линии имеют частоты $nF_n \pm F_d$ и такие сигналы проходят на выход подавителя. Однако амплитуда этих сигналов значительно зависит от скорости воздушного объекта. На рис. 4.95 изображено расположение спектральных линий при двух скоростях цели.

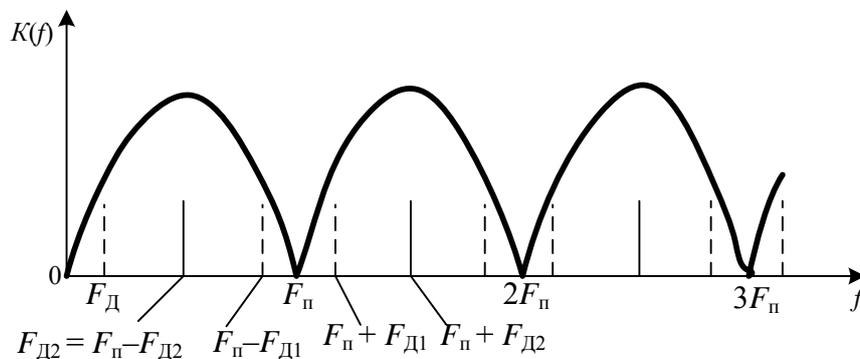


Рис. 4.95 Работа схемы однократного ЧПВ со спектральной точки зрения

Для доплеровского сдвига $F_{д1}$ (пунктирные линии на рис. 4.95) спектральные составляющие заметно подавляются. При $F_{д2} = F_n/2$ подавление отсутствует, что соответствует оптимальной скорости движения воздушного объекта. Следовательно, требуется устройство с более равномерной АЧХ.

Ухудшение качества компенсации однократной системы ЧПВ, по сравнению с оптимальным режекторным фильтром, объясняется расширением гребней спектра пачки. Ширина каждого гребня по уровню, близкому к 0,5, определяется величиной $1/MT$, где T — период повторения; M — число импульсов в пачке. Чем меньше количество импульсов в пачке, тем хуже

качество подавления. Качество подавления ухудшается и в том случае, если ширина гребней помехи увеличивается за счет разброса скоростей отражателей (рис. 4.96).

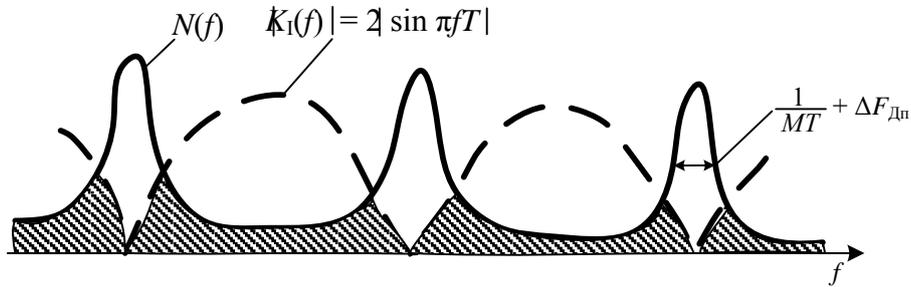


Рис. 4.96. Качество компенсации однократной схемой ЧПВ

В обоих случаях существенное ухудшение качества подавления можно пояснить заостренной формой провалов АЧХ схемы однократного ЧПВ. Для лучшего подавления спектральных составляющих помехи и сохранения спектральных составляющих сигнала желательно иметь частотную характеристику в области режекции достаточно узкой. Этому удовлетворяют в определенной степени подавители с многократной ЧПК, которые представляют собой последовательно включенные однократные схемы ЧПВ.

Схема двукратного вычитания представляет собой последовательно включенные две схемы однократного ЧПВ (рис. 4.97).

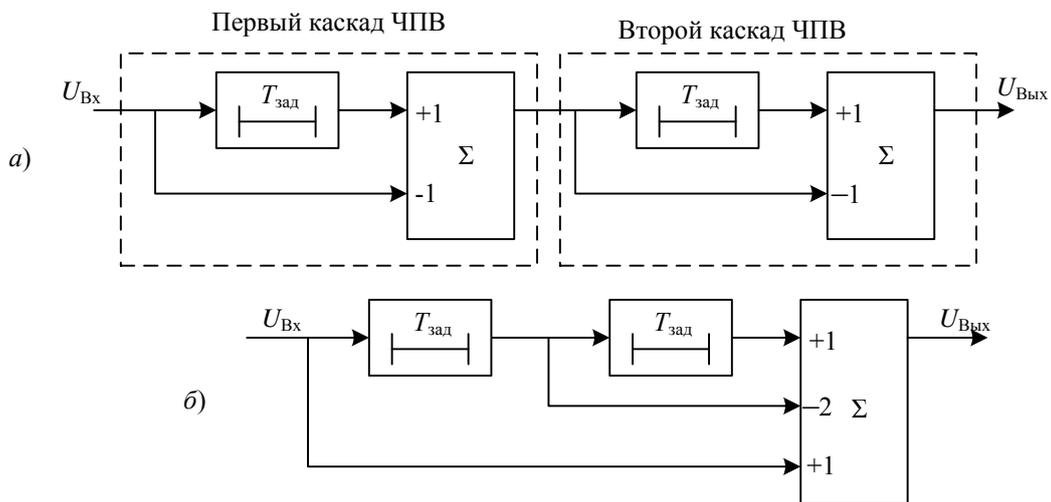


Рис. 4.97. Двукратные подавители помех на основе: *a* – каскадного включения простейших схем ЧПК; *б* – конического фильтра второго порядка

При этом первая схема однократного вычитания формирует первую конечную разность:

$$\Delta_1(t) = U_{\text{Вх}}(t) - U_{\text{Вх}}(t - T_{\text{п}}),$$

а вторая схема вырабатывает вторую разность:

$$\Delta_2(t) = \Delta_1(t) - \Delta_1(t - T_{\text{п}}) = U_{\text{Вх}}(t) - 2U_{\text{Вх}}(t - T_{\text{п}}) + U_{\text{Вх}}(t - 2T_{\text{п}}).$$

АПЧ схемы двукратного вычитания синус-квадратная (рис. 4.77) и поэтому схема двукратного ЧПВ лучше компенсирует расширенные гребни спектра помехи. Улучшение качества подавления можно пояснить с временной точки зрения. Если при линейном нарастании амплитуды импульсов первая схема однократного ЧПВ даст постоянный уровень остатков, то вторая схема его полностью скомпенсирует. Поэтому схема двукратного вычитания в меньшей степени реагирует на амплитудную модуляцию импульсов в пачке, обусловленную обзором по угловой координате или разбросом скоростей отражателей.

Наряду с определенными достоинствами схема двукратного вычитания имеет следующие недостатки:

увеличение объема аппаратуры;

расширенные области провалов АЧХ (ухудшение условий обнаружения движущихся воздушных объектов при некоторых скоростях).

Области провалов можно сузить, сохранив при этом параболическую форму последних. Для этого используют связи (положительные или отрицательные) в качестве цепей коррекции. Пример схемы двукратного ЧПВ с отрицательной обратной связью приведен на рис. 4.98, а результирующая АЧХ – на рис. 4.99.

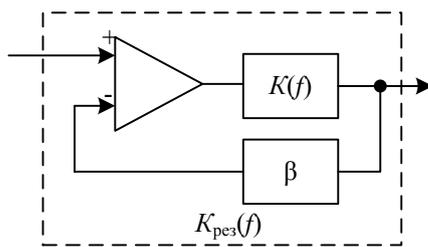


Рис. 4.98. Схема ЧПВ с отрицательной обратной связью

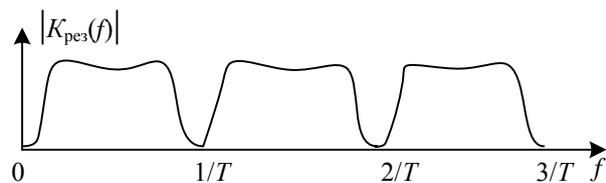


Рис. 4.99. АЧХ схемы ЧПВ с отрицательной обратной связью

Результирующая АЧХ имеет провалы параболической формы и примерно постоянное значение в промежутках между ними. В результате этого полезный сигнал при прохождении через схему не ослабляется почти при всех скоростях движения цели. Ширину провалов АЧХ можно регулировать, изменяя величину коэффициента обратной связи β .

Меры борьбы со «слепыми» скоростями.

Эффект «слепых» радиальных скоростей цели характерен для когерентно-импульсных РЛС и отсутствует в случае непрерывных колебаний. Поясним его с помощью рис. 4.100.

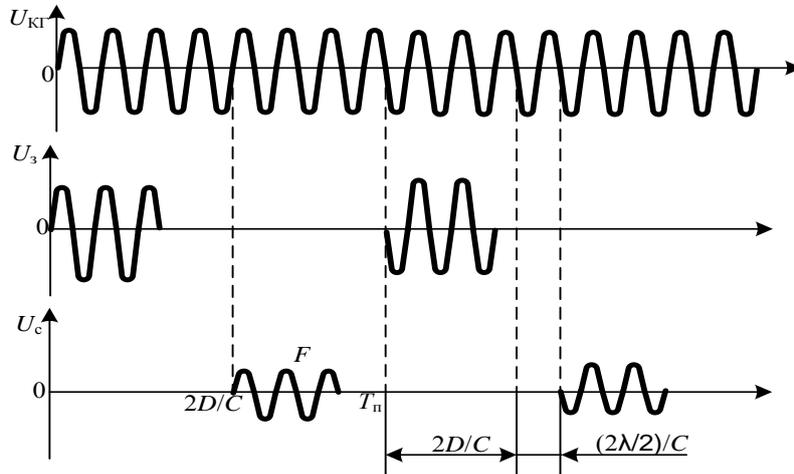


Рис. 4.100. К понятию «слепых» скоростей

На рис. 4.100 изображены зондирующие импульсы, образованные из напряжения когерентного гетеродина, и отраженные импульсы для случая, когда расстояние за период повторения $T_{п}$ от одного обзора до другого изменилось на $\lambda/2$. Так как колебания проходят двойной путь (до цели и обратно), общий путь изменится на λ , а фаза – на 2π . Фазовый сдвиг между напряжением когерентного гетеродина и обоими импульсами остается одинаковым. Поэтому на выходе ФД оба импульса будут иметь одинаковую амплитуду, пульсации будут отсутствовать и наличие движения обнаружить невозможно. Аналогично будут отсутствовать пульсации, если расстояние до цели за время $T_{п}$ изменится на $n\lambda/2$ ($n = 1, 2, 3, \dots$). Соответствующая радиальная скорость движущегося воздушного объекта называется «слепой»:

$$V_{сл} = \frac{n \cdot \lambda / 2}{T_{п}} = n \cdot \frac{\lambda}{2} \cdot F_{п}.$$

«Слепым» скоростям соответствуют доплеровские частоты:

$$F_{Дсл} = n \cdot F_{п}.$$

На рис. 4.101 изображена зависимость частоты биений от частоты Доплера. Максимумы частоты огибающей соответствуют частотам

$F_D = (k + 1/2) F_n$, ($k = 0, 1, 2, \dots$). Скорости цели, обеспечивающие максимальную частоту пульсаций, называются оптимальными.

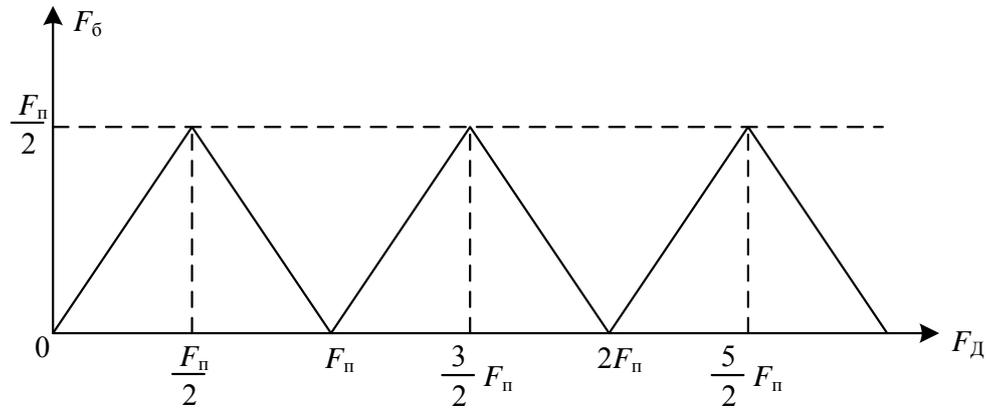


Рис. 4.101. Зависимость частоты огибающей видеоимпульсов от частоты Доплера

Одним из возможных методов борьбы со «слепыми» скоростями является вобуляция частоты повторения импульсов запуска. На рис. 4.102а изображены импульсы синхронизатора, следующие через период T_n , а на рис. 4.102б – импульсы запуска модулятора с двухпериодной вобуляцией, при которой интервал между импульсами составляет $T_n + \Delta T_n$ и $T_n - \Delta T_n$. Возможный способ формирования таких импульсов показан на рис. 4.102д.

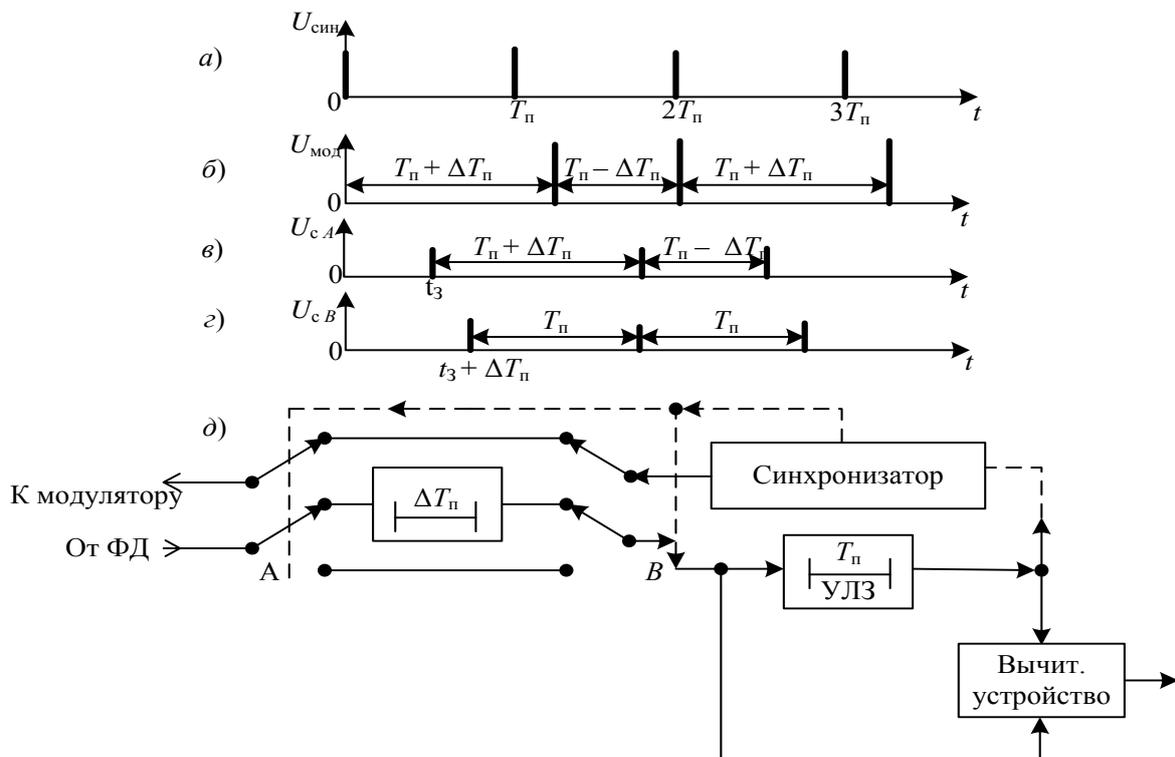


Рис. 4.102. Вобуляция и девобуляция периода повторения

Генератор синхронизирующих импульсов формирует импульсы с периодом $T_{\text{п}}$ (благодаря синхронизации с помощью ультразвуковой линии задержки – УЛЗ). С помощью переключателя, управляемого синхронизатором, между синхронизатором и модулятором через один период повторения подключается линия задержки с задержкой $\Delta T_{\text{п}}$, так что один интервал между импульсами возрастает на $\Delta T_{\text{п}}$, а второй уменьшается на этот же интервал времени.

На рис. 4.102в изображены видеоимпульсы цели, снимаемые с выхода ФД (точка А на рис. 4.102д). При положении переключателей, показанных на схеме рис. 4.102д, в периоды, когда импульсы передатчика задерживаются на время $\Delta T_{\text{п}}$ в цепи «фазовый детектор – подавитель», задержка отсутствует и наоборот. Поэтому на входе подавителя (точка В на рис. 4.102д) отраженные импульсы следуют с одинаковым периодом $T_{\text{п}}$ (девобуляция), что обеспечивает обычный режим работы схемы ЧПВ.

Скоростную характеристику системы СДЦ с вобуляцией частоты повторения импульсов запуска определяют следующим образом. Если рассматривать каждую пару отраженных импульсов с интервалами $T_{\text{п1}} = T_{\text{п}} + \Delta T_{\text{п}}$ и $T_{\text{п2}} = T_{\text{п}} - \Delta T_{\text{п}}$ на выходе ФД, то им соответствуют различные «слепые» скорости. В частности, первые «слепые» скорости равны:

$$V_{\text{сл1}} = \lambda / 2T_{\text{п1}} ; \quad V_{\text{сл2}} = \lambda / 2T_{\text{п2}} .$$

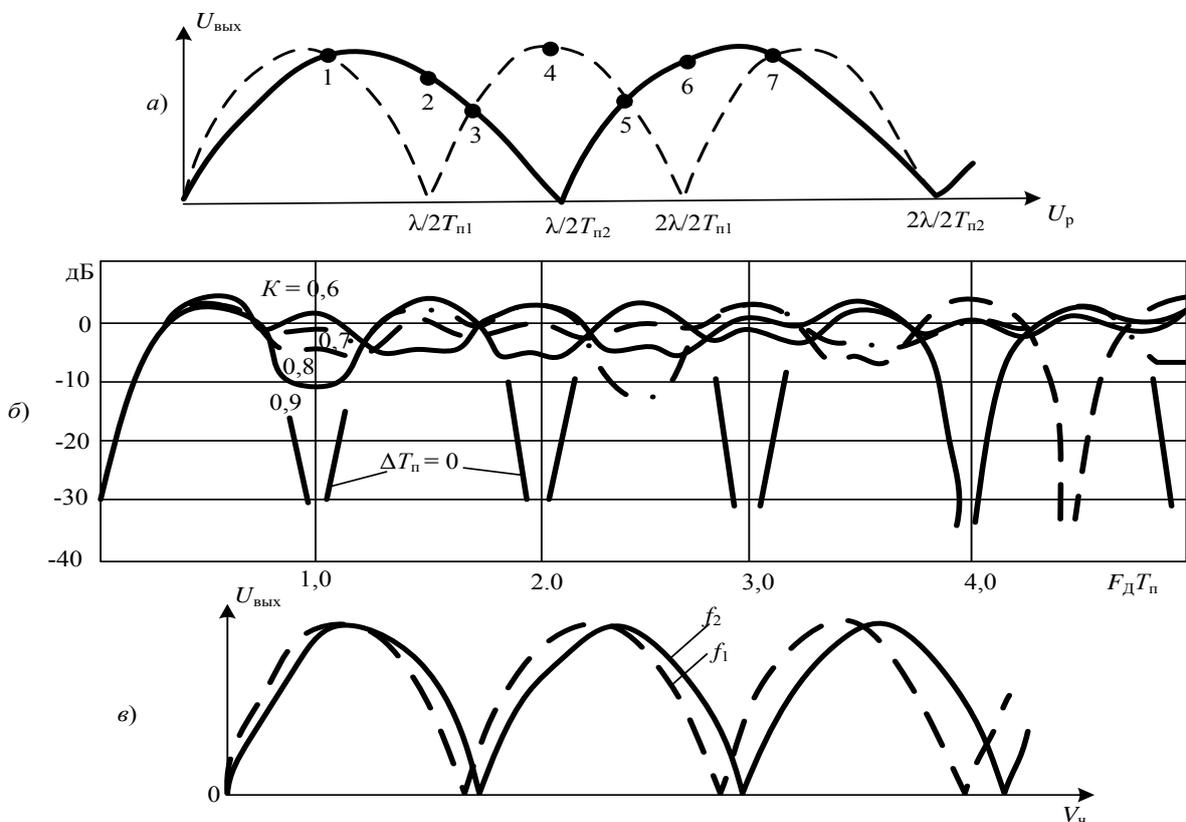


Рис. 4.103. Скоростные характеристики системы СДЦ:
а, б – системы с вобуляцией периода повторения; в – система с разносом частоты

Результирующую скоростную характеристику определяют как результат усреднения этих импульсов по напряжению или мощности по формуле

$$K(f) = 2\sqrt{1 - 2 \cos 2\pi f \Delta T_{\Pi} \cdot \cos 2\pi f T_{\Pi} + \cos^2 2\pi f T_{\Pi}}. \quad (4.57)$$

На рис.4.103, а, б изображены скоростные характеристики системы СДЦ с вобуляцией периода повторения. Если отношение периодов $k = T_{\Pi 1}/T_{\Pi 2}$ очень близко к единице, то «слепая» скорость значительно возрастает (при этом $\cos 2\pi f T_{\Pi}$ и $\cos 2\pi f \Delta T_{\Pi}$ одновременно равны +1 или -1).

Еще одним способом уменьшения влияния «слепых скоростей» является применение сигналов на различных частотах (рис. 4.103, в). *Двухчастотной называется такая РЛС, которая излучает радиоимпульсы и принимает отраженные сигналы одновременно на двух различных частотах.* В двухчастотной РЛС до фазового детектора осуществляются те же преобразования, что и в одночастотной РЛС, но в двух подканалах приемного устройства, которые соответствуют двум различным частотам зондирующих и отраженных сигналов.

В этом случае частоты отраженных сигналов:

$$f_{1 \text{отр}} = f_1 + F_{\text{Д1}}, \quad (4.58)$$

где $F_{\text{Д1}} = \frac{2V_r}{\lambda_1}$;

$$f_{2 \text{отр}} = f_2 + F_{\text{Д2}}, \quad (4.59)$$

где $F_{\text{Д2}} = \frac{2V_r}{\lambda_2}$.

В формулах (4.58) и (4.59) f_1 и f_2 – несущие частоты передатчиков двухчастотной РЛС.

После преобразования частоты на ФД подаются два сигнала на частотах:

$$f_{1 \text{пч}} = f_{\text{пч}} \pm F_{\text{Д1}}, \quad f_{2 \text{пч}} = f_{\text{пч}} \pm F_{\text{Д2}}.$$

В фазовом детекторе двухчастотной РЛС эхо-сигналы геометрически складываются не с когерентным напряжением, а друг с другом. В результате появляются биения, детектируемые амплитудным детектором. На вы-

ходе детектора образуются видеоимпульсы, огибающая которых изменяется с разностной доплеровской частотой:

$$F_{\delta} = F_{Д1} - F_{Д2} = \frac{2V_r}{\lambda_1} - \frac{2V_r}{\lambda_2} = (f_1 - f_2) \frac{2V_r}{c}. \quad (4.60)$$

Если, например, частоты передатчиков f_1 и f_2 равны соответственно 1 550 и 1 500 МГц, то при одночастотном построении РЛС полосы частот Доплера для ПП, перемещаемых вектором со скоростью от 0 до 50 м/с, заняли бы участок частотных характеристик от нуля соответственно до $F_{Д1} = 517$ Гц и $F_{Д2} = 500$ Гц, а при двухчастотном построении РЛС до $F_{\delta} = F_{Д1} - F_{Д2} = 517 - 500 = 17$ Гц.

Естественно, что обеспечить подавление ПП в такой узкой полосе доплеровских частот весьма легко. Применение отдельных систем СДЦ и смешивание выходных сигналов обеспечивает исключение «слепых» скоростей.

Контрольные вопросы и задачи к практическим занятиям

1. Какова причина образования ПП?
2. Почему ПП называют небелым шумом?
3. Написать и пояснить выражение АЧХ оптимального фильтра для сигнала, принимаемого на фоне небелого шума.
4. Дать определение «слепой» скорости.
5. Дать определение оптимальной скорости.
6. Что дает увеличение кратности схем ЧПВ?

Задача 1. Зондирующий сигнал представляет когерентную последовательность прямоугольных радиоимпульсов длительностью $\tau_{и} = 10$ мкс с периодом повторения $T_{п} = 2$ мс. Изобразить АЧС сигналов, отраженных от цели и облака ПП, удаляющихся от РЛС соответственно со скоростями 25 м/с и 5 м/с; АЧХ согласованного фильтра, полагая, что в отраженной пачке $M = 10$, длина волны колебаний 0,1 м, время корреляции помехи $\tau_0 = 40$ мс.

Задача 2. Для условий задачи 1 изобразить структурную схему оптимальной обработки для случаев:

- а) радиальные скорости движения цели и ПП известны;
 - б) радиальная скорость движения облака ПП известна, а цели – нет.
- Определить количество фильтровых каналов.

Задача 3. В когерентно-импульсной РЛС радиоимпульсы излучаются на частоте $f_0 = 3$ ГГц с периодом повторения $T_{п} = 1$ мс ($T_{п} = 2$ мс). Опреде-

лить значения «слепых» и оптимальных скоростей устройства ЧПВ сигналов, если схема компенсации действия ветра (СКДВ) не используется.

Задача 4. Как изменятся значения «слепых» скоростей для условий задачи 3, если СКДВ в РЛС используется и доплеровская поправка частоты в сигнале, отраженном от помехи, равна 200 Гц.

Задача 5. Рассчитать требуемое значение коэффициента подавления ПП, если мощность помехи на входе устройства обработки $P_{п\text{ вх}} = 10^{-12}$ Вт. Помеху необходимо подавить до уровня внутреннего шума: $N_{0\text{ пр}} = 10^{-21}$ Вт/Гц; $\Delta f_{\text{пр}} = 10^6$ Гц.

Задача 6. Определить коэффициент подавления помехи схемой однократного ЧПВ, если коэффициент междупериодной корреляции $\rho(T_{\text{п}}) = 0,9(0,99; 0,999)$.

4.5.4. ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Постановка задачи пространственно-временной обработки.

При синтезе обнаружителей радиолокационных сигналов мы предполагали, что сигнал и помеха, поступающие на вход приёмника РЛС с выхода антенны, являются функциями единственной переменной – времени. Реально радиолокационный сигнал является ЭМВ, зависящей как от времени, так и от координат пространства.

Особое значение эта зависимость имеет при приеме сигналов ФАР. Оказывается, что наличие пространственных параметров сигнала и их отличие от аналогичных параметров помех позволяет осуществлять эффективную селекцию (выделение) сигналов на фоне помех и значительно повысить качество обнаружения радиолокационных сигналов.

Теория, основанная на изучении только временных ресурсов, не позволяет определить оптимальные схемы. Для их синтеза необходимо учитывать и пространственные параметры сигналов, а также условия делимости пространственной части обработки таких сигналов от её временной части.

Задача пространственно-временной обработки заключается в поиске алгоритмов и реализующих их структурных схем оптимальной обработки пространственно-временных сигналов на фоне помех. Примером этой задачи является поиск алгоритма оптимального обнаружения сигналов в РЛС с ФАР. Оптимизация обработки сигналов приводит к оптимизации приёмной системы таких РЛС в целом, включая обработку сигналов в антенне. В результате можно синтезировать единую оптимальную систему и выявить потенциальные возможности пространственно-временной обработки сигналов, включающей как элементы пространственной (антенной),

так и элементы временной (корреляционной, фильтровой или корреляционно-фильтровой) обработки и в общем случае неделимой на пространственную и временную. Однако в случае, когда можно пренебречь взаимным запаздыванием огибающих сигналов, принимаемых отдельными элементами антенной решетки, пространственную обработку можно считать независимой от временной. Решение задачи при этом существенно упрощается и соответствует выполнению условия

$$L\Delta f < c \quad \text{или} \quad \Delta f t_{3 \max} < 1, \quad (4.61)$$

где L – максимальный линейный размер приёмной аппаратуры;

Δf – ширина спектра сигнала;

$t_{3 \max}$ – максимальная разность временных запаздываний.

Для понимания сущности задачи рассмотрим обработку сигналов в M -элементной ФАР (рис. 4.104).

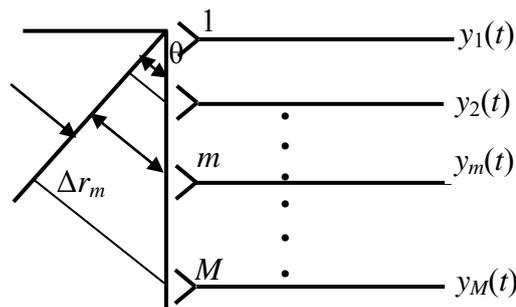


Рис. 4.104. К определению набега фаз в эквидистантной антенной решетке

С антенных элементов такой системы снимается M напряжений, описываемых функциями времени: $y_1(t)$, $y_2(t)$, ..., $y_M(t)$ и образующих вектор-столбец:

$$\bar{y}(t) = \begin{pmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \dots \\ y_M(t) \end{pmatrix}. \quad (4.62)$$

Напряжения в каждом канале приёма $y_m(t)$ при $(m = \overline{1, M})$ могут быть обусловлены либо одними помехами, либо наложением сигналов и помех:

$$y_m(t) = Ax_m(t) + n_m(t), \quad (4.63)$$

где A – множитель, учитывающий наличие или отсутствие сигнала и принимающий значение 1 или 0 соответственно.

Учитывая уравнение (4.63), выражение (4.61) можно записать в следующем виде:

$$\vec{y}(t) = A\vec{x}(t) + \vec{n}(t), \quad (4.64)$$

где $\vec{x}(t)$ и $\vec{n}(t)$ – векторные реализации сигнала и помехи соответственно:

$$\vec{x}(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \dots \\ x_M(t) \end{pmatrix}; \quad \vec{n}(t) = \begin{pmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \dots \\ n_M(t) \end{pmatrix}.$$

Для дальнейшего анализа воспользуемся комплексным представлением сигналов и помех, в частности,

$$x(t) = \operatorname{Re}\{\dot{x}(t)e^{j2\pi f_0 t}\},$$

где $\dot{x}(t)$ – комплексная амплитуда сигнала.

Выделим среди принимаемых сигналов один, например, первый ($m = 1$) и обозначим время его запаздывания t_{31} . Тогда время запаздывания сигнала m -го элемента будет равно t_{3m} . Поскольку при выполнении условия (1) $\dot{X}(t - t_{31}) = \dot{X}(t - t_{3m}) = \dot{X}(t)$, то сигнал $\dot{x}_m(t)$ отличается от $\dot{x}_1(t)$ только набегом фазы φ_m за счет его запаздывания $\Delta t_{3m} = t_{3m} - t_{31}$, поэтому можно записать, что

$$x_m(t) = \operatorname{Re}\left[\dot{X}(t - t_{3m})e^{j2\pi f_0(t - t_{3m})}\right] = \operatorname{Re}\left[\dot{X}(t)e^{-j\varphi_m}e^{j2\pi f_0 t}\right],$$

где $\varphi_m = 2\pi f_0 \Delta t_{3m}$.

Для эквидистантной антенной решетки $\varphi_m = (m - 1)\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta$, где d – расстояние между элементами решетки.

Параметры φ_m , ($m = \overline{1, M}$) характеризуют фазовое распределение сигнала на приёмной апертуре, т. е. являются *пространственными*. Они определяют положение фазового фронта принимаемого электромагнитного поля относительно антенной решетки (АР), по которому можно вычислять угловое направление на цель.

Используя матричную символику, вектор-сигнал $\vec{x}(t)$ можно представить в виде $\vec{x}(t) = \text{Re}\{\vec{\dot{x}}(t)e^{j2\pi f_0 t}\}$,

$$\text{где} \quad \vec{\dot{X}}(t) = \vec{X}(\vec{\varphi})\dot{X}(t); \quad (4.65)$$

$$\vec{\dot{x}}(\vec{\varphi}) = \begin{pmatrix} e^{-j\varphi_1} \\ e^{-j\varphi_2} \\ \dots \\ e^{-j\varphi_m} \\ \dots \\ e^{-j\varphi_M} \end{pmatrix}; \quad \vec{\varphi} = \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \dots \\ \varphi_m \\ \dots \\ \varphi_M \end{pmatrix}.$$

Из выражения (4.65) видно, что при выполнении условия (4.61) принимаемый сигнал может быть представлен двумя сомножителями – векторным $\vec{X}(\vec{\varphi})$, зависящим лишь от пространственных параметров сигнала $\vec{\varphi}$, и скалярным $\dot{X}(t)$, зависящим только от времячастотных параметров.

Аналогично можно показать зависимость фаз колебаний помехи в различных каналах АР от угла прихода фронта помеховой волны (θ_n), т. е. от направления на постановщик помех. При одном источнике помех колебание помехи в m -м канале приёма записывается в виде

$$\dot{N}_m(t) = \dot{N}_{0_m}(t) + \dot{N}_m(t, \nu_m), \quad n_m(t) = \text{Re}\{\dot{N}_m(t)\}.$$

Здесь $\dot{N}_{0_m}(t)$ и $\dot{N}_m(t, \nu_m)$ – комплексные амплитуды внутреннего шума и помехи;

ν_m – пространственный параметр, учитывающий амплитуду и фазу помехи в m -м канале приёма. С учетом только фазового запаздывания помехи её комплексная амплитуда $\dot{N}_m(t, \nu_m)$ может быть представлена в виде произведения:

$$\dot{N}_m(t, \nu_m) = \dot{N}_m(t) \dot{X}_m(\nu_m),$$

где $\dot{N}_m(t)$ – комплексная амплитуда, описывающая закон амплитудной и фазовой модуляции помехи, одинаковый для всех каналов приёма;

$\dot{X}_m(\nu_m)$ – комплексная амплитуда помехи на выходе m -го элемента канала приёма $\dot{X}_m(\nu_m) = e^{-j\nu_m}$. Тогда

$$\vec{N}(t) = \vec{N}_0(t) + \dot{N}(t) \vec{X}(\vec{\nu}). \quad (4.66)$$

Следовательно, помеха также является функцией пространственно-временных координат $(\vec{\nu}, t)$.

Комплексная выборка $\vec{Y}(t)$ с учетом (4.65) и (4.66) может быть записана таким образом:

$$\vec{Y}(t) = A \vec{X}(t) + \vec{N}(t) = A \vec{X}(\varphi) \dot{X}(t) + \vec{N}_0(t) + \dot{N}(t) \vec{X}(\vec{\nu}). \quad (4.67)$$

В общем случае параметры помехи учитываются её корреляционной матрицей

$$\Phi(t, S) = M_{\Pi} \left[\vec{N}(t) \cdot \frac{\vec{N}^{*T}(s)}{2} \right] = \Phi(t, s | \nu).$$

В итоге многоканальный обнаружитель должен по реализации $\vec{y}(t)$ дать оптимальную оценку дискретного параметра A , учитывая как временные, так и пространственные параметры сигнала и помехи, т. е.

$$\hat{A}[\vec{y}(t)] = \hat{A}[\vec{y}(t, \vec{\varphi}, \vec{\nu})] = \begin{cases} 1 & \text{– есть цель,} \\ 0 & \text{– нет цели,} \end{cases}$$

где $\vec{\varphi}, \vec{\nu}$ – пространственные параметры сигнала и помехи соответственно.

Соотношения (4.65) и (4.66) показывают, что сигнал и помеха могут быть при этом представлены независимыми пространственной и временной компонентами и указанная их декомпозиция может использоваться для синтеза соответствующих частей алгоритма пространственно-временной обработки.

Таким образом, задача оптимальной пространственно-временной обработки радиолокационных сигналов заключается в синтезе алгоритма принятия решения по наблюдаемой многомерной реализации $\vec{y}(t)$, обеспечивающего наилучший учет пространственных различий сигнала и помехи и временной зависимости, описывающей сигнал.

Принципы пространственно-временной обработки.

Принципы пространственно-временной обработки связаны с использованием пространственных отличий сигналов и помех соответственно для когерентного накопления и компенсации. В основе этих принципов лежит общий подход к оптимизации обнаружения радиолокационных сигналов с учетом достаточных статистик, в частности, отношения правдоподобия и корреляционного интеграла.

Пусть сигнал принимается M -канальной АР на фоне собственного шума со спектральной плотностью мощностью N_0 в каждом канале.

Алгоритм оптимального обнаружения требует вычисления отношения правдоподобия:

$$\ell[\vec{y}(t)] = \frac{P_{\text{сп}}[\vec{y}(t)]}{P_{\text{п}}[\vec{y}(t)]},$$

где $P_{\text{сп}}[\vec{y}(t)]$, $P_{\text{п}}[\vec{y}(t)]$ – плотности вероятности распределения наблюдаемой реализации $\vec{y}(t)$ в предположении наличия в $\vec{y}(t)$ сигнала $\vec{x}(t)$ и его отсутствия соответственно.

Величина $\ell[\vec{y}(t)]$ монотонно связана с корреляционным интегралом, который для рассматриваемого случая многомерных реализаций $\vec{y}(t)$ и сигнала $\vec{x}(t)$, принимаемого на фоне белого шума, их комплексного представления

$$z = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \vec{Y}^T(t) \vec{X}^*(t) dt \right\}, \quad (4.68)$$

где T и «*» – знаки транспонирования и комплексного сопряжения соответственно. Подставляя в (4.68) соотношение (4.65), получаем

$$z = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \vec{Y}^T(t) \vec{X}^*(\varphi) \dot{X}^*(t) dt \right\} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}_{\Sigma}(t) \dot{X}^*(t) dt \right\},$$

где $\dot{Y}_\Sigma(t) = \vec{Y}^T(t) \vec{X}^*(\vec{\varphi}) = \sum_{i=1}^M Y_i(t) \cdot e^{j\varphi_i}$ – результат пространственной обработки.

Таким образом, пространственная обработка сводится к весовому суммированию сигналов, принятых элементами антенной решетки, с учетом пространственного положения источника полезного сигнала (сдвиг фаз сигнала в элементах решетки). Алгоритм пространственной обработки обеспечивает ориентацию ДН ФАР в направлении на источник полезного сигнала θ_c (рис. 4.105).

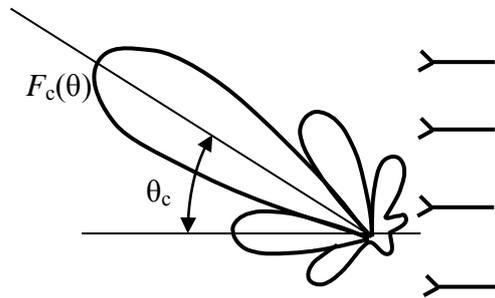


Рис. 4.105. Ориентация диаграммы направленности ФАР в направлении на источник полезного сигнала

Временная обработка по своей структуре аналогична обработке сигналов при одноканальном приеме. Она сводится к вычислению корреляционного и интеграла:

$$z = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}_\Sigma(t) \dot{X}^*(t) dt \right\}.$$

Структурная схема обнаружителя, реализующая данный алгоритм, представлена на рис. 4.106а, б.

Качество обнаружения сигналов оценивают на основе параметра q^2 , определяемого по формуле

$$q^2 = \frac{2M \Theta_0}{N_0},$$

где M – число элементов АР;

$$\mathcal{E}_0 = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{X}(t)|^2 dt - \text{энергия сигнала, принимаемого одним элементом АР.}$$

том АР.

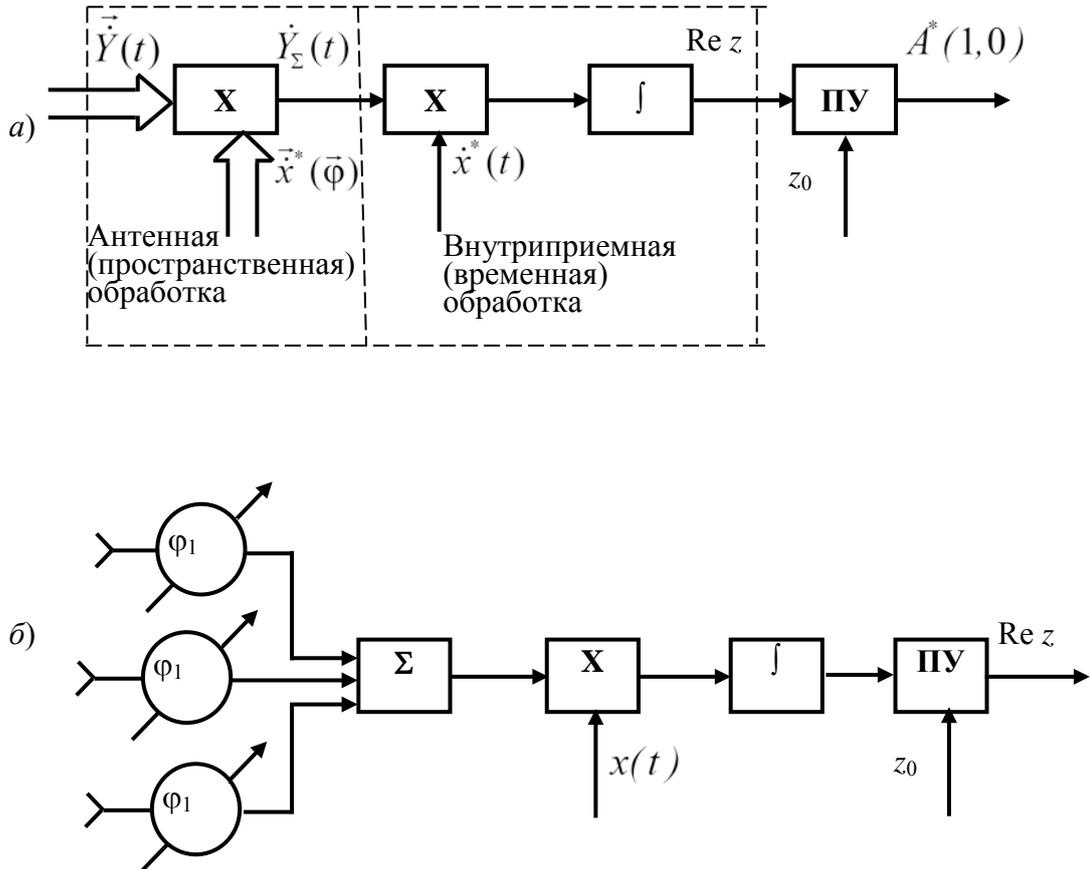


Рис. 4.106. Структурная схема обнаружителя без детализации (а) и с детализацией (б) антенной обработки

При наличии внешних коррелированных помех пространственная обработка описывается соотношением

$$\dot{Y}_\Sigma(t) = \vec{Y}^T(t) \left[\dot{\Phi}^{-1}(\vec{\nu}) \cdot \vec{X}(\vec{\varphi}) \right]^* \quad (4.69)$$

и сопровождается, наряду с накоплением полезного сигнала, компенсацией коррелированных по элементам антенны помех. При этом в характеристике направленности последней образуются провалы, минимумы которых совпадают с направлением воздействия помех (рис. 4.107).

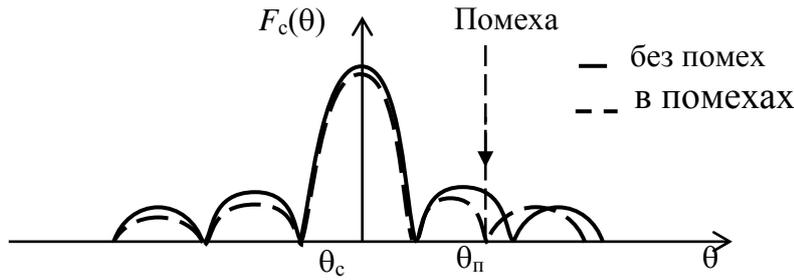


Рис. 4.107. Компенсация коррелированных по элементам антенны помех за счет образования провалов

Результат пространственной обработки можно получить, используя фазовращатели и аттенюаторы, обеспечивающие вычисление весовых коэффициентов суммирования сигналов:

$$Y_{\Sigma}(t) = \vec{Y}^T(t) \cdot \vec{K} = \sum_{i=1}^M Y_i(t) \cdot K_i,$$

где $\dot{K}_i = |\dot{K}_i| \cdot e^{j \arg \dot{K}_i}$.

Временная часть обработки остается прежней. Одна из возможных структурных схем пространственно-временной обработки показана на рис. 4.108.

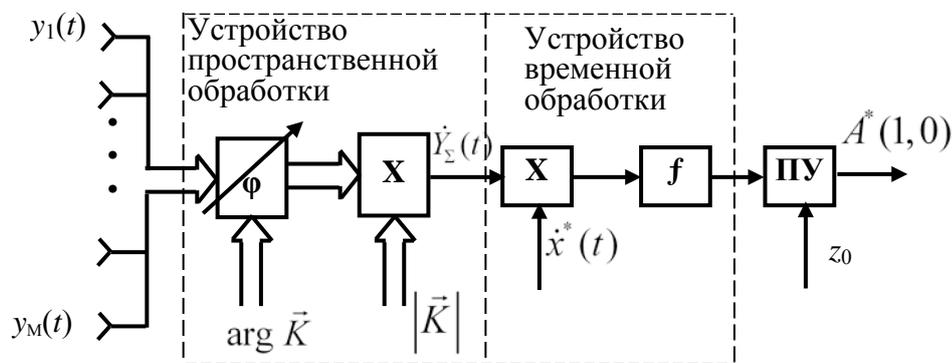


Рис. 4.108. Структурная схема пространственно-временной обработки

Следует отметить, что соотношение накопления и компенсации в схеме пространственно-временной обработки зависит от характера не только внешних помех, но и элементов антенной системы. Если все элементы равноценны, то роль межэлементного накопления велика. Если одна остронаправленная антенна дополняется несколькими слабонаправленными, межэлементное накопление теряет смысл. Слабонаправленные антенны рационально использовать лишь для компенсации внешних помех, принимаемых по боковым лепесткам основной антенны. Параметр обна-

ружения q^2 когерентного сигнала на фоне внешних помех и шума ниже, чем при наличии одного шума q_0^2 , и определяется с учетом оптимального коэффициента использования энергии при воздействии внешних помех $k_{и}$ ($0 < k_{и} \leq 1$):

$$q^2 = k_{и} \cdot q_0.$$

Для вычисления коэффициентов K_i необходимо знать корреляционную матрицу помех $\Phi(t, s | \vec{v})$.

Она, как правило, неизвестна, поэтому коэффициенты K_i оценивают обычно в процессе обработки, используя для этого корреляционные обратные связи с выхода на вход. Последние реализуются при корреляции выходного $\dot{Y}_{\Sigma}(t)$ и канальных напряжений $\dot{Y}_i(t)$. Этим самым обеспечивается адаптация обработки, автоматическое образование провалов характеристики направленности $F_c(\theta)$, ориентированных на источники помех, и соответственно подавление (борьба) помех. Рассмотрим работу корреляционной обратной связи на простейшем примере двухканального приема при компенсации помех по боковым лепесткам ДН антенны РЛС.

Имеются две антенны (основная и компенсационная) и соответственно два канала приема (рис. 4.109).

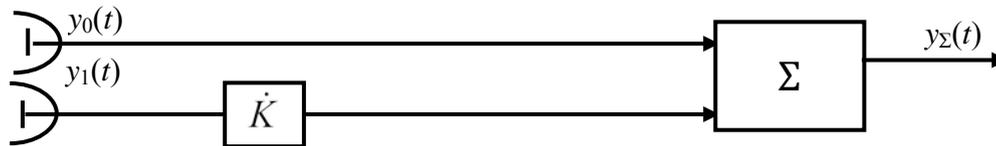


Рис. 4.109. Схема простейшего компенсатора помех

Принцип компенсации помехи в фиксированный момент времени на основе векторной диаграммы приведен на рис. 4.110.

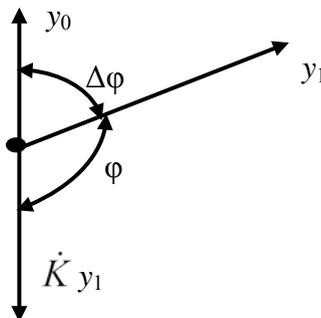


Рис. 4.110. Векторная диаграмма, поясняющая принцип компенсации помехи в схеме, приведенной на рис. 4.109

Задача компенсации помехи состоит в подборе такого комплексного коэффициента \dot{K} , при котором обеспечивается:

выравнивание амплитуд колебаний в приемных каналах:

$$y_0(t) = |\dot{K}| y_1(t);$$

противофазность колебаний, т. е. $\Delta\varphi + \varphi = 180^\circ$.

Дисперсия выходного напряжения помехи σ_Σ^2 должна быть минимальной, т. е. $\sigma_\Sigma^2 \Rightarrow \min$. Определим \dot{K} , полагая, что фазы колебаний в каналах совпадают: $(\dot{K} = |\dot{K}|)$.

Найдем мощность помехи на выходе сумматора:

$$y_\Sigma(t) = y_0(t) + |K| y_1(t)$$

$$\text{и } \overline{y_\Sigma^2(t)} = \overline{y_0^2(t)} + 2K \overline{y_0(t) y_1(t)} + K^2 \overline{y_1^2(t)} = \sigma_0^2 + 2K \sigma_0 \sigma_1 \rho_{01} + K^2 \sigma_1^2,$$

где $\overline{y_0(t) y_1(t)} = \rho_{01} \sigma_0 \cdot \sigma_1$, а ρ_{01} – нормированный коэффициент межканальной корреляции.

Из условия $\frac{\partial \sigma_\Sigma^2}{\partial K} = 0$ находим K , минимизирующий σ_Σ^2 :

$$K_{\text{опт}} = -\frac{\sigma_0}{\sigma_1} \rho_{01}. \quad (4.70)$$

Для автоматического управления значением коэффициента передачи вспомогательного канала компенсатора (рис. 4.109) вводится обратная корреляционная связь (рис. 4.111), поэтому компенсаторы получили название корреляционных. В стационарном режиме работы компенсационного канала оптимальное значение $K_{\text{опт}}$ устанавливается при достаточно сильной корреляционной обратной связи: $K = -\gamma_{0\Sigma} M(y_\Sigma y_1)$, $\gamma_0 > 1$.

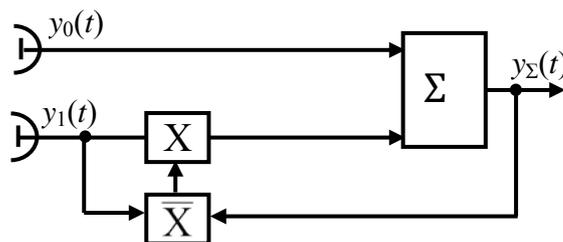


Рис. 4.111. Схема простейшего корреляционного автокомпенсатора

Подставив $Y_{\Sigma}(t) = y_0(t) + Ky_1(t)$ и заменив усреднение по времени усреднением по реализациям, получим уравнение

$$K = -\gamma_0 (\rho_{01} \sigma_0 \sigma_1 + K \sigma_1^2) \text{ и его решение } K = -\gamma_0 \frac{\rho \sigma_0 \sigma_1}{1 + \gamma_0 \sigma_1^2},$$

принимая оптимальное значение $-\rho \frac{\sigma_0}{\sigma_1}$ при $\gamma_0 \gg 1$. Выходное напряжение

$$y_{\Sigma}(t) = y_0(t) - \left(\rho_{01} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \right) y_1(t)$$

декоррелируется при этом с напряжением компенсирующего канала:

$$M(y_{\Sigma} y_1) = \rho \sigma_0 \sigma_1 - \frac{\rho \sigma_0}{\sigma_1} \sigma_1^2 = 0.$$

Остаточная дисперсия помехи уменьшается до $\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_0^2 (1 - \rho)^2$. Отношение $K_{\Pi} = \frac{\sigma_0^2}{\sigma_{\Sigma}^2} = \frac{1}{1 - \rho_{01}^2}$ называется коэффициентом подавления помехи. Его значение тем выше, чем ближе к единице квадрат коэффициента корреляции ρ_{01}^2 напряжений основного и компенсирующего канала.

Таким образом, учет пространственных параметров сигнала и помехи позволяет повысить качество обнаружения сигналов за счет когерентного накопления пространственных элементов сигнала и компенсации коррелированных частей помехи.

4.6. ЦИФРОВАЯ КОГЕРЕНТНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Цифровая обработка сигналов находит все большее применение в радиолокации. Широкому внедрению цифровых методов обработки информации способствуют достижения в области микроэлектроники и вычислительной техники, позволяющие заменить громоздкие и дорогостоящие аналоговые элементы РЛС миниатюрными стандартизированными высокоточными цифровыми устройствами. Универсальность цифровых методов обработки с использованием быстродействующих современных вычислительных средств обеспечивает обработке сигналов её адаптивность, повышение возможностей взаимозамены и резервирования цифровых элементов, неограниченного хранения оцифрованной информации при оперативном доступе к ней. К числу основных ограничений использования цифровых методов следует отнести недостаточное быстродействие цифро-

вых элементов для обработки широкополосных и высокочастотных сигналов. Цифровая обработка может производиться как во временной, так и в частотной области.

4.6.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦИФРОВАННЫХ СИГНАЛОВ И ШУМОВ

Важной особенностью цифровой обработки является переход от аналоговых величин к дискретным, т. е. преобразование непрерывно изменяющихся величин в цифровую форму. Для этого используются аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Сохранение фазовой структуры принимаемого сигнала обеспечивается преобразованием его в дискретную форму на высокой (промежуточной) частоте. Оцифровывание таких сигналов требует высокого быстродействия АЦП. Поэтому в силу ограниченного быстродействия дискретных логических элементов цифровую обработку принимаемых колебаний $y(t) = |\dot{Y}(t)| \cdot \cos[2\pi f_0 t + \arg \dot{Y}(t)]$, где $\dot{Y}(t) = |\dot{Y}(t)| e^{j\dot{Y}(t)}$ – комплексная амплитуда, осуществляют на видеочастоте. Из-за случайности начальной фазы сигналов переход на видеочастоту осуществляется в двух каналах (рис. 4.112).

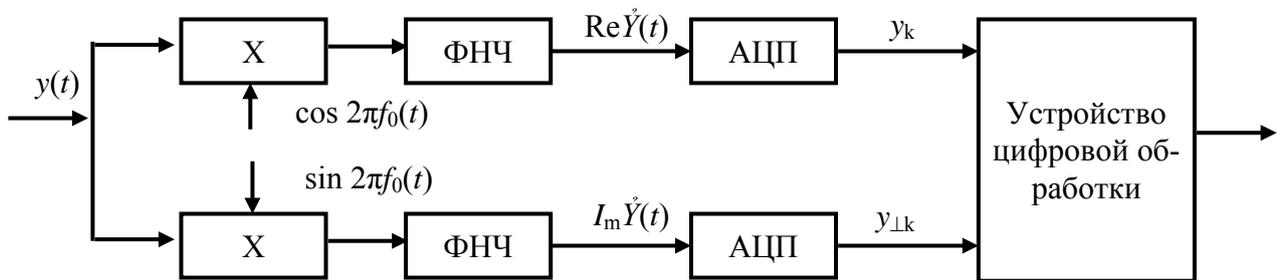


Рис.4.112. Схема цифровой обработки на видеочастоте

В качестве умножителей обычно используются фазовые детекторы. Квадратурные напряжения

$$Y(t) = |\dot{Y}(t)| \cos[\arg \dot{Y}(t)], \quad Y_{\perp}(t) = |\dot{Y}(t)| \sin[\arg \dot{Y}(t)]$$

выделяются полосовыми фильтрами в полосе $0 < F < F_{\max}$, где F_{\max} – максимальная частота в спектре видеосигнала, и поступают в АЦП.

Шаг временной дискретизации Δt сигнала $y(t)$ в АЦП выбирают согласно теореме Котельникова: $\Delta t \leq \frac{1}{2 \cdot F_{\max}}$ (рис. 4.113).

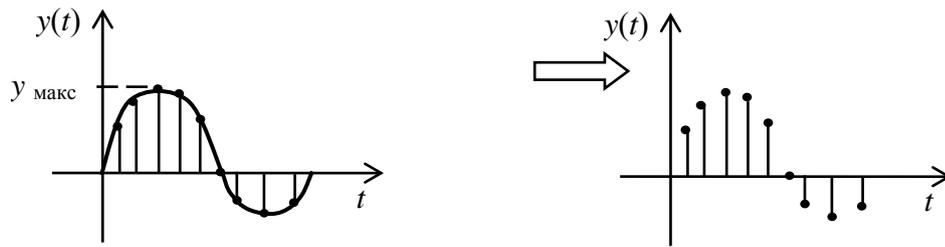


Рис. 4.113. Дискретизация входного сигнала

После временной дискретизации в АЦП осуществляется дискретизация уровней Δ и двоичное кодирование мгновенных значений.

Шаг дискретизации уровней Δ чаще всего выбирают равномерным $\Delta = 2y_{\max}/2^L$. Здесь y_{\max} – максимальный уровень амплитуды знакопеременного напряжения; L – число двоичных разрядов. При большой разрядности L характеристика АЦП приближается к линейной (рис. 4.114), отличаясь от нее на кусочно-линейную функцию ($\delta(y_{\text{вх}})$).



Рис. 4.114. Характеристика АЦП

Остаточная нелинейность приводит к искажениям принимаемых колебаний, равносильным наложению шумов дискретизации. Значения этих шумов равномерно заполняют интервал от $-\Delta/2$ до $\Delta/2$, дисперсия составляет $\Delta^2/12$:

$$\sigma_{\text{кв}}^2 = \frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} y^2 dy = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (4.71)$$

Обычно требуют, чтобы шумы квантования были не больше собственных шумов приемника, т. е. $\sigma_{\text{кв}}^2 \leq \sigma_{\text{ш}}^2$, откуда

$$\frac{\Delta^2}{12} = \left(\frac{y_{\max}}{1,73} \right)^2 \cdot 2^{-2L} \leq \sigma_{\text{ш}}^2.$$

При когерентной обработке, когда требуется осуществлять цифровую фильтрацию сигналов, когерентную компенсацию помех, число уровней квантования нужно увеличивать, чтобы уменьшить искажения (из-за квантования) сигналов и помех. На практике часто выбирают $\Delta = \sigma_{\text{ш}}$. При этом число порогов квантования $2^L \geq (2y_{\text{max}}/\sigma_{\text{ш}}) = d$, где d – динамический диапазон аналоговой части приёмника. Отношение динамического диапазона в децибелах к числу разрядов $\gamma = 20 \lg d / \log_2 d$, и, когда $\sigma_{\text{ш}} = \Delta$, оно составляет 6 дБ/разряд. Применительно к условию выбора L для обеспечения эффективности компенсации помех это соответствует нормальной помехе с дисперсией $\sigma_{\text{п}}^2 = (y_{\text{max}}/1,73)^2$, которая не превышает уровень y_{max} с вероятностью 0,92, т. е. существенно не искажается, а $d = \sigma_{\text{п}}^2 / \sigma_{\text{ш}}^2$. Наряду с методами двойной дискретизации по времени и многоуровневой дискретизации мгновенных значений развиваются также методы чисто временной дискретизации. Это связано с появлением нового класса БИС-приборов (больших интегральных схем) с переносом зарядов, которые имеют определенные преимущества перед цифровыми элементами, проявляющиеся в простоте сопряжения с аналоговыми элементами.

Таким образом, основными характеристиками оцифрованных сигналов и шумов являются: интервал временной дискретизации; шаг дискретизации по амплитуде; дисперсия шума квантования.

4.6.2. ЦИФРОВОЙ КОРРЕЛЯТОР

Аналоговая корреляционная обработка сигналов со случайными параметрами сводится к вычислению модульного значения корреляционного интеграла:

$$|\dot{z}| = \sqrt{z^2 + z_{\perp}^2},$$

где $z = \text{Re } \dot{z}$, $z_{\perp} = J_m \dot{z}$, $\dot{z} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t) \dot{X}^*(t) dt$ – комплексный корреляционный интеграл.

Квадратурные составляющие корреляционного интеграла выражаются через квадратурные составляющие комплексных амплитуд принимаемого колебания $\dot{Y}(t)$ и ожидаемого сигнала $\dot{X}(t)$, т. е.

$$\dot{Y}(t) = \text{Re } \dot{Y}(t) + jI_m \dot{Y}(t), \quad \dot{X}^*(t) = \text{Re } \dot{X}^*(t) + jI_m \dot{X}^*(t),$$

или

$$\dot{Y}(t) = Y(t) + jY_{\perp}(t), \quad \dot{X}^*(t) = X(t) + jX_{\perp}(t).$$

Тогда получим

$$\dot{z} = \frac{1}{2}(z + jz_{\perp}),$$

где $z = \operatorname{Re} z = z_{11} - z_{22}$; $z_{\perp} = I_m z = z_{21} + z_{12}$,

$$a \quad z_{i,k} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{Re} \left[\dot{Y}(t) \right]_{I_m} \operatorname{Re} \left[\dot{X}^*(t) \right]_{I_m} dt.$$

Значения i, k равны единицам при реальных и двойкам при мнимых значениях сомножителей подынтегрального выражения. В результате временной дискретизации интегралы z_i, k переходят в весовые суммы:

$$\begin{aligned} z_{11} &= \sum_{\ell} y_1 x_1 = \vec{y}^T \vec{x}; & z_{22} &= \sum_{\ell} y_{\perp 1} x_{\perp 1} = \vec{y}_{\perp}^T \vec{x}_{\perp}; \\ z_{21} &= \sum_{\ell} y_{\perp 1} x_1 = \vec{y}_{\perp}^T \vec{x}; & z_{12} &= \sum_{\ell} y_1 x_{\perp 1} = \vec{y}^T \vec{x}_{\perp}. \end{aligned} \quad (4.72)$$

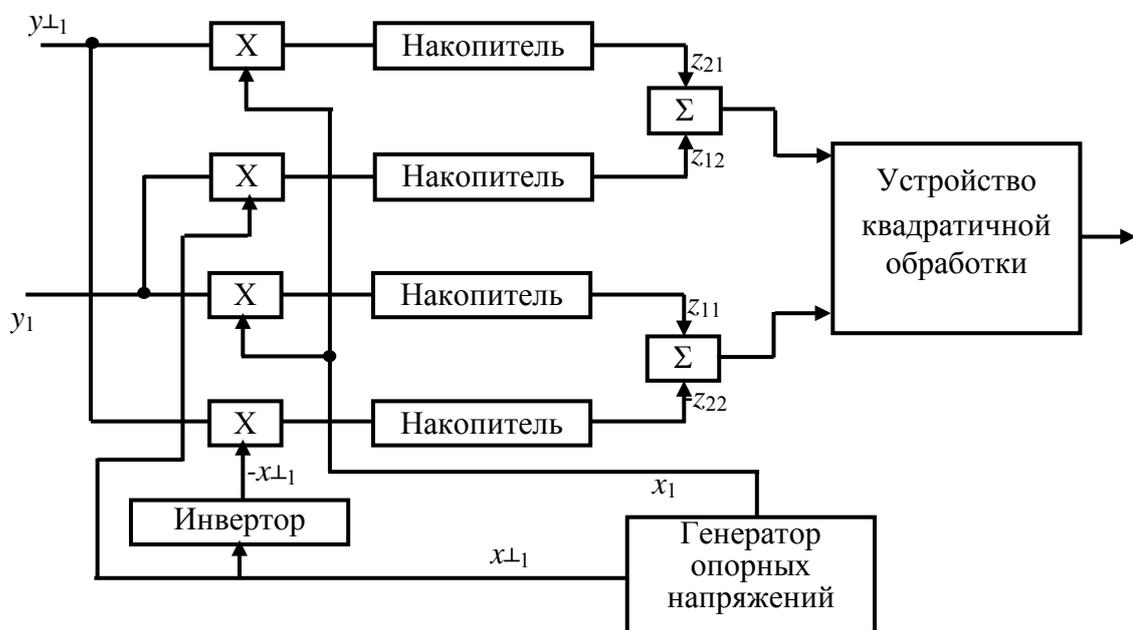


Рис. 4.115. Схема цифрового коррелятора

Таким образом, структурная схема корреляционной обработки (рис. 4.115) включает четыре дискретных коррелятора, реализующих операции вида

$$z = \sum_{\ell} y_{\ell} x_{\ell} = \vec{y}^T \vec{x}. \quad (4.73)$$

Число корреляторов сокращается иногда до двух, если ожидаемый сигнал не модулирован по фазе или модулирован кодом 0, π , доплеровское смещение частоты мало, а наблюдение производится на фоне белого шума. При неизвестном времени запаздывания коррелятор должен быть многоканальным по этому параметру.

При стационарном характере помехи корреляционные суммы могут быть вычислены с помощью цифровых устройств, выполняющих функции аналоговых линейных видеочастотных фильтров. Для реализации комплексного алгоритма требуется в общем случае четыре цифровых фильтра.

Таким образом, для вычисления корреляционного интеграла цифровой коррелятор включает умножитель, сумматоры и элементы памяти.

4.6.3. ПРИМЕРЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Методы цифровой фильтрации во временной области делят на нерекурсивные и рекурсивные. Нерекурсивные фильтры имеют конечные импульсные характеристики и выполняются без обратных связей. Рекурсивные фильтры имеют бесконечные импульсные характеристики и выполняются с обратными связями, что уменьшает объем запоминающих устройств или увеличивает длительность накопления.

Алгоритм работы нерекурсивного фильтра

$$W_k = \sum_{\ell=0}^{M-1} y_{\ell} v_{k-\ell}, \quad (4.74)$$

подобен алгоритму свертки аналогового фильтра (рис. 4.116) $W(t) =$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} y(s) v(t-s) ds.$$

Значения t, s непрерывного времени заменены номерами отчетов k, ℓ , операция интегрирования – операцией суммирования.

В литературе фильтры с конечной импульсной характеристикой называют фильтрами с конечными импульсными характеристиками (КИХ-фильтрами).

Алгоритм работы рекурсивного цифрового фильтра представляют в виде

$$W_k = \sum_{m=0}^M a_m y_{k-m} + \sum_{\lambda=1}^m b_\lambda W_{k-\lambda}, \quad (4.75)$$

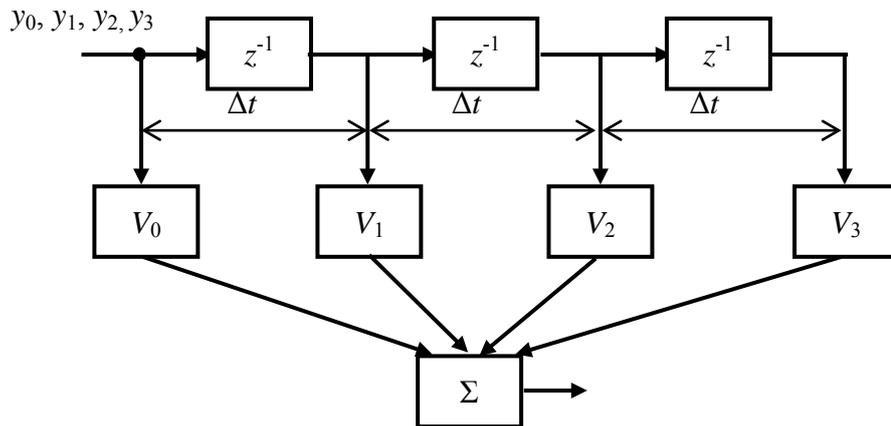


Рис. 4.116. Структурная схема нерекурсивного фильтра для обработки сигнала, состоящего из четырех временных дискрет, z^{-1} – элемент задержки на такт Δt

Коэффициенты b ($\lambda = 1, 2, \dots$) характеризуют обратные связи различного порядка. Коэффициенты a_m характеризуют дискреты импульсной характеристики при разомкнутых обратных связях. В литературе фильтры с бесконечной импульсной характеристикой называют БИХ-фильтрами (рис. 4.117).

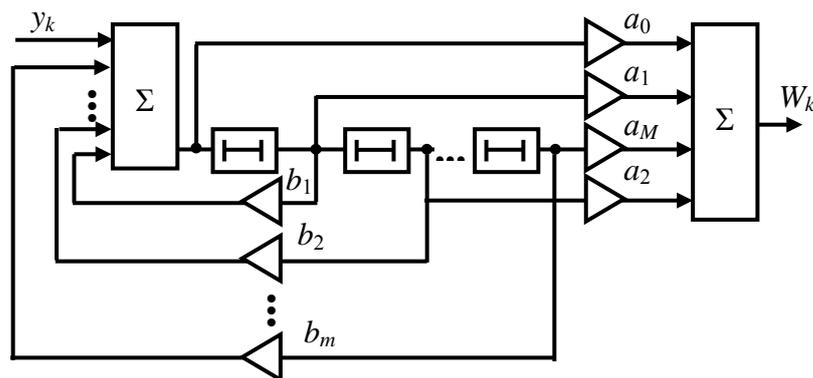


Рис. 4.117. Структурная схема БИХ-фильтра

Для реализуемых фильтров $W_k = 0$ и $y_k = 0$ при $k < 0$. Для цифровых фильтров вводят частотную характеристику:

$$k(f) = \frac{W_k}{y_k} \quad \text{при} \quad y_k = e^{j2\pi f k \Delta t}. \quad (4.76)$$

Подставив выражение (4.74) в (4.75), получим

$$k(f) = \sum_{\ell} e^{j2\pi f(\ell-k)\Delta t} v_{k-\ell};$$

Обозначая $z = e^{j2\pi f \Delta t}$ и переходя к новой переменной $k - 1 = \mu$, сводим частотную характеристику к z-преобразованию от импульсной:

$$k(z) = \sum_{\mu} v_{\mu} z^{-\mu}. \quad (4.77)$$

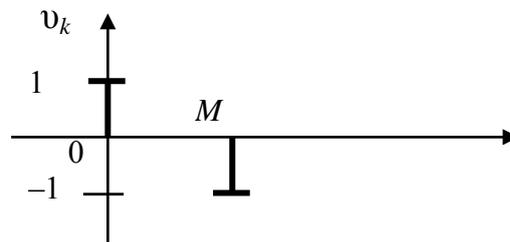
Для нерекурсивного фильтра число слагаемых в формуле (4.77) конечно. Частотную характеристику рекурсивного фильтра найдем, заменив

$$y_{k-m} = z^{k-m}, \quad W_k = k(z) \cdot y_k = k(z)z^k,$$

$$k(z) = \frac{\sum_{m=0}^M a_m z^{-m}}{1 - \sum_{\lambda=1}^M b_{\lambda} z^{-\lambda}}.$$

Рассмотрим примеры.

Пример 1. В импульсной характеристике нерекурсивного фильтра непрерывными являются только значения $v_0 = -v_M = 1$.



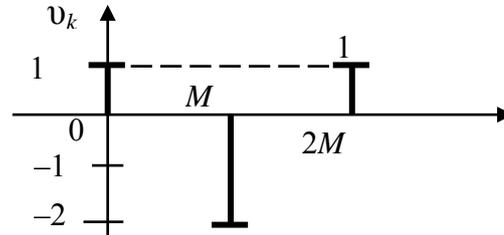
В данном случае

$$\begin{aligned} k(z) &= v_0 z^{-0} - v_M z^{-M} = 1 - v_M z^{-M}, \\ |k(z)| &= |1 - v_M z^{-M}|, \\ |k(f)| &= 2 |\sin \pi f T|. \end{aligned}$$

где $T = M\Delta t$.

Рассматриваемый фильтр – ГФП, обеспечивающий однократную ЧПК.

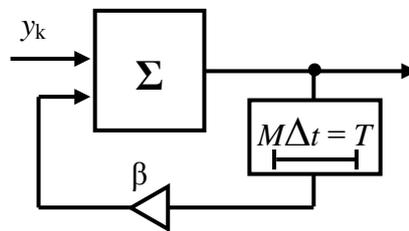
Пример 2. В импульсной характеристике нерекурсивного фильтра ненулевыми являются только значения $v_0 = -v_M/2 = v_{2M} = 1$, причем $M\Delta t = T$.



При этом $|k(z)| = |1 - 2z^{-M} + z^{-2M}| = |1 - z^{-M}|^2$ и $|k| = 4\sin^2\pi f\tau$, что соответствует двукратной схеме ЧПВ в цифровой системе СДЦ.

Пример 3. В уравнении рекурсивного фильтра ненулевыми являются только коэффициенты $a_0 = 1$ и $b_M = \beta$, $0 < \beta < 1$. Рассматриваемый фильтр рециркулятор:

$$k(z) = \frac{a_0 z^{-0}}{1 - b_M z^{-M}} = \frac{1}{1 - \beta z^{-M}} = 1 + \beta z^{-M} + \beta^2 z^{-2M} \dots$$



Ненулевые дискреты ИХ $v_0 = 1$, $v_M = \beta$, $v_{2M} = \beta^2$ и т. д. АЧХ имеет гребни накопления.

Таким образом, сравнивая нерекурсивные и рекурсивные фильтры, можно сказать, что введение цепей обратной связи повышает возможности рекурсивных фильтров по сравнению с нерекурсивными по обработке протяженных во времени входных последовательностей. Это позволяет упростить конструкцию фильтра. Однако нерекурсивные фильтры являются более устойчивыми. В настоящее время КИХ-фильтры успешно конкурируют с БИХ-фильтрами.

Цифровую фильтрацию когерентных сигналов обычно проводят в частотной области. Дискретизированные колебания подвергают в этом случае дискретному преобразованию Фурье (ДПФ). Результат умножают на дискретную частотную характеристику фильтра. Выходной эффект формируется путем обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ). Целесообразность перехода в частотную область связана с разно-

видностью ДПФ – быстрым преобразованием Фурье (БПФ), сокращающим время и объем аппаратуры обработки.

4.6.4. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ. ДИСКРЕТНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ И ЕГО СВОЙСТВА

Оптимальная обработка сигнала в аддитивной смеси с белым шумом может быть осуществлена линейным фильтром, импульсная характеристика которого согласована с ожидаемым сигналом.

Напряжение на выходе такого фильтра

$$W(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{q}_y(f) \dot{k}(f) e^{j2\pi ft} df. \quad (4.78)$$

В частотной области алгоритм фильтрации предусматривает получение частотного спектра

$$\dot{q}_w(f) = \dot{q}_y(f) \dot{k}(f), \quad (4.79)$$

где $\dot{q}_y(f)$ – частотный спектр принимаемого колебания;

$\dot{k}(f)$ – частотная характеристика согласованного фильтра.

Если предварительно функциям времени поставлены в соответствие последовательности их дискретных значений, то процесс вычисления дискретного спектра называется дискретным преобразованием Фурье. Из дискретного спектра, например $\dot{q}_w(f)$, можно вновь получить последовательность чисел, описывающих соответствующие временные зависимости. Эта операция называется обратным дискретным преобразованием Фурье.

Таким образом, оптимальная обработка предусматривает дискретизацию и во временной, и в частотной области. Рассмотрим ДПФ.

Будем полагать, что операция ДПФ производится над дискретной последовательностью принимаемого колебания $\vec{y} = \{y_0, y_1, \dots, y_{N-1}\}^T$, содержащей N чисел. Она образована путем дискретизации входного сигнала $y(t)$ – рис. 4.118:

$$y_d(t) = \sum_k y_k \delta(t - k\Delta t), \quad \Delta t = \frac{T}{N}$$

или

$$y_d(t) = \sum_k y_k \delta\left(t - \frac{T \cdot k}{N}\right). \quad (4.80)$$

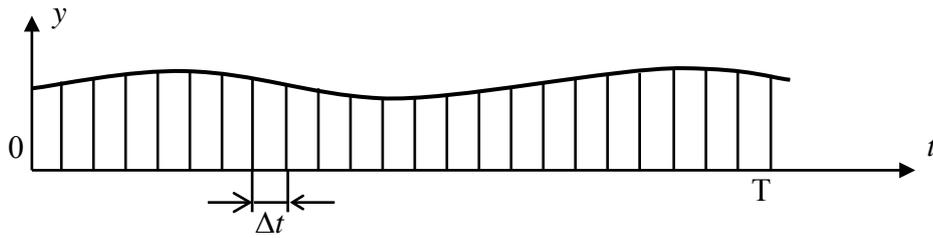


Рис. 4.118. Дискретизация входного сигнала по теореме Котельникова

Аналоговому сигналу $y(t)$ соответствует спектр

$$\dot{g}_y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) e^{-j2\pi ft} dt.$$

Заменим $y(t)$ дискретизированным сигналом (4.80) и, учитывая фильтрующее свойство δ -функции, получим

$$\dot{g}_{y_d}(f) = \sum_{k=0}^{N-1} y_k e^{-j2\pi f \frac{kT}{N}}.$$

Продолжим функцию $y_d(t)$ за пределы интервала T периодически. Спектр такой функции будет дискретным с частотами $f = f_d = \frac{m}{T}$, где $m = 0, 1, \dots, N-1$. Таким образом, дискретный спектр вычисляется по формуле

$$\dot{g}_m = \sum_{k=0}^{N-1} y_k e^{-j2\pi \frac{mk}{N}}. \quad (4.81)$$

Соотношение (4.81) является прямым ДПФ. Свойством преобразования Фурье (ПФ) является его периодичность, т. е. $g(m) = g(m + N)$. Это объясняется периодичностью спектра дискретизированной временной функции, а его дискретный характер связан с периодичностью дискретизируемой функции.

ДПФ имеет основные свойства, сходные со свойствами обычного преобразования Фурье, в частности, линейности, инвариантности относительно сдвига во времени и по частоте.

При вычислении ДПФ на ЭВМ более удобно пользоваться областью только положительного отсчета частоты $m\Delta f$ ($N\Delta f$ (рис. 4.119)). ДПФ позволяют вычислять сверточные суммы, определяющие выходные эффекты цифровых фильтров:

$$W_k = \sum_{\ell=0}^{N-1} y_{\ell} v_{k-\ell}.$$

Периодичность преобразования требует для предотвращения искажений, чтобы сумма чисел дискрет входного напряжения и импульсной характеристики фильтра минус единица не превышала периода ДПФ N . При согласованной фильтрации $N \geq 2\nu - 1 \approx 2\nu$, где ν – количество дискрет импульсной характеристики.

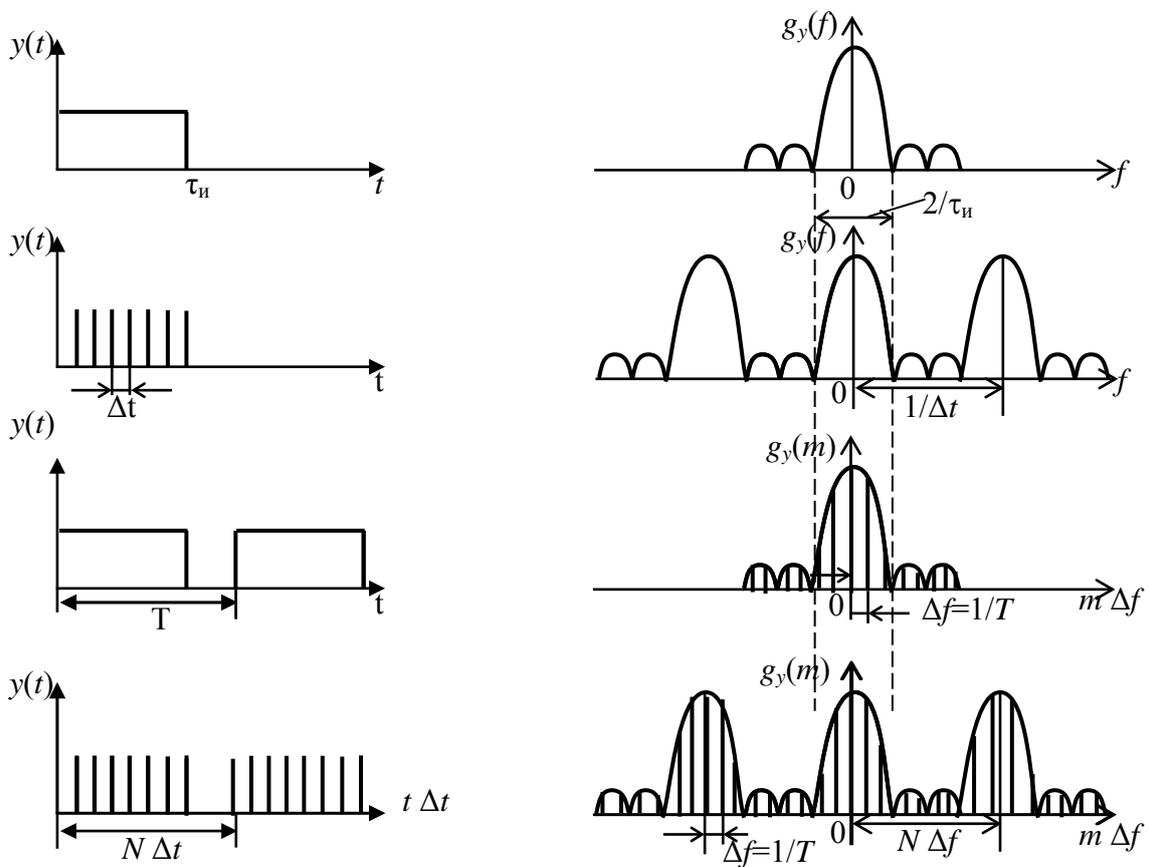


Рис. 4.119. Алгоритм ДПФ и эюры, поясняющие вычисление сверточных сумм одиночного и периодического квантованных сигналов

ОДПФ задается равенством

$$y_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \dot{g}_m e^{j2\pi \frac{mk}{N}}. \quad (4.82)$$

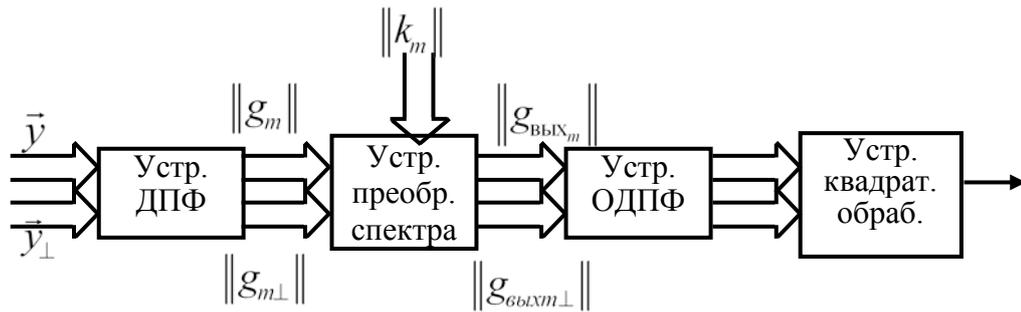


Рис. 4.120. Схема алгоритма обработки дискретного сигнала на основе ДПФ и ОДПФ

Используя ДПФ, можно перемножать дискреты спектра входных комплексных амплитуд и частотной характеристики фильтра, а комплексные амплитуды выходного напряжения находить с помощью ОДПФ (рис. 4.120).

При переходе от вещественных дискретных значений y_k к комплексной амплитуде \dot{Y}_k спектр имеет вид

$$\dot{G}_m = \sum_{k=0}^{N-1} \dot{Y}_k e^{-j2\pi \frac{mk}{N}},$$

здесь $\dot{Y}_k = \text{Re} \dot{Y}_k + jJ_m \dot{Y}_k$.

$$\text{Тогда } \dot{G}_m = \sum_{k=0}^{N-1} (\text{Re} \dot{Y}_k + jJ_m \dot{Y}_k) \left(\cos 2\pi \frac{mk}{N} - j \sin 2\pi \frac{mk}{N} \right).$$

На вход схемы подаются квадратурные составляющие $y_k = \text{Re} \dot{Y}_k$, $y_{k\perp} = J_m \dot{Y}_k$. Находятся значения

$$g_m = \text{Re} \dot{G}_m = \sum_{m=0}^{N-1} \left[y_k \cos \frac{2\pi mk}{N} + y_{k\perp} \sin \frac{2\pi mk}{N} \right],$$

$$g_{m\perp} = J_m \dot{G}_m = \sum_{m=0}^{N-1} \left[y_{k\perp} \cos \frac{2\pi mk}{N} - y_k \sin \frac{2\pi mk}{N} \right].$$

Совокупность значений g_m и $g_{m\perp}$ поступает на устройство преобразования спектра, где осуществляется цифровая операция $\dot{G}_{\text{вых}_m} = \dot{G}_m \dot{K}_m$.

После преобразования выделяют квадратурные составляющие комплексного спектра:

$$g_{\text{ВЫХ}_m} = \text{Re} \dot{G}_m m = g_m k_m - g_{m_\perp} k_{m_\perp},$$

$$g_{\text{ВЫХ}_{m_\perp}} = I_m \dot{G}_m = g_m k_{m_\perp} + g_{m_\perp} k_m,$$

где $k_m = \text{Re} \dot{K}_m$, $k_{m_\perp} = I_m \dot{K}_m$.

Полученные значения $g_{\text{ВЫХ}_m}$ и $g_{\text{ВЫХ}_{m_\perp}}$ подают в устройство ОДПФ, с выхода которого снимают квадратурные составляющие отфильтрованных напряжений W_ℓ и $W_{\ell\perp}$ или значения амплитуд $|W_\ell| = \sqrt{W_\ell^2 + W_{\ell\perp}^2}$ ($\ell = 0, 1, 2, \dots, N-1$).

Таким образом, свойства ДПФ в значительной степени совпадают со свойствами обычного преобразования Фурье и позволяют в частотной области находить дискретные спектры дискретизированных сигналов с учетом дискретных спектров фильтрующих цифровых устройств (т. е. осуществлять цифровую оптимальную обработку в частотной области).

Организация вычислений ДПФ.

Представим выражение (4.81) в виде

$$\dot{g}_m = \sum_{k=0}^{N-1} y_k e^{-j2\pi \frac{mk}{N}} = \sum_{k=0}^{N-1} y_k W^{km}, \quad k, m = \overline{0, N-1}$$

где $W = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ – оператор свертки.

Пользуясь матричной символикой, перепишем формулу (4.81) таким образом:

$$\vec{g} = \underline{W} \cdot \vec{y} \quad \text{или} \quad \|g_m\| = \|W_{mk}\| \|y_k\|,$$

где \vec{g} , \vec{y} – матрицы-столбцы спектра и выходного сигнала;

\underline{W} – матрица ДПФ.

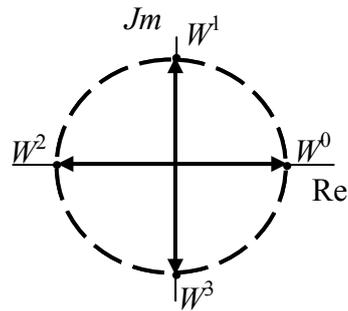
Проанализируем операции ДПФ на примере $N = 4$. В рассматриваемом случае $W = e^{-j\frac{\pi}{2}}$ и $W^{mk} = e^{-j\frac{\pi mk}{2}} = e^{-j\frac{\pi i}{2}}$, где $i = mk$.

Матрица ДПФ принимает вид

$$\underline{W} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W & W^2 & W^3 \\ 1 & W^2 & W^4 & W^6 \\ 1 & W^3 & W^6 & W^9 \end{pmatrix}, \quad \begin{array}{l} m=0, \quad k=\overline{0,3}, \quad i=0 \\ m=1, \quad k=\overline{0,3}, \quad i=0,1,2,3 \\ m=2, \quad k=\overline{0,3}, \quad i=0,2,4,6 \\ m=3, \quad k=\overline{0,3}, \quad i=0,3,6,9 \end{array}$$

Представим величину W^1 на комплексной плоскости, на которой изображена окружность единичного радиуса:

$$\begin{aligned} W^0 &= 1; \quad W^6 = W^2 \cdot W^4 = -1 \cdot 1 = -1 \\ W^1 &= W; \\ W^2 &= -1; \quad W^9 = W^6 \cdot W^3 = -1(-W) = W. \\ W^3 &= -W; \\ W^4 &= W^0 = 1. \end{aligned}$$



Точки $W^1 = e^{-j} \frac{\pi i}{2}$ находятся на этой окружности и представляют собой периодическую последовательность. Все i , лежащие в пределах от 0 до 3, полностью определяют любую степень при $i \geq 4$. Суммы вида (4.81) называют *свертками*. Свертки, обладающие описанным свойством, называются *круговыми*. С учетом отмеченного матрицу ДПФ можно записать в виде

$$\underline{W} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W & -1 & -W \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -W & -1 & W \end{pmatrix}.$$

а искомый вектор спектральных компонентов представить соотношением

$$\begin{pmatrix} g_0 \\ g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W & -1 & -W \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -W & -1 & W \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} y_0 \\ y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix} \quad (4.83)$$

Таким образом, организация вычислений ДПФ основана на свойствах круговой свертки.

4.6.5. БЫСТРОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ

Идея БПФ использует свойства круговой свертки и предусматривает, кроме того, сокращение операций умножения в соответствии с тождеством: $ab \pm ac = a(b \pm c)$.

Слева в этом равенстве две операции умножения, справа – одна.

Формально БПФ осуществляется путем разбиения исходной последовательности на четные (y_0, y_2, y_4, \dots) и нечетные (y_1, y_3, y_5, \dots) последовательности. Эти процедуры повторяются до тех пор, пока не останется по одной паре чисел.

Найдем составляющие спектра с учетом этих замечаний. Раскрывая (4.83) и преобразуя, получаем

$$\begin{aligned} g_0 &= y_0 + y_1 + y_2 + y_3 = [(y_0 + y_2) + (y_1 + y_3)]; \\ g_1 &= y_0 + y_1 W - y_2 - y_3 W = [(y_0 - y_2) + (y_1 - y_3)W]; \\ g_2 &= y_0 - y_1 + y_2 - y_3 = [(y_0 + y_2) - (y_1 + y_3)]; \\ g_3 &= y_0 - y_1 W - y_2 + y_3 W = [(y_0 - y_2) - (y_1 - y_3)W]. \end{aligned}$$

Видно, что в круглых скобках содержатся линейные комбинации вектора \vec{y} . Таких комбинаций 4: $(y_0 + y_2)$, $(y_0 - y_2)$, $(y_1 + y_3)$, $(y_1 - y_3)$. Их можно получить с помощью матрицы \underline{W}_1 :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} y_0 + y_2 \\ y_0 - y_2 \\ y_1 + y_3 \\ y_1 - y_3 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_0 \\ y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix} \\ &\underline{W}_1 \end{aligned}$$

В квадратных скобках представлены комбинации круглых скобок, дающие спектральные составляющие. Эта операция также может быть получена с использованием матрицы \underline{W}_2 :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{g}_0 \\ \dot{g}_1 \\ \dot{g}_2 \\ \dot{g}_3 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & W \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -W \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_0 + y_2 \\ y_0 - y_2 \\ y_1 + y_3 \\ y_1 - y_3 \end{pmatrix} \\ &\underline{W}_2 \end{aligned}$$

Таким образом, матрица ДПФ принимает вид $\underline{W} = \underline{W}_2 \cdot \underline{W}_1$. Разложение матриц на «сомножители» представленного вида называют *факторизацией*. Процедуру вычисления дискретного спектра удобно представить в виде графа (рис. 4.121).

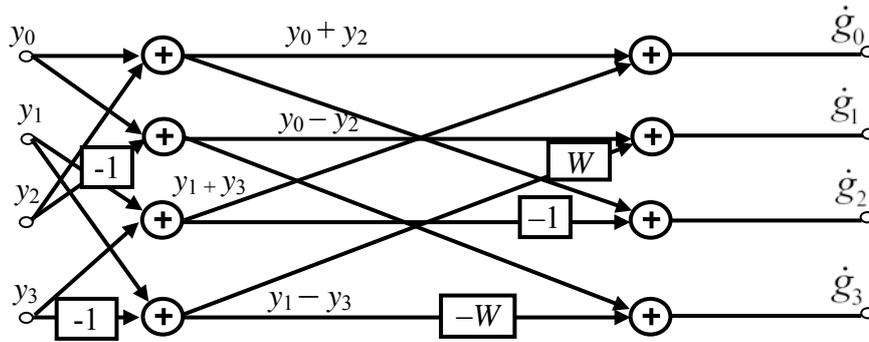


Рис. 4.121. Схема графа для четырехточечного ДПФ

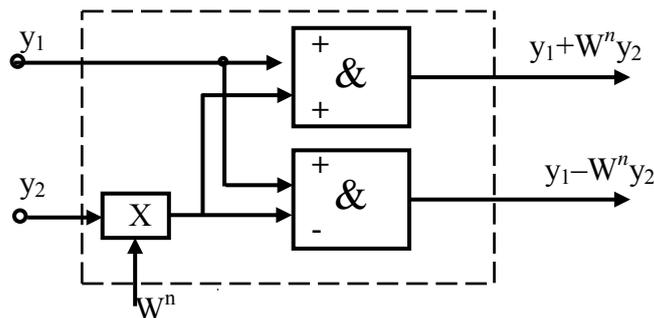


Рис. 4.122. Функциональная схема типовой серийной микросхемы, выполняющей операции четырехточечного БПФ «бабочки» и ее условное обозначение

В общем случае для N -точечного БПФ нужно $\log_2 N$ этапов. На каждом из них выполняется $N/2$ умножений. Следовательно, алгоритм БПФ содержит всего $\frac{N}{2} \cdot \log_2 N$ операций умножения. Общий алгоритм ДПФ имеет N^2 операций умножения. Поэтому БПФ, по сравнению с ДПФ, дает выигрыш по операциям умножения в $\frac{2N}{\log_2 N}$ раз.

Промышленность выпускает серийные микросхемы, выполняющие четырехточечное БПФ. Эту микросхему называют «бабочкой» (рис. 4.122).

Поскольку комплексные величины представляют собой пару чисел (реальные и мнимые части), то практически «бабочка» имеет четыре входа и выхода. «Бабочка» позволяет изготавливать спецпроцессоры БПФ для сигналов с произвольным N .

В частности, для рассмотренного выше случая структурная схема спецпроцессора БПФ на «бабочках» показана на рис. 4.123.

Алгоритмы БПФ применяются для спектрального анализа в импульсно-доплеровских РЛС, для формирования угловых каналов – в РЛС с ФАР, для цифрового сжатия в РЛС с ЛЧМ и другими широкополосными зондирующими сигналами.

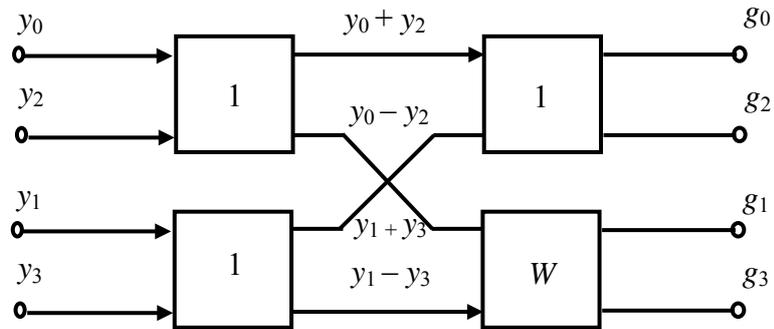


Рис. 4.123. Структурная схема спецпроцессора БПФ на «бабочках»

Таким образом, алгоритм БПФ предусматривает разложение матрицы ДПФ на простые сомножители и обеспечивает по сравнению с ДПФ выигрыш по операциям умножения в $2N/\log_2 N$ раз.

ГЛАВА 5 ОСНОВЫ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ РАЗРЕШЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

5.1. АВТОКОРРЕЛЯЦИОННАЯ ФУНКЦИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ

Разрешающая способность относится к важнейшим тактическим показателям РЛС. Она характеризует возможности РЛС по отдельному радиолокационному наблюдению целей с близкими параметрами.

Различают разрешение по времени, частоте, угловым координатам и поляризации. Качество разрешения радиолокационных целей определяется в основном характеристиками используемых сигналов, в частности, их АКФ. При анализе разрешения целей по дальности и скорости имеют дело с двумерной АКФ – времячастотной функцией рассогласования сигналов. Знание АКФ позволяет заранее определить потенциальные возможности РЛС, отдельно обрабатывать сигналы от целей с малоразличающимися частотно-временными параметрами (временем запаздывания и частотой Доплера), т. е. их разрешать.

5.1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАЗРЕШЕНИИ СИГНАЛОВ. УСТРОЙСТВА РАЗРЕШЕНИЯ СИГНАЛОВ

Разрешение целей в радиолокации сводится к разрешению сигналов.

Под разрешением сигналов понимают возможность отдельно обнаруживать и измерять параметры сигналов от близко расположенных целей.

Количественно качество разрешения (разрешающая способность) оценивается той минимальной разницей в параметрах (координатах, скоростях и т. д.) целей, при которой возможно уверенное отдельное обнаружение целей и измерение их координат.

На практике большинство ситуаций сводится к разрешению двух целей. Рассмотрим этот случай, являющийся также наиболее доступным для теоретического анализа. Разрешение осуществляется по выходному напряжению приёмника РЛС.

На рис. 5.1 изображены огибающие сигналов на выходе приёмника РЛС, развернутые вдоль оси разрешаемого параметра α (например, времени запаздывания t_3 , несущей частоты f или направления прихода сигнала θ). На рис. 5.1, а, б показаны сигналы, имеющие различную протяженность по оси α . Видно, что при одной и той же разнице в параметре $\Delta\alpha$ лучше разделяются более узкие сигналы. На рис. 5.1, в изображен случай, когда

шумовой импульс искажает форму суммарной огибающей сигналов так, что они стали неразрешимы. Качественное рассмотрение задачи разрешения сигналов показывает, что существенное влияние на величину разрешающей способности оказывает форма сигналов и отношение энергии сигналов и шума.

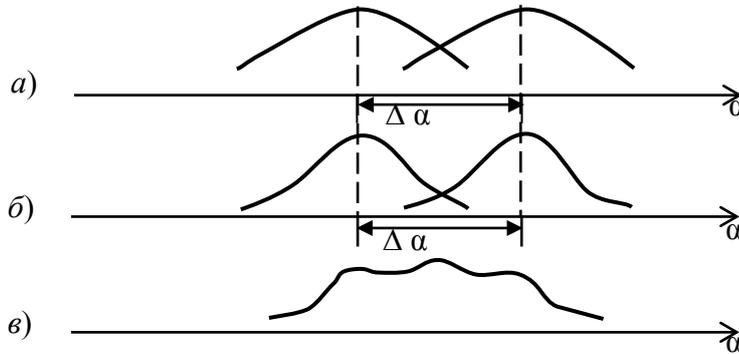


Рис. 5.1. Разрешение двух сигналов по выходному напряжению приёмника РЛС:
a – узких; *b* – широких; *v* – при наложении шумового сигнала

Различают детерминистическую и статистическую постановки задачи разрешения сигналов. В первом случае используется классическое определение разрешающей способности, данное У. Рэлеем для оптических приборов. Применительно к радиолокации задача сводится к разрешению двух сигналов по одному из их параметров при прочих одинаковых параметрах этих сигналов. Критерием разрешения при этом служит минимум разности значений разрешаемых параметров, т. е.

$$\Delta\alpha = \alpha_1 - \alpha_2 = \min,$$

где α_1 , α_2 – значения параметров разрешаемых сигналов 1-го и 2-го сигналов соответственно.

Минимальное значение $\Delta\alpha$ является количественной характеристикой разрешающей способности. Определим, от чего зависит качество разрешения двух сигналов $x_1(t) = x(t, \alpha_1)$ и $x_2(t) = x(t, \alpha_2)$ с различными параметрами при первом подходе. Воспользуемся для этого интегральной мерой

$$\Delta x^2 = \int_{-\infty}^{\infty} [x_1(t) - x_2(t)]^2 dt, \quad (5.1)$$

Преобразуя выражение (5.1), получаем

$$\Delta x^2 = \int_{-\infty}^{\infty} x_1^2(t) dt + \int_{-\infty}^{\infty} x_2^2(t) dt - 2 \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t)x_2(t) dt = \mathcal{E}_1 + \mathcal{E}_2 - 2 \Psi_{12}, \quad (5.2)$$

где $\mathcal{E}_1, \mathcal{E}_2$ – энергии сигналов;

Ψ_{12} – функция взаимной корреляции сигналов.

Полагая, что энергия сигналов не зависит от параметров α_1, α_2 , получим $\mathcal{E}_1 = \mathcal{E}_2$ тогда $\Psi_{12} = \Psi(\alpha_1 - \alpha_2) = \Psi(\Delta\alpha)$ будет АКФ сигналов. Чем больше Δx^2 при одном значении $\Delta\alpha$, тем существеннее различаются сигналы. Следовательно, для обеспечения наибольшего отличия сигналов, т. е. $\max \Delta x^2$, при заданном $\Delta\alpha$ необходимо обеспечить $\min \Psi_{12}(\Delta\alpha)$. Поэтому для высокого разрешения сигналов необходимо, чтобы их АКФ уменьшалась (рис. 5.2) как можно больше при увеличении отличия их параметров. Таким образом, качество разрешения определяется видом и характеристиками используемых сигналов.

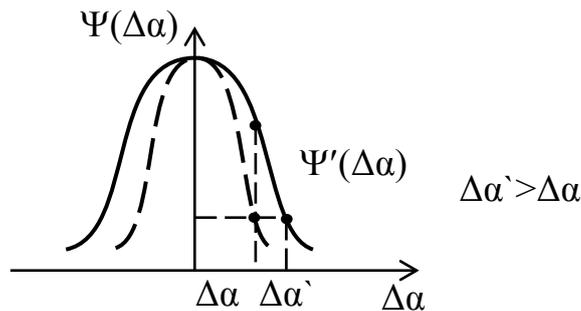


Рис. 5.2. Улучшение разрешения по виду АКФ

Реально разрешение сигналов неизбежно происходит на фоне шумов, которые могут существенно осложнить разрешение и ухудшить его характеристики. Поэтому задача разрешения является *статистической*. Этот подход, предложенный Вудвордом, является более содержательным и учитывает конечные цели обработки радиолокационных сигналов.

В процессе разрешения сигналов одновременно решается задача их обнаружения. Наблюдаемая на входе приемника смесь представляется следующим образом:

$$y(t) = A_1 x_1(t, \alpha_1) + A_2 x_2(t, \alpha_2) + n(t), \quad t \in [0, T],$$

где A_1, A_2 – неизвестные случайные величины, которые могут принимать значения 0 и 1;

$x_1(t, \alpha_1), x_2(t, \alpha_2)$ – сигналы с полностью известными функциями времени и параметрами α_1 и α_2 соответственно;

$n(t)$ – белый гауссов шум.

При разрешении сигналов возможны следующие четыре ситуации:

- 1) $y(t)$ содержит оба сигнала $A_1 = 1, A_2 = 1$ и шум;
- 2) $y(t)$ содержит сигнал $x_1(t, \alpha_1)$ ($A_1 = 1, A_2 = 0$) и шум;
- 3) смесь содержит сигнал $x_2(t, \alpha_1)$ ($A_1 = 0, A_2 = 1$) и шум;
- 4) наличие в $y(t)$ только шума ($A_1 = 0, A_2 = 0$).

Поскольку процесс обнаружения имеет статистический характер, то аналогичный характер будет иметь и процесс разрешения, и соответственно критерии и мера разрешения сигналов.

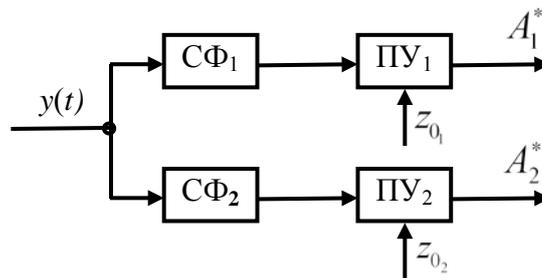


Рис. 5.3. Схема устройства разрешения

В этом случае для решения задачи разрешения могут быть использованы приемы решения задачи обнаружения сигналов. Тогда задача оптимального разрешения будет заключаться в оптимально принятом решении о значении параметров A_1, A_2 , например, по критерию минимума среднего риска, обеспечивающего минимальную разность $\Delta\alpha$ параметров, при которой сигналы разрешаются. В частности, при отсутствии корреляции между сигналами устройство разрешения включает два канала, каждый из которых является оптимальным обнаружителем одиночного сигнала. На рис. 5.3 представлена схема устройства разрешения, в которой в каналах используются согласованные с сигналами $x_1(t)$ и $x_2(t)$ фильтры.

Цели разрешены, если будет принято решение о том, что суммарный отклик на суперпозицию двух отличающихся значениями параметра α сигналов содержит два отклика (т. е. имеет два максимума). Мерой разрешающей способности при этом может служить минимальная разница значений α накладывающихся сигналов, при которой указанные два отклика (максимума) еще не воспринимаются как один.

Термин «разрешающая способность» при этом означает способность РЛС к выполнению оптимальным образом соответствующей функции (обнаружения, измерения параметров) в присутствии помех, состоящих из флуктуационных шумов и суперпозиции сигналов, подобных полезному, но отличающихся от последнего значениями параметра α .

Оценивая качественно процесс разрешения в представленной постановке, следует отметить, что надежность (уверенность) разрешения зави-

сит, прежде всего, как и в случае простого обнаружения, от отношений энергий сигналов и помех. Чем больше это отношение, тем меньшая разница в параметрах разрешаемых сигналов может быть уверенно отмечена в выходном устройстве РЛС.

Кроме отношения энергий сигналов и помех, как и в первом случае, на достоверность разрешения должна оказывать большое влияние форма разрешаемых сигналов и в первую очередь их протяженность по параметру разрешения. Чем уже разрешаемые сигналы по этому параметру, тем ближе друг к другу они могут располагаться при условии их надежного разрешения, тем лучше будет разрешающая способность.

Таким образом, в задаче разрешения существенное влияние на качество ее решения имеет вид АКФ $\Psi(\Delta\alpha)$ сигнала.

5.1.2. ВРЕМЯЧАСТОТНАЯ ФУНКЦИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ И ЕЁ СВОЙСТВА. ФУНКЦИИ И ДИАГРАММЫ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

Оптимальная обработка сигналов предусматривает получение корреляционного интеграла или его модульного значения. Принимаемые сигналы могут иметь параметры, например, t_3 , F_D , которые отличаются от аналогичных параметров ожидаемого сигнала. В этом случае говорят о рассогласовании сигналов и его влиянии на выходной эффект схемы оптимальной обработки. Если пренебречь помехами (при большом отношении сигнал/помеха, свойственном условию решения задачи разрешения сигналов), то корреляционный интеграл сводится к сигнальной составляющей, которая тождественна АКФ сигнала $\Psi(\Delta\alpha)$. При этом величина $\Delta\alpha$ определяется отличием параметров принимаемого (α_0) и ожидаемого (α) сигналов. АКФ $\Psi(\alpha, \alpha_0)$ зависящую от рассогласования, называют *функцией рассогласования*.

Рассогласование можно оценить по выходному эффекту устройств обработки сигналов, оптимизированных (настроенных) для ожидаемого сигнала с комплексной амплитудой $\dot{X}(t, \alpha)$. Для этого необходимо получить значение корреляционного интеграла $\dot{z}(\alpha_0, \alpha)$ или его модуля $|\dot{z}(\alpha_0, \alpha)|$ при условии, что на вход устройства обработки подается сигнал с комплексной амплитудой $\dot{Y}(t) = \dot{X}(t, \alpha_0)$ с рассогласованным значением соответствующего параметра. Выходной эффект будет следующим (рис. 5.4):

$$\psi(\alpha_0, \alpha) = |\dot{z}(\alpha_0, \alpha)| = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t, \alpha_0) \dot{X}^*(t, \alpha) dt. \quad (5.3)$$

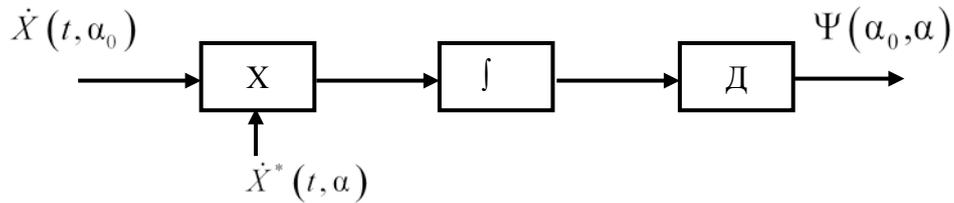


Рис. 5.4. Схема получения функции рассогласования по виду корреляционного интеграла

Функции рассогласования определяются видом сигналов и используются для оценки потенциальных разрешающих способностей, точностных и других характеристик РЛС.

Детализируем функцию $\Psi(\alpha, \alpha_0)$ для случая, когда сигналы отличаются временем запаздывания и доплеровской частотой.

Пусть комплексная амплитуда ожидаемого сигнала имеет вид

$$\dot{X}(t, \alpha) = \dot{U}(t - t_3) e^{-j2\pi F_D t},$$

где t_3, F_D – время задержки и доплеровский сдвиг частоты.

Соответственно реальный сигнал имеет параметры t_{30}, F_{D0} . Тогда времячастотная функция рассогласования (АКФ) будет следующей:

$$\psi(\alpha, \alpha_0) = \frac{1}{2} \left| \int \dot{U}(t - t_{30}) e^{-j2\pi F_{D0} t} \dot{U}(t - t_3) e^{j2\pi F_D t} dt \right|. \quad (5.4)$$

Сделаем замену переменных $s = t - t_{30}$ и введем обозначения:

$$\tau = t_3 - t_{30} \quad \text{и} \quad F = F_D - F_{D0},$$

где τ и F – разности между ожидаемым и истинным значениями времени запаздывания и доплеровской частоты.

В результате получим

$$\psi(\tau, F) = \frac{1}{2} \left| \int \dot{U}(s) \dot{U}^*(s - \tau) e^{j2\pi F s} ds \right|. \quad (5.5)$$

Здесь учтено, что $|e^{j2\pi F t_3}| = 1$. Функция $\psi(\tau, F)$ называется двумерной времячастотной функцией рассогласования сигнала.

Вводится также нормированная времячастотная функция рассогласования

$$\rho(\tau, F) = \frac{\Psi(\tau, F)}{\Psi(0, 0)}.$$

Поскольку $\Psi(0, 0) = \frac{1}{2} \int |\dot{U}(s)|^2 ds = \mathcal{E}$ – энергия сигнала, то нормированная АКФ имеет вид

$$\rho(\tau, F) = \frac{\Psi(\tau, F)}{\Psi(0, 0)} = \frac{1}{2\mathcal{E}} \left| \int \dot{U}(s) U^*(s - \tau) e^{j2\pi Fs} ds \right| \quad (5.6)$$

Функцию (5.6) называют также *функцией неопределенности*.

Свойства времячастотной функции рассогласования.

1. В отсутствие расстройки по времени запаздывания и частоте $\rho(0, 0) = 1$, а при наличии расстройки – $\rho(\tau, F) < 1$.
2. Свойство центральной симметрии

$$\Psi(\tau, F) = \Psi(-\tau, -F); \quad \rho(\tau, F) = \rho(-\tau, -F).$$

Для проверки заменим в (5.5) переменную S на $S + \tau$, множитель $e^{j2\pi F\tau}$ вынесем за знак интеграла, а модуль произведения заменим произведением модулей, из которых $|e^{j2\pi F\tau}| = 1$. После перехода под знаком модуля от комплексных величин к сопряженным получим

$$\Psi(\tau, F) = \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(S) U^*(s + \tau) e^{-j2\pi FS} ds \right|. \quad (5.7)$$

Сравнивая выражения (5.5) и (5.7), приходим к рассматриваемому свойству.

В прямоугольной системе координат (τ, F, ρ) функция $\rho(\tau, F)$ изображается в виде поверхности, ограничивающей определенную область пространства (рис. 5.5). *Такую поверхность называют поверхностью неопределенности*.

Вид времячастотной функции рассогласования существенно влияет на точность измерения t_3 и F_D и разрешающие способности. Чем уже и острее пик этой функции, тем выше соответствующие точности и разрешающие способности.

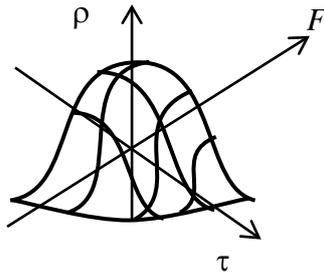


Рис. 5.5. Примерный вид времячастотной функции рассогласования в прямоугольной системе координат (τ, F, ρ)

Геометрическое тело, ограниченное поверхностью $\rho(\tau, F)$ и плоскостью $\rho^2(\tau, F) = 0$ называют телом неопределенности.

Сечения $\rho(\tau, F) = \text{const}$ называют диаграммами неопределенности.

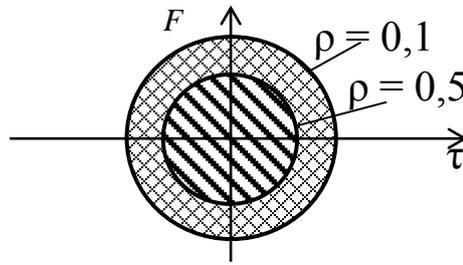


Рис. 5.6. Диаграмма неопределенности

Размеры диаграммы неопределенности при $\rho = 0,5$ характеризуют разрешающую способность РЛС по дальности и скорости (рис. 5.6), которую определяют по сечениям тела неопределенности плоскостями $F = 0$ и $\tau = 0$.

3. Свойство единичного объема тела функции

$$V_{\rho^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho^2(\tau, F) d\tau dF = 1.$$

Никакие способы модуляции не могут изменить объем тела $\rho^2(\tau, F)$. Такое тело подобно куче песка: изменить можно лишь форму кучи, но нельзя избавиться ни от одной песчинки.

4. Вертикальное сечение тела неопределенности $\rho(\tau, F)$ плоскостью $\tau = 0$ характеризует нормированный амплитудно-частотный спектр квадрата огибающей сигнала $|U(\tau)|^2$:

$$\rho(0, F) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} |U(s)|^2 e^{j2\pi FS} ds \right| / \int_{-\infty}^{\infty} |U(s)|^2 ds.$$

5. Вертикальное сечение тела $\rho(\tau, F)$ плоскостью $F = 0$ характеризует модуль нормированного Фурье-преобразования квадрата амплитудно-частотного спектра сигнала $|\dot{G}(f)|^2$:

$$\begin{aligned} \rho(\tau, 0) &= \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 e^{j2\pi f\tau} df / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 df, \\ \psi(\tau, F) &= \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(S) U^*(S - \tau) e^{j2\pi FS} dS \right| = \\ &= \left| \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}(f) e^{j2\pi fS} df \cdot U^*(S - \tau) e^{j2\pi FS} dS \right| = \\ &= |S - \tau - t| = \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G(f) U^*(t) e^{j2\pi(F+f)\tau} \cdot e^{j2\pi(F+f)\tau} df dt \right| = \\ &= \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} G(f) \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} U^*(t) e^{j2\pi(F+f)t} dt}_{G^*(F+f)} e^{j2\pi f\tau} df \right| = \left\{ |e^{j2\pi F\tau}| = 1 \right\} = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} G(f) \cdot G^*(F + f) e^{j2\pi f\tau} df. \end{aligned} \quad (5.8)$$

Полагая $F = 0$, приходим к соотношению (5.8), которая характеризует форму огибающей напряжения на выходе СФ при воздействии ожидаемого сигнала, полностью согласованного по частоте с принимаемым сигналом.

Таким образом, времячастотная функция рассогласования (или АКФ) является выходным эффектом устройства согласованной обработки когерентного сигнала, когда на вход поступают колебания с параметрами, отличающимися на τ , F по отношению к ожидаемым. Параметры

диаграммы неопределенности двумерной АКФ определяют потенциальную разрешающую способность РЛС по дальности и скорости.

5.1.3. РАЗРЕШАЮЩИЕ СПОСОБНОСТИ ПО ДАЛЬНОСТИ, СКОРОСТИ И УГЛОВЫМ КООРДИНАТАМ

Анализ сечения тела неопределенности $\rho(\tau, F)$ плоскостями $F = 0$ и $\tau = 0$ соответственно при $\rho = 0,5$ позволяет определить разрешающую способность РЛС по дальности и скорости. При ограниченной ширине спектра сигнала $\Delta f_c = \Pi$ сечение плоскостью $F = 0$ (рис. 5.7) имеет вид импульса шириной $\delta\tau = 1/\Pi$, которую называют мерой разрешающей способности по времени запаздывания.

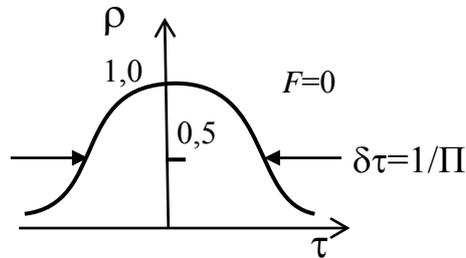


Рис. 5.7. Сечение тела неопределенности $\rho(\tau, F)$ плоскостью $F = 0$

Два сигнала разрешаются (в рэлеевском смысле), если разность их запаздывания превышает $\delta\tau$. Разрешающая способность РЛС по дальности равна $\delta_r = \frac{c\delta\tau}{2} = \frac{c}{2\Pi}$, т. е. зависит от ширины спектра сигнала.

Сечение АКФ вертикальной плоскостью $\tau = 0$ (рис. 5.8) для импульсных сигналов длительностью $\tau_{и}$ имеет вид импульса длительностью $\approx 1/\tau_{и}$, которая является мерой разрешающей способности по частоте Доплера $\delta F = 1/\tau_{и}$.

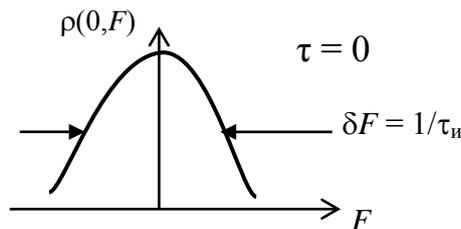


Рис. 5.8. Сечение тела неопределенности $\rho(\tau, F)$ плоскостью $\tau = 0$

Она определяет меру разрешающей способности РЛС по радикальной скорости цели $\delta V_r = \lambda \delta F / 2 = \lambda / 2 \tau_{\text{и}}$, т. е. δF и δV_r определяются *длительностью сигнала*.

Параметры $\delta \tau$, δF удобно анализировать по диаграмме неопределенности, форма которой близка к эллипсу. На координатных осях τ и F диаграмма неопределенности (рис. 5.9) проходит через точки $\tau_{\text{и}} = \pm 1/2\Pi$ и $F = \pm 1/2\tau_{\text{и}}$.

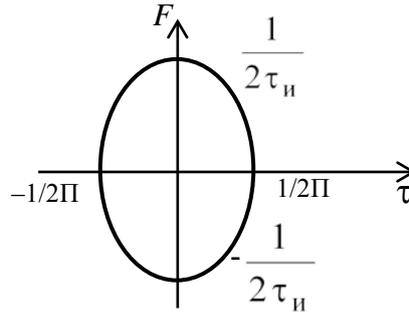


Рис. 5.9. Диаграмма неопределенности импульсного сигнала

Для определения разрешающей способности РЛС по угловым координатам вычисляют нормированную пространственную функцию рассогласования, которая соответствует нормированной ДНА РЛС по полю.

Мера разрешающей способности по угловой координате определяется как ширина главного лепестка пространственной АКФ по уровню 0,5.

Для линейной антенной решетки разрешение по углу в плоскости сканирования (рад)

$$\delta \theta = \frac{\lambda}{l_{\text{эф}}} = \frac{1}{l_{\text{эф}_н}}, \quad (5.9)$$

где $l_{\text{эф}_н}$ – эффективная нормированная длина антенны. Разрешающая способность РЛС по угловой координате обычно принимается равной ширине ДНА по уровню половинной мощности в плоскости отсчета угловой координаты.

Таким образом, разрешающая способность РЛС по времени запаздывания и частоте Доплера зависит соответственно от ширины спектра и длительности сигнала. Разрешающая способность РЛС по угловой координате зависит от эффективной нормированной длины антенны.

5.2. АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ФУНКЦИИ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ БЕЗ ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

5.2.1. ВРЕМЯЧАСТОТНАЯ ФУНКЦИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ ОДИНОЧНОГО РАДИОИМПУЛЬСА

Пусть дан прямоугольный радиоимпульс (рис. 5.10) с немодулированной несущей, комплексная амплитуда которого вещественна:

$$U(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \frac{\tau}{2} \\ 0, & |t| > \frac{\tau}{2} \end{cases} \quad (5.10)$$

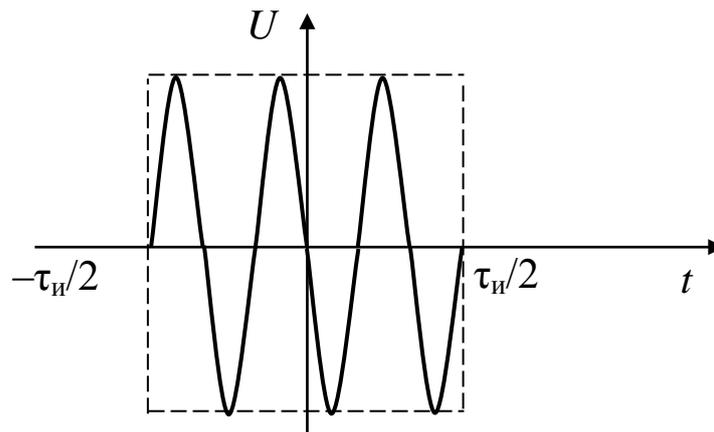


Рис. 5.10. Вид одиночного прямоугольного радиоимпульса

Подставим выражение (5.10) в формулу для нормированной время-частотной функции рассогласования и получим следующее выражение:

$$\rho(\tau, F) = \begin{cases} \left| \frac{\sin \pi F (\tau_n - |\tau|)}{\pi F \tau_n} \right|, & |\tau| \leq \tau_n \\ 0 & |\tau| > \tau_n \end{cases} \quad (5.11)$$

Сечения тела неопределенности плоскостями $\tau, F = \text{const}$ и $\rho = 0.5$ показаны на рис. 5.11.

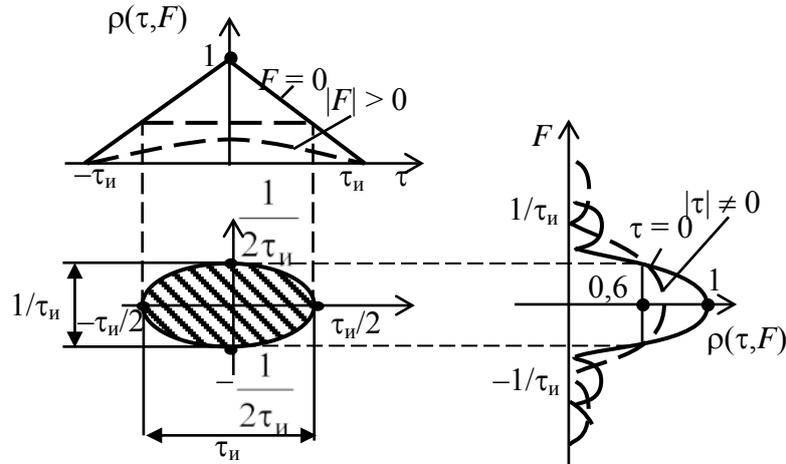


Рис. 5.11. Сечения тела неопределенности одиночного прямоугольного радиоимпульса (ОПРИ) плоскостями τ , $F = \text{const}$ и $\rho = 0,5$

Сечение плоскостью $F = 0$ описывается выражением

$$\rho(\tau, 0) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{\tau_n}, & |\tau| \leq \tau_n, \\ 0, & |\tau| > \tau_n. \end{cases} \quad (5.12)$$

Поскольку рассматриваемый радиосигнал является узкополосным, т. е.

$$n = \Pi \cdot \tau_n = 1,$$

мера разрешающей способности по времени запаздывания и дальности

$$\begin{aligned} \delta_\tau &= \frac{1}{\Pi} = \tau_n, \\ \delta_r &= \frac{c\delta_\tau}{2} = \frac{c}{2\Pi} = \frac{c}{2} \tau_n. \end{aligned} \quad (5.13)$$

Она зависит от ширины спектра сигнала. Зависимость ρ от τ для различных $F = \text{const}$ можно рассматривать как кривые огибающих напряжений на выходе оптимального фильтра при расстройке F по несущей частоте. Расстройка ведет к уменьшению пикового значения и к искажению формы огибающей (рис. 5.11).

Сечение АКФ плоскостью $\tau = 0$

$$\rho(0, F) = \left| \frac{\sin \pi F \tau_{\text{и}}}{\pi F \tau_{\text{и}}} \right| \quad (5.14)$$

представляет собой энергетический спектр огибающей прямоугольного радиоимпульса. Его протяженность на уровне 0,5 оценивается величиной

$$\delta F = \frac{1,2}{\tau_{\text{и}}}$$

и является мерой разрешающей способности по доплеровской частоте. Соответственно *разрешающая способность* по скорости зависит от длительности сигнала:

$$\delta V_r = \frac{\lambda}{2} \delta F = 0,6 \frac{\lambda}{\tau_{\text{и}}}.$$

На рис. 5.11 также показаны зависимости ρ от F для различных $\tau = \text{const}$.

Каждая из этих кривых соответствует спектру прямоугольного видеоимпульса длительностью $\tau_{\text{и}} - |\tau|$. Функция $\rho(0, F)$ позволяет также определить количество частотных каналов, необходимых для обработки импульса данной длительности в диапазоне доплеровских частот (рис. 5.12). Она находится из условия перекрытия участка площади «время запаздывания – частота» минимальным числом сечений АКФ на некотором уровне $\rho(\tau, F) = \rho_{\text{доп}}$.

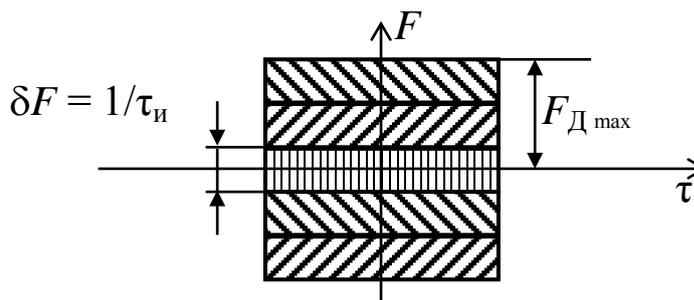


Рис. 5.12. К определению количества частотных каналов, необходимых для обработки импульса данной длительности в диапазоне доплеровских частот $F_{\text{Д max}}$

Особенностью ОПРИ является невозможность получения высоких разрешающих способностей одновременно по времени запаздывания и частоте. Сужение АКФ по оси τ (за счет сокращения длительности сигнала $\tau_{\text{и}}$) приводит к его расширению по оси F и наоборот (рис. 5.13).

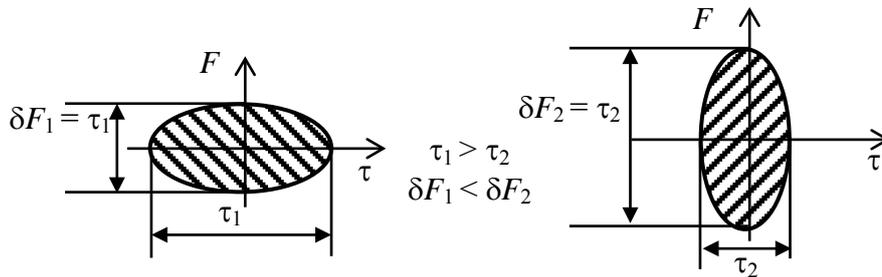


Рис. 5.13. Диаграммы неопределенности одиночного прямоугольного радиоимпульса для различных значений τ , F

В случае разрешения сигналов разной интенсивности существенным для разрешения становится малый уровень боковых лепестков тела неопределенности. Лучшую разрешающую способность в этом смысле обеспечивает гауссов радиоимпульс с огибающей

$$U(t) = \exp \left[-\pi \left(\frac{t}{\tau_{и}} \right)^2 \right].$$

За счет скругления огибающей сигнала тело рассогласования этого радиоимпульса не имеет боковых лепестков:

$$\rho(\tau, F) = \exp \frac{-\pi \left(\frac{\tau}{\tau_{и}} \right)^2 + (\tau_{и} F)^2}{2}.$$

Таким образом, применение одиночных узкополосных радиоимпульсов принципиально не позволяет получить высокие разрешающие способности одновременно по времени запаздывания и доплеровской частоте. При разрешении сигналов важное значение также имеет уровень боковых лепестков тела неопределенности.

5.2.2. ВРЕМЯЧАСТОТНАЯ ФУНКЦИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ КОГЕРЕНТНОЙ ПАЧКИ РАДИОИМПУЛЬСОВ

Огибающая сигнала в виде прямоугольной когерентной пачки прямоугольных радиоимпульсов описывается соотношением

$$U(t) = \begin{cases} 1, & |t - mT| \leq \frac{\tau_{и}}{2}, \\ 0, & |t - mT| > \frac{\tau_{и}}{2}, \end{cases} \quad (5.15)$$

где $m = 1, 2, \dots, M$. Графически функция (5.15) приведена на рис. 5.14.

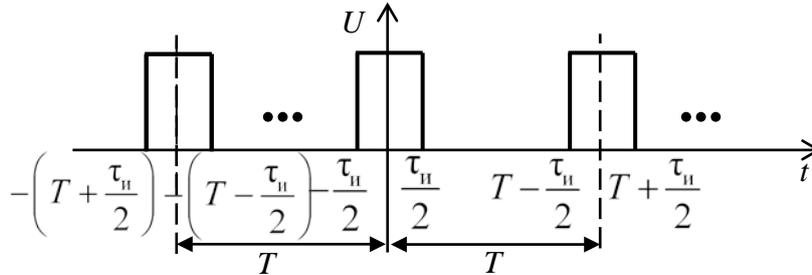


Рис. 5.14. Вид огибающей сигнала в виде прямоугольной когерентной пачки прямоугольных радиоимпульсов

Параметры пачки и импульсов: $\tau_{и}$ – длительность каждого радиоимпульса; T – период их повторения; M – число импульсов в пачке; $T_0 = MT$ – длительность пачки.

Ширина спектра такого сигнала равна $\Pi = 1/\tau_{и}$. Поскольку $T_0 = MT$ и $n = \Pi \cdot T_0 = M \frac{T}{\tau_{и}} > 1$, этот сигнал следует считать широкополосным.

Функция рассогласования имеет отличные от нуля значения в пределах временного интервала $-MT < \tau < MT$, в котором описывается соотношением

$$\rho(\tau, F) = \left| \sum_{m=-M+1}^{M-1} \left\{ \frac{\sin[\pi(M - |m|)FT]}{M \sin \pi FT} \right\} \dot{\rho}_0(\tau + mT, F) \right|,$$

где $\dot{\rho}(\tau, F)$ – функция рассогласования (5.11) одиночного прямоугольного когерентного радиоимпульса без наружных знаков модуля.

Сечения тела и диаграмма неопределенности $\rho = 0,5$ приведена на рис. 5.15.

АКФ пачки радиоимпульсов имеет многопиковый характер. Сечение плоскостью $F = 0$ есть нормированная огибающая сигнала на выходе СФ. Оно представляет собой последовательность $(2M-1)$ треугольных импульсов длительностью $2\tau_{и}$ по нулям. Огибающая последовательности также

имеет треугольную форму, а длительность ее по нулям равна удвоенной длительности пачки $2T_0 = 2MT$ (рис. 5.15, $M = 3$).

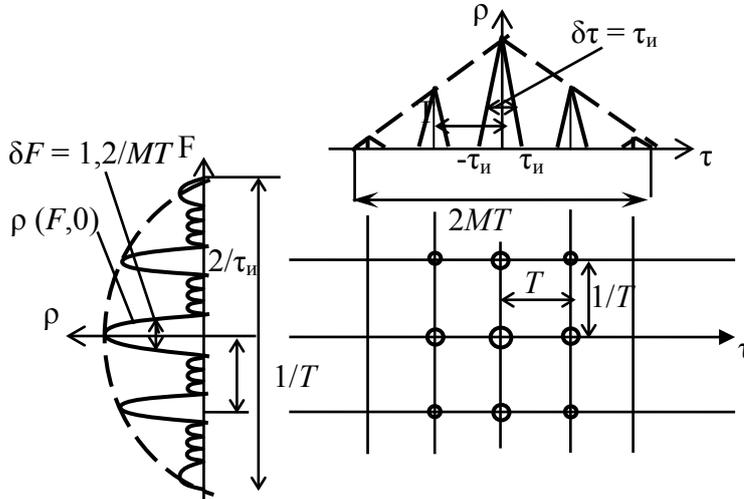


Рис. 5.15. Сечения тела и диаграмма неопределенности когерентной пачки прямоугольных радиоимпульсов

Сечение тела неопределенности плоскостью $\tau = 0$ есть Фурье-преобразование квадрата комплексной огибающей пачки. Из-за временной дискретности сигнала функция $\rho(0, F)$ будет дискретной по частоте с интервалом $F = 1/T$. Огибающая $\rho(0, F)$ определяется функцией $\frac{\sin \pi F \tau_{и}}{\pi F \tau_{и}}$.

Ширина каждого пика функции $\rho(0, F)$ по первым нулям определяется длительностью пачки T_0 :

$$\frac{2}{T_0} = \frac{2}{MT}.$$

Разрешающая способность по времени запаздывания (по дальности) остается такой же, как и для единичного импульса пачки. В частности, для прямоугольного импульса $\delta\tau = \tau_{и}$.

Разрешающая способность по частоте (радиальной скорости) существенно повышается – она определяется длительностью всей пачки:

$$\begin{aligned} \delta F &= \frac{1,2}{MT}, \\ \delta V_r &= \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{1,2}{MT} = 0,6 \frac{\lambda}{MT}. \end{aligned} \quad (5.16)$$

Однако существенное улучшение разрешающей способности по скорости приводит к возникновению неоднозначности и по дальности, и по скорости. Период повторения пиков по оси τ определяется величиной T , а по оси F – величиной $1/T$.

Следовательно, от выбора периода следования импульсов существенным образом зависит распределение пиков АКФ на плоскости τ, F : чем больше T , тем дальше отстоят друг от друга пики по оси τ и ближе по оси F и наоборот.

При выборе периода повторения T для конкретного радиолокатора необходимо воспользоваться априорной статистикой измеряемых параметров. Рассмотрим пример.

Пусть РЛС имеет максимальную дальность действия r_{\max} , что соответствует максимальному времени запаздывания $t_{3 \max} = \frac{2r_{\max}}{c}$ (c – скорость света). При работе по целям с максимальной радиальной скоростью $V_{r \max}$ максимальная доплеровская частота $F_{Д \max} = \frac{2V_{r \max}}{\lambda}$ (λ – длина волны РЛС). Изобразим на плоскости τ, F прямоугольник со сторонами $2t_{3 \max}$ и $2F_{Д \max}$ (рис. 5.16).

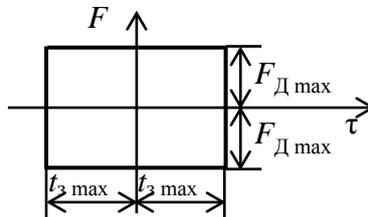


Рис. 5.16. Иллюстрация к примеру обоснования выбора периода повторения T для конкретного радиолокатора

В РЛС обнаружения целей параметры принимаемых сигналов всегда будут лежать в пределах этого прямоугольника, если поиск целей ведется в пределах априорного распределения.

Наложим прямоугольник на диаграмму неопределенности сигнала. Если при этом внутри прямоугольника окажется единственный центральный пик АКФ, то измерения в РЛС будут однозначны. Для этого необходимо выполнение двух неравенств:

$$t_{3 \max} < T < \frac{1}{F_{Д \max}}.$$

Выполнить это условие обычно не удастся, поэтому допускают неоднозначность оценок в зависимости от характера решаемых задач и условий, в которых работает РЛС.

Так, при $T > t_{3 \max}$ в РЛС обеспечивается однозначное измерение дальности, а при $T < \frac{1}{F_{D \max}}$ – скорости.

Неоднозначность измерений обычно устраняют периодическим изменением параметров зондирующего сигнала (T, f_0) либо одновременным облучением целей сигналами с различными параметрами.

Таким образом, с помощью последовательности радиоимпульсов можно, уменьшая длительность отдельного радиоимпульса $\tau_{\text{и}}$, повысить разрешение по дальности, а увеличивая число импульсов в пачке M , добиться требуемой разрешающей способности по скорости. Однако времячастотная функция рассогласования когерентной пачки радиоимпульсов является многопиковой и поэтому приводит к неоднозначному измерению дальности и скорости.

Контрольные вопросы и задачи к практическим занятиям

1. Что понимают под разрешением сигналов?
2. Что является мерой разрешающей способности по параметру сигнала α ?
3. Что дает знание двумерной времячастотной функции рассогласования сигналов?
4. Что такое диаграмма неопределенности?
5. Что характеризует вертикальное сечение двумерной АКФ плоскостью $F = 0$.
6. Что характеризует вертикальное сечение двумерной АКФ плоскостью $\tau = 0$?
7. От каких параметров сигнала зависит разрешающая способность по дальности и скорости?
8. Как изменятся разрешающие способности по дальности и скорости, если длительность импульса увеличить в 10 раз?
9. Что дает применение пачки радиоимпульсов?
10. Изобразить сечения АКФ при $F = 0$ и $\tau = 0$ пачки из трех радиоимпульсов ($M = 3$).
11. В чем причина неоднозначности измерений по дальности и скорости при использовании «пачечных» сигналов?

Задача 1. РЛС излучает одиночные радиоимпульсы длительностью $\tau = 10$ мкс. Определить потенциальную разрешающую способность по дальности и скорости, если длина волны $\lambda = 10$ см, изобразить сечения АКФ при $\tau = 0$ и $F = 0$.

Задача 2. РЛС излучает колебания длиной волны $\lambda = 20$ см и должна обеспечить разрешающую способность по дальности 300 м. Как следует изменить длительность простого прямоугольного радиоимпульса, чтобы обеспечить разрешение по скорости $\delta V_r = 12$ м/с?

Задача 3. В РЛС используется ОПРИ и она обеспечивает разрешающую способность по дальности 150 м. Как изменится мера разрешающей способности РЛС по дальности, если её отсчёт производить по уровню $\rho = 0,1$ сечения $\rho(\tau, 0)$ двумерной АКФ простого прямоугольного радиоимпульса?

Задача 4. В РЛС на частоте 10 ГГц используется сигнал в виде когерентной пачки из 120 импульсов? Длительность последних 10 мкс, период следования 1 мс. Определить разрешающую способность по дальности и радиальной скорости.

Задача 5. Определить вид и параметры сигнала без внутриимпульсной модуляции, обеспечивающего разрешение целей по дальности $\delta r = 150$ м и скорости $\delta v_2 = 12$ м/с. РЛС наблюдает цели на удалении $r_m = 150$ км и излучает колебания с длиной волны $\lambda = 20$ см. Условие однозначности наблюдения по скорости выполняется.

Задача 6. В РЛС используется сигнал в виде когерентной пачки радиоимпульсов без внутриимпульсной модуляции. Длительность импульсов 0,5 мкс, длительность пачки 1 мс, длина волны колебаний 3 см. Определить количество корреляционно-фильтровых каналов обработки, если интервал однозначного измерения скорости 1 000 м/с, максимальная дальность до цели превышает интервал однозначного измерения дальности.

5.3. АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ФУНКЦИИ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ С ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Сигналы с ЛЧМ являются наиболее распространенными сложными сигналами, используемыми в радиолокации. Частотная модуляция дает возможность сжимать импульсы во времени, что повышает разрешающую способность РЛС по дальности. Предпочтение, отдаваемое ЛЧМ-сигналам, объясняется относительной простотой схем их формирования и обработки.

В отличие от ЧМ-сигналов, относящихся к классу непрерывных сигналов, ФМ-сигналы дискретные, что несколько ограничивает возможности формирования желаемой формы функции неопределенности. Одной из причин значительного интереса, проявляемого в радиолокации к ФМ-сигналам, является относительно равномерное распределение боковых лепестков АКФ при большом числе дискретов на всей плоскости τ, F .

5.3.1. ВРЕМЯЧАСТОТНАЯ ФУНКЦИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ЛЧМ. ПРЕИМУЩЕСТВА ЛЧМ-СИГНАЛОВ

Рассмотрим ЛЧМ-радиоимпульс с прямоугольной огибающей единичной амплитуды и линейно нарастающей частотой:

$$\dot{U}(t) = \begin{cases} e^{jbt^2}, & |t| \leq \frac{\tau_n}{2} \\ 0, & |t| > \frac{\tau_n}{2} \end{cases}.$$

Здесь $b = \frac{\pi \Delta f}{\tau_n}$, где Δf – частотная девиация.

Соответственно закон изменения частоты описывается соотношением

$$f(t) = f_0 + \frac{b}{\pi} t = f_0 + \frac{\Delta f}{\tau_n} t$$

и имеет вид, показанный на рис. 5.17.

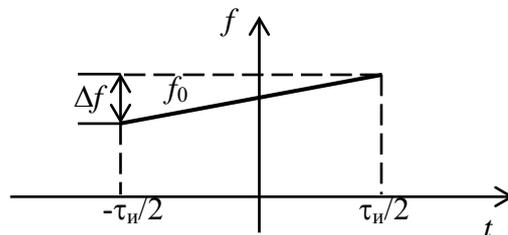


Рис. 5.17. Закон изменения частоты

Для вычисления АКФ ЛЧМ-сигнала воспользуемся соотношением для двумерной времячастотной функции рассогласования, в котором переменную S заменим на t . Пределы интегрирования показаны на рис. 5.18.

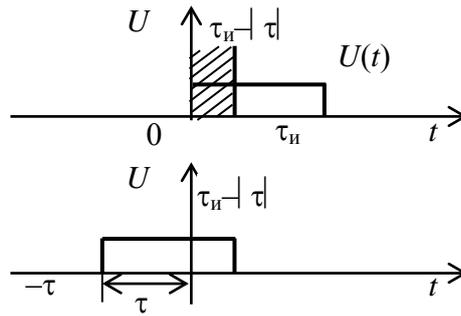


Рис. 5.18. Определение пределов интегрирования для вычисления АКФ ЛЧМ-сигнала

Тогда

$$\begin{aligned}
 \rho(\tau, F) &= \frac{1}{2\mathcal{E}} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t) \dot{U}^*(t-\tau) e^{j2\pi Ft} dt \right| = \\
 &= \frac{1}{\tau_n} \left| \int_0^{\tau_n - |\tau|} e^{jbt^2} e^{-jb(t-\tau)^2} e^{j2\pi Ft} dt \right| = \\
 &= \frac{1}{\tau_n} \left| \int_0^{\tau_n - |\tau|} e^{jbt^2 - jb(t-\tau)^2 + j2\pi Ft} dt \right| = \\
 &= \frac{1}{\tau_n} \left| \int_0^{\tau_n - |\tau|} e^{j(2b\tau + 2\pi F)t} dt e^{jbt^2} \right| = \\
 &= \frac{1}{\tau_n} \left| \int_0^{\tau_n - |\tau|} e^{j2(b\tau + \pi F)t} dt \right| = \left| \frac{\sin[(b\tau + \pi F)(\tau_n - |\tau|)]}{(b\tau + \pi F)\tau_n} \right|.
 \end{aligned}$$

Таким образом, данный радиоимпульс имеет следующую АКФ:

$$\rho(\tau, F) = \begin{cases} \left| \frac{\sin \left[\pi \left(F + \Delta f \frac{\tau}{\tau_n} \right) (\tau_n - |\tau|) \right]}{\pi \left(F + \Delta f \frac{\tau}{\tau_n} \right) \tau_n} \right|, & |\tau| \leq \tau_n, \\ 0, & |\tau| > \tau_n. \end{cases} \quad (5.17)$$

Сечения тела неопределенности плоскостью $F = \text{const}$ и $\tau = \text{const}$ и диаграмма неопределенности показаны на рис. 5.19 а, б.

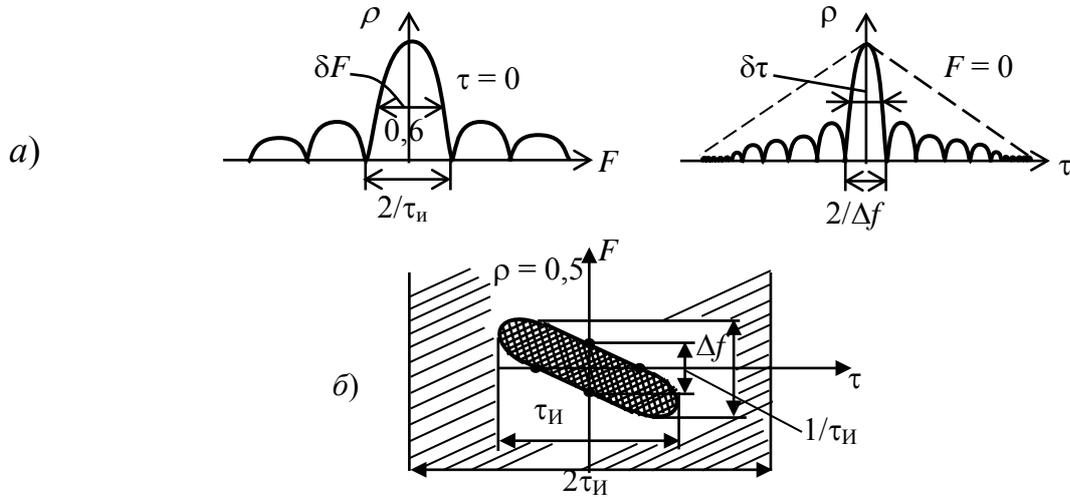


Рис. 5.19. Сечения тела неопределенности ЛЧМ-сигнала плоскостью $F = \text{const}$ и $\tau = \text{const}$ (а) и диаграмма неопределенности (б)

Из анализа АКФ и ее сечений следует, что вершина АКФ вытянута вдоль линии, описываемой на плоскости τ, F уравнением

$$F = -\frac{\Delta f}{\tau_{и}} \tau. \quad (5.18)$$

Оценим разрешающие способности. По времени запаздывания и дальности

$$\delta\tau = \frac{1}{\Pi} = \frac{1}{\Delta f};$$

$$\delta r = \frac{c\delta\tau}{2} = \frac{c}{2\Delta f}.$$

Соответственно по частоте Доплера и скорости по уровню отсчета $\rho(0, F) = 0,64$

$$\delta F = \frac{1}{\tau_{и}},$$

$$\delta V_r = \frac{\lambda}{2} \delta F = \frac{\lambda}{2\tau_{и}},$$

Анализ этих соотношений показывает, что в отличие от узкополосных радиоимпульсов разрешающие способности по дальности и скорости «развязаны» и могут быть реализованы путем независимого выбора девиации частоты сигнала Δf и его длительности $\tau_{и}$.

Несмотря на схожесть значений δF для ЛЧМ-сигнала и простого радиоимпульса смысл их различен: для разрешения по частоте узкополосных сигналов требуется неперекрывание их АЧС, широкополосные сигналы с перекрывающимися спектрами могут быть разрешены (рис. 5.20).

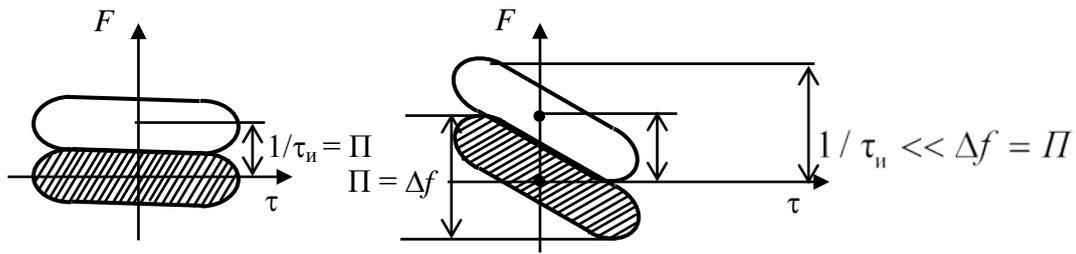


Рис. 5.20. Разрешение широкополосных сигналов с перекрывающимися спектрами

При обработке ЛЧМ-сигналов в СФ происходит их сжатие, что характеризуется сечением $\rho(\tau, 0)$.

Скос диаграммы неопределенности ЛЧМ-радиоимпульса в координатах τ , F обуславливает неопределенность «дальность – скорость», проявляющуюся во времени смещениями сжатого импульса при частотной расстройке ΔF на время

$$\Delta\tau = \pm \frac{\tau_{и}}{\Delta f} \Delta F, \quad (5.19)$$

Знак « \leftarrow » соответствует положительному наклону $\frac{df}{dt} > 0$ «пика частотной модуляции», знак « \rightarrow » – отрицательному наклону $\frac{df}{dt} < 0$. Поэтому при наличии двух сигналов, отличающихся по доплеровской частоте на величину ΔF и имеющих взаимное запаздывание $\Delta\tau = -\frac{\tau_{и}}{\Delta f} \Delta F$, они становятся практически не разрешимыми (при условии $|\Delta F| < \Delta f$).

Для устранения неопределенности «дальность – скорость» могут использоваться, например, два ЛЧМ-радиоимпульса, имеющих противоположные законы изменения частоты, или один ЛЧМ-радиоимпульс с симметричным законом ее изменения.

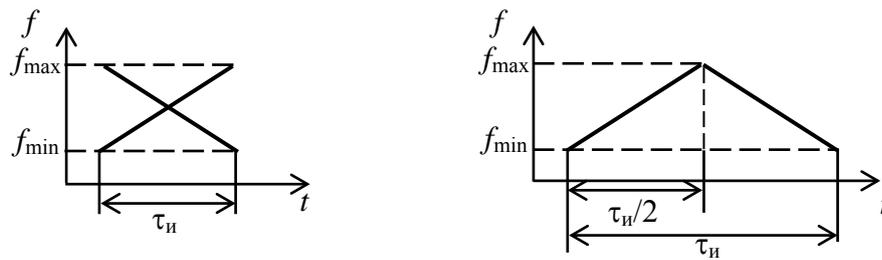


Рис. 5.21. Пример устранения неопределенности «дальность – скорость» при использовании двух ЛЧМ-радиоимпульсов, имеющих противоположные законы изменения частоты

Таким образом, применение линейной частотной модуляции позволяет получить малые меры разрешения как по времени запаздывания (за счет увеличения девиации частоты), так и по частоте (посредством увеличения длительности сигнала).

5.3.2. ЖЕЛАЕМАЯ ФУНКЦИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ. ВРЕМЯЧАСТОТНАЯ ФУНКЦИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Пусть необходимо иметь сигнал, позволяющий реализовать в РЛС высокие разрешающие способности одновременно по дальности и реальной скорости. Примерный вид функции рассогласования приведен на рис. 5.22.

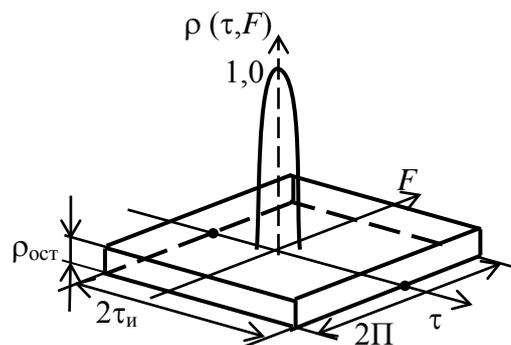


Рис. 5.22. Идеальная функция неопределенности

Из этого следует, что идеальное тело неопределенности имеет вид перевернутой кнопки, в центре которой ($\tau = 0$, $F = 0$) расположен узкий пик, что обеспечивает хорошее разрешение по времени и частоте. Остальное тело неопределенности в виде остатка АКФ с уровнем $\rho_{\text{ост}}$ равномерно распределим по площади основания $2\tau_n \cdot 2\Pi$ (полагаем гипотетически, что сигнал имеет конечную длительность τ_n и ширину спектра Π). Для тела

неопределенности толщина слоя остатков составит $\rho_{\text{ост}}^2$ и может быть найдена из условия

$$V_{\rho 2} = V_{\text{пик}} + V_{\text{ост}} = 1, \quad (5.20)$$

Объем пика $V_{\text{пик}}$ оценим объемом параллелепипеда высотой, равной 1, и площадью основания пика, определяемой мерами разрешающей способности по τ и F , т. е.

$$V_{\text{пик}} = 1 \cdot \delta_{\tau} \cdot \delta F = \frac{1}{\Pi \cdot \tau_{\text{и}}}. \quad (5.21)$$

Соответственно

$$V_{\text{ост}} = \rho_{\text{ост}}^2 \cdot 2\tau_{\text{и}} \cdot 2\Pi. \quad (5.22)$$

По условию задачи требуется обеспечить $V_{\text{пик}} \ll 1$. Этому соответствует случай

$$\tau_{\text{и}} \cdot \Pi = n \gg 1. \quad (5.23)$$

Сигналы, для которых выполняется это условие, называют широкополосными, а АКФ, подобную рассмотренной, называют игольчатой, или кнопочной.

Таким образом, сигнал, обладающий одновременно высокими разрешающими способностями по времени запаздывания и частоте, должен быть широкополосным.

Уровень остатков найдем из (5.22) с учетом (5.23), полагая $V_{\text{пик}} = 0$:

$$V_{\rho}^2 \approx V_{\text{ост}} = \rho_{\text{ост}}^2 \cdot 2\tau_{\text{и}} \cdot 2\Pi = 1$$

или

$$\rho_{\text{ост}} = \frac{1}{2\sqrt{\tau_{\text{и}}\Pi}} = \frac{1}{2\sqrt{n}}.$$

Наличие остатков (боковых лепестков) затрудняет выделение слабых сигналов на фоне сильных. Для улучшения наблюдения слабых сигналов необходимо увеличить базу сигналов $n = \tau_{\text{и}}\Pi$.

В наибольшей степени удовлетворяют требованиям кнопочной АКФ ФМ-сигналы.

Времячастотная функция рассогласования сигналов с фазовой манипуляцией.

В радиолокации находят применение импульсные и непрерывные фазоманипулированные радиосигналы. Рассмотрим вначале радиоимпульсы с внутриимпульсной фазовой манипуляцией $0, \pi$ фазы. Радиоимпульс длительностью τ_n состоит из n примыкающих парциальных радиоимпульсов длительностью $\tau_0 = \frac{\tau_n}{n}$. Комплексная амплитуда ФМ-сигнала с манипуляцией $0, \pi$ действительна. Запишем комплексную амплитуду первого парциального импульса в виде

$$\dot{U}_0(t) = U_0(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < \tau_0, \\ 0, & t < 0, t \geq \tau_0. \end{cases}$$

Тогда комплексная амплитуда ФМ-сигнала будет иметь вид

$$\dot{U}(t) = \sum_{i=0}^{n-1} q_i U_0(t - i\tau_0), \quad (5.24)$$

где последовательность q_i в виде ± 1 описывает код сигнала.

Например, для радиоимпульса, манипулированного семиэлементным кодом Баркера, такая последовательность имеет вид $111 -1-1 1-1$. Соответственно его комплексная амплитуда будет изображена в виде рис. 5.23.

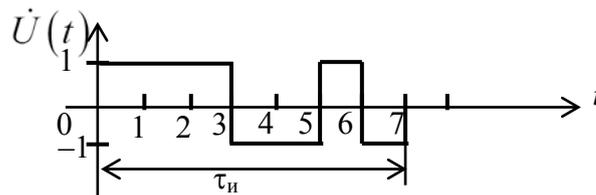


Рис. 5.22. Условное изображение комплексной амплитуды семиэлементного кода Баркера

Подставив выражение (5.24) в соотношение для АКФ, найдем

$$\rho(\tau, F) = \frac{1}{2\mathcal{E}} \left| \sum_{i=0, l=0}^{n-1} q_i q_l \int_{-\infty}^{\infty} U_0(S - i\tau_0) U_0(S - l\tau_0 - \tau) e^{j2\pi FS} dS \right|.$$

Вычисление АКФ на практике целесообразно производить на ЭВМ. Ширина спектра ФМ-сигнала определяется длительностью парциального импульса

$$\Pi \cong \frac{1}{\tau_0}.$$

АЧС ФМ-сигнала показана на рис. 5.24.

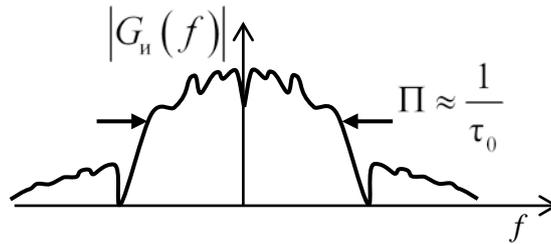


Рис. 5.24. Спектр ФМ-сигнала

Следовательно, $\tau_n \Pi = \frac{\tau_n}{\tau_0} = n$ и ФМ-сигнал будет широкополосным при достаточно большом числе парциальных импульсов.

Если $n \gg 1$, а кодообразующая последовательность достаточно «хаотичная», то сигнал называют *шумоподобным* и он имеет кнопочную АКФ. Главный пик АКФ находится в начале координат, а его размеры по осям τ , F определяют меры разрешающей способности по времени запаздывания:

$$\delta\tau = \frac{1}{\Pi} = \tau_0$$

и частоте:

$$\delta F = \frac{1}{\tau_n} \text{ (на уровне } \rho(0, F) = 0,64 \text{).}$$

Уровень остатков за пределами главного пика

$$\rho_{\text{ост}} = \frac{1}{\sqrt{n}}.$$

При сравнительно малом n меньший уровень остатков в сечении АКФ плоскостью $F = 0$ обеспечивают коды Баркера:

$$\rho_{\text{ост}} = \frac{1}{n}.$$

Сечения АКФ для ФМ-сигнала семиэлементным кодом Баркера сигнала показаны на рис. 5.25.

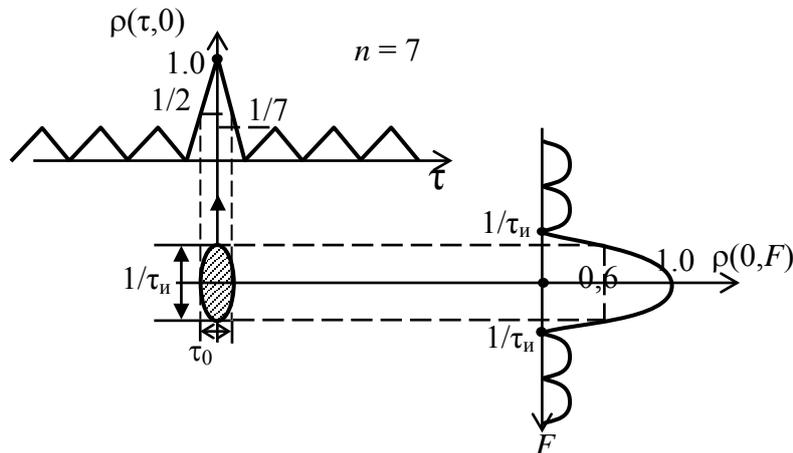


Рис. 5.25. Сечения АКФ для ФМ-сигнала семиэлементного кода Баркера

Введение внутриимпульсной ФМ позволяет расширить спектр сигнала $\left(\Pi = \frac{1}{\tau_0} = \frac{n}{\tau_n} \right)$ и, как следствие, уменьшить меру разрешающей способности по времени запаздывания в n раз по сравнению с использованием узкополосного радиоимпульса $\left(\Pi = \frac{1}{\tau_n} \right)$ той же длительности. При этом, поскольку длительность дискреты ФМ-радиоимпульса и длительность ФМ-радиоимпульса можно задавать независимо друг от друга, то применение ФМ-сигналов позволяет обеспечивать одновременно высокие разрешающие способности РЛС по дальности и скорости.

Рассмотрим непрерывные когерентные ФМ-сигналы, манипулированные по фазе $0, \pi$ M -кодами (рис. 5.26).

Для их построения используется рекуррентная операция получения кода очередного парциального импульса в виде 0 или 1 с использованием умножения предыдущих значений кода на постоянные коэффициенты, равные 0 или 1, и их последующего сложения по модулю 2. Используемые операции имеют следующий вид:

$$1 + 1 = 0; 0 + 0 = 0; 0 + 1 = 1; 1 \times 1 = 1; 0 \times 1 = 0; 0 \times 0 = 0.$$

Правило составления рекуррентной последовательности записывается следующим образом:

$$q_j = k_1 x q_{j-1} + k_2 x q_{j-2} + \dots + k_m x q_{j-m}, \quad (5.25)$$

где q_j – кодообразующая последовательности;

k_1, \dots, k_m – постоянные коэффициенты.

Максимальная длительность получаемой при этом последовательности содержит $n = 2^m - 1$ элементов, после чего повторяется. Она состоит из стянутых в δ -функцию по оси F (в силу теоретически неограниченной длительности сигнала) и протяженных по оси τ взаимно параллельных плоских элементов. Остатки на оси τ соответствуют уровню $1/n$, на остальной части тела неопределенности их уровень при $n \gg 1$ около $1/\sqrt{n}$.

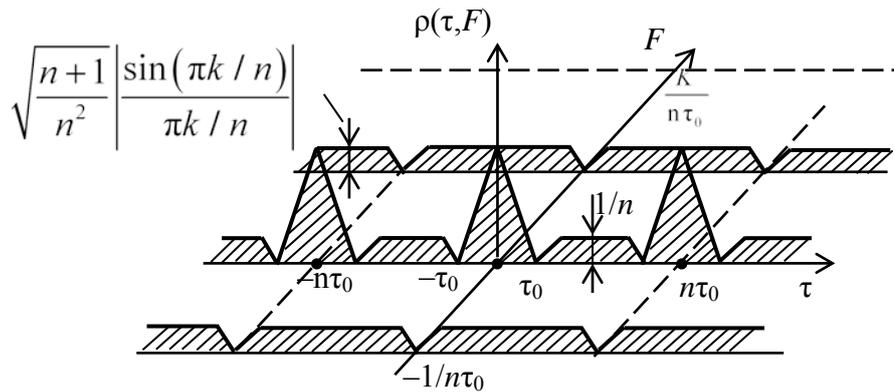


Рис. 5.26. Структура АКФ, фазоманипулированного M -кодом непрерывного сигнала

Длительности пиков по оси τ (при $F = 0$) на уровне $\rho(\tau, 0) = 1/2$ равны длительности дискреты, т. е. $\delta\tau = \tau_0$. Уровень остатков вдоль оси τ может быть снижен до 0 за счет манипуляции фазы непрерывного когерентного сигнала не на $0, \pi$, а на $0, \varphi$, причем $\varphi = \pi - \arccos \frac{n-1}{n+1}$.

Такое снижение уровня остатков обеспечивает разрешение объектов, перемещающихся с одинаковой радиальной скоростью. Рассмотрим пример такой обработки, когда период повторения последовательности $n = 7$ (т. е. $m = 3$).

Расположение фазовращателей и создаваемые ими сдвиги фаз соответствуют выражению комплексной амплитуды импульсной характеристики фильтра.

Возможность взаимной компенсации напряжений, снимаемых с отводов линии задержки в интервале между пиками, поясняется векторной диаграммой, приведенной на рис. 5.27.

Из общего числа $n = 7$ три парциальных радиоимпульса имеют нулевую фазу, а остальные четыре – ненулевую: два – фазу «+» φ , два – фазу «-» φ .

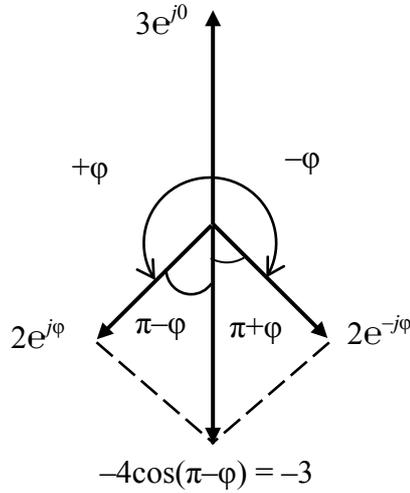


Рис. 5.27. Векторная диаграмма, поясняющая возможность взаимной компенсации напряжений, снимаемых с отводов линии задержки

Нулевой уровень остатков получается, если

$$\frac{n-1}{2}e^{j0} + \frac{n+1}{4}(e^{j\varphi} + e^{-j\varphi}) = 0.$$

Это приводит к выражению

$$\begin{aligned} & \frac{n-1}{2}(\cos 0 + j\sin 0) + \frac{n+1}{4}(\cos \varphi + j\sin \varphi + \cos \varphi - j\sin \varphi) = \\ & = \frac{n-1}{2} + \frac{n+1}{2}\cos \varphi = 0 \quad \text{или} \quad \varphi = \pi - \arccos \frac{n-1}{n+1}. \end{aligned}$$

Например, для $n = 7$ $\varphi \approx 139^\circ$.

Таким образом, введение внутриимпульсной модуляции позволяет расширить спектр сигнала и обеспечить одновременно высокие разрешающие способности РЛС по дальности и скорости. Шумоподобный ФМ-сигнал имеет «кнопочную» АКФ с уровнем боковых лепестков (остатков):

$$\rho_{\text{ост}} = \frac{1}{\sqrt{n}}. \quad (5.26)$$

Контрольные вопросы и задачи к практическим занятиям

1. Какими параметрами сигнала определяется разрешающая способность РЛС по дальности и скорости?
2. Записать выражение для потенциальной разрешающей способности РЛС по дальности при использовании одиночного ЛЧМ-сигнала прямоугольной формы.
3. В чем отличие разрешения по частоте Доплера простых радиоимпульсов от разрешения по частоте сигналов с ЛЧМ?
4. Как изменится диаграмма направленности ЛЧМ-сигнала при увеличении Δf в 2 раза?
5. Почему для ЛЧМ сигналов одновременно допустимы высокие разрешающие способности по t_3 и F ?
6. Каким сигналам свойственны скоростные ошибки измерения дальности?
7. Какие технические решения используются в РЛС с ЛЧМ-сигналом для устранения неопределенности «дальность – скорость»?
8. Какие требования предъявляются к сигналам, которые должны обеспечить высокое разрешение по t_3 и F ?
9. Что дает фазовая манипуляция сигнала?
10. Какая примечательная особенность у ФМ-сигналов кодов Баркера?

Задача 1. РЛС излучает ЛЧМ-радиоимпульсы с девиацией частоты $\Delta f = 10$ МГц. Определить разрешающую способность РЛС по дальности и радиальной скорости, если длина волны $\lambda = 2$ см, коэффициент широкополосности $n = 100$. Изобразить диаграмму неопределенности сигнала.

Задача 2. РЛС излучает одиночные ЛЧМ-радиоимпульсы длительностью 100 мкс и девиацией частоты $\Delta f = 3$ МГц. Определить разрешающую способность РЛС по дальности и коэффициент сжатия сигнала.

Задача 3. РЛС излучает одиночные ЛЧМ-радиоимпульсы, обеспечивающие разрешающую способность по дальности 30 м, а по скорости – 500 м/с. Определить параметры сигнала, в т. ч. базу сигнала и скоростную ошибку по времени запаздывания, если радиальная скорость цели 1 000 м/с, а длина волны $\lambda = 10$ см.

Задача 4. РЛС излучает семиэлементный ФКМ-радиоимпульс (код Баркера), число дискрет $n = 7$, $\tau_0 = 1$ мкс, $\lambda = 10$ см. Определить разрешающую способность по скорости и дальности.

Задача 5. РЛС излучает фазоманипулированные M -кодом $(0, \pi)$ прямоугольные радиоимпульсы и обеспечивает разрешающую способность по дальности $\delta_r = 150$ м, скорости $-\delta V_r = 500$ м/с.

Определить из какого количества дискрет должен состоять ФМ-сигнал, какова длительность его начальной последовательности. Рассчитать уровень остатков, полагая закон фазовой модуляции хаотическим, а $n \gg 1$. Длина волны $\lambda \approx 3,1$ см.

Задача 6. РЛС излучает фазоманипулированный кодом Баркера семиэлементный радиоимпульс с длительностью дискреты $\tau_0 = 1$ мкс. Определить, будут ли наблюдаться отдельно две цели (бомбардировщик и истребитель) с ЭПР $\sigma_1 = 50$ м², $\sigma_2 = 1$ м², если расстояние между ними будет составлять:

- а) 300 м;
- б) 1 500 м.

5.4. РАЗРЕШЕНИЕ ПО УГЛОВЫМ КООРДИНАТАМ

Разрешающая способность по угловым координатам является одной из важных ТТХ РЛС. Разрешающие способности РЛС по дальности и скорости определяются функцией рассогласования (АКФ) сигналов РЛС. При использовании пространственно-временных сигналов и разделяющейся обработке функция рассогласования также может быть представлена временной и пространственной составляющими. Поэтому для установления связи разрешающей способности с пространственными параметрами сигнала рассмотрим его пространственную функцию рассогласования (АКФ).

В ряде задач, решаемых с помощью РЛС (распознавание, картография и т. п.) возникает проблема радикального повышения разрешающей способности РЛС по угловым координатам. Одним из эффективных путей ее решения является применение метода искусственного синтезирования апертуры, в частности, в РЛС бокового обзора.

5.4.1. ПРОСТРАНСТВЕННАЯ АКФ

Рассмотрим прием сигнала решеткой, состоящей из M элементов.

Во многих случаях пространственно-временной обработки сигнал можно представить в виде произведения пространственной $\vec{x}(\vec{\varphi})$ и скалярной временной $\dot{x}(t)$ компонент:

$$\vec{x}(t) = \vec{\dot{x}}(\vec{\varphi}) \cdot \dot{x}(t), \quad (5.27)$$

где $\vec{\varphi}$ – вектор пространственных параметров сигнала (распределение фаз сигнала по АР).

Соотношение (5.27), как было показано ранее, соответствует случаю пренебрежения запаздыванием комплексной огибающей сигнала на раскрыве антенной системы.

Разделение обработки сигнала в соответствии с выражением (5.27) на пространственную и временную позволяет отдельно получить функции рассогласования (АКФ) сигнала по пространственным и времячастотным параметрам, определяющие соответствующие разрешающие способности РЛС.

В рассматриваемом случае АКФ пространственно-временного сигнала также представима в виде произведения нормированных пространственной $\rho_{\text{пр}}(\alpha_0, \alpha)$ и временной $\rho_{\text{вр}}(\alpha_0, \alpha)$ АКФ:

$$\rho(\alpha_0, \alpha) = \rho_{\text{пр}}(\alpha_0, \alpha) \cdot \rho_{\text{вр}}(\alpha_0, \alpha),$$

где α_0, α – реальные и ожидаемые значения пространственно-временных параметров сигнала соответственно.

АКФ $\rho_{\text{вр}}(\alpha_0, \alpha)$ для времячастотных параметров сигнала (F, τ) была подробно изложена в подпараграфе 5.1.2. Рассмотрим пространственную АКФ.

Подставляя сигнал (5.27) в общее выражение для АКФ сигнала (5.26), после выделения функции $\rho_{\text{вр}}(\alpha_0, \alpha)$, приходим к следующей пространственной АКФ сигнала:

$$\rho_{\text{пр}}(\alpha_0, \alpha) = \frac{|\vec{x}^T(\alpha_0) \cdot \vec{x}^*(\alpha)|}{\sqrt{\vec{x}^T(\alpha_0) \cdot \vec{x}^*(\alpha_0) \cdot \vec{x}^T(\alpha) \cdot \vec{x}^*(\alpha)}}.$$

Поскольку $\vec{x}^T(\alpha_0) \cdot \vec{x}^*(\alpha_0) = \vec{x}^T(\alpha) \cdot \vec{x}^*(\alpha) = M$ – количество элементов АР, то

$$\rho_{\text{пр}}(\alpha_0, \alpha) = \frac{\left| \sum_{m=1}^M \dot{x}_m(\alpha_0) \cdot \dot{x}_m^*(\alpha) \right|}{M}. \quad (5.28)$$

Конкретизируем пространственную АКФ применительно к эквидистантной АР с шагом d и равномерным амплитудным распределением. Антенная решетка согласуется с плоской волной, падающей под углом θ к нормали (рис. 5.28).

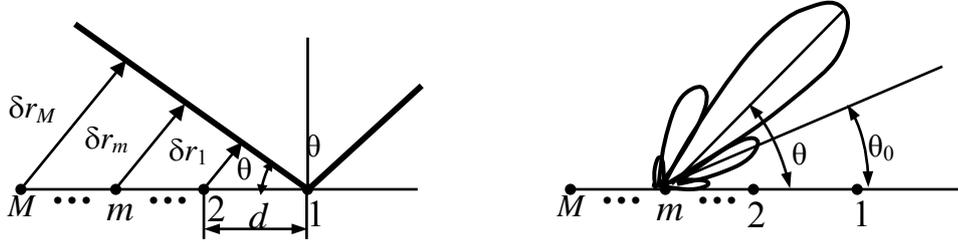


Рис. 5.28. К определению пространственной АКФ эквидистантной антенной решетки

Ожидаемый пространственный сигнал (ожидаемое амплитудно-фазовое распределение (АФР) запишем в виде

$$\vec{x}(\alpha) = \vec{x}(\vec{\varphi}) = \begin{pmatrix} e^{-j\varphi_1} \\ \dots \\ e^{-j\varphi_m} \\ \dots \\ e^{-j\varphi_M} \end{pmatrix},$$

где φ_m – фаза, в которой примется сигнал m -м элементом АР.

При нахождении цели на достаточно большом расстоянии можно полагать, что разность хода волны между первым и m -м элементом АР $\delta r_m = (m - 1)d \cdot \sin\theta$ и соответственно, если $\varphi_1 = 0$, разность фаз колебаний, принимаемых указанными элементами,

$$\Delta\varphi = \varphi_m = (m - 1) \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta.$$

Таким образом,

$$\vec{x}(\alpha) = \|x_m(\alpha)\| = \left\| e^{-j \frac{2\pi d}{\lambda} (m-1) \sin\theta} \right\|. \quad (5.29)$$

Если отраженная от цели волна приходит под углом θ_0 к нормали, то

$$\vec{x}(\alpha_0) = \|x_m(\alpha_0)\| = \left\| e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_0} \right\|. \quad (5.30)$$

Подставив выражения (5.29), (5.30) в (5.28), получим

$$\rho_{\text{пр}}(\alpha_0, \alpha) = \frac{\left| \sum_{m=1}^M \exp\left\{-j\frac{2\pi d}{\lambda}(m-1)(\sin\theta_0 - \sin\theta)\right\} \right|}{M}.$$

Слагаемые под знаком суммы представляют собой геометрическую прогрессию. Произведя суммирование, получим

$$\rho_{\text{пр}}(\alpha_0, \alpha) = \rho_{\text{пр}}(\theta_0, \theta) = \frac{\left| \sin\left[\frac{M\pi d}{\lambda}(\sin\theta_0 - \sin\theta)\right] \right|}{\left| M \sin\left[\frac{\pi d}{\lambda}(\sin\theta_0 - \sin\theta)\right] \right|}. \quad (5.31)$$

Полагая $\theta_0 - \theta \ll 1$, выражение (5.31) можно упростить:

$$M \frac{\pi d}{\lambda}(\sin\theta_0 - \sin\theta) = M \frac{\pi d}{\lambda} 2 \cos \frac{\theta_0 + \theta}{2} \sin \frac{\theta_0 - \theta}{2} \cong M \frac{\pi d}{\lambda}(\theta_0 - \theta) \cos\theta.$$

При условии, что $d \approx \lambda$, величина в квадратных скобках знаменателя значительно меньше единицы и тогда

$$\rho_{\text{пр}}(\theta_0, \theta) = \frac{\left| \sin\left[\frac{\pi \ell_{\text{эф}}}{\lambda}(\theta_0 - \theta)\right] \right|}{\left| \frac{\pi \ell_{\text{эф}}}{\lambda}(\theta_0 - \theta) \right|},$$

где $\ell_{\text{эф}} = Md \cdot \cos\theta$ – эффективная длина антенны.

Полученная АКФ $\rho_{\text{пр}}(\theta_0, \theta)$ соответствует нормированной ДН по полю АР при равномерном амплитудном и линейном фазовом распределении токов на апертуре (рис. 5.29).

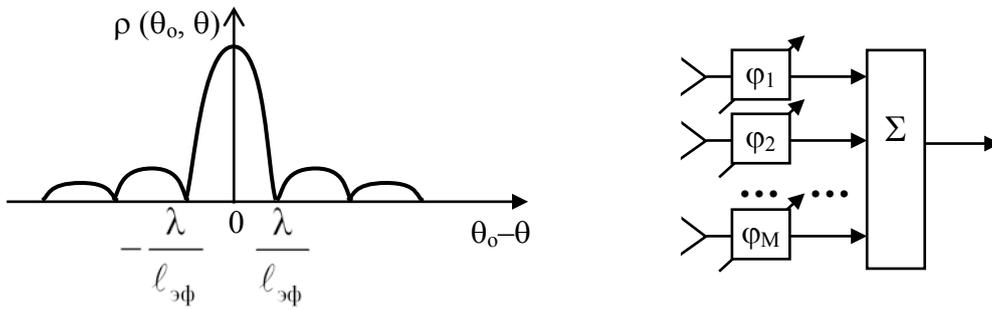


Рис. 5.29. Нормированная ДН по полю АР при равномерном амплитудном и линейном фазовом распределении токов на апертуре

Мера разрешающей способности по угловой координате определяется как ширина главного лепестка пространственной АКФ по уровню 0,5, т. е.

$$\delta\theta \approx \frac{\lambda}{\ell_{\text{эф}}} = \frac{1}{\ell_{\text{эфн}}},$$

где $\ell_{\text{эфн}}$ – эффективная нормированная длина антенны.

Таким образом, пространственная АКФ позволяет оценить потенциальную разрешающую способность РЛС по угловым координатам, которая определяется эффективной нормированной длиной антенны.

5.4.2. РАДИОЛОКАТОРЫ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

РЛС используются для решения большого количества задач, в т. ч. и для картографирования земной поверхности. Обычно эта задача решается РЛС бокового обзора, устанавливаемой на борту летательных аппаратов (ЛА). Обзор земной поверхности производится за счет перемещения ЛА, имеющего несканирующую антенну с широкой ДН в вертикальной плоскости и узкой в горизонтальной плоскости. Для повышения четкости изображения земной поверхности РЛС должна иметь высокую разрешающую способность по углу $\delta\theta$ и соответствующую ей линейную разрешающую способность $\delta r_\theta = \delta\theta \cdot R$ на исследуемой поверхности, где R – расстояние от РЛС до разрешаемого элемента. Это возможно при достаточно большой величине отношения L/λ раскрыва антенны L к длине волны λ . Однако уменьшение длины волны возможно до определенных пределов (2÷3 см), а увеличение размеров антенны L связано с трудностями их размещения на борту воздушного судна. При некогерентной обработке разрешающая способность $\delta_\theta = \theta_a = \frac{\lambda}{L}$, где θ_a – ширина ДН антенны РЛС по уровню поло-

винной мощности. Поэтому линейная разрешающая способность $\delta r_\theta = \theta_a R = \frac{\lambda}{L} \cdot R \gg L$ ухудшается прямо пропорционально увеличению дальности.

Кардинальное решение задачи повышения разрешающей способности РЛС бокового обзора состоит в переходе к когерентной обработке сигналов, позволяющей создавать искусственный раскрыв антенны – синтезированный, значительно превышающий физический раскрыв антенны L . Такая возможность появляется в связи с тем, что при облучении подстилающей поверхности колебаниями постоянной частоты принимаемый антенной отраженный сигнал из-за движения ЛА является частотно-модулированным. Этот сигнал при согласованной фильтрации может быть сжат, что и повышает разрешающую способность РЛС.

Пусть ЛА движется параллельно прямой x со скоростью v , ДНА является сектором шириной θ_a (рис. 5.30).

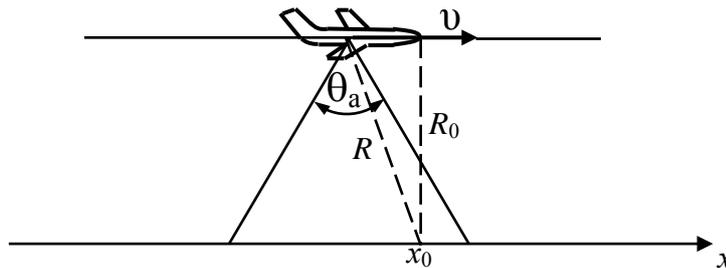


Рис. 5.30. Траектория движения ЛА в продольном направлении

Расстояние ЛА до точки x_0 изменяется со временем по закону

$$R = \sqrt{R_0^2 + v^2 (t_0 - t)^2}, \quad (5.32)$$

где t_0 – момент расположения ЛА на кратчайшем расстоянии R_0 от точки x_0 .

Разлагая (5.32) в ряд с учетом $|v(t_0 - t)| \ll R_0$, получаем

$$R \approx R_0 + \left(v^2 / 2R_0 \right) (t_0 - t)^2. \quad (5.33)$$

Если отражающий точечный объект находится в точке x_0 и облучается электромагнитным колебанием частоты f_0 , то фаза принимаемого антенной сигнала изменяется по закону

$$\varphi = 2\pi f_0 \left(t - \frac{2R}{c} \right),$$

а мгновенная частота

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = f_0 - \frac{2f_0}{c} \frac{dR}{dt}.$$

С учетом выражения (5.33) получим

$$f = f_0 + \frac{2f_0 v^2}{c \cdot R_0} (t_0 - t). \quad (5.34)$$

Из выражения (5.34) следует, что принимаемый сигнал является линейно-частотно-модулированным со скоростью изменения частоты $\frac{df}{dt} = -\frac{2v^2}{\lambda R_0}$ и девиацией $\Delta f = \left| \frac{df}{dt} \right| \cdot \tau_c = \frac{2v^2}{\lambda R_0} \cdot \tau_c$, где τ_c – длительность сигнала.

Величина τ_c определяется временем облучения объекта $\tau_c = t_{\text{обл}} = \frac{\theta_a R_0}{v}$. Поэтому девиация частоты

$$\Delta f = \frac{2v^2}{\lambda R_0} \cdot \frac{\theta_a R_0}{v} = \frac{2v\theta_a}{\lambda}.$$

Учитывая, что $\theta_a = \frac{\lambda}{L}$, получаем

$$\Delta f = \frac{2v\lambda}{\lambda L} = \frac{2v}{L}.$$

При оптимальной обработке ЛЧМ-сигнала обеспечивается разрешающая способность по времени:

$$\delta\tau = \frac{1}{\Delta f} = \frac{L}{2v}.$$

За это время антенна РЛС вместе с ЛА пройдет путь

$$\Delta x = v\delta\tau = \frac{L}{2}.$$

Поскольку сигналы разрешаются по времени с мерой $\delta\tau$, то и объекты, расположенные на оси x на расстоянии, не меньшем $\Delta x = \frac{L}{2}$, также будут разрешены по координате x .

Таким образом, линейная разрешающая способность РЛС бокового обзора в рассматриваемом случае

$$\delta r_\theta = \Delta x = \frac{L}{2}. \quad (5.35)$$

Величина (5.35) не зависит от длины волны и определяется только линейным размером апертуры антенны L . Причем, чем меньше L , тем выше разрешающая способность, т. е. меньше δr_θ , что объясняется следующим. При движении РЛС и оптимальной обработке отраженных сигналов, которые запоминаются и суммируются с учетом фазовых соотношений, синтезируется искусственный раскрыв антенны, размер которого равен пути, пройденному РЛС за время облучения. Чем меньше физический раскрыв L , тем шире ДН $\theta_a = \frac{\lambda}{L}$ и, следовательно, дольше облучение τ_c и поэтому больше раскрыв синтезированной антенны $L_c = v \cdot \tau_c = \theta_a \cdot R_0$, уже ДН синтезированной антенны $\theta_{ac} = \frac{\lambda}{L_c}$ и выше разрешающая способность.

На рис. 5.31, *а* показан элемент с шириной луча θ_a , перемещающийся в пространстве вдоль воображаемого раскрыва, а на рис. 5.31, *б* узкая результирующая ДН, имеющая узкий основной лепесток шириной $\theta_{ac} = \frac{\lambda}{L_c}$, определяемый эквивалентной многовibratorной антенной с раскрывом L_c .

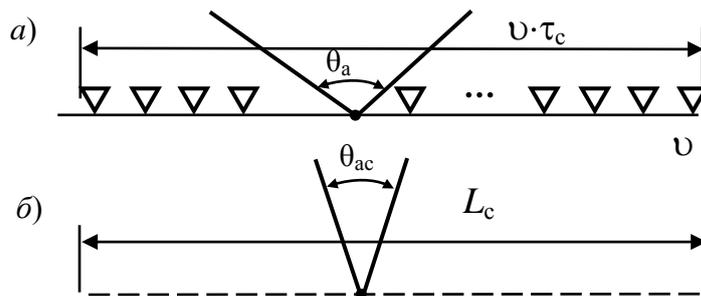


Рис. 5.31. Образование синтезированной антенны

РЛС бокового обзора с когерентной обработкой сигналов называются РЛС с синтезированной апертурой (рис. 5.32).

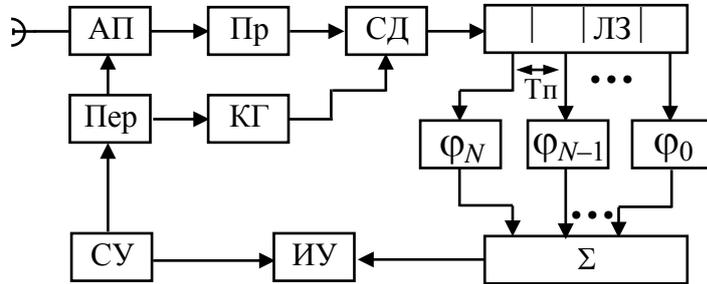


Рис. 5.32. Структурная схема РЛС с синтезированным раскрытием

Для обеспечения в каждый момент времени необходимых фазовых соотношений в РЛС используется когерентный приём сигналов. Запоминание фаз осуществляется линией задержки с отводами через период повторения T_{Π} импульсов. Фазовращатели φ_i компенсируют различия в фазах сигналов, которые обусловлены изменением расстояния между целью и ЛА. После фазовращателей все сигналы складываются в фазе, образуя максимум выходной функции в направлении обзора. Синхронизирующее устройство определяет период следования зондирующих импульсов и развертку на экране индикаторного устройства. Синхронный (когерентный) детектор использует в качестве опорного сигнала колебания, вырабатываемые когерентным гетеродином, фазирuemыми сигналами передатчика.

Таким образом, РЛС с синтезированной апертурой обладает высокой разрешающей способностью по угловой координате, что обуславливает их широкое применение при картографии Земли. Принципы синтеза раскрытия антенны могут быть использованы и в наземной радиолокации для дополнительного углового разрешения группы ЛА или их элементов в направлении, поперечном линии визирования, а также при радиолокации планет и других космических объектов.

ГЛАВА 6

ОСНОВЫ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Измерение (оценивание) параметров сигналов, а значит, координат и других параметров движения целей – важнейшая составная часть процесса получения РЛИ. Измерению подлежит в общем случае векторный параметр, к числу составляющих которого относят: t_3 , F_D , $\varepsilon_{\text{ц}}$, $\beta_{\text{ц}}$ и т. д. Измерение и обнаружение сливаются часто в единый процесс. Однако с точки зрения теоретического анализа обнаружение и измерение удобно рассматривать отдельно. При этом обычно полагают, что цель обнаружена, и тогда интересуются получением как можно более точных оценок указанных параметров. Для того чтобы оценить качество измерения параметров, вводят соответствующие показатели и критерии, обеспечивающие «наилучшее» использование наблюдаемых данных и позволяющие синтезировать оптимальные алгоритмы оценивания. Последние с учетом решаемых задач и возможностей схемотехники определяют структуру и параметры схем измерителей параметров в конкретных образцах вооружения и военной техники.

6.1. ОПТИМИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

6.1.1. ПОКАЗАТЕЛИ И СТАТИСТИЧЕСКИЕ КРИТЕРИИ ОЦЕНИВАНИЯ

Полагаем, что с помощью обнаружителя установлен факт наличия цели в каком-либо элементе пространства наблюдения. Это означает, что *принятая реализация* $y(t)$ содержит полезный сигнал $x(t, \alpha)$:

$$y(t) = x(t, \vec{\alpha}) + n(t), \quad \text{т. е.} \quad A_{\text{opt}}^*[y(t)] = 1,$$

где $\vec{\alpha}$ – вектор параметров сигнала;

$n(t)$ – шум.

Вся информация о координатах цели заключена в параметрах отраженного от цели сигнала.

Ограничимся случаем измерения информативных параметров $\vec{\alpha}$, в состав которых входят, например, t_3 , F_D , пространственные параметры сигнала.

Задача радиолокационного измерения заключается в оценке параметров $\vec{\alpha}$ по принятой реализации $y(t)$ и в последующем определении координат цели $r_{ц}$, V_r , $\varepsilon_{ц}$, $\beta_{ц}$.

Для упрощения будем полагать вектор $\vec{\alpha}$ одномерным. Из-за наличия помех и флюктуаций отраженного сигнала оценка $\hat{\alpha}$ отличается от истинного значения α . Существует ошибка измерения $\varepsilon = \alpha - \hat{\alpha}$, которую желательно свести к минимуму. Поэтому задача оптимального измерения сводится к вынесению такого решения о значении параметра $\hat{\alpha}$, которое было бы наиболее точным, т. е. к получению оптимальной (наилучшей) оценки $\hat{\alpha}_{\text{opt}}$:

$$\hat{\alpha}_{\text{opt}} = z_{\text{opt}} [y(t, \alpha)],$$

где $z_{\text{opt}}[\cdot]$ – оптимальное правило получения оценки $\hat{\alpha}_{\text{opt}}$.

Для решения этой задачи необходимо обосновать показатели и критерии оптимального измерения (оценивания). Они связаны обычно с ошибками в определении оцениваемых (измеряемых) параметров. *Ошибки измерений делятся на грубые (промахи), систематические и случайные ошибки.* Если приняты меры для исключения систематических ошибок и грубых промахов, ошибки измерений сводятся к случайным. Случайные ошибки обусловлены действием помех на входе приемника, флюктуациями сигнала, а иногда случайным поведением самой системы измерений. Поэтому показателями качества оценок служат усредненные значения ошибки ε :

1. Математическое ожидание (МО) ошибки измерения

$$m\{\varepsilon\} = \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon \cdot P(\varepsilon) d\varepsilon = \bar{\varepsilon},$$

где $P(\varepsilon)$ – плотность распределения значений ошибки.

Если $\bar{\varepsilon} = 0$, то оценка параметра α называется несмещенной, при $\bar{\varepsilon} \neq 0$ оценка называется смещенной.

2. Среднеквадратическая ошибка (СКО)

$$\varepsilon_{\text{ско}}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (\varepsilon - \bar{\varepsilon})^2 P(\varepsilon) d\varepsilon.$$

Для многомерного случая вводят корреляционную матрицу ошибок

$$M \left\{ \left[\bar{\varepsilon} - m(\bar{\varepsilon}) \right] \left[\bar{\varepsilon} - m(\bar{\varepsilon}) \right]^T \right\}.$$

3. Вероятностная (средняя) ошибка $\varepsilon_{\text{вер}}$ вычисляется по формуле

$$P(|\varepsilon| > \varepsilon_{\text{вер}}) = P(|\varepsilon| < \varepsilon_{\text{вер}}) = 0,5,$$

т. е. это ошибка, вероятность появления которой равна 0,5.

4. Максимальная ошибка ε_{max} находится по формуле

$$P(|\varepsilon| > \varepsilon_{\text{max}}) = 0,01,$$

т. е. ошибка, вероятность которой равна 10^{-2} .

Для оптимизации измерений важно знать и учитывать не только указанные показатели качества, но и стоимость их вынесения или потери от возможных ошибок. Наиболее общим показателем, учитывающим эти факторы, является средний риск от ошибок измерения:

$$\bar{r} = M(r) = \int_{(\hat{\alpha})} \int_{(\alpha)} r(\hat{\alpha}, \alpha) P(\hat{\alpha}, \alpha) d\hat{\alpha}, d\alpha. \quad (6.1)$$

где $P(\hat{\alpha}, \alpha)$ – плотность вероятности;

$r(\hat{\alpha}, \alpha)$ – функция стоимости, характеризующая плату за ошибку в ситуации $(\alpha, \hat{\alpha})$.

Оптимальным будет такой измеритель, который обеспечивает минимум среднего риска ошибок измерения. Условие $\min r$ и является критерием оптимальности.

Для решения задачи получения оценок $\hat{\alpha}_{\text{opt}}$, обеспечивающих минимум среднего риска, необходимо установить правило их вынесения по наблюдаемой реализации $y(t)$.

Будем считать, что оценка параметра $\hat{\alpha}$ однозначно определяется видом принятого сигнала $y(t)$ и статистические характеристики $y(t)$ на входе измерителя полностью известны. Для удобства введем соответствующий

ющие дискретные многомерные реализации y (выборки по теореме Котельникова).

Тогда дифференциал вероятности произвольной ситуации $(\alpha, \hat{\alpha})$ преобразуется к виду

$$P(\alpha, \hat{\alpha}) d\hat{\alpha}, d\alpha = P(y, \alpha) dy d\alpha. \quad (6.2)$$

С учетом выражения (6.2) соотношение (6.1) записывается следующим образом:

$$\bar{r} = \int \int_{(\hat{\alpha})(y)} r(\alpha, \hat{\alpha}) P(\alpha, y) d\alpha dy. \quad (6.3)$$

Совместное распределение параметра α и принятой реализации y вычисляется по известному правилу теории вероятностей:

$$P(y, \alpha) = P(\alpha) P(y/\alpha) = P(y) P(\alpha/y). \quad (6.4)$$

Следовательно,

$$P(\alpha/y) = \left[\frac{1}{P(y)} \right] P(\alpha) P(y/\alpha), \quad (6.5)$$

где $P(\alpha)$ – априорная плотность вероятности параметра α ;

$P(\alpha/y)$ – апостериорная (послеопытная) плотность вероятности измеряемого параметра α .

Плотность $P(y)$ определяется из условия нормировки

$$P(y) = \int_{(\alpha)} P(\alpha) P(y/\alpha) d\alpha.$$

С учетом соотношения (6.4) средний риск

$$\bar{r} = \int_{(y)} P(y) \left[\int_{(\alpha)} r(\alpha, \hat{\alpha}) P(\alpha/y) d\alpha \right] dy. \quad (6.6)$$

Внутренний интеграл в формуле (6.6) называется условным средним риском

$$\bar{r}(\hat{\alpha}/y) = \int_{(\alpha)} r(\alpha, \hat{\alpha}) P(\alpha/y) d\alpha. \quad (6.7)$$

Обеспечивая минимум $\bar{r}(\hat{\alpha}/y)$, можно обеспечить и минимумы \bar{r} .

Следовательно, задача отыскания $\hat{\alpha}_{\text{opt}}$ сводится к отысканию экстремума функции $\bar{r}(\hat{\alpha}/y)$.

В свою очередь, послеопытная плотность вероятности $P(\alpha/y)$ как функция параметра α выражается через доопытную $P(\alpha)$ и плотность вероятности $P(y/\alpha)$ реализации y .

Из соотношения (6.5) следует, что апостериорная плотность $P(\alpha/y)$ уточняется по результатам наблюдения y (рис. 6.1).

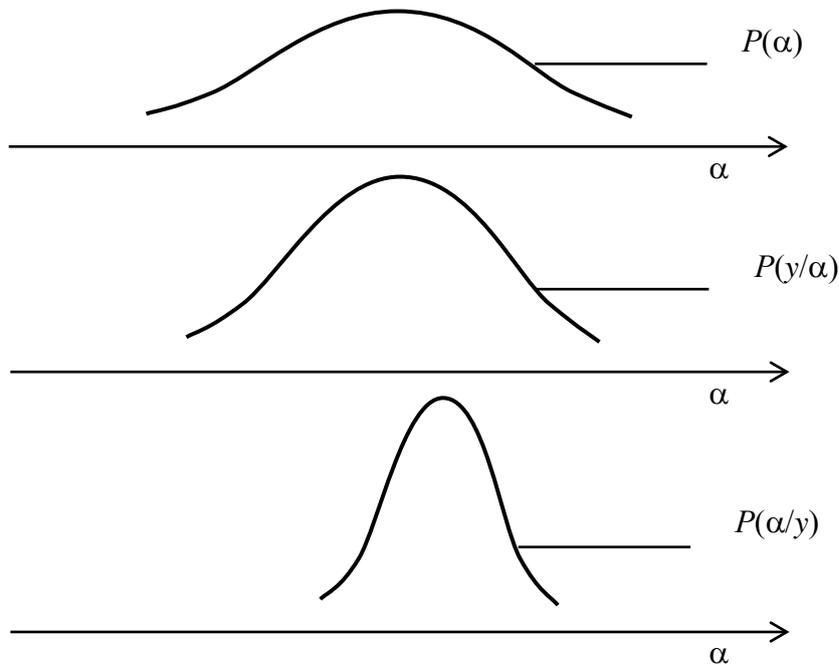


Рис. 6.1. Уточнение апостериорной плотности вероятности измеряемого параметра $P(\alpha/y)$ по результатам наблюдения реализации y

Таким образом, для получения оптимальной оценки $\hat{\alpha}_{\text{opt}}$ измеряемого параметра радиолокационных сигналов необходимо:

- 1) задаться априорным распределением $P(\alpha)$;
- 2) получить в явном виде апостериорную плотность $P(\alpha/y)$ с учетом принятой реализации y ;
- 3) задаться функцией стоимости $\bar{r}(\hat{\alpha}/\alpha)$;
- 4) найти значение α , обеспечивающее минимум условного среднего риска, т. е. $\hat{\alpha} = \hat{\alpha}_{\text{opt}}$.

6.1.2. УРАВНЕНИЯ ОПТИМАЛЬНЫХ ОЦЕНОК ПАРАМЕТРОВ

Оптимальной оценке $\hat{\alpha}_{\text{opt}}$ соответствует условие

$$\frac{\partial}{\partial \hat{\alpha}} \bar{r}(\hat{\alpha}/y) = 0 \quad | \hat{\alpha} = \hat{\alpha}_{\text{opt}}.$$

Правило нахождения оценок зависит от вида функции $\bar{r}(\hat{\alpha}/\alpha)$. Характерными разновидностями таких функций являются:

- а) простая функция (рис. 6.2):

$$\bar{r}(\hat{\alpha}, \alpha) = -\delta(\alpha - \hat{\alpha}) + \text{const};$$

- б) квадратичная (рис. 6.3):

$$r|\hat{\alpha}, \alpha| = (\alpha - \hat{\alpha})^2.$$

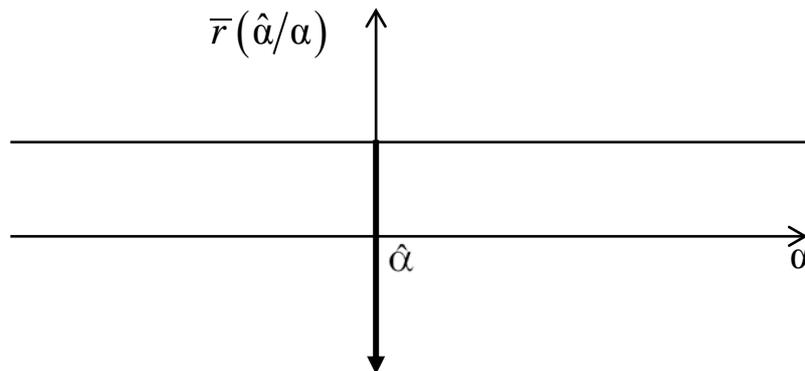


Рис. 6.2. Простая функция стоимости ошибок

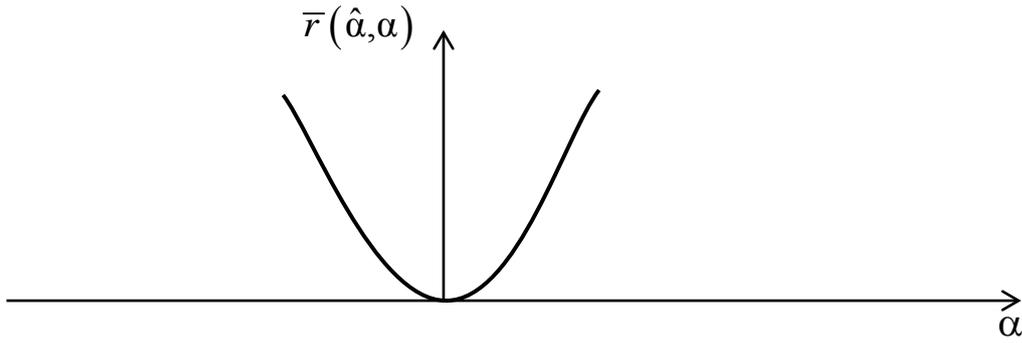


Рис. 6.3. Квадратичная функция стоимости ошибок

Условный риск ошибок измерения параметра для простой функции стоимости (потерь) определяется следующим выражением:

$$\bar{r}(\hat{\alpha}/y) = -P(\hat{\alpha}/y) + \text{const.}$$

Его минимум соответствует оценке $\hat{\alpha}_{\text{opt}}(y)$, обеспечивающей максимум послеопытной плотности вероятности. Воспользуемся далее квадратичной функцией потерь. Тогда

$$\bar{r}(\hat{\alpha}/y) = \int_{(\alpha)} (\alpha - \hat{\alpha})^2 P(\alpha/y) d\alpha$$

и соответственно

$$\begin{aligned} \frac{\partial \bar{r}(\alpha/y)}{\partial \hat{\alpha}} &= \frac{d}{d\hat{\alpha}} \int_{(\alpha)} \alpha^2 P(\alpha/y) d\alpha - \frac{d}{d\hat{\alpha}} 2 \int_{(\alpha)} \alpha P(\alpha/y) d\alpha + \\ &\quad \left| \hat{\alpha} = \hat{\alpha}_{\text{opt}} \right. \\ &+ \frac{d}{d\hat{\alpha}} \int_{(\alpha)} \hat{\alpha}^2 P(\alpha/y) d\alpha = 2 \int_{(\alpha)} \hat{\alpha} P(\alpha/y) d\alpha - 2 \int_{(\alpha)} \alpha P(\alpha/y) d\alpha = 0, \end{aligned}$$

$$\hat{\alpha}_{\text{opt}} = \int_{(\alpha)} \alpha P(\alpha/y) d\alpha. \quad (6.8)$$

Оптимальной оценкой в этом случае является оценка условного (последопытного) МО измеряемого параметра.

Таким образом, оптимальные оценки будут изменяться в зависимости от выбранной функции потерь, которая определяется назначением измерителя.

При симметричной функции $P(\alpha/y)$ оценка (6.8) совпадает с максимумом $P(\alpha/y)$, т. е. для получения оптимальной оценки (рис. 6.4) достаточно найти экстремум функции $P(\alpha/y)$ по условию

$$\left. \frac{\partial P(\alpha/y)}{\partial \alpha} \right| = 0, \quad \alpha = \hat{\alpha}_{\text{opt}}.$$

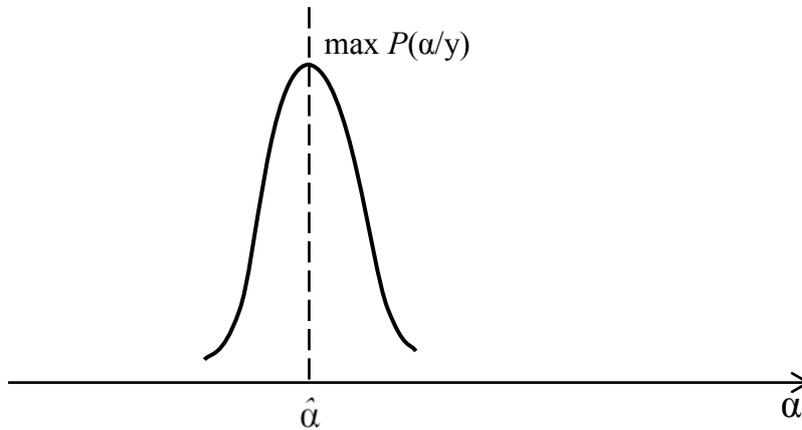


Рис. 6.4. Получение оптимальной оценки параметра α по максимуму $P(\alpha/y)$

Установим связь операций получения оценок с операциями обнаружения сигналов. Для этого введем условное отношение правдоподобия

$$\Lambda(y/\alpha) = P(y/\alpha)/P_n(y),$$

где $P_n(y)$ — плотность вероятности реализации y при наличии одной помехи.

Выражая $P(y/\alpha)$ через $\Lambda(y/\alpha)$ и подставляя в формулу (6.5), получаем

$$P(\alpha/y) = [1/P(y)]P(\alpha)P_n(y)P(y/\alpha) = KP(\alpha)\Lambda(y/\alpha), \quad (6.9)$$

где $K = P_n(y)/P(y)$ не зависит от α и находится из условия нормировки

$$K = \frac{1}{\int_{(\alpha)} P(\alpha)\Lambda(y/\alpha)d\alpha}.$$

Полагаем, что до проведения измерений возможные значения α равновероятны, т. е. $P(\alpha) = \text{const}$ (отсутствуют априорные данные) и функция $P(y/\alpha)$ симметричная.

Тогда оценка (6.8) совпадает с максимумом $\Lambda(y/\alpha)$. Следовательно, $\hat{\alpha}_{\text{opt}}$ является максимально правдоподобной и может быть найдена из условия

$$\frac{\partial}{\partial \alpha} \Lambda(y/\alpha) \Big|_{\alpha = \hat{\alpha}_{\text{opt}}} = 0.$$

Логарифмируя (6.9), приходим к выражению

$$\ln P(\alpha/y) = \ln P(\alpha) + \ln \Lambda(y/\alpha) + \text{const}. \quad (6.10)$$

Из соотношения (6.10) следует, что для нахождения послеопытной плотности вероятности, а значит, получения оценок $\hat{\alpha}$, применимы те же операции вычисления $\ln \Lambda(y/\alpha)$, которые используются в радиолокационных обнаружителях.

Кроме того, из монотонной связи $\Lambda(y/\alpha)$ и $\ln \Lambda(y/\alpha)$ следует возможность определить $\hat{\alpha}_{\text{opt}}$ как решение уравнения

$$\frac{\partial \ln \Lambda(y/\alpha)}{\partial \alpha} \Big|_{\alpha = \hat{\alpha}_{\text{opt}}} = 0. \quad (6.11)$$

Таким образом, оптимизация измерений должна производиться по критерию $\min \bar{r}$ или минимума условного риска. Основная информация для оценки параметров радиолокационных сигналов содержится в апостериорной плотности вероятности $P(\alpha/y)$. Операции получения оптимальных оценок совпадают с операциями, осуществляемыми в оптимальных обнаружителях.

6.1.3. УСТРОЙСТВА ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ

Принципы построения оптимальных измерителей (устройств оценивания) параметров радиолокационных сигналов определяются в основном методами поиска оптимальной оценки в соответствующем урав-

нении оптимальности. Уравнения оптимальных оценок $\hat{\alpha}_{\text{opt}}$, как показано выше, зависят от вида функций стоимости $r(\hat{\alpha}, \alpha)$. Так, для простой функции стоимости оптимальная оценка соответствует максимуму распределения послеопытной плотности вероятности, а для квадратичной функции стоимости – центру тяжести этого распределения. На практике, однако, пользуются единой оценкой максимума послеопытной плотности вероятности. Последнее обусловлено *регулярным* характером проводимых измерений.

Регулярным будем называть измерение, для которого зависимость $\ln P(\alpha/y)$ от измеряемого параметра α является однопиковой (униmodalной), дифференцируемой и симметричной.

Условие регулярности измерения предполагает, что и функции $P(y/\alpha)$, $\Lambda(y/\alpha)$ и $\ln \Lambda(y/\alpha)$ удовлетворяет указанному свойству. При этом однопиковость перечисленных функций обеспечивается соответствующим выбором формы сигнала, который во избежание многозначности измерений должен обладать однопиковой автокорреляционной функцией в области возможного изменения измеряемого параметра. Симметрия этих функций имеет место для большого отношения сигнал/помеха на выходе устройства обработки, при котором измерения являются достаточно достоверными.

Дифференцируемость функций $P(y/\alpha)$, $\Lambda(y/\alpha)$ и $\ln \Lambda(y/\alpha)$ является следствием ограниченности полосы пропускания реальных устройств обработки сигналов, в силу чего огибающие последних являются относительно «гладкими» функциями. Если указанные условия не выполняются, то наблюдаются *аномалии измерений*, когда последние становятся недостоверными.

Выполнение условий регулярности измерений позволяет аналитически рассчитывать оценки параметров радиолокационных сигналов и их точность. В частности, при регулярных изменениях, когда априорное распределение $P(\alpha)$ является пологим по сравнению с функциями $P(y/\alpha)$, $\Lambda(y/\alpha)$ или $\ln \Lambda(y/\alpha)$, оценки находят из уравнения (6.11).

Логарифм отношения правдоподобия $\ln \Lambda(y/\alpha)$ для флюктуирующих сигналов является монотонной функцией модуля или квадрата модуля корреляционного интеграла $z(\alpha)$. Следовательно, $\max \ln \Lambda(y/\alpha)$ должен совпадать с $\max z(\alpha)$ и оптимальная оценка $\hat{\alpha}_{\text{opt}}$ получается путем решения следующих уравнений:

$$\frac{\partial |z(\alpha)|}{\partial \alpha} \Big|_{\alpha = \hat{\alpha}_{\text{opt}}} = 0 \quad \text{– для сигналов, флюктуирующих по фазе;} \quad (6.12)$$

$$\frac{\partial |z(\alpha)|^2}{\partial \alpha} \alpha = \hat{\alpha}_{\text{opt}} = 0 \quad - \quad \text{для сигналов, флюктуирующих по фазе и амплитуде} \quad (6.13)$$

Таким образом, оптимальный радиолокационный измеритель должен определить оценку $\hat{\alpha}_{\text{opt}}$, соответствующую экстремуму корреляционного интеграла.

Различают измерение неизменяющихся и изменяющихся во времени параметров. Измерение неизменяющихся во времени параметров называют *неследящими*.

Следящим называют многоэтапное или непрерывное измерение изменяющегося во времени параметра.

При *неследящем* измерении параметра α измеритель строится в виде корреляционно-фильтрового или фильтрового приемника с параллельно включенными каналами (рис. 6.5).

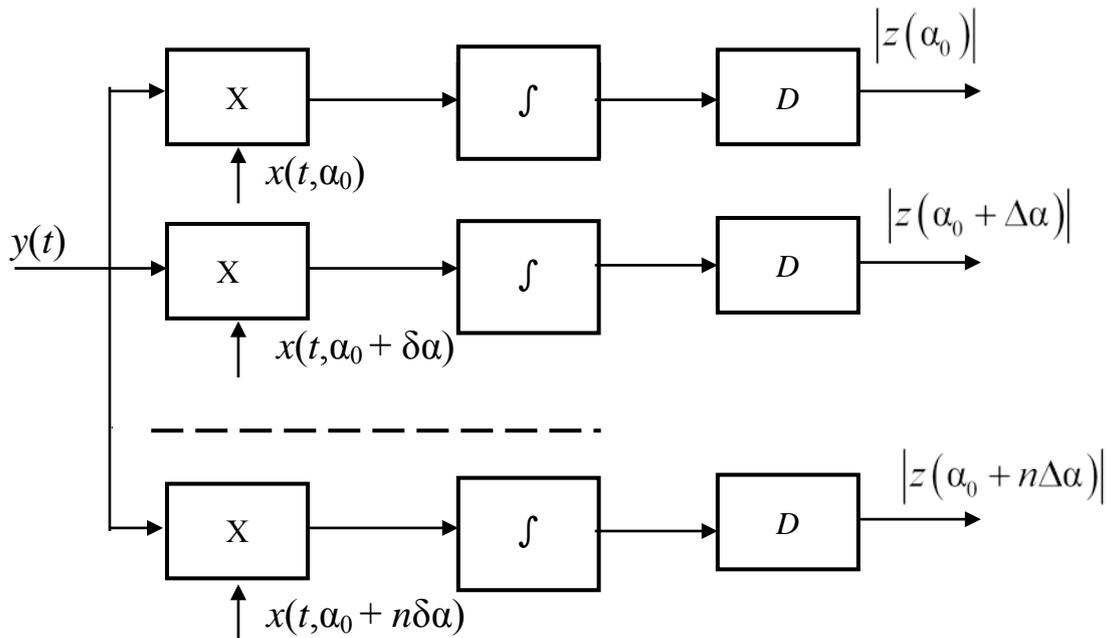


Рис. 6.5. Неследящий измеритель на основе корреляционно-фильтрового приемника

Каждый канал работает по алгоритму вычисления $|z(\alpha)|$ или $|z(\alpha)|^2$:

$$|z(\alpha)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} y(t) x(t, \alpha) dt \right|,$$

$$|z(\alpha)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} y(t) x(t, \alpha) dt \right|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) x(t, \alpha) dt \cdot \int_{-\infty}^{\infty} y(t) x^*(t, \alpha) dt.$$

Оцениваемые сигналы $x(t, \alpha)$, подаваемые в каждый канал, отличаются друг от друга на величину, кратную $\delta\alpha$. Под $\delta\alpha$, как правило, понимается разрешающая способность по измеряемому параметру α . Число каналов измерителя N_α выбирается из условия обеспечения разрешающей способности по измеряемому параметру, т. е.

$$N_\alpha = \frac{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}{\delta\alpha},$$

где α_{\max} , α_{\min} – максимальное и минимальное значения измеряемого параметра.

Оценка величины параметра $\hat{\alpha}_{\text{opt}}$ осуществляется по номеру канала, на выходе которого напряжение максимально, т. е. $\hat{\alpha}_{\text{opt}} = \arg \max z(\alpha)$.

Максимум $z(\alpha)$ можно также определить, решив уравнения (6.12), (6.13). Для этого следует найти производные:

$$\left. \frac{\partial |z(\alpha)|}{\partial \alpha} \right|_{\alpha=\alpha_{\text{opt}}} = \left| \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \frac{\partial}{\partial \alpha} x(t, \alpha) dt \right| = 0, \quad (6.14)$$

учитывая, что $|z(\alpha)|^2 = z(\alpha)z^*(\alpha)$

$$\text{и} \quad \frac{\partial |z(\alpha)|^2}{\partial \alpha} = 2\text{Re} \left[\frac{\partial z(\alpha)}{\partial \alpha} \cdot z^*(\alpha) \right] = 2\text{Re} \left[\frac{\partial z^*(\alpha)}{\partial \alpha} \cdot z(\alpha) \right],$$

$$\left. \frac{\partial |z(\alpha)|^2}{\partial \alpha} \right|_{\alpha=\hat{\alpha}_{\text{opt}}} = \text{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x(t, \alpha) dt \cdot \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \cdot \frac{\partial x^*(t, \alpha)}{\partial \alpha} dt \right\} = 0. \quad (6.15)$$

Решить уравнения (6.14) и (6.15) можно с помощью устройств, представленных на рис. 6.6.

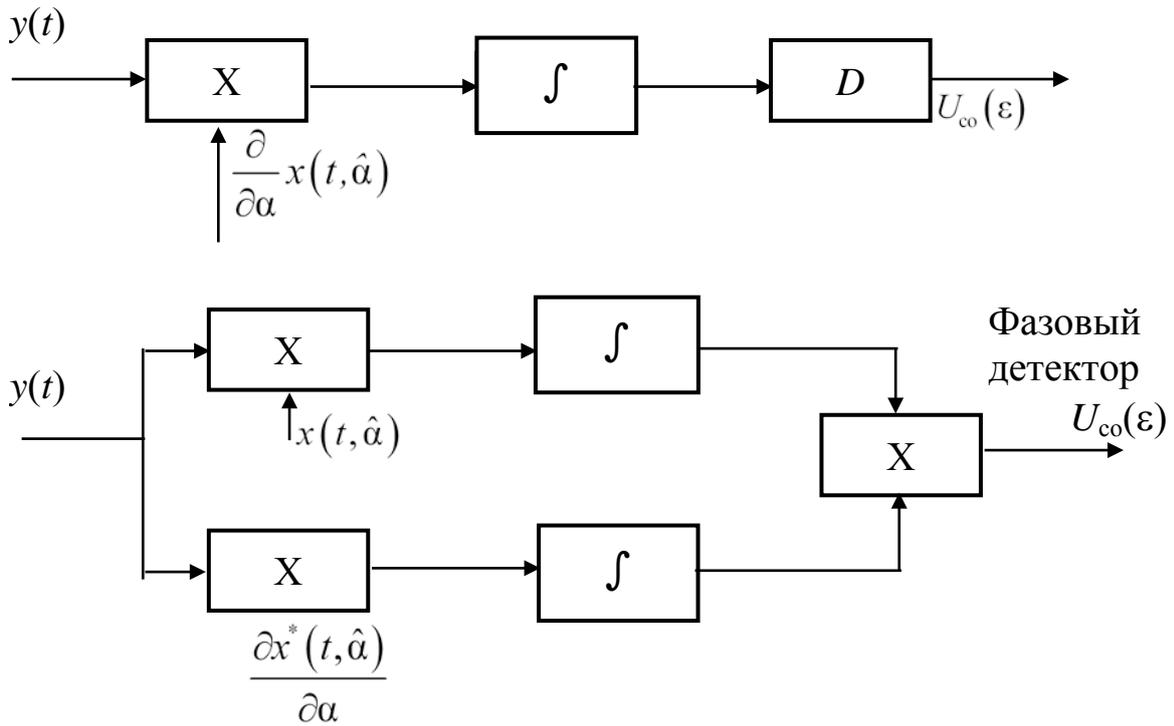


Рис. 6.6.Схемы дискриминаторов для получения оптимальных оценок изменяющихся параметров

Сигнал на выходе этих устройств зависит от рассогласования оценки $\hat{\alpha}$ и истинного значения α , т. е. $\varepsilon = \alpha - \hat{\alpha}$.

При равенстве $\varepsilon = \alpha - \hat{\alpha} = 0$ сигнал ошибки также равен нулю. Следовательно, равенство нулю напряжения $U_{co}(\varepsilon)$, например, на выходе второй схемы, свидетельствует о получении оптимальной оценки.

Рассматриваемые устройства принято называть дискриминаторами. Они позволяют получать оптимальные оценки изменяющихся параметров. При этом дискриминатор включается в контур автоматического управления (рис. 6.7).

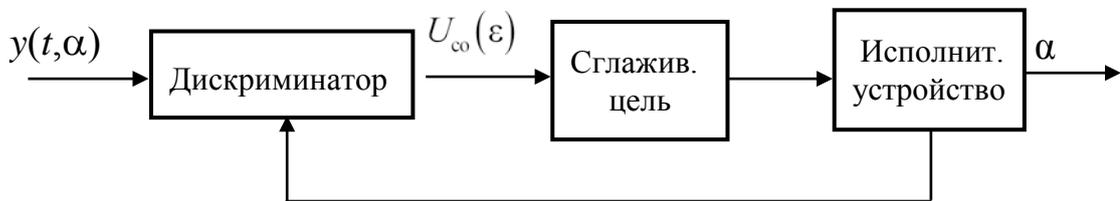


Рис. 6.7. Контур автоматического управления

Величина $U_{co}(\varepsilon)$ в общем случае случайная:

$$U_{co}(t, \varepsilon) = \overline{U_{co}(t, \varepsilon)} + \xi(t, \varepsilon),$$

где $\xi(t, \varepsilon)$ – случайная составляющая сигнала ошибки.

Зависимость среднего значения сигнала ошибки $\overline{U_{co}}(t, \varepsilon)$ от величины рассогласования называется дискриминаторной характеристикой (рис. 6.8).

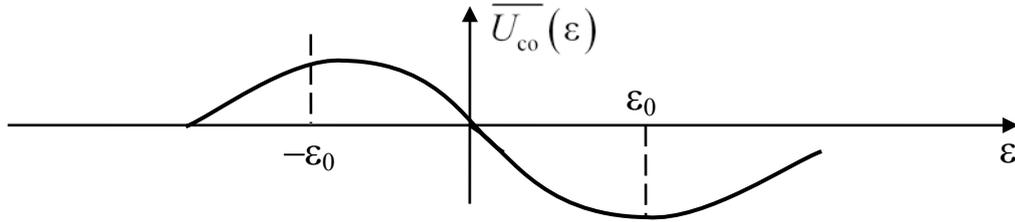


Рис. 6.8. Дискриминаторная характеристика

В области линейного участка дискриминаторная характеристика может быть представлена в виде линейного уравнения:

$$\overline{U_{co}}(\varepsilon) = K_d \cdot \varepsilon \quad \text{при} \quad |\varepsilon| < \varepsilon_0,$$

где K_d – крутизна дискриминаторной характеристики.

Таким образом, использование в обратной связи выходного сигнала дискриминатора позволяет выполнить условия (6.14), (6.15) получения оптимальной оценки изменяющихся параметров при следящем измерении.

При практической реализации измерителей трудно обеспечить получение точного значения производных корреляционного интеграла. Вместо этого переходят к приближенному их вычислению.

Производную находят в этом случае через приращения (рис. 6.9),

так как
$$\frac{d|z(\alpha)|}{d\alpha} = \lim_{\Delta\alpha \rightarrow 0} \frac{\Delta|z(\alpha)|}{\Delta\alpha}.$$

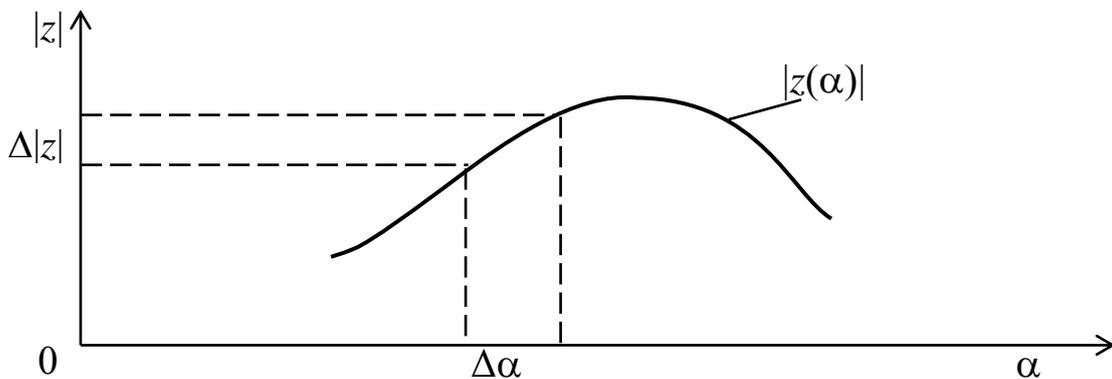


Рис. 6.9. Вычисление производных корреляционного интеграла через приращения

Таким образом, принципы построения устройств оценивания сигналов основаны на методах получения оптимальной оценки при регулярных измерениях и заключаются в поиске значений параметров сигнала, при которых корреляционный интеграл (результат оптимальной обработки) имеет максимум. При практической реализации устройств оценки значение производной огибающей корреляционного интеграла находят как конечную разность функций при конечном приращении аргумента. Это определяет квазиоптимальный характер дискриминаторов радиолокационных измерителей.

6.2. ИЗМЕРИТЕЛИ ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ (ДАЛЬНОСТИ)

6.2.1. НЕСЛЕДЯЩИЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ДАЛЬНОСТИ ОБЗОРНОГО ТИПА

При измерении дальности в качестве параметра α выступает время запаздывания отраженного от цели сигнала t_3 . Оно связано с дальностью до цели формулой

$$t_3 = \frac{2r_{ц}}{c}.$$

Для получения оптимальной оценки в измерителе в общем случае вычисляется модульное значение корреляционного интеграла $|z|$ либо квадрат его значения $|z|^2$. Для этого могут использоваться устройства корреляционной, корреляционно-фильтровой и фильтровой обработки.

Оптимальные оценки находят, сравнивая выходные напряжения оптимального приемника обнаружителя (с линейным или квадратичным детектором) при различных значениях ожидаемого параметра t_3 . Оптимальная оценка $\hat{t}_3 = \hat{t}_{3\text{opt}}$ соответствует максимуму выходного напряжения оптимального приемника. Для ее определения, например, по $\max |z(t_3)|$ необходимо вычислять множество значений $z(t_3)$. В корреляционных и корреляционно-фильтровых измерителях реализовать такой алгоритм можно либо применением корреляторов с бесконечным числом каналов, либо путем перестройки одноканальной схемы измерителя.

Первый тип измерителей – многоканальный, его называют *обзорным*. Каждый канал таких измерителей вычисляет модуль корреляционно-

го интеграла $z(t_3)$ для одного значения измеряемого параметра. На практике используют конечное число каналов измерения параметра t_3 (рис. 6.10).

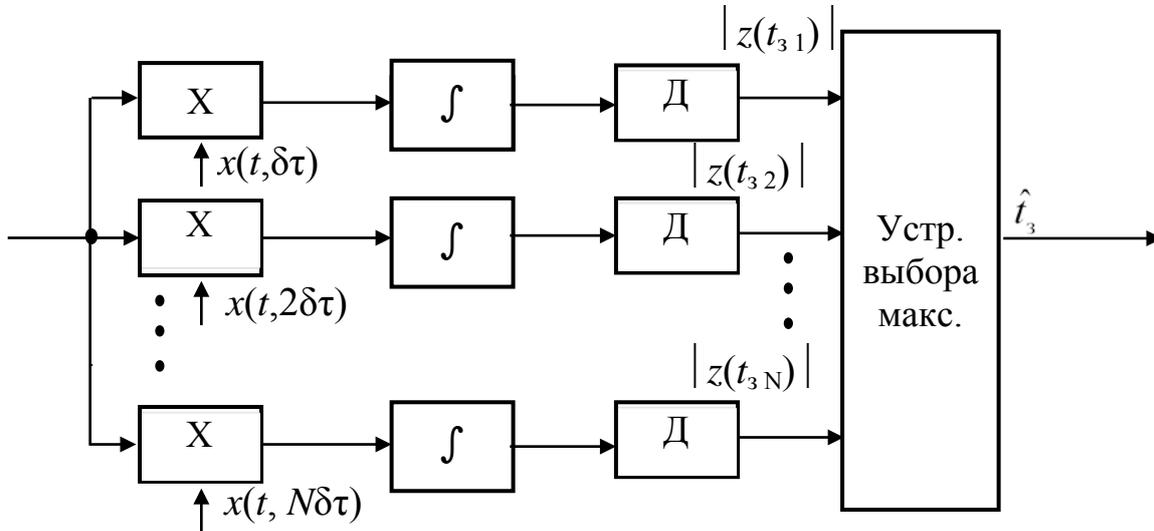


Рис. 6.10. Упрощенная схема обзорного корреляционно-фильтрового измерителя времени запаздывания

При обработке сигналов со случайными параметрами в корреляционном обнаружителе каждый канал строится по схеме квадратурной обработки и включает два подканала для получения квадратурных составляющих z_1 и z_2 модуля корреляционного интеграла $z(t_3)$, т. е.

$$|z(t_3)| = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}.$$

Оценка \hat{t}_3 определяется по номеру канала с максимальной амплитудой выходного напряжения. Число каналов ограничивается интервалом однозначности по оси τ функции неопределенности зондирующих сигналов. Обычно число каналов выбирают из условия обеспечения разрешающей способности по времени запаздывания (дальности), т. е.

$$N = N_{t_3} = \frac{t_{3\max} - t_{3\min}}{\delta t_3},$$

где $t_{3\max}$, $t_{3\min}$ — соответственно максимальное и минимальное значения параметра t_3 ;

δt_3 — разрешающая способность по t_3 .

Для повышения точности оценивания – приближения ее к потенциальной – могут сопоставляться выходные напряжения трех соседних каналов. Оценка дается в этом случае по максимуму параболической огибающей данных дискретных отсчетов.

При корреляционно-фильтровом методе обработки радиолокационных сигналов в качестве множителей используются смесители, а роль интегралов выполняют узкополосные фильтры (УПФ) на промежуточной частоте (рис. 6.11).

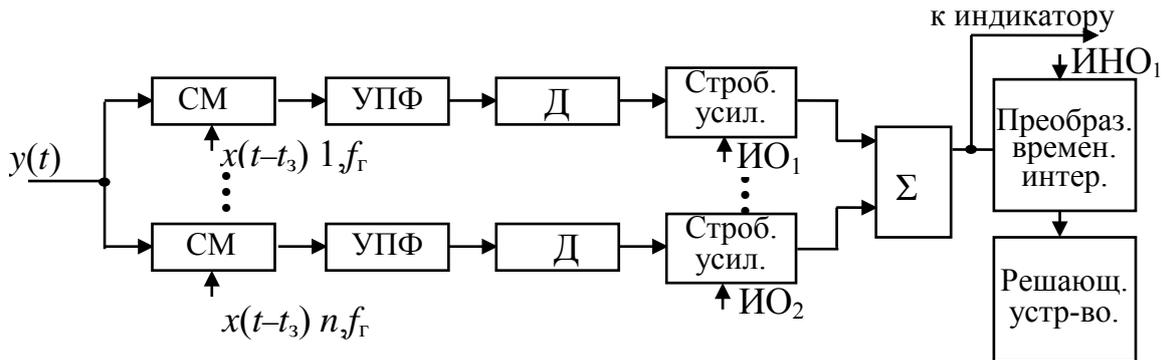


Рис. 6.11. Измеритель времени запаздывания при корреляционно-фильтровом методе обработки радиолокационных сигналов

Для восстановления длительности исходного сигнала на выходе каждого дальностного канала после детектора ставится стробирующий усилитель, на второй вход которого подаются импульсы опроса каналов. При использовании пачки простых радиоимпульсов длительностью $\tau_{и}$ число каналов обработки $N_{t_3} = T/\tau_{и}$, где T – период повторения импульсов. При этом селектирующие импульсы опорного сигнала в каналах обнаружителя во времени не перекрываются и смещены в соседних каналах на длительность импульса пачки. С выхода каналов сигналы могут подаваться на индикатор и схему преобразователя временных интервалов и далее в решающее устройство.

По окончании импульса пачки на схему преобразователя временных интервалов и индикатор подаётся импульс начала опроса (ИНО), с которым жестко связана последовательность импульсов опроса в каналах измерителя. Этим же импульсом осуществляется запуск развертки индикатора дальности. Неперекрывающиеся во времени импульсы опроса обеспечивают последовательное подключение каналов обнаружителя к преобразователю временных интервалов в цифровой код. Тем самым осуществляется преобразование параллельной сигнальной информации (с выходов УПФ) в последовательную форму. Номер импульса опроса (i) соответствует номеру канала обнаружителя и соответственно задержке отраженного сигнала относительно зондирующего импульса. Оценка дальности осуществляется оператором РЛС визуально по местоположению яркостной отметки на экране индикатора или цифровым решающим устройством.

Для оценки времени запаздывания может использоваться и фильтровая схема с амплитудным детектором (рис. 6.12 а).

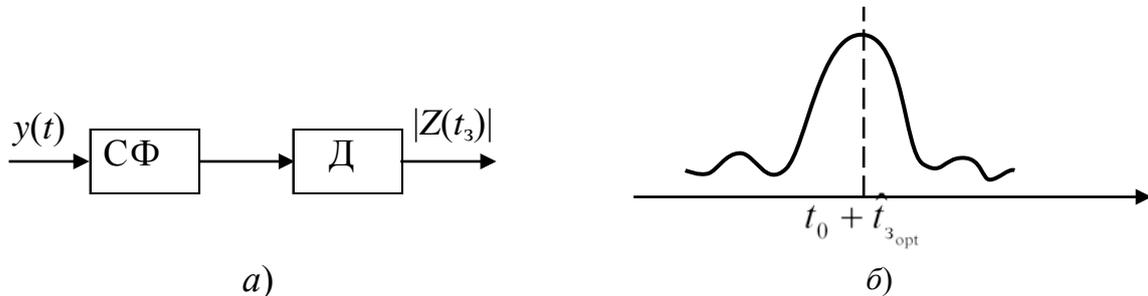


Рис. 6.12. Оценка времени запаздывания при использовании фильтровой схемы с амплитудным детектором (а); вид огибающей на выходе согласованного фильтра (б), здесь t_0 – время задержки в фильтре

Время запаздывания определяется по максимуму напряжения огибающей на выходе согласованного фильтра (рис. 6.12 б).

Измерители неследающего типа используют в РЛС, как правило, в качестве обзорных устройств с целью предварительного определения параметров t_3 , F_d . Уточнение оценки производится в следающих измерителях.

Таким образом, неследающие обзорные измерители времени запаздывания строятся в основном по принципу схем параллельного анализа. Они являются многоканальными, количество их каналов определяется характеристиками РЛС.

6.2.2. ДИСКРИМИНАТОРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ (ДАЛЬНОСТИ)

Рассмотрим схемы следающих измерителей времени запаздывания. Основным их элементом являются соответствующие дискриминаторы.

При измерении дальности в качестве параметра α выступает время запаздывания t_3 и тогда уравнение оптимальной оценки запишется в виде

$$\left. \frac{\partial |z(t_3)|}{\partial t_3} \right|_{t_3 = \hat{t}_{3\text{opt}}} = 0. \quad (6.16)$$

При практической реализации уравнение (6.16) вычисляется приближенно с использованием приращений:

$$\left. \frac{\partial |z(t_3)|}{\partial t_3} \right|_{t_3 = \hat{t}_3} \cong \frac{\Delta |z(t_3)|}{\Delta t} = \frac{\left| z\left(\hat{t}_3 + \frac{\Delta t}{2}\right) \right| - \left| z\left(\hat{t}_3 - \frac{\Delta t}{2}\right) \right|}{\Delta t} = 0. \quad (6.17)$$

Оценка \hat{t}_3 параметра t_3 является в общем случае квазиоптимальной, поэтому выражение (6.17) описывает алгоритм работы квазиоптимального дискриминатора, называемого *временным дискриминатором* (ВД).

Структурная реализация выражения (6.17) обычно производится на базе схем корреляционно-фильтровой или фильтровой обработки. Схема ВД для случая корреляционно-фильтровой обработки приведена на рис. 6.13.

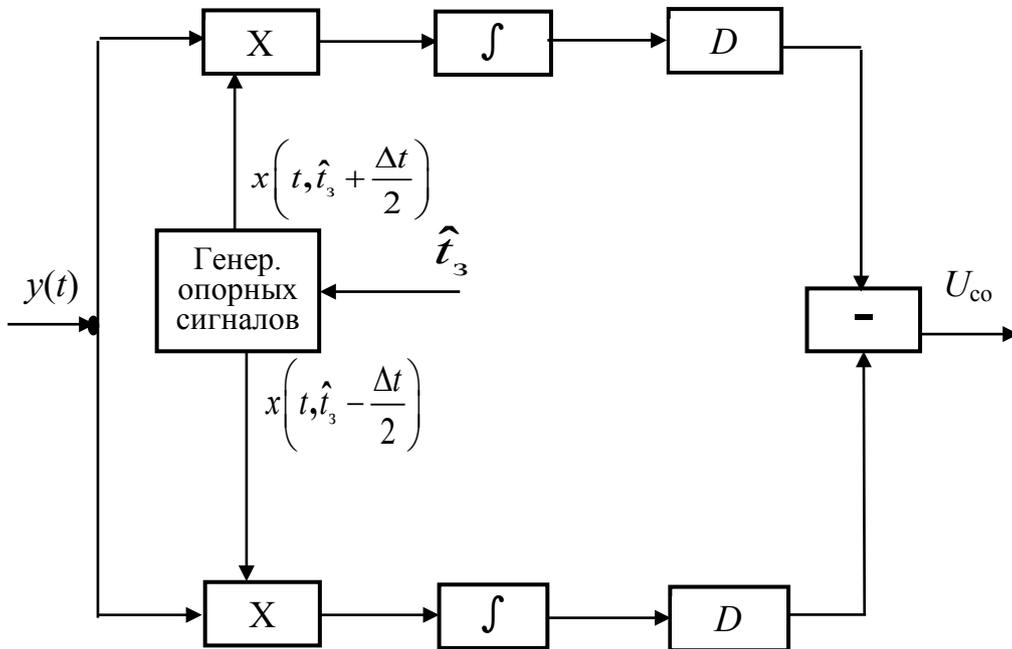


Рис. 6.13. Временной дискриминатор на основе корреляционно-фильтровой схемы

Дискриминатор включает два канала корреляционно-фильтровой обработки. От общего генератора на смесители (умножители) этих каналов подаются опорные напряжения $x\left(t, \hat{t}_3 + \frac{\Delta t}{2}\right)$, $x\left(t, \hat{t}_3 - \frac{\Delta t}{2}\right)$. Временное положение последних устанавливается в зависимости от прогнозируемого запаздывания \hat{t}_3 . Колебания смесителей когерентно накапливаются в интегрирующих фильтрах промежуточной частоты, детектируются и поступают на выходное устройство вычитания.

Чаще, однако, используется более простая схема ВД, в которой с помощью фильтрового устройства обработки предварительно вычисляется модульное значение корреляционного интеграла (рис. 6.14).

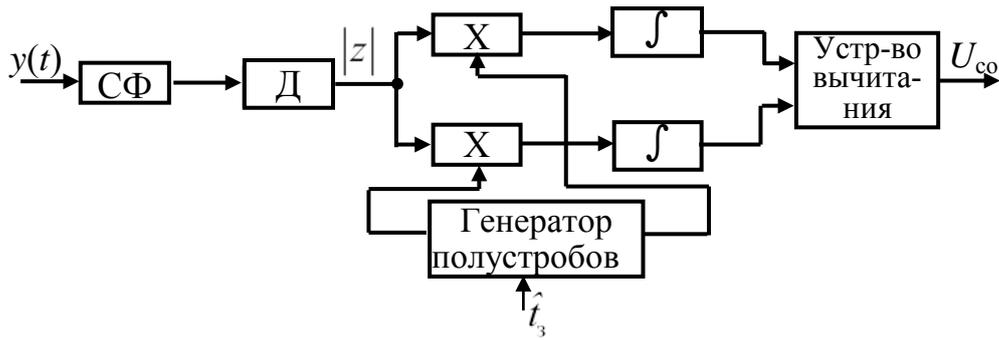


Рис. 6.14. Временной дискриминатор на основе фильтрового устройства обработки

Вычисление выходного эффекта (сигнала U_{co}) осуществляется с помощью операции

$$\int_{-\infty}^{\infty} |z(t)| \delta \left[t - \left(\hat{t}_3 \pm \frac{\Delta t}{2} \right) \right] dt,$$

реализуемой путем умножения протектированного напряжения на два узких полустроба, сдвинутых относительно \hat{t}_3 на временные интервалы $\pm \frac{\Delta t}{2}$. Полустробы обычно расширяют с целью предотвращения срыва автосопровождения при маневрах цели. На выходах интеграторов формируются напряжения, пропорциональные $z \left(\hat{t}_3 + \frac{\Delta t}{2} \right)$ и $z \left(\hat{t}_3 - \frac{\Delta t}{2} \right)$. Величины этих напряжений определяются площадями перекрытия S_1 и S_2 полезного сигнала с соответствующим стробом (рис. 6.15).

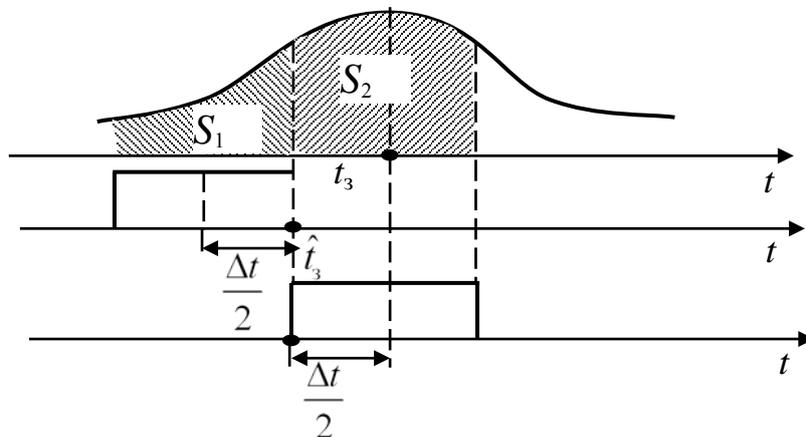


Рис. 6.15. Формирование разностного сигнала U_{co} с помощью полустробов автосопровождения

На выходе схемы разности формируется разностный сигнал U_{co} . Величина и знак U_{co} характеризуют рассогласование между временем прихода сигнала t_3 и временным положением стробов.

Их положение может определяться:
по данным внешнего целеуказания;
схемой поиска;
оператором;
системой автосопровождения.

Сигнал рассогласования (ошибки) U_{co} используется для выработки управляющего напряжения в следующем измерителе дальности (рис. 6.16).

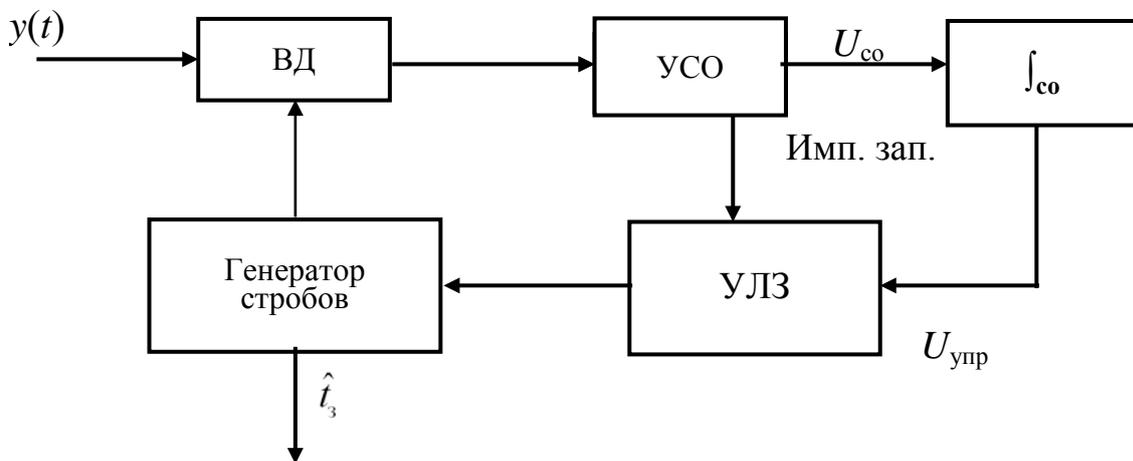


Рис. 6.16. Упрощенная структурная схема следящего измерителя дальности: ВД – временной дискриминатор, предназначенный для формирования сигнала ошибки; УСО – усилитель сигнала ошибки; \int_{co} – интегратор сигнала ошибки; УЛЗ – управляемая линия задержки

Интегратор сигнала ошибки преобразует напряжение сигнала ошибки в управляющее воздействие, например:

$$U_{упр} = \begin{cases} \text{линейно убывает,} & \text{если } U_{co} > 0, \\ \text{постоянно,} & \text{если } U_{co} = 0, \\ \text{линейно возрастает,} & \text{если } U_{co} < 0. \end{cases}$$

Управляемая линия задержки формирует импульс запуска генератора стробов. Временное положение этого импульса относительно импульса синхронизации зависит от $U_{упр}$ и определяет временное положение стробов \hat{t}_3 .

В современных РЛС эта операция выполняется с использованием цифровой схемотехники.

Следящий измеритель дальности может быть построен и на основе схемы, реализующей решение уравнения

$$\operatorname{Re}\left(\frac{\partial z}{\partial t_3} z^*(t_3)\right) = 0 \Big|_{t_3 = \hat{t}_3}.$$

Операция умножения выполняется обычно ФД. На практике это решение реализуется последовательным приближением оценок \hat{t}_3 к истинному значению t_3 . Указанная операция осуществляется управлением гетеродинирующего сигнала посредством изменения его временного положения на основе учета значения амплитуды и полярности выходного сигнала ФД.

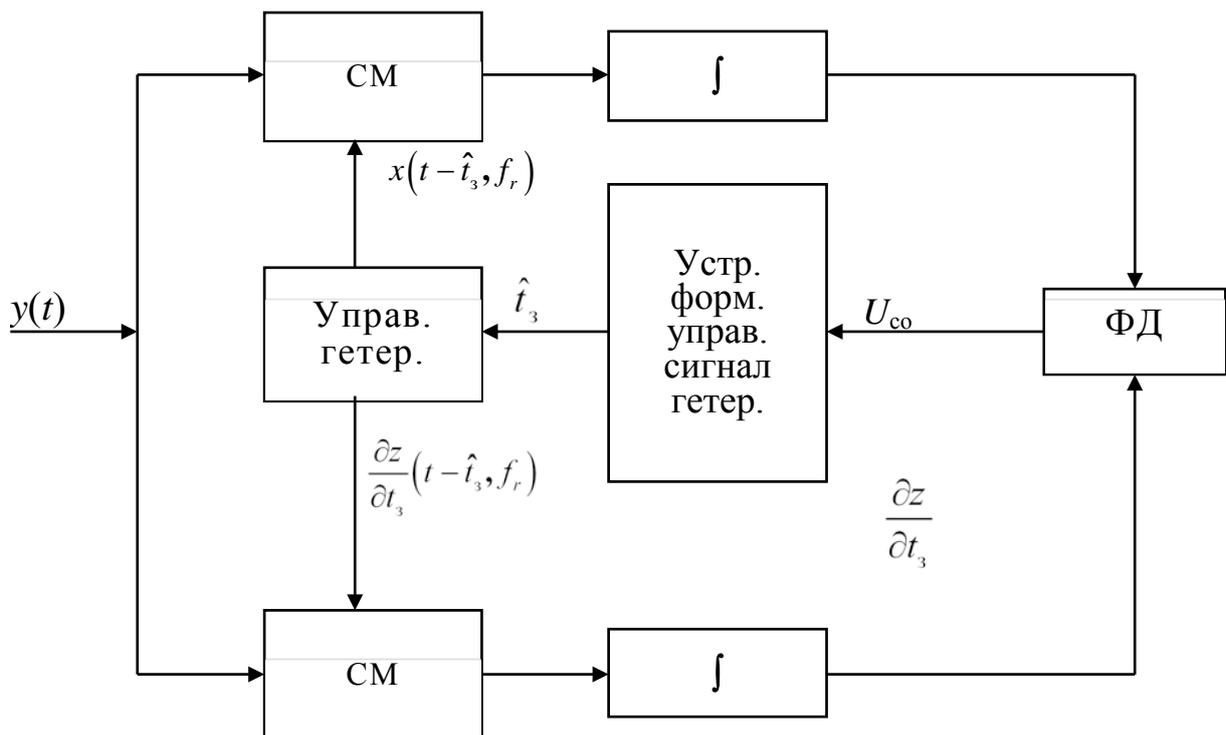


Рис 6.17. Схема двухканального следящего измерителя дальности

Дискриминатор имеет два канала (рис. 6.17). Первый канал вычисляет значение корреляционного интеграла при ожидаемом сигнале $x(t - \hat{t}_3, f_r)$, смещенном во времени относительно зондирующего на значение t_3 . Второй канал формирует напряжение, пропорциональное первой производной $z(t_3)$. Это достигается соответствующим формированием

опорного сигнала, подаваемого на смеситель. Когда центр опорного сигнала второго канала совпадает с серединой входного сигнала $x(t - t_3)$, выходной сигнал второго канала равен нулю. Выходной сигнал первого канала измерителя (оптимального обнаружителя) максимален.

При наличии расстройки по времени запаздывания фаза колебаний сигнала во втором канале дискриминатора определяется знаком рассогласования, а амплитуда – величиной указанного рассогласования. На выходе ФД формируется искомый сигнал ошибки, который равен нулю только тогда, когда $t_3 = \hat{t}_{\text{opt}}$.

На практике могут использоваться схемы, в которых $\frac{\partial z(\alpha)}{\partial t_3}$ вычисляется методом конечной разности. В этом случае следящий измеритель будет трехканальным: один канал вычисляет $z(\hat{t}_3)$, а два – $\frac{\partial z(t_3)}{\partial t_3}$ в точке $t_3 = \hat{t}_3$ (рис. 6.18).

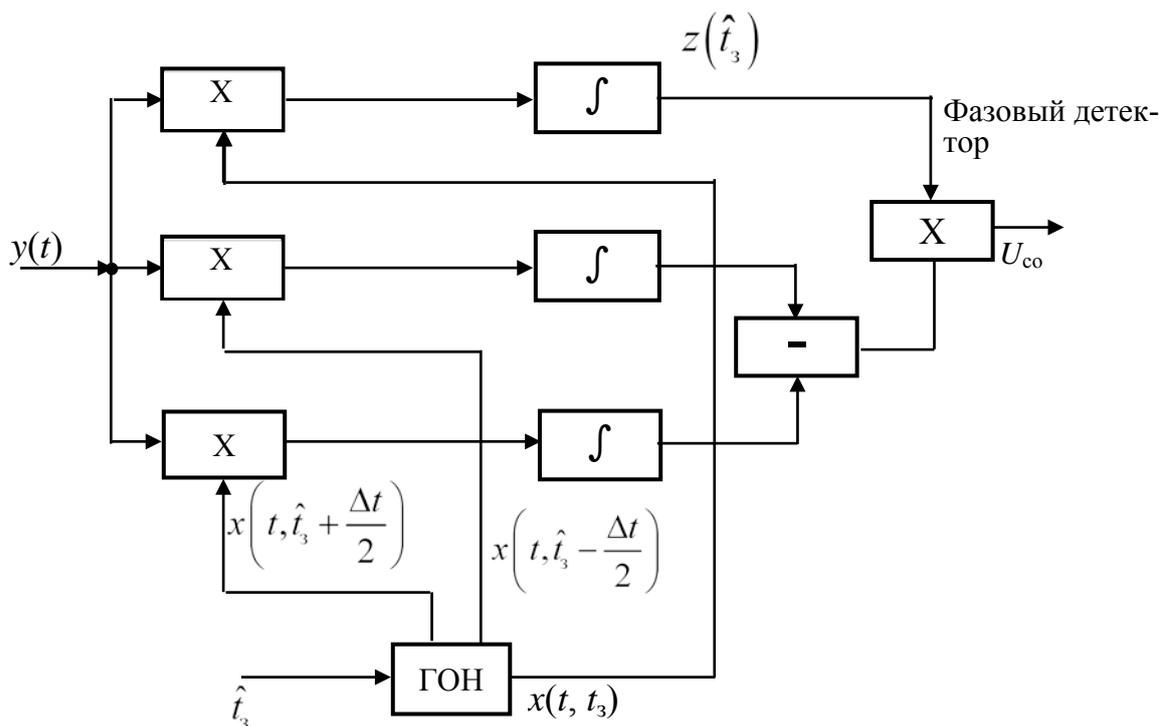


Рис. 6.18. Трехканальный следящий измеритель дальности

Таким образом, в основе принципа действия следящих измерителей времени запаздывания радиолокационных сигналов лежит использование выходных эффектов дискриминаторов, позволяющих оценить величину и знак расстройки измеренных параметров от их истинных значений в цепи обратной связи контура управления следящей системы.

6.2.3. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ

При измерении возможны флюктуационные, динамические и инструментальные ошибки, которые обусловлены:

- флюктуациями, сопровождающими полезный сигнал;
- изменениями измеряемого параметра с течением времени;
- несовершенством измерительной аппаратуры.

В частности, основными причинами ошибок измерения времени запаздывания в РЛС являются:

- внешние и внутренние шумы и помехи;
- флюктуации отраженного сигнала;
- влияние условий РРВ и земной поверхности;
- инструментальная погрешность РЛС.

При разработке радиолокационных измерителей перечисленные выше ошибки всегда стремятся свести к минимуму, пределом которого является потенциальная точность измерения.

Рассмотрим потенциальную (предельно достигаемую) точность отсчета параметра сигнала α .

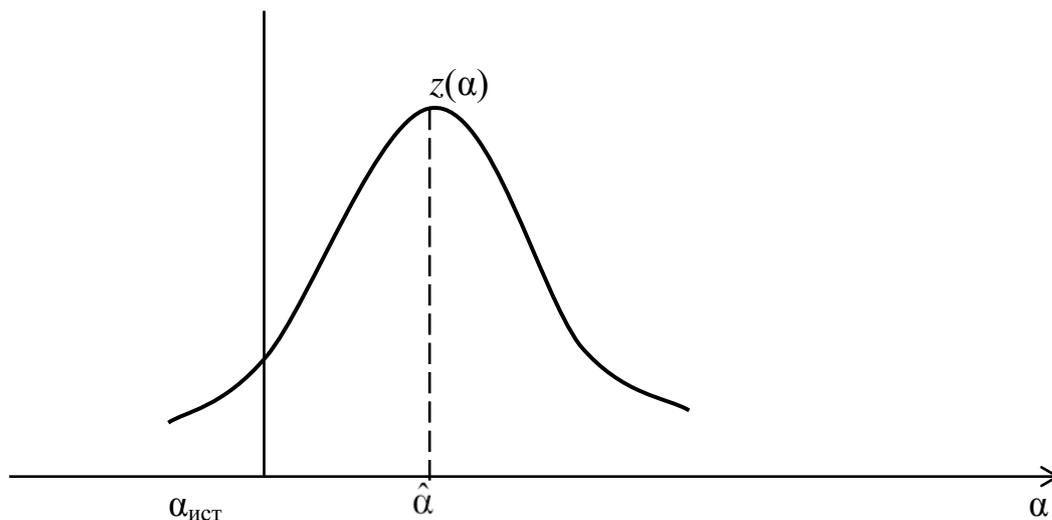


Рис. 6.19. Отклик оптимального фильтра на воздействие полезного сигнала с шумом

На рис. 6.19 изображена одна из возможных реализаций откликов оптимального фильтра на воздействие полезного сигнала с шумом. Истинное значение измеряемого параметра равно $\alpha_{\text{ист}}$. Напряжение шума смещает максимум выходного сигнала на величину $(\alpha_{\text{ист}} - \hat{\alpha})$, в результате чего появляется случайная (флюктуационная) ошибка, определяющая потенциальную точность измерения. Для оценки потенциальной точности проанализируем послеопытную плотность вероятности $P(\alpha/y)$. Будем считать,

что доопытная плотность вероятности постоянна, т. е. $P(\alpha) = \text{const}$. Изменения будем полагать регулярными, т. е. отношение сигнал/шум на выходе $q \gg 1$. Покажем, что при этих условиях послеопытная плотность вероятности описывается нормальным законом, а дисперсия оценки зависит только от отношения сигнал/шум и ширины пика автокорреляционной функции сигнала. Воспользуемся выражением послеопытной плотности вероятности для сигнала со случайной начальной фазой $P(\alpha/y)$:

$$P(\alpha/y) = kp(\alpha) e^{\frac{\varepsilon(\alpha)}{N_0}} I_0 \left[\frac{2|z(\alpha)|}{N_0} \right].$$

В нашем случае $P(\alpha) = \text{const}$ и выражение для $P(\alpha/y)$ можно записать в виде

$$P(\alpha/y) = KI_0 \left[\frac{2|z(\alpha)|}{N_0} \right].$$

Функция $I_0 \left[\frac{2|z(\alpha)|}{N_0} \right]$ при больших значениях аргумента хорошо

аппроксимируется экспоненциальной функцией того же аргумента. Поэтому (с учетом того, что $q \gg 1$) можно приближенно записать

$$P(\alpha/y) \approx Ke^{\frac{2|z_c(\alpha, \hat{\alpha})|}{N_0}}, \quad (6.18)$$

где $|z_c(\alpha, \hat{\alpha})|$ – сигнальная составляющая корреляционного интеграла.

Сигнальную составляющую $|z_c(\alpha, \hat{\alpha})|$ представим в виде произведения

$$z_c(\alpha, \hat{\alpha}) = \mathcal{E} \rho(\alpha, \hat{\alpha}), \quad (6.19)$$

где $\mathcal{E} = \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{x}(t, \alpha) \dot{x}^*(t, \alpha) dt \right|$ – энергия сигнала;

$\rho(\alpha, \hat{\alpha})$ – двумерная АКФ сигнала.

Подставив выражение (6.19) в (6.18), получим

$$P(\alpha/y) \approx Ke^{\frac{2\vartheta}{N_0} \rho(\alpha, \hat{\alpha})}.$$

Предполагая ошибку измерения малой, функцию $\rho(\alpha, \hat{\alpha})$ разложим в ряд Тейлора в окрестности точки $(\alpha, \hat{\alpha}) = 0$:

$$\rho(\alpha, \hat{\alpha}) \approx \rho(0,0) + \rho'(0,0)(\alpha - \hat{\alpha}) + \frac{1}{2} \rho''(0,0)(\alpha - \hat{\alpha})^2.$$

Первое слагаемое $\rho(0,0) = 1$ (по определению), второе – $\rho'(0,0) = 0$ (по определению). Таким образом,

$$P(\alpha/y) \approx ke^{\frac{2\vartheta}{N_0} \left[1 + \frac{\rho''(0,0)(\alpha - \hat{\alpha})^2}{2} \right]} = k_1 e^{\frac{(\alpha - \hat{\alpha})^2}{q^2 \rho''(0,0)}}.$$

Полученное выражение описывает нормальный закон распределения ошибок $\alpha - \hat{\alpha}$. При этом дисперсия оценки параметра α

$$\sigma_\alpha^2 = -\frac{1}{q^2 \rho''(0,0)}.$$

Знак « \leftarrow » в этом выражении учитывает то обстоятельство, что вторая производная $\rho''(0,0)$ всегда отрицательна. Причем, чем острее пик АКФ, тем больше по модулю $\rho''(0,0)$ и меньше ошибка измерения σ_α^2 .

СКО σ_α определяется корнем квадратным из дисперсии:

$$\sigma_\alpha = \sqrt{-\frac{1}{q^2 \rho''(0,0)}}.$$

Следовательно, СКО σ_τ времени запаздывания когерентного сигнала с известной несущей частотой и случайной начальной фазой

$$\sigma_{\tau} = \frac{1}{q \sqrt{|\rho''_{\tau(0,0)}|}}.$$

С повышением отношения сигнал/шум q и остроты пика функции рассогласования, характеризуемой $|\rho''_{\tau(0,0)}|$, СКО измерения времени запаздывания уменьшается.

Значение корня $\sqrt{|\rho''_{\tau(0,0)}|}$ имеет размерность $1/c = \text{Гц}$. Этому значению соответствует некоторая эффективная ширина спектра сигнала $\Pi_{\text{эфф}}$:

$$\sqrt{|\rho''_{\tau(0,0)}|} = \Pi_{\text{эфф}}.$$

Полоса $\Pi_{\text{эфф}}$ связана со спектральной плотностью комплексной амплитуды сигнала $G(f)$ соотношением

$$\Pi_{\text{эфф}}^2 = \frac{4\pi^2 \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |G(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df}.$$

Тогда $\sigma_{\tau} = \frac{1}{q \Pi_{\text{эфф}}}.$

Эффективная ширина спектра однозначно связана с шириной спектра сигнала Π :

$$\Pi_{\text{эфф}} = k_{\Pi} \Pi.$$

Коэффициент k_{Π} имеет следующие значения для сигналов:

с гауссовой (колоколообразной) формой спектра $k_{\Pi} = \sqrt{\pi}$;

с прямоугольной формой спектра $k_{\Pi} = \frac{\pi}{\sqrt{3}}.$

Наибольшее значение k_{Π} имеет сигнал в виде двух непрерывных гармоник, разнесенных по частоте на величину Π_{Π} . В этом случае $k_{\Pi} = \pi = \text{max}$. Поэтому такой сигнал является наилучшим с точки зрения измерения дальности до цели. Он используется в двухчастотном доплеровском радиолокаторе.

Для простого колокольного радиоимпульса СКО по времени запаздывания

$$\sigma_{\tau} = \frac{\tau_{\Pi}}{\sqrt{\pi q}} \quad (6.20)$$

и будет пропорциональна длительности импульса.

Для импульса с прямоугольной огибающей воспользоваться соотношением $\Pi_{\text{эфф}} = k_{\Pi} \cdot \Pi_{\Pi}$ нельзя, так как интеграл, определяющий $\Pi_{\text{эфф}}$, расходится. Поэтому ошибку измерения времени запаздывания вычисляют другими методами. Расчетная формула имеет вид

$$\sigma_{\tau} = \frac{\sqrt{2} \tau_{\Pi}}{q^2}. \quad (6.21)$$

Для перехода от ошибки измерения времени запаздывания к ошибке измерения дальности используем известное соотношение $r = \frac{c t_3}{2}$, поэтому

$$\sigma_r = \frac{c}{2} \sigma_{\tau}.$$

Таким образом, потенциальная точность измерения дальности определяется: отношением сигнал/шум, шириной спектра сигнала и формой его спектра. Для повышения точности измерений необходимо добиваться высокого отношения сигнал/помеха и использовать широкополосные сигналы.

6.3. ИЗМЕРИТЕЛИ СКОРОСТИ ЦЕЛЕЙ

6.3.1. НЕСЛЕДЯЩИЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ЧАСТОТЫ (СКОРОСТИ)

Измерение радиальной скорости движения цели сводится к измерению доплеровской добавки частоты принимаемого сигнала:

$$F_{\text{Д}} = \frac{2V_r}{\lambda} \quad \text{и} \quad V_r = \frac{\lambda}{2} F_{\text{Д}}.$$

Измерение $F_{\text{Д}}$ возможно как в РЛС с непрерывным излучением, так и в импульсных РЛС при когерентном режиме их работы. В последнем случае длительность когерентной пачки импульсов соответствует времени облучения цели, т. е.

$$\tau_{\text{пач}} = t_{\text{обл}}.$$

Для измерения $F_{\text{Д}}$ может использоваться как последовательный, так и параллельный вариант схемы измерителя (рис. 6.20). На практике в основном используется параллельная схема измерителя, которая состоит из набора согласованных фильтров, настроенных на различные значения $F_{\text{Д}}$. Схема рассчитана на обработку одиночных протяженных сигналов длительностью $\tau_{\text{п}}(t_{\text{обл}})$. Частотные характеристики таких фильтров согласованы со спектром сигнала, а их число определяется по формуле

$$m = \frac{F_{\text{Д max}} - F_{\text{Д min}}}{\Pi_{\phi}}.$$

Полоса фильтра Π_{ϕ} выбирается из условия $\Pi_{\phi} = \delta_F$

или $\Pi_{\phi} = \frac{1}{\tau_{\text{п}}},$

где δ_F – разрешающая способность по частоте Доплера.

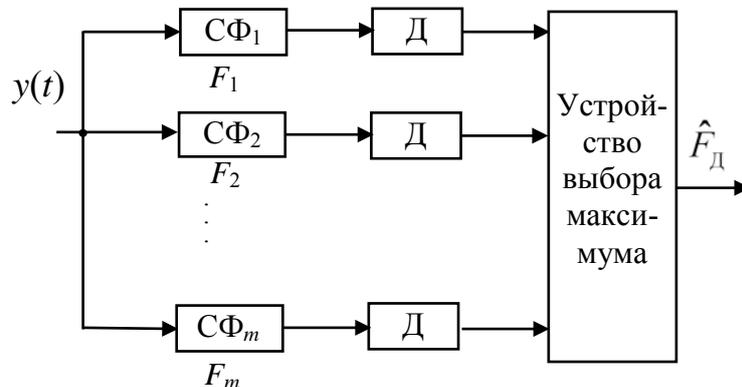


Рис. 6.20. Структурная схема оптимального измерителя частоты Доплера

Оценки F_D соответствуют максимуму выходного напряжения фильтров (т. е. номеру фильтра). Как и при измерении дальности, для повышения точности оценивания используются выходные напряжения трех частотных каналов. В этом случае в качестве оценки принимается положение максимума параболической огибающей напряжений соседних частотных каналов. С целью упрощения реализации узкополосной фильтрации обработку сигнала производят на промежуточной частоте (рис. 6.21).

Неследящий измеритель реализует одну из разновидностей анализаторов спектра. Время запаздывания сигнала полагается известным. Число импульсов опроса доплеровских фильтров обнаружителя равно числу каналов скорости m .

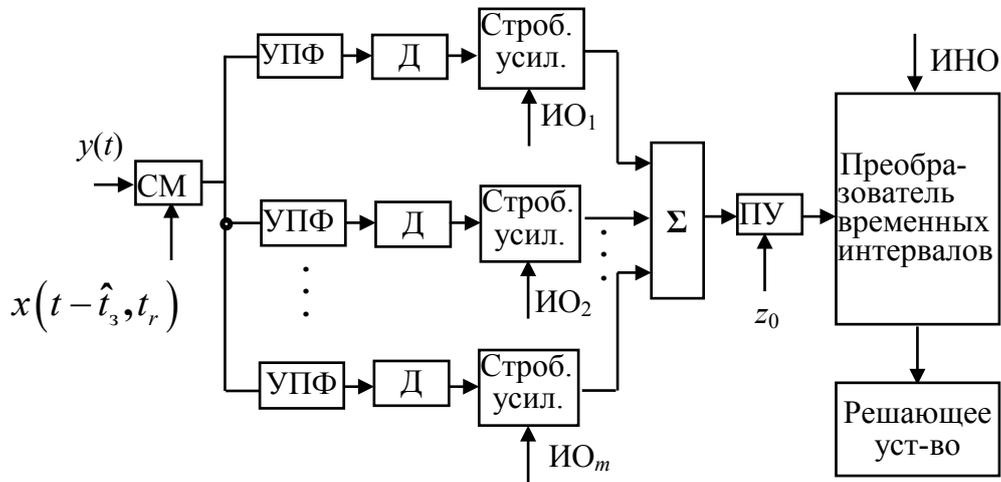


Рис. 6.21. Структурная схема простейшего неследящего измерителя доплеровского сдвига частоты при КФО когерентной пачки радиоимпульсов

Однозначное измерение скорости цели обеспечивается в том случае, когда

$$F_{D\max} \leq F_{\Pi} = \frac{1}{T}.$$

Минимальное число фильтров равно

$$m = \frac{F_{\Pi}}{\Delta f_{\text{УПФ}}} = M,$$

где M – количество импульсов в пачке;
 $\Delta f_{\text{УПФ}}$ – полоса пропускания УПФ.

Измерение частоты Доплера сводится к определению номера фильтра, в который попадает сигнал. Определение номера фильтра проводится в цифровой форме. Преобразователь временного интервала при этом имеет вид, аналогичный преобразователю в несledящем измерителе дальности. При превышении выходным напряжением канала скорости порогового уровня со схемы считывания преобразователя выдаётся код номера этого канала. Далее этот код поступает в решающее устройство (специализированную ЭВМ).

При использовании последовательного обзора по частоте схема измерителя будет одноканальной, например, как показано на рис. 6.22.

В отличие от многоканального измерителя последовательный обзор предполагает наличие гетеродина, перестраиваемого в диапазоне частот $\pm \Delta F_D$ ($\Delta F_D = F_{D \max} - F_{D \min}$) относительно средней частоты f_r .

УФ настроен на фиксированную частоту. Недостатком такого анализа является большое время его проведения.

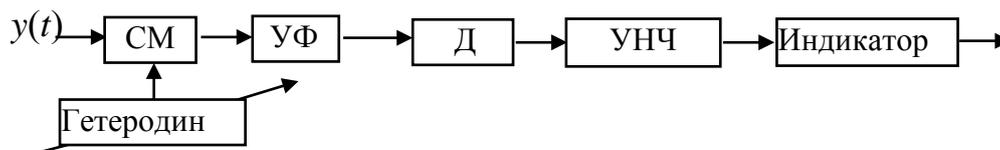


Рис .6.22. Одноканальный измеритель частоты последовательного обзора: УФ – узкополосный фильтр; СМ – смеситель; Д – детектор; УНЧ – усилитель низкой частоты

Для одновременной оценки t_3 , F_D необходимо использовать многоканальную схему, аналогичную вышеприведенным.

Таким образом, несledящие измерители радиальной скорости (частоты) могут строиться по принципу схем параллельного либо последовательного «обзора» диапазона изменения измеряемого параметра. Последовательный обзор требует бóльшего времени оценивания частоты.

При оценке доплеровской частоты сигнала по пачке радиоимпульсов измерения могут быть неоднозначными.

6.3.2. ДИСКРИМИНАТОРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

В наиболее общем случае обработки сигналов со случайными параметрами оптимальный измеритель должен вычислять производную по измеряемому параметру F_D от модуля или квадрата модуля корреляционного

интеграла $\frac{\partial |z(F_D)|}{\partial F_D}$ или $\frac{\partial |z(F_D)|^2}{\partial F_D}$ и определять экстремальное значение оценки частоты $\hat{F}_{D \text{ опт.}}$.

Операция дифференцирования может быть заменена вычислением конечной разности. Разновидности структурных схем дискриминаторных измерителей доплеровской частоты обусловлены при этом возможностью видоизменения операций вычисления корреляционного интеграла:

$$\dot{z}(F_D \pm \Delta F) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t) \dot{x}^*(t) e^{j2\pi(F_D \pm \Delta F)t} dt.$$

В радиолокационной технике наибольшее применение для этого получил частотный дискриминатор с двумя расстроенными по частоте каналами. Алгоритм его работы при следящем измерении параметров сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой определяется соотношением

$$U_{\text{со}} = \left| \int y(t)x(t, \hat{F}_D + \Delta F) dt \right|^2 - \left| \int y(t)x(t, \hat{F}_D - \Delta F) dt \right|^2,$$

где $\pm \Delta F$ – частотная расстройка, вводимая в каждый из каналов.

В дискриминаторе используется амплитудное детектирование (рис. 6. 23).

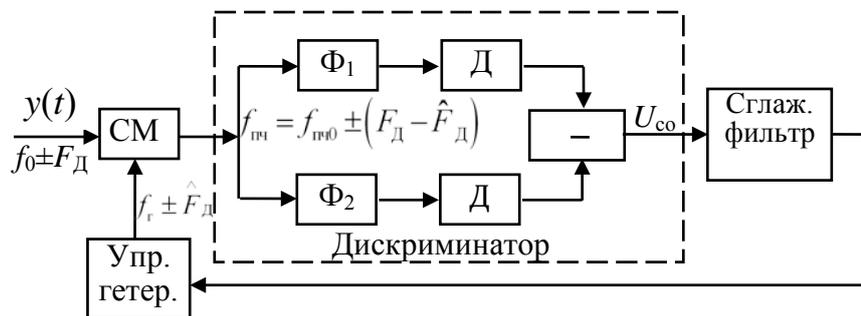


Рис. 6.23. Структурная схема следящего измерителя частоты на основе частотного дискриминатора с двумя расстроенными по частоте каналами

Фильтры Φ_1 и Φ_2 в каналах дискриминатора расстроены относительно частоты $f_{\text{пч0}}$ на величину $\pm \Delta F$, их импульсные характеристики со-

гласованы с сигналом $x(t, F)$. Обычно ΔF выбирают сравнимой с шириной спектра огибающей обрабатываемых сигналов. Сигнал ошибки на выходе дискриминатора после сглаживания управляет частотой гетеродина так, чтобы на выходе смесителя (СМ) она была равна значению номинальной промежуточной частоты $f_{пчо}$. Отклонение частоты гетеродина от средней f_{Γ} на величину добавки $\pm \hat{F}_Д$ можно измерить и выдать в качестве оценки скорости (рис. 6.24).

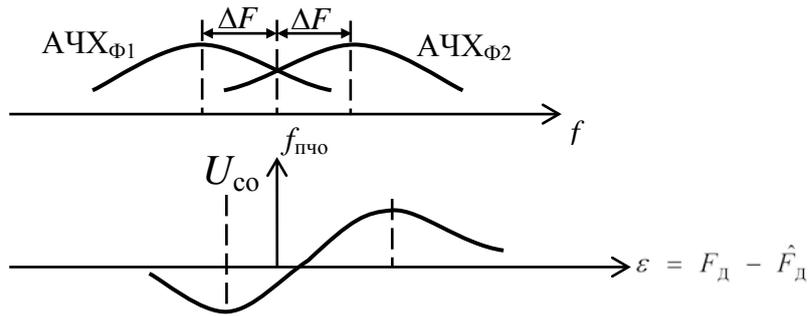


Рис. 6.24. Зависимость сигнала ошибки U_{co} от частоты F_D

Частота сигнала на выходе смесителя оказывается равной

$$f_{пч} = f_{пчо} \pm (F_D - \hat{F}_Д).$$

Возможно построение следящего измерителя частоты и с использованием ФД (рис. 6.25).

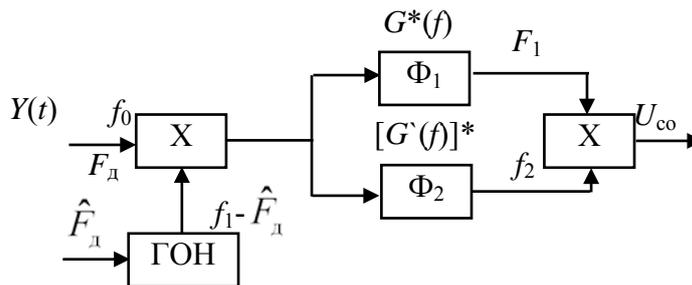


Рис. 6.25. Функциональная схема частотного дискриминатора с фазовым детектированием

Дискриминатор выполняет операцию

$$\text{Re} \left[\frac{\partial z(F_D)}{\partial F_D} z^*(F_D) \right]_{F_D = \hat{F}_Д} = 0.$$

В схеме используется корреляционно-фильтровая обработка, т. е.

$$\dot{x}(t) = \dot{x}_1(t)\dot{x}_2(t),$$

где $\dot{x}(t)$ – ожидаемый сигнал.

При этом гетеродинирование в умножителе полностью снимает фазовую модуляцию сигнала:

$$\arg \dot{x}_1 = \varphi_1(t) = \arg \dot{x}(t) = \varphi(t).$$

Кроме того, схема дискриминатора построена в предположении, что $|\dot{x}_1(t)| = 1$, $\dot{x}_2(t) = |x(t)|$, где $|x(t)|$ – огибающая ожидаемого сигнала.

В каналах дискриминатора вычисляется

$$z(F_{\text{д}}) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t)\dot{x}_1^*(t) \cdot x_2^*(t) e^{j2\pi F_{\text{д}}t} dt$$

на выходе фильтра Φ_1 и

$$\frac{\partial z(F_{\text{д}})}{\partial z F_{\text{д}}} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t)(j2\pi t) \cdot \dot{x}_1^*(t) x_2^*(t) e^{j2\pi F_{\text{д}}t} dt$$

на выходе фильтра Φ_2 .

Операция $Y(t)X_1^*(t)$ осуществляет перенос сигнала на промежуточную частоту $f_{\text{пр}}$. Соответственно первый фильтр Φ_1 согласован с $|x(t)|$, а второй фильтр Φ_2 согласован с $j2\pi t|x(t)|$, т. е. фильтры имеют различные импульсные и частотные характеристики.

Частотная характеристика первого фильтра пропорциональна комплексно-сопряженной спектральной плотности $G^*(f)$ сигнала $|\dot{x}(t)|$, а второго – комплексно-сопряженной спектральной плотности $\left(\frac{dG(f)}{df}\right)^*$ производной сигнала $j2\pi t|\dot{x}(t)|$.

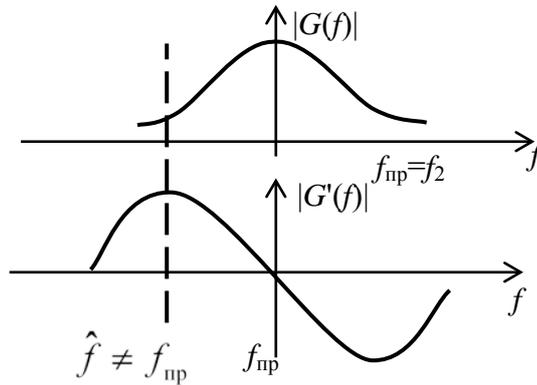


Рис. 6.26. АЧХ фильтров частотного дискриминатора, представленного на рис. 6.25

Близкую к показанной на рис. 6.26 характеристику обеспечивает дифференцирующий контур промежуточной частоты.

Таким образом, структура следящих измерителей доплеровской частоты зависит от метода вычисления оптимальной оценки в уравнении оптимальности и может включать дискриминаторы как с амплитудным, так и фазовым детектированием.

6.3.3. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ

В соответствии с общей методикой оценки потенциальной точности измерений ошибка измерения частоты

$$\sigma_F = \frac{1}{q \sqrt{|\rho_F''(0,0)|}}.$$

Она уменьшается при увеличении отношения сигнал/шум q и остроты пика функции рассогласования $\rho(0,F)$, характеризуемой абсолютным значением её второй производной по F в точке $F = 0$.

Величина $\sqrt{|\rho_F''(0,0)|}$ имеет следующую размерность: $1/\Gamma\text{ц} = \text{с}$. Ей соответствует эффективная длительность сигнала $\tau_{\text{эфф}} = \sqrt{|\rho_F''(0,0)|}$, квадрат которой

$$\tau_{\text{эфф}}^2 = 4\pi^2 \int_{-\infty}^{\infty} t^2 |\dot{U}(t)|^2 dt \Big/ \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 dt.$$

Тогда

$$\sigma_F = \frac{1}{q\tau_{\text{эфф}}}.$$

Большую точность измерения частоты обеспечивают сигналы большей длительности.

Используя соотношение $F_D = \frac{2V_r}{\lambda}$, получим выражение точности измерения радиальной скорости цели

$$\sigma_{V_r} = \frac{\lambda}{2q\tau_{\text{эфф}}}. \quad (6.22)$$

Если сигналом является прямоугольный радиоимпульс длительностью $\tau_{\text{и}}$,

$$\text{то } \tau_{\text{эфф}} = \frac{\pi\tau_{\text{и}}}{\sqrt{3}} \quad \text{и} \quad \sigma_F = \frac{\sqrt{3}}{\pi q\tau_{\text{и}}}.$$

Для гауссова радиоимпульса $\tau_{\text{эфф}} = \sqrt{\pi}\tau_{\text{и}}$ и $\sigma_F = \frac{1}{\sqrt{\pi}q\tau_{\text{и}}}$.

Следует отметить, что приведенные соотношения получены для случая, когда время запаздывания сигнала t_3 известно точно. Это условие может не выполняться.

Во многих практических случаях РЛС должна выдавать информацию о дальности до цели и её радиальной скорости. Для этого необходимо одновременно оценивать время запаздывания и доплеровский сдвиг частоты отраженных от цели сигналов. Поэтому возникает задача оценки точности совместного измерения указанных параметров.

Измеряемый параметр $\vec{\alpha}$ в рассматриваемом случае – векторный: $\vec{\alpha} = \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{pmatrix}$. Его составляющими являются время запаздывания $t_3 = \alpha_1$ и доплеровская частота $F_D = \alpha_2$.

Послеопытное распределение $p(\vec{\alpha}/\vec{y})$ случайных значений измеряемых параметров при этом является двумерным нормальным законом. Поэтому точность оценки параметров t_3 и F_D характеризуется матрицей точности

$$C_y = -q^2 \begin{pmatrix} \rho_{\tau\tau}'' & \rho_{\tau F}'' \\ \rho_{\tau F}'' & \rho_{FF}'' \end{pmatrix},$$

которая обратна корреляционной матрице ошибок измерения C_y^{-1} .

Вторые производные функции рассогласования $\rho(\tau, F)$ вычисляются в точке $\tau=0, F=0$.

Оказывается, что корреляция ошибок измерения времени запаздывания и частоты влияет на точность измерения каждого из параметров, когда один из них неизвестен. Матрица C_y^{-1} задается соотношением

$$C_y^{-1} = \frac{1}{1-k^2} \begin{vmatrix} \sigma_{\tau_0}^2 & k\sigma_{\tau_0}\sigma_{F_0} \\ k\sigma_{\tau_0}\sigma_{F_0} & \sigma_{F_0}^2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \sigma_{\tau}^2 & k\sigma_{\tau}\sigma_F \\ k\sigma_{\tau}\sigma_F & \sigma_F^2 \end{vmatrix},$$

где $\sigma_{\tau_0}^2 = -\frac{1}{q^2 \rho''_{\tau\tau}}$, $\sigma_{F_0}^2 = -\frac{1}{q^2 \rho''_{FF}}$ – дисперсии ошибок измерения времени

запаздывания при точно известной частоте и частоты при точно известном времени запаздывания;

$k = \rho''_{\tau F} / \sqrt{\rho''_{\tau\tau} \rho''_{FF}}$ – коэффициент корреляции ошибок измерения времени запаздывания и частоты;

$\sigma_{\tau}^2 = \frac{\sigma_{\tau_0}^2}{1-k^2}$, $\sigma_F^2 = \frac{\sigma_{F_0}^2}{1-k^2}$ – дисперсии ошибок совместного измерения времени запаздывания и частоты (рис. 6.27).

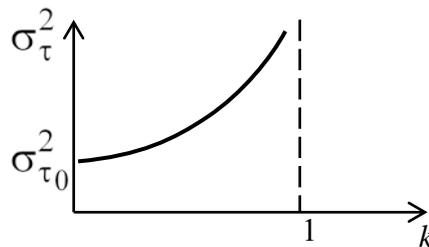


Рис. 6.27. Зависимость дисперсии ошибок совместного измерения времени запаздывания и частоты от коэффициента корреляции

Наименьшее значение дисперсий $\sigma_{\tau}^2, \sigma_F^2$ имеют место в отсутствие корреляции ошибок измерения, когда $k = 0$. Это соответствует когерентным сигналам (рис. 6.28) с симметричным относительно плоскостей $\tau = 0$ и $F = 0$ функциями рассогласования $\rho(-\tau, F) = \rho(\tau, F)$, $\rho(\tau, -F) = \rho(\tau, F)$, для которых смешанная вторая производная $\rho''_{\tau F} = 0$.

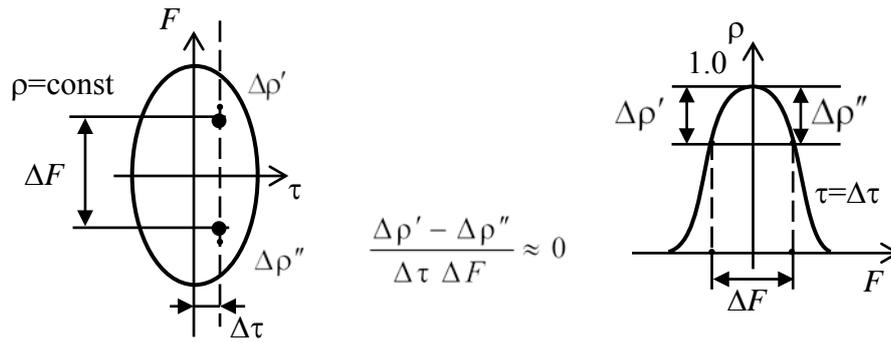


Рис. 6.28. Вид функции рассогласования в отсутствие корреляции ошибок измерения

К таким сигналам относятся единичные и пачечные сигналы без внутриимпульсной и внутрипачечной модуляции, фазоманипулированные по коду Баркера или M -коду.

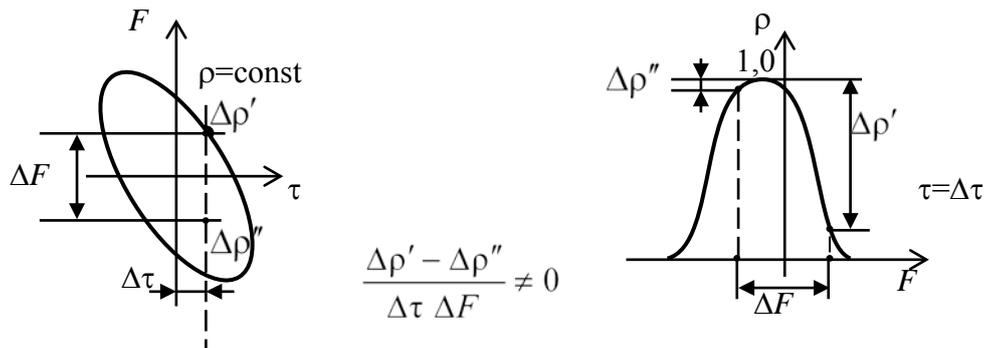


Рис. 6.29. Вид функции рассогласования при наличии корреляции ошибок измерения

При наличии корреляции ошибок $k \neq 0$ дисперсии ошибок совместного измерения превышают соответствующие дисперсии отдельного измерения, что характерно для сигналов со скошенными (рис. 6.29) диаграммами неопределенности ($\rho''_{\tau F} \neq 0$).

К числу таких сигналов относятся сигналы с ЛЧМ. Для повышения точности измерения принимают меры по уменьшению влияния неизвестных параметров, например, доплеровской частоты на результаты измерения времени запаздывания. К их числу относится, в частности, подбор длительности сигнала с $\tau_n \cdot F_{\text{дmax}} \ll 1$ и излучение двух ЛЧМ-сигналов с противоположным наклоном законов изменения частоты.

Таким образом, потенциальная ошибка измерения частоты Доплера обратно пропорциональна отношению сигнал/шум и длительности сигнала. Корреляция ошибок измерения влияет на их точность. Для повышения точности измерения принимают меры по уменьшению влияния неизвест-

ных параметров, например, доплеровской частоты на результаты измерения времени запаздывания.

Наличие корреляции ошибок при совместном измерении времени запаздывания и частоты влияет на результирующую точность измерения указанных параметров.

Контрольные вопросы и задачи к практическим занятиям

1. В чем заключается задача оптимального измерения?
2. Что используется в качестве обобщенного критерия эффективности точечного оценивания?
3. Что такое априорная неопределенность в задачах измерения?
4. Почему для получения оценок α применимы те же операции, которые используются в радиолокационных обнаружителях?
5. Что такое условный средний риск?
6. Записать квадратичную функцию стоимости ошибок измерения.
7. Пояснить условия регулярности измерений.
8. Какие измерения называются следящими?
9. В каком параметре принимаемого сигнала содержится информация о радиальной скорости цели?
10. Записать уравнение оптимальной оценки F_D для оценки сигнала со случайными начальной фазой и амплитудой?
11. Какими параметрами определяется потенциальная точность измерения времени запаздывания (дальности)?
12. Как изменится потенциальная точность измерения дальности до цели, если увеличить длительность зондирующего сигнала в четыре раза?
13. Как изменится величина СКО измерения дальности, если мощность отраженного от цели радиоимпульса на входе приёмного устройства уменьшится в 16 раз?
14. Чем определяется потенциальная точность измерения частоты Доплера?
15. Почему для простых сигналов требования по точности измерения дальности и скорости противоречивы?
16. Как и во сколько раз изменится $\sigma_{\text{вр}}$, если мощность отраженного от цели сигнала на выходе приемного устройства возрастёт в 10 раз?
17. К чему приводит корреляция ошибок измерения F_D и t_z при их одновременной оценке?

Задача 1. Синтезировать структурную схему неследящего измерителя времени запаздывания сигнала со случайными неинформативными параметрами при использовании фильтрового и корреляционного методов обработки. Изобразить графически выходной эффект устройств обработки и показать на графике оценки времени запаздывания.

Задача 2. Для условий задачи №1 определить ширину полосы пропускания фильтра и количество каналов корреляционного измерителя, если обнаруживаемый простой прямоугольный радиоимпульс имеет длительность $\tau_{\text{и}} = 2$ мкс, а максимальная дальность r_{max} до цели равна 300 км.

Задача 3. Синтезировать структурную схему неследящего измерителя скорости для сигналов со случайными параметрами при использовании фильтрового метода обработки сигналов. Пояснить работу этого измерителя.

Задача 4. Четыре скоростных канала измерителя настроены на частоты соответственно $F_1 = 500$ Гц, $F_2 = 700$ Гц и $F_3 = 900$ Гц и $F_4 = 1,1$ КГц. Разрешающая способность 200 Гц. На вход измерителя поступает сигнал от цели, доплеровская частота которого равна 950 Гц. Определить радиальную скорость цели с помощью измерителя для $\lambda = 10$ см. Какова точность измерителя и СКО? Как можно уменьшить СКО измерения?

Задача 5. Определить потенциальные СКО значения измерения времени запаздывания и дальности до цели, если в РЛС используется гауссов радиоимпульс без внутриимпульсной модуляции длительностью 20 мкс. Сигнал со случайной начальной фазой и случайной амплитудой обнаруживается с показателями качества $D = 0,7$ и $F = 10^{-10}$.

Задача 6. Одиночный радиоимпульс колокольной формы с неизвестной начальной фазой обнаруживается с показателями качества $D = 0,8$ и $F = 10^{-6}$. Определить потенциальную СКО измерения скорости, если $\tau_{\text{и}} = 10$ мкс, а $\lambda = 10$ см.

6.4. РАДИОПЕЛЕНГАТОРЫ

Измерение угловых координат является одной из важнейших функций, выполняемых РЛС различного назначения. Информация об угловых координатах целей является составной частью разведывательной и боевой РЛИ, используемой для решения, например, задач целераспределения и целеуказания. Особенно важно точное измерение угловых координат целей в радиолокационных системах наведения зенитных управляемых ракет (ЗУР). Широкое распространение получили методы наведения, основан-

ные на информации лишь об угловых координатах цели и ракеты. Кроме того, при наведении ДНА на цель удается получить наибольшее отношение сигнал/шум на выходе приемника РЛС. Следовательно, можно получить наилучшие оценки дальности и скорости цели.

Измерение угловых координат основано на определении направления прихода электромагнитной волны, излученной или отраженной целью. *Определение направления прихода электромагнитных волн часто называют радиопеленгацией.*

Измеряемые угловые координаты цели закодированы в принимаемом радиолокационном сигнале. От угловых координат цели зависят в общем случае как амплитуда, так и фаза принимаемого сигнала. Вид этой зависимости определяется методом пеленгации, применяемым в конкретном типе РЛС. От метода пеленгации существенно зависит структура угломерных систем. Различают *амплитудные, фазовые, частотные и комбинированные* (амплитудно-фазовые) *методы пеленгации.* Основными из них являются первые два. *Амплитудные методы* основаны на использовании направленных свойств антенны. При слабой направленности антенн сравнение амплитуд сигналов не обеспечивает точного измерения угловых координат целей. Вместе с тем отраженные сигналы различаются по фазе, проходя различный путь до антенных каналов. Это отличие и используется в фазовых методах.

6.4.1. ОДНОКАНАЛЬНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

Одноканальные методы пеленгации основаны на использовании зависимости амплитуды принимаемого сигнала от разности углов ($\theta_M - \theta_C$) между направлением максимума результирующей ДНА (θ_M) системы и направлением прихода радиоволн, отраженных от цели (θ_C) – рис. 6.30.

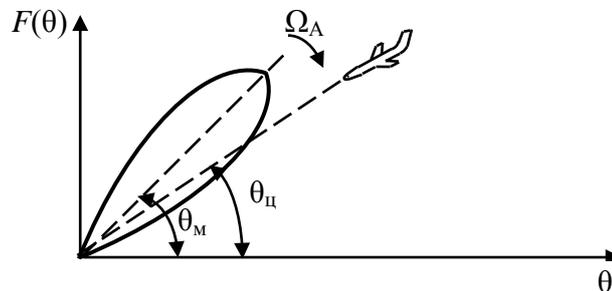


Рис. 6.30. Диаграмма, иллюстрирующая пеленгацию методом максимума

ДНА РЛС сканирует пространство с постоянной угловой скоростью Ω_A . Сигнал на входе приёмника импульсной РЛС будет представлять пач-

ку импульсов, форма огибающей которой определяется формой результирующей ДН $F_p(\theta)$:

$$U(t, \theta_{\text{ц}}) = U_0 F_p(\theta_{\text{м}} - \theta_{\text{ц}}) = U_0 F_p[(\Omega_A(t - t_{\text{ц}}))],$$

где $t = \theta_{\text{м}}/\Omega_A$, а $t_{\text{ц}} = \theta_{\text{ц}}/\Omega_A$ – момент пересечения максимумом ДНА на цель. Чем больше смещена цель относительно начального направления в сторону вращения антенны, тем позднее формируется пачка, т. е. время $t_{\text{ц}}$ имеет смысл запаздывания её огибающей (рис. 6.31).

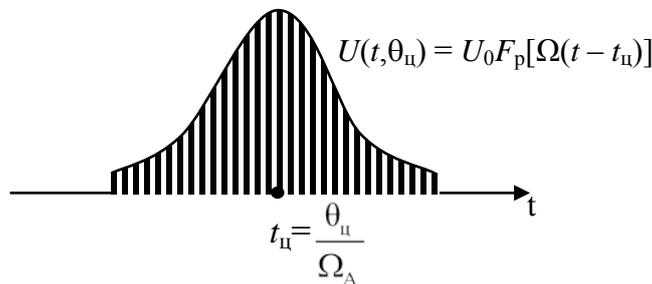


Рис. 6.31. Форма огибающей пачки импульсов на входе приёмника

Поэтому для оценки $\theta_{\text{ц}}$ достаточно измерить время запаздывания $t_{\text{ц}}$ огибающей, определяемое по моменту пересечения максимума ДНА на цель. При этом оценка $\hat{\theta}_{\text{ц}} = \Omega_A \hat{t}_{\text{ц}}$. В случае регулярного измерения оценка параметра $t_{\text{ц}}$ сводится к оценке максимума плотности вероятности:

$$p[t_{\text{ц}}/y(t)] = kp(t_{\text{ц}})\ell[y(t)/t_{\text{ц}}],$$

где $p(t_{\text{ц}})$ – априорная плотность вероятности параметра $t_{\text{ц}}$;

$\ell[\cdot]$ – функция правдоподобия.

Если на интервале измерения $p(t_{\text{ц}}) = \text{const}$, то оптимальной оценкой $\hat{t}_{\text{ц opt}}$ будет $\hat{t}_{\text{ц opt}} = \arg \max \ell[y(t)/t_{\text{ц}}]$ или $\arg \max \ln \ell[y(t)/t_{\text{ц}}]$.

Получение оптимальной оценки $\hat{t}_{\text{ц opt}}$ требует оптимальной обработки пачки радиоимпульсов. Для этого обычно используются схемы весовой обработки.

Из-за трудностей, возникающих при реализации оптимальных схем как в аналоговом, так и в цифровом виде, на практике реализуют квази-оптимальные алгоритмы и устройства измерения.

Такие измерители реализуют алгоритм

$$\hat{\theta}_{\text{ц}}(\hat{t}_{\text{ц}}) = \frac{\theta_{\text{н}} + \theta_{\text{к}}}{2}, \quad (6.23)$$

где $\theta_{\text{н}} = \theta_i$ – угловая координата i -й позиции, на которой зафиксировано начало пачки;

$\theta_{\text{к}} = \theta_j$ – угловая координата j -й позиции, на которой зафиксирован конец пачки.

Для определения величин $\theta_{\text{н}}$ и $\theta_{\text{к}}$ в цифровых устройствах обработки используются биномиальные критерии типа « k из m ». Причем критерии и условия (с/ш) определения начала и конца пачки, как правило, различны, поэтому таким измерителям свойственны систематические ошибки.

Работа цифрового автомата оценки угловой координаты заключается в следующем (рис. 6.32). В процессе обзора пространства меняется код угла, поступающий на вход двух ключей. При фиксации начала и конца пачки коды углов $\hat{\theta}_{\text{н}}$ и $\hat{\theta}_{\text{к}}$ через соответствующие ключи записываются в регистры.

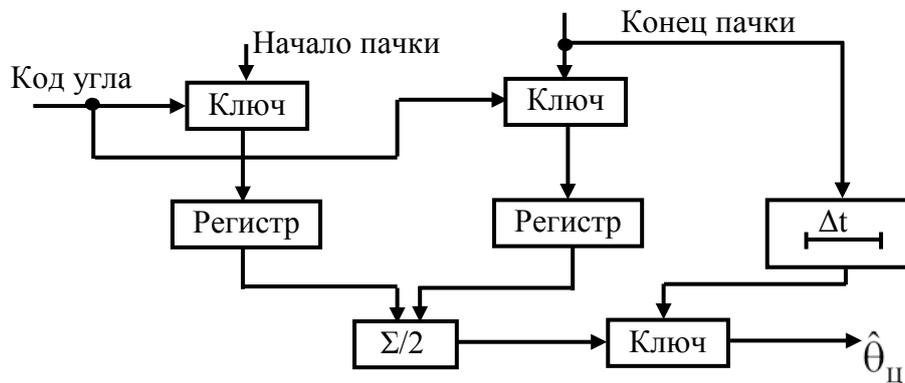


Рис. 6.32. Схема цифрового автомата оценки угловой координаты

Оценка угловой координаты $\hat{\theta}_{\text{ц}}$ формируется в соответствии с соотношением (6.23) и выдается потребителю. Деление на два в цифровой технике аппаратно реализуется простым сдвигом разрядов на одну позицию.

Таким образом, в основе построения одноканальных систем измерения угловых параметров радиолокационных сигналов лежит амплитудный метод пеленгации. Для получения данных в интересующих угловых секторах необходимо в РЛС организовывать обзор пространства.

Достоинством таких измерителей является простота, а недостатком – невысокая точность оценки.

6.4.2. МОНОИМПУЛЬСНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

Измерители угловых параметров радиолокационных сигналов этого типа предполагают использование нескольких антенных каналов. Реализуемые в них многоканальные методы пеленгации позволяют измерять угловую координату цели по одному принятому импульсу. Их называют в этом случае *моноимпульсными методами пеленгации*. Информация об угловой координате заключена в сравнении амплитуд или фаз отраженных сигналов в различных каналах приема, поэтому выделяют методы амплитудного мгновенного сравнения (АМС) и фазового мгновенного сравнения (ФМС).

Моноимпульсные амплитудные измерители углов применяются для автоматического сопровождения цели в системах наведения РЛС.

Принцип измерения угловых координат методом АМС.

Принцип действия измерителя, реализующего метод АМС, основан на различии амплитудных характеристик направленности антенн $F_1(\theta)$, $F_2(\theta)$ двух каналов приёма с совмещенными фазовыми центрами. ДНА разнесены на угол $2\delta\theta$ (рис. 6.33).

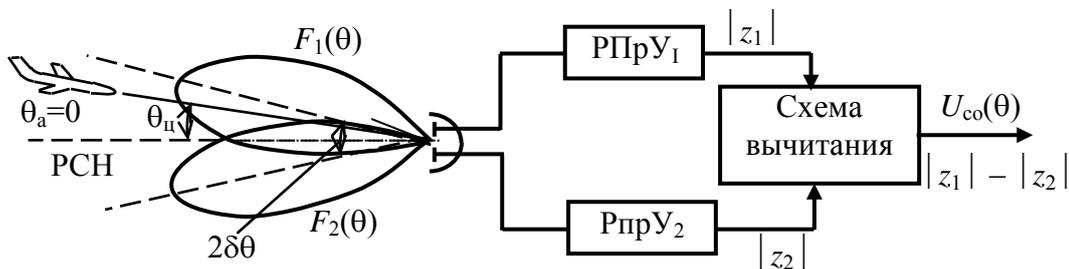


Рис. 6.33. Принцип действия углового измерителя по методу АМС

Пропорционально разности амплитуд сигналов, принимаемых обоими каналами, вырабатывается сигнал ошибки, под действием которого антенная система разворачивается равносигнальным направлением (РСН) на цель так, что измеренный угол $\hat{\theta}_{ц}$ становится равным углу цели $\theta_{ц}$.

Оптимальную оценку углового положения цели $\hat{\theta}_{ц\text{opt}}$ определяют из уравнения

$$\left. \frac{\partial |z(t, \theta_{ц})|}{\partial \theta_{ц}} \right|_{\theta_{ц} = \hat{\theta}_{ц\text{opt}}} = 0.$$

Квазиоптимальную оценку $\hat{\theta}_ц$ находят при отыскании значения разности

$$U_{co}(\theta) = |z_1(t, \theta)| - |z_2(t, \theta)|, \quad (6.24)$$

равной при совмещении РСН с направлением на цель нулю, где $z_{1,2}(t, \theta) = F_{1,2}(\theta)Z(t)$, а $Z(t)$ – корреляционный интеграл для ожидаемого сигнала $x(t)$.

На рис. 6.34а приведены характеристики антенн $F_1(\theta)$ и $F_2(\theta)$ в прямоугольной системе координат.

Согласно выражению (6.24) значение $U_{co}(\theta)$ определяется функцией, показанной на рис. 6.34б.

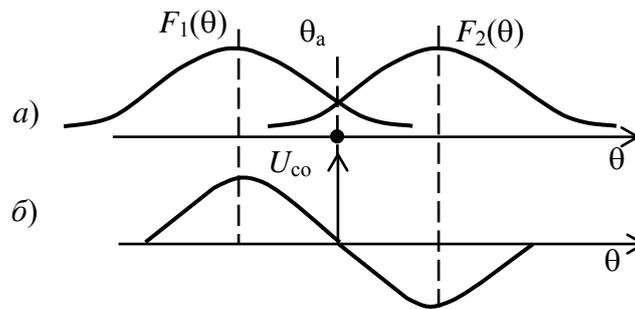


Рис. 6.34. Характеристики антенн $F_1(\theta)$ и $F_2(\theta)$ в прямоугольной системе координат (а), вид дискриминационной (пеленгационной) характеристики пеленгатора (б)

Функция $U_{co}(\theta)$ является дискриминационной (пеленгационной) характеристикой пеленгатора. При совпадении угла поворота антенной схемы θ_a с направлением на цель $\theta_ц$ напряжение на выходе дискриминатора $U_{co} = 0$. При $\theta_a \neq \theta_ц$ возникает сигнал ошибки, знак и величина которого несут информацию о характере рассогласования.

Таким образом, принцип измерения угловых координат методом АМС относится к принципам измерения, реализованным в дискриминаторах и использует различия амплитудных характеристик направленности антенн различных каналов приёма.

Реализация измерителей угловых координат методом АМС.

Рассмотренный принцип амплитудного пеленгатора реализуется схемой, приведенной на рис. 6.35. Пример относится к случаю корреляционно-фильтровой обработки когерентной пачки радиоимпульсов.

Отселектированная по дальности и частоте последовательность отраженных целью радиоимпульсов в каналах приёма накапливается в УПФ. Амплитуды накопленных колебаний пропорциональны значениям коэффициента усиления антенн $F_1(\theta_{ц})$ и $F_1(\theta_{ц})$. Вычитание напряжений на выходах детекторов первого и второго каналов приёма реализует вычисление значения выражения (6.24).

Схема автоматической регулировки усиления (АРУ) обеспечивает стабилизацию дискриминационной характеристики при изменении амплитуды отраженного сигнала. Она поддерживает постоянной амплитуду на выходе, например, первого канала:

$$|z_1(\theta, t)|K = \gamma = \text{const},$$

где $K = \frac{\gamma}{|z_1(\theta, t)|}$ – коэффициент передачи первого канала.

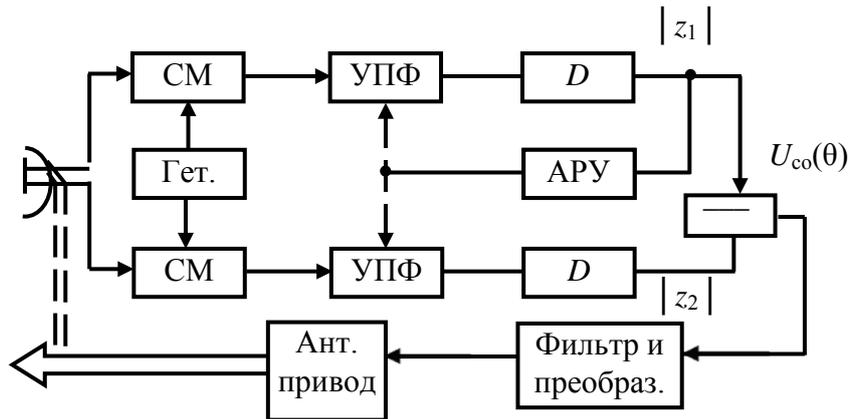


Рис. 6.35. Схема амплитудного пеленгатора

Такой же коэффициент передачи устанавливается и во втором канале:

$$|z_2|K = \gamma \frac{|z_2|}{|z_1|} = \gamma \frac{F_2(\theta)}{F_1(\theta)}.$$

Сигнал ошибки $U_{д}(\theta)$ определяется при этом из выражения

$$U_{\text{co}}(\theta) = \gamma - \gamma \frac{F_2(\theta)}{F_1(\theta)} = \gamma \left(1 - \frac{F_2(\theta)}{F_1(\theta)} \right). \quad (6.25)$$

Величина $U_{co}(\theta)$ не зависит от амплитуды отраженного сигнала. Однако неидентичность характеристик каналов приёма порождает систематическую ошибку измерения угловой координаты за счет смещения угла θ_a РСН.

Ослабление влияния неидентичности каналов приема обеспечивается переходом к суммарно-разностной обработке принимаемых колебаний (рис. 6.36).

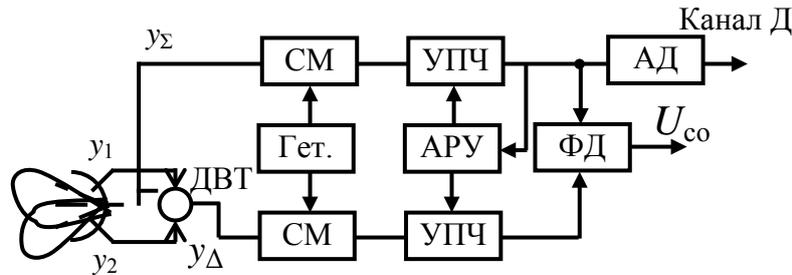


Рис. 6.36. Структурная схема системы АМС с суммарно-разностной обработкой

Сигналы с выхода облучателей антенны поступают на суммарно-разностное устройство, в качестве которого используется обычно двойной волноводный тройник (ДВТ).

Сигналы на выходах антенн при малых отклонениях от РСН определяются следующими выражениями:

$$y_1(t, \theta) = F_1(\theta) U_m \cos \omega_0 t,$$

$$y_2(t, \theta) = F_2(\theta) U_m \cos \omega_0 t.$$

Тогда

$$y_\Sigma = [F_1(\theta) + F_2(\theta)] U_m \cos \omega_0 t,$$

$$y_\Delta = [F_1(\theta) - F_2(\theta)] U_m \cos \omega_0 t. \quad (6.26)$$

Обозначим ДН:

$$F_\Sigma(\theta) = F_1(\theta) + F_2(\theta) \text{ — суммарная ДН;}$$

$$F_\Delta(\theta) = F_1(\theta) - F_2(\theta) \text{ — разностная ДН.}$$

Соответственно вместо $z_1(t, \theta)$ и $z_2(t, \theta)$ в данном случае в каналах вычисляются интегралы

$$z_\Sigma(t, \theta) = F_\Sigma(\theta) \cdot z(t) \quad \text{и} \quad z_\Delta(t, \theta) = F_\Delta(\theta) \cdot z(t).$$

Диаграммы направленности каналов $F_1(\theta)$ и $F_2(\theta)$, а также суммарная $F_\Sigma(\theta)$ и разностная $F_\Delta(\theta)$ диаграммы изображены на рис. 6.37.

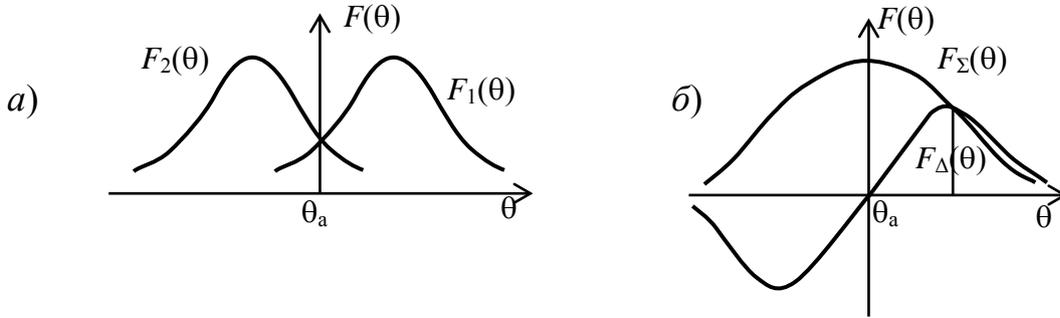


Рис. 6.37. Диаграммы направленности каналов системы АМС (а) для рис. 6.36, суммарная $F_\Sigma(\theta)$ и разностная $F_\Delta(\theta)$ диаграммы (б)

Из рис. 6.37б видим, что разностная ДН обладает дискриминационными свойствами. Если $\theta_{ц} = \theta_a$, то амплитуды сигналов на выходах первой и второй антенны одинаковы (рис. 6.37а). При этом разностный сигнал равен нулю. Сигнал на выходе ФД $U_{co} = 0$ и поэтому положение ДН не изменяется.

Если РСН антенной системы близко, но не совпадает с направлением на цель, то амплитуды сигналов на выходах антенны разные. Амплитуда разностного сигнала зависит от величины углового рассогласования $\Delta\theta = \theta_{ц} - \theta_a$, а фаза совпадает (рис. 6.38а) или противоположна (рис. 6.38б) значению фазы сигнала суммарного канала.

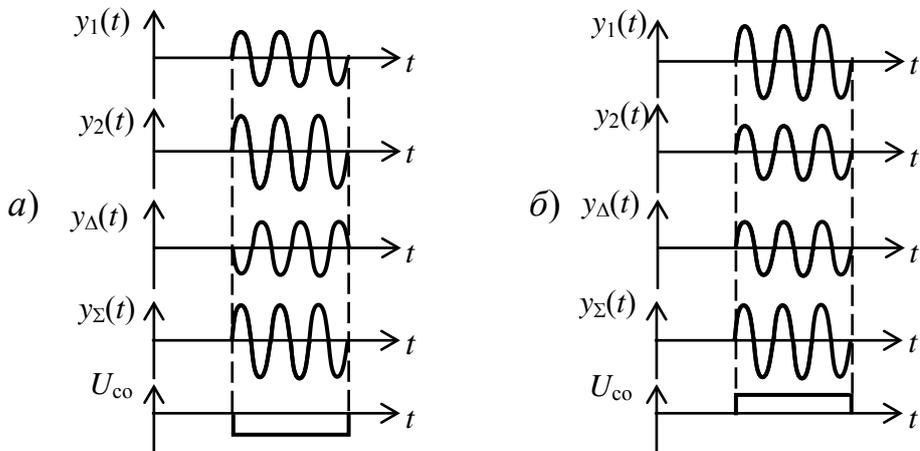


Рис. 6.38. Зависимость амплитуды разностного сигнала U_{co} от величины углового рассогласования $\Delta\theta = \theta_{ц} - \theta_a$

В результате перемножения и усреднения выходных сигналов в ФД формируется сигнал ошибки $U_{co} = \frac{Re(z_{\Sigma} \cdot z_{\Delta}^*)}{|z_{\Sigma}|^2}$, величина и полярность которого

зависят от значения $\Delta\theta$ и знака рассогласования. Под воздействием U_{co} изменяется угловое положение ДН антенной системы до совмещения РСН с направлением на цель. Заданное положение нуля дискриминационной характеристики пеленгатора обеспечивается уже на входе приёмных каналов волноводным тройником и не зависит от коэффициентов передачи приёмных каналов K_{Σ} и K_{Δ} . Нестабильность этих коэффициентов ΔK приводит к некоторому отличию крутизны дискриминационной характеристики от расчетного значения; в частности, различие фазовых характеристик трактов приёма $\Delta\Psi$ приводит к уменьшению крутизны дискриминационной характеристики, пропорциональному значению $\cos\Delta\Psi$.

Крутизна дискриминационной характеристики определяет чувствительность углового измерителя к малым расстройкам. Чем больше крутизна, тем больше сигнал ошибки даже при малых ε , следовательно, выше чувствительность измерителя.

Таким образом, наиболее высокими характеристиками среди многоканальных пеленгаторов, реализующих метод амплитудного мгновенного сравнения, обладают пеленгаторы с суммарно-разностной обработкой сигналов.

Принцип измерения угловых координат методом ФМС.

Определение угловой координаты при использовании метода фазового мгновенного сравнения осуществляется сравнением фаз сигналов, принимаемых двумя антеннами (рис. 6.39).

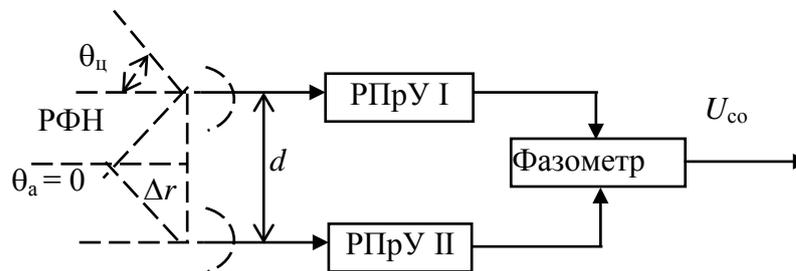


Рис. 6.39. Упрощенная схема фазового пеленгатора, реализующая метод ФМС

Антенны пеленгатора имеют одинаковые амплитудные характеристики, направленность которых не зависит от угла прихода сигналов вблизи равнофазного направления (РФН) θ_a . Расстояние между антеннами d называется *базой фазового пеленгатора*.

Линия визирования цели образует угол $\theta_{ц}$ с осью, перпендикулярной к линии, соединяющей две антенны, (т. е. с РФН). Разность фаз сигналов с выходов приемников будет определяться разностью хода лучей $\Delta r = d \cdot \sin\theta_{ц}$ и вычисляется по формуле

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta r}{\lambda} 2\pi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta_{ц}.$$

Это дает возможность определить угол $\theta_{ц}$ по измеренной величине фазовых сдвигов отраженных от цели сигналов, принимаемых на две разнесенные антенны.

Разность фаз $\Delta\varphi$ колебаний полезного сигнала при отклонении цели от РФН может быть выделена фазовым детектором, а по значению выходного сигнала $U_{со}$ можно определить угол $\theta_{ц}$. В следящих системах этот сигнал используется для наведения антенны на угол, т. е. отработки угла рассогласования между направлением на цель и РФН.

Зависимость напряжения $U_{со}$ на выходе фазометра от $\Delta\varphi$

$$U_{со} \approx k \cdot \cos\Delta\varphi = k \cdot \cos\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta_{ц}\right), \quad (6.27)$$

где $k - \text{const}$.

При значении $\theta_{ц} = \theta_{а}$, т. е. при $\theta_{ц} = 0$, пеленгатор нечувствителен к изменению угла $\theta_{ц}$, так как $\cos\theta = 1$ и крутизна пеленгационной характеристики также равны нулю:

$$\left. \frac{\partial U_{со}(\theta_{ц})}{\partial \theta_{ц}} \right|_{\theta_{ц} = 0} = 0.$$

Для того чтобы при нахождении цели на РФН, соответствующем $\theta_{ц}$, сигнал фазового детектора был равен нулю (отсутствие рассогласования $\Delta\theta$) в один из каналов включается фазовращатель $\pi/2$, тогда

$$U_{со} \approx k \cdot \sin\Delta\varphi = k \cdot \sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta_{ц}\right). \quad (6.27a)$$

Зависимость U_{co} от $\Delta\theta = \theta_{ц} - \theta_a = \theta_{ц}$ (так как $\theta_a = 0$) представлена на рис. 6.40.

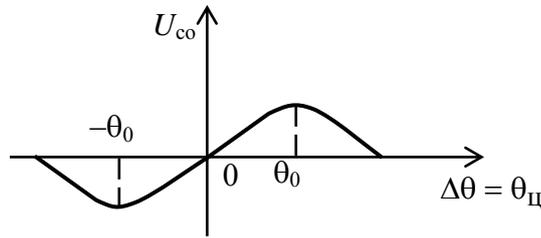


Рис. 6.40. Дискриминационная характеристика пеленгатора ФМС

Поскольку функция $\sin \theta_{ц}$ периодическая, то измерять угловую координату однозначно можно лишь в диапазоне $\pm\theta_0$. Однозначное измерение угла $\Delta\phi$ ограничено пределами $\pm\pi/2$, поэтому $\pm\theta_0 = \pm\arcsin\left(\frac{\lambda}{4d}\right)$, т. е. чем больше сектор однозначного измерения угла рассогласования, тем меньше должна быть база d .

Однако при этом снижается крутизна дискриминационной характеристики, а следовательно, ухудшается точность оценки.

Таким образом, принцип измерения угловых координат методом ФМС сигналов заключается в извлечении информации об угловом отклонении цели от РФН, содержащейся в фазах сигналов на выходе каждой из антенн измерителя. Для его реализации необходимы две антенны с идентичными характеристиками, двухканальное приемное устройство и фазовой детектор.

Реализация измерителей угловых координат методом ФМС.

При корреляционно-фильтровой обработке сигналов следящий измеритель, реализующий метод ФМС сигналов, строится по типовой схеме, приведенной на рис. 6.41, где ППП – переключатель «прием – передача».

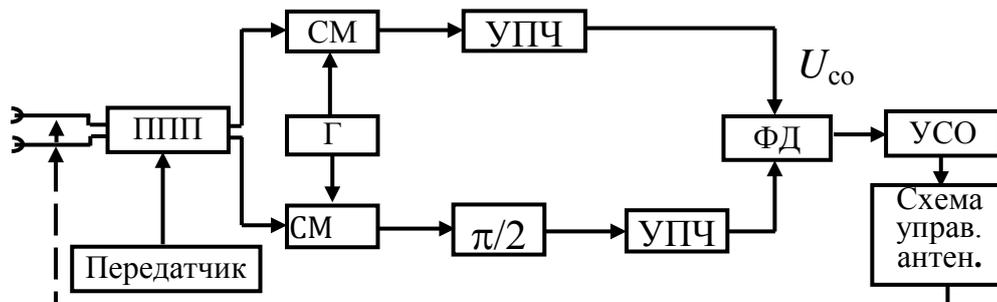


Рис. 6.41. Типовая схема следящего измерителя угловых координат, реализующая метод ФМС сигналов

Схема требует высокой идентичности и стабильности фазовых характеристик приёмных каналов. В частности, из-за неидентичности $\Delta\psi$ фазовых характеристик каналов приёма происходит смещение нуля дискриминационной характеристики и возникает ошибка оценки $\theta_{ц}$. Зависимость U_{co} от $\Delta\phi$, поясняющая появление ошибок измерения, представлена на рис. 6.42, где рассмотрен случай, когда измеритель используется в качестве углового дискриминатора: $\sin\Delta\phi \approx \Delta\phi$, если $\Delta\phi \ll 1$. Соответственно $U_{co} \sim \Delta\phi + \Delta\psi$.

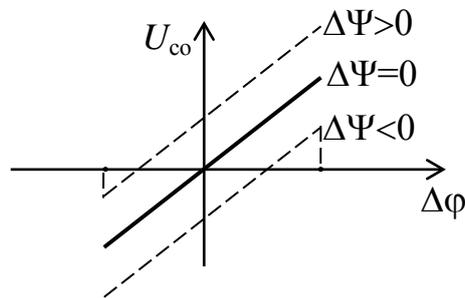


Рис. 6.42. Зависимость U_{co} от $\Delta\phi$, поясняющая появление ошибок измерения из-за неидентичности $\Delta\psi$ фазовых характеристик каналов приёма

Влияние фазовой неидентичности $\Delta\psi$ ослабляется при переходе к суммарно-разностной обработке (рис. 6.43), т. е. к вычислению суммы и разности принимаемых колебаний

$$y_{\Sigma} = y_1(t) + y_2(t); \quad y_{\Delta} = y_1(t) - y_2(t)$$

непосредственно на выходе антенных элементов (рис. 6.42).

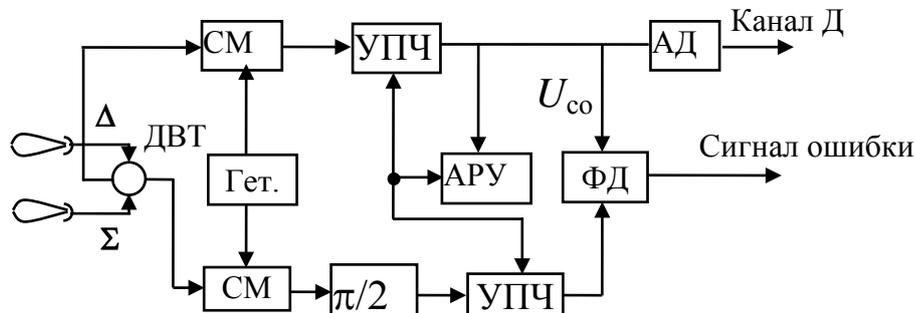


Рис. 6.43. Структурная схема слеящего измерителя с суммарно-разностной обработкой

Для формирования $y_{\Sigma}(t)$ и $y_{\Delta}(t)$ может использоваться двойной волноводный тройник. Если цель находится на РФН ($\Delta\phi = 0$), то фазы (и ам-

плитуды) сигналов с выходов антенн оказываются одинаковыми, а разностный сигнал – равным нулю. При нулевом значении $y_{\Delta}(t)$ неидентичность АЧХ и ФЧХ трактов последующей обработки сигналов, формирующих значения корреляционных интервалов, не повлечет появления сигнала ошибки. Устранение смещения нуля дискриминационной характеристики – главное преимущество схемы с суммарно-разностной обработкой.

Если направление на цель отклонилось от равнофазного, то фазы принимаемых сигналов с выходов антенн оказываются неодинаковыми, появляется разностный сигнал, амплитуда которого определяется величиной рассогласования, а фаза сдвинута на $\pm\pi/2$ радиан относительно фазы суммарного сигнала в зависимости от знака рассогласования.

Фазовращатель на $\pi/2$ преобразует в зависимости от знака углового рассогласования $\Delta\theta$ напряжения суммарного и разностного каналов из ортогональных в синфазные или противофазные.

Колебания $y_{\Sigma}(t)$ и $y_{\Delta}(t)$ поступают в схемы оптимальной обработки, где вычисляются корреляционные интегралы:

$$\begin{aligned}\dot{z}_{\Sigma} &= \dot{z} + ze^{j\Delta\varphi}; \\ \dot{z}_{\Delta} &= \dot{z} - ze^{j\Delta\varphi}.\end{aligned}$$

На выходе фазового детектора формируется сигнал, пропорциональный произведению

$$\begin{aligned}z_{\Sigma} \cdot z_{\Delta}^* &= z(1 + e^{j\Delta\varphi}) \cdot z^*(1 - e^{-j\Delta\varphi}) = \\ &= 4j|z|^2 \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) = 2j|z|^2 \sin\Delta\varphi.\end{aligned}$$

За счет схемы АРУ в суммарном канале амплитуда его выходного напряжения поддерживается постоянной, т. е. $K_{\Sigma}|z_{\Sigma}| = \gamma$, где K_{Σ} – коэффициент передачи суммарного канала. Этот коэффициент передачи устанавливается и в разностном канале:

$$K_{\Delta} = K_{\Sigma} = \frac{\gamma}{|z_{\Sigma}|},$$

где $|z_{\Sigma}|^2 = |z|^2 (1 + e^{j\Delta\varphi})(1 + e^{-j\Delta\varphi}) = 2|z|^2 (1 + \cos\Delta\varphi)$.

Тогда выходное напряжение пеленгатора определяется выражением

$$U_{co} = z_{\Sigma} \cdot K_{\Sigma} (-j) z_{\Delta}^* K_{\Delta} = \frac{\gamma^2 2j(-j)|z|^2 \sin\Delta\varphi}{2|z|^2 (1 + \cos\Delta\varphi)} = c \cdot \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi}{2}. \quad (6.28)$$

где c – константа. Множитель j учитывает сдвиг фазы на $\pi/2$ в разностном канале.

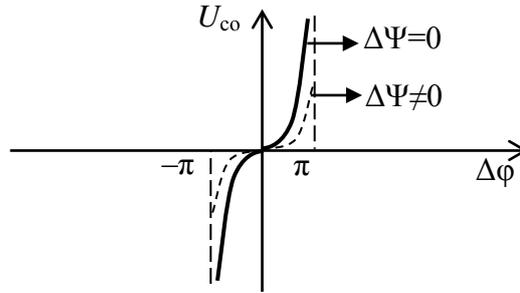


Рис. 6.44. Дискриминационная характеристика схемы рис. 6.43 с суммарно-разностной обработкой

Сигнал ошибки с выхода ФД пропорционален разности фаз сигналов, а следовательно, и углу отклонения цели от РФН. Фазовая неидентичность каналов приёма $\Delta\Psi$ изменяет в рассмотренной схеме суммарно-разностной обработки лишь крутизну дискриминационной (пеленгационной) характеристики (рис. 6.44). Введение АРУ расширяет область однозначного измерения разности фаз до 2π .

Таким образом, суммарно-разностная обработка позволяет ослабить влияние неидентичности фазовых характеристик направленности антенн приёмных каналов и исключить систематическую ошибку измерения углового положения цели, обусловленную ими.

6.4.3. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

Потенциальная точность измерения угловой координаты характеризуется величиной СКО измерения.

В общем случае

$$\sigma_{\theta} = \frac{1}{q \ell_{\text{эфф}_{\text{норм}}}}, \quad (6.29)$$

где $\ell_{\text{эфф}_{\text{норм}}}$ – эффективная нормированная длина раскрыва антенны измерителя.

Величина $\ell_{\text{эфф.норм}} = \sqrt{|\rho_{\theta}''(0,0)|}$ определяется второй производной пространственной функции рассогласования, соответствующей характеристике направленности антенной системы.

При амплитудных методах измерения угловой координаты

$$\sigma_{\theta} = \frac{\Delta\theta_{0,5}}{\sqrt{\pi q}}. \quad (6.30)$$

При фазовом методе

$$\sigma_{\theta} = \frac{\lambda}{\pi q d |\cos\theta|}, \quad (6.31)$$

где $\Delta\theta_{0,5}$ – ширина ДНА канала приёма;

q – параметр обнаружения сигнала (отношение сигнал/шум по напряжению);

$d|\cos\theta|$ – проекция истинной длины антенной системы (базы между приемными антеннами) на плоскость, перпендикулярную направлению прихода радиоволн.

Чем уже ДНА в плоскости измеряемой угловой координаты, тем точнее можно выделить максимум сигнала на выходе приёмника. При моноимпульсном амплитудном методе измерения координат уменьшение ширины парциальных ДНА приводит к увеличению крутизны дискриминационной характеристики следящего пеленгатора. Ошибки измерения уменьшаются при увеличении отношения сигнал/шум q . Это объясняется снижением влияния шума на положение максимума сигнала. При фазовой пеленгации точность тем выше, чем больше разнос между антеннами. Реальная ошибка измерения угловой координаты, помимо флюктуационной составляющей с дисперсией σ_{θ}^2 , содержит динамическую и аппаратную ошибки. Аппаратурные ошибки пеленгации возникают за счет неидентичности амплитудных и фазовых характеристик приёмных каналов. Основные способы уменьшения этих ошибок:

выравнивание коэффициентов усиления приемных каналов по эталонному контрольному сигналу;

объединение приёмных каналов по высокой или промежуточной частоте.

Таким образом, потенциальная точность измерения угловых параметров сигналов определяется как условиями работы РЛС, так и характеристиками используемых сигналов и антенной системы. В реальной си-

туации точность измерения может ухудшаться за счет аппаратных и динамических ошибок.

Контрольные вопросы и задачи к практическим занятиям

1. Какие методы пеленгации целей используются в радиолокации?
2. В чем заключается принцип одноканального измерения угловых координат?
3. Записать уравнение оптимальной оценки угловой координаты для одноканального измерителя для случая регулярных измерений.
4. Как изменится схема измерителя, если от импульсного режима работы РЛС перейти к непрерывному?
5. В каких параметрах сигнала заключена информация в моноимпульсных измерителях угловых координат?
6. Изобразить обобщенные структурные схемы амплитудного и фазового двухканального пеленгатора.
7. Что даёт введение схем суммарно-разностной обработки в моноимпульсные измерители?
8. От каких факторов зависит потенциальная точность измерения угловой координаты цели?

Задача 1. РЛС кругового обзора принимает некогерентную пачку радиоимпульсов. Пространственная обработка выполняется с помощью зеркальной антенны, а временная – в аналоговом фильтровом одноканальном устройстве. Составить алгоритм и структурную схему одноканального несследающего измерителя азимута цели. Пояснить работу измерителя.

Задача 2. РЛС с непрерывным монохроматическим излучением осуществляет круговой обзор пространства с угловой скоростью $\Omega_A = 20$ об/мин. Определить азимут цели, если время запаздывания максимума отраженного сигнала $t_{ц} = 1$ с.

Задача 3. Пеленг цели определяется методом счета импульсов, превысивших порог по пачке, изображенной на рис 6.32. Если за три последовательных периода следования обнаружен один импульс, то он считается ложным, если два – они считаются началом пачки. Конец пачки фиксируется, если в трех соседних периодах обнаружен пропуск двух импульсов. Определить пеленг цели, если первому ложному выбросу соответствует азимут 31° , а $\Delta\beta = 1^\circ$.

Задача 4. Длина волны фазового пеленгатора $\lambda = 3$ см, база $d = 15$ см. Определить сектор однозначного измерения угла фазовым пеленгатором,

если фазометр обеспечивает однозначное измерение фаз в пределах $\varphi_{i \max} = \pm \pi/2$.

Задача 5. Обнаруживается точно известный сигнал с $D = 0,95$ и $F = 10^{-4}$. Как следует выбрать ширину ДНА, чтобы при пеленгации по максимуму иметь потенциальную СКО измерения угла не более $10''$?

Задача 6. В РЛС используется фазовый метод пеленгации. База измерителя равна 20 м, длина волны излучаемых колебаний 20 см. Определить СКО измерения угловой координаты цели, находящейся под углом 300° к нормали раскрыва, если отношение сигнал/шум равно 10.

Задача 7. Во сколько раз потенциальная точность измерения угловой координаты цели в двухканальном фазовом пеленгаторе, в котором отношение базы антенн к длине волны $d_1/\lambda = 10$ выше, чем в аналогичном измерителе с $d_2/\lambda = 0,5$.

6.5. РАСПОЗНАВАНИЕ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

Одно из важнейших направлений современной радиолокации – создание методов получения наиболее полной информации, содержащейся в радиолокационных сигналах и помехах. Радиолокационное распознавание является частью данного направления. Распознавание осуществляется за счет взаимных различий сигналов от воздушных объектов. Для распознавания могут быть использованы временные, спектральные, корреляционные, энергетические, пространственные, поляризационные характеристики отраженных сигналов с применением устройств внутрипериодной, межобзорной и межканальной обработки, а также траекторного анализа. Целесообразен анализ излучения бортовых средств. Информативность отдельных признаков распознавания неодинакова, но, очевидно, увеличение числа признаков в целом уменьшает вероятность ошибочных решений.

Реализация методов распознавания определяется видом применяемых зондирующих сигналов и способами обработки. Все методы можно разделить на две группы. Одна группа базируется на использовании информации, содержащейся в структуре отраженных сигналов (сигнальные признаки). Для распознавания используются такие важные характеристики воздушных объектов, как их размеры и форма, особенности движения отдельных частей объекта (вращение винтов, турбин, вибрация элементов корпуса и другие) и всего объекта в целом. Другая часть методов использует траекторные признаки.

Наилучшие качественные показатели достигаются при использовании широкополосных зондирующих сигналов, обеспечивающих получение радиолокационных портретов воздушных объектов.

В случае если отдельные элементы объекта не разрешаются, используются энергетические, флюктуационные характеристики, спектр доплеровских частот, поляризационные свойства отраженного сигнала. Известно, что воздушные объекты создают отраженные сигналы, параметры которых флюктуируют в широких пределах. Степень флюктуации зависит от характера объекта отражения и тем выше, чем сложнее объект и больше его размеры. Оценка флюктуаций является одним из признаков распознавания.

Наличие информации об уровнях отраженных сигналов позволяет проводить оценку ЭПР, которые являются еще одним из признаков распознавания.

Анализ флюктуаций огибающих пачек отраженных сигналов способствует выявлению модуляционных характеристик, зависящих от особенностей воздушных объектов.

При наличии двух и более частотных каналов в составе средства радиолокации предпочтителен взаимно-корреляционный признак. Сигналы, отраженные от объектов с большим числом «блестящих» точек на различных частотах, будут некоррелированы (слабокоррелированы), в то время как сигналы от объектов с малым числом «блестящих» точек статистически зависимы.

Таблица 6.1

Признаки для распознавания объектов и принципы их технической реализации

Признак, характеристика	Технический принцип реализации
Параметры движения	Траекторные измерения
Уровень отраженных сигналов (ЭПР)	Измерение уровней отраженных сигналов
Параметры модуляции отраженных сигналов	Корреляционно-спектральный анализ
«Частотный портрет» (зависимость уровня отраженного сигнала от частоты)	Многочастотное облучение
Оценка радиального размера объекта	Применение специального сигнала с шириной спектра $\Delta f = 10$ МГц
«Поляризационный портрет» объекта (параметры поляризационной матрицы рассеяния)	Два канала приема и обработки сигналов на различных поляризациях
«Дальностный портрет» (разрешение «блестящих» точек по дальности)	Применение специального зондирующего сигнала с шириной спектра $\Delta f = 50 - 100$ МГц
Пространственный портрет объекта	Многопозиционная радиолокация с совместной обработкой данных

При отражении радиоволн от распознаваемых объектов поляризации падающих и отраженных волн различаются. Поляризация отраженного сигнала изменяется в общем случае из-за различия амплитуд и фаз сигналов, отражаемых отдельными элементами конструкции. Анализ поляризационной матрицы рассеяния позволяет проводить распознавание воздушных объектов.

Использование отдельных признаков требует внедрения технических устройств анализа различной степени сложности, применения сигналов специальной формы (табл. 6.1).

На практике применяются различные методы распознавания: по типу зондирующего сигнала, виду используемой радиолокационной информации и др. Наиболее широко используется распознавание по типу зондирующего сигнала (рис. 6.45).



Рис. 6.45. Методы распознавания по типу зондирующего сигнала

Распознавание по широкополосным сигналам.

Широкополосные зондирующие сигналы обеспечивают достижение наилучших качественных показателей распознавания. В этом случае удастся разрешить отдельные элементы воздушного объекта и получить его радиолокационный портрет.

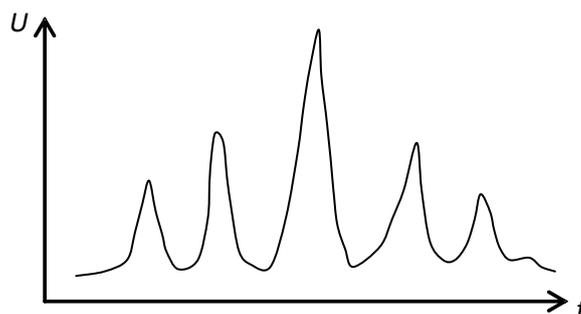


Рис. 6.46. Радиолокационный портрет

На рис. 6.46 изображен радиолокационный портрет воздушного судна типа Як-40. Для получения радиолокационного портрета формируется зондирующий сигнал (например, с линейной частотной модуляцией) с девиацией частоты Δf . Отраженные от объекта радиоимпульсы сжимаются согласованным фильтром, при этом их длительность на выходе фильтра $\tau_{\text{и}} = 1/\Delta f$. Распознавание и идентификация объектов в РЛС может осуществляться сравнением радиолокационного портрета с эталонными портретами.

Применение когерентных широкополосных сигналов с шириной спектра 50–100 МГц позволяет обеспечить разрешающую способность в 2–3 м. При таком разрешении формируется радиолокационный портрет объекта. Достоинством таких сигналов является возможность распознавать несколько объектов в пределах одного импульсного объема. Применение широкополосных сигналов имеет ряд особенностей. Во-первых, резко возрастает число элементов разрешения, что ведет к увеличению объема аппаратуры обработки. Во-вторых, дробление пачки отраженного сигнала на отдельные составляющие ухудшает отношение сигнал/шум, что обуславливает уменьшение дальности обнаружения. Отношение дальности распознавания к дальности обнаружения за один обзор составляет 0,7 для объектов больших размеров и 0,95 для маломерных объектов. При нескольких обращениях к объекту это отношение улучшается. Применение метода широкополосных сигналов в нескольких пунктах дает возможность определить форму распознаваемых воздушных объектов.

Распознавание по многочастотным сигналам.

Многочастотный сигнал позволяет получить некоторый функционал радиолокационного портрета объекта. Применение сигнала для распознавания возможно в диапазоне метровых и сантиметровых волн. Наиболее информативными признаками распознавания являются: радиальный размер объекта, среднее значение модуля поляризационного коэффициента, среднее значение ЭПР. По совокупности этих признаков многочастотный сигнал позволяет получить достаточно высокие характеристики распознавания.

Формирование многочастотных сигналов может быть реализовано различными способами. При одновременном излучении зондирующих сигналов на различных частотах получение информации для распознавания требует многоканальности построения приемопередающих устройств, что ведет к увеличению объема аппаратуры и энергозатратам. Можно отдать предпочтение сигналам с последовательным излучением сигналов на различных частотах, не требующим существенного усложнения аппаратуры, однако увеличивающим время анализа и принятия решения.

При облучении воздушных объектов сигналами с достаточно широким спектром эти объекты эквивалентны некоторым линейным электрическим фильтрам с постоянными параметрами, резонансные частоты которых определяются формой объекта и ее геометрическими размерами. Резонансные частоты проявляются в переходном процессе отклика, т. е. в отраженном сигнале. Сигнал с широким спектром может быть получен при использовании коротких импульсов либо многочастотных сигналов.

Метод, использующий зависимость интенсивности отраженных сигналов от длины волны зондирующего сигнала, базируется на фундаментальном физическом эффекте вторичного излучения объектов. Интенсивность отражения от каждого токопроводящего объекта зависит от его формы и размеров, а также от длины волны. На низких частотах большинство объектов не отражает падающие электромагнитные волны. При повышении частоты РЛС до значения, при котором размеры отражающего объекта приближаются к $\lambda/2$, интенсивность отражений, характеризующая ЭПР объекта, резко увеличивается. Если размер объекта равен $\lambda/2$, то ЭПР максимальна. При дальнейшем возрастании частоты ЭПР будет изменяться и носить колебательный характер. При длине волны, значительно меньшей линейных размеров объекта, ЭПР практически неизменна.

Таким образом, анализ интенсивности отраженных сигналов на различных частотах является существенным признаком распознавания.

Распознавание по узкополосным сигналам.

Статистические характеристики отраженных сигналов на входе приемного устройства определяются физическими, геометрическими и конструктивными особенностями воздушных объектов. Реализация методов распознавания определяется видом зондирующих сигналов и способами их обработки. При использовании узкополосных сигналов информативными признаками для распознавания являются:

- ЭПР воздушных объектов;
- ширина спектра амплитудных флюктуаций (ΔF);
- частота Доплера отраженных сигналов (F_D);
- корреляционная зависимость сигналов (r) – межканальная или меж-
периодная;
- поляризационные характеристики отраженных сигналов.

При оценке ЭПР необходимо исключить в приемном тракте ограничение сигналов для сохранения их амплитудных различий. При расчете ЭПР наибольшую сложность будет представлять учет формы ДНА, которая может сильно искажаться в результате влияния рельефа позиции и аномальных атмосферных явлений. Кроме того, на точность оценки ЭПР влияют состояние и режимы работы тракта обработки сигналов.

Величина ЭПР определяется рядом факторов, к которым можно отнести: линейные размеры объекта, геометрическую форму, угловое поло-

жение объекта относительно РЛС, параметры зондирующих сигналов. Для большинства воздушных объектов поле вторичного излучения носит интерференционный характер и проявляется он тем сильнее, чем больше отношение линейных размеров объекта к длине волны.

Для определения ЭПР воздушных объектов наиболее целесообразен метод, основанный на непосредственных измерениях энергии принятого сигнала с последующим пересчетом ее значения с учетом пространственных координат воздушных объектов, формы и размеров ДНА. Возможны два подхода к решению задачи оценки ЭПР (σ):

1. ДНА имеет достаточно большое число парциальных лучей в угломестной плоскости. Оценка σ обеспечивается непосредственным измерением энергии принятых сигналов.

2. В системах с однолепестковой ДНА все сложнее. Угломестная ДНА может значительно отличаться от ДНА в свободном пространстве. Отличия обусловлены интерференционными явлениями, воздействием внешних источников помех.

Сложность формы диаграммы обратного вторичного излучения приводит к флюктуациям амплитуды отраженных сигналов. Распределение амплитудных флюктуаций описывается в общем случае m -распределением Накагами и в активной радиолокации связано с распределением ЭПР.

Устройство распознавания по величине ЭПР с учетом распределения амплитудных флюктуаций может быть выполнено по схеме, изображенной на рис. 6.47.

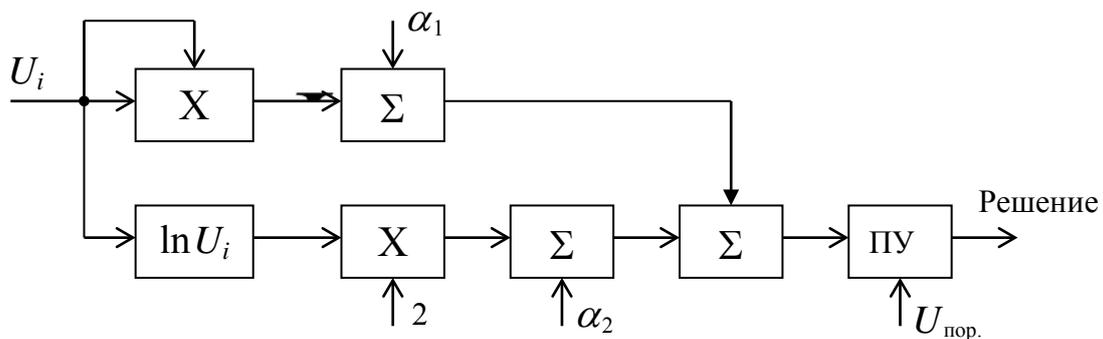


Рис. 6.47. Устройство распознавания по величине ЭПР

Обозначенные на рисунке параметры α_1 и α_2 определяются следующим образом:

$$\alpha_1 = \frac{\overline{\sigma_1 \cdot m_1} - \overline{\sigma_2 \cdot m_2}}{\overline{\sigma_1 \cdot \sigma_2}}; \quad \alpha_2 = m_1 - m_2,$$

где $\overline{\sigma_1}$, $\overline{\sigma_2}$ – ЭПР распознаваемых объектов;

m_1 – распределение Накагами первого объекта;

m_2 – распределение Накагами второго объекта.

Распознавание может быть реализовано путем оценки спектра амплитудных флюктуаций импульсов пачки отраженного сигнала. Характер модуляции амплитудных флюктуаций зависит от спектра зондирующего сигнала, физических и геометрических свойств объектов. Диапазон спектральных составляющих огибающей отраженного сигнала можно разбить на ряд областей (рис. 6.48).

1. Область спектральных составляющих, обусловленных перемещением объекта по траектории. Диапазон частот составляет единицы-сотни герц. Величины частотных составляющих спектра мало зависят от размеров объекта.

2. Область спектральных составляющих, обусловленных колебаниями и вибрацией элементов конструкции, рысканиями по курсу, тангажу и крену. Диапазон частот – единицы-сотни герц.

3. Область спектральных составляющих, обусловленных вращением винтов самолета (область частот 50–1400 Гц) и «турбинная» модуляция (единицы-десятки кГц).

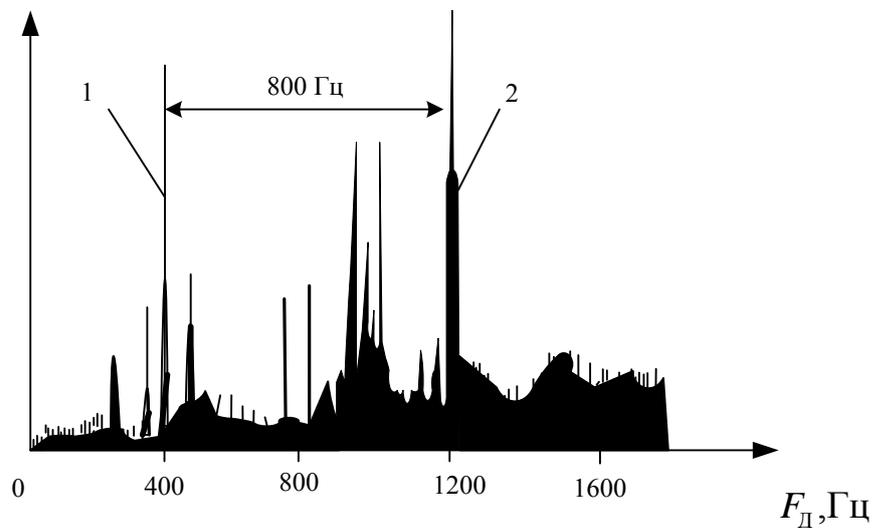


Рис. 6.48. Спектр, вызываемый «пропеллерной» модуляцией (1) и отражениями от корпуса самолета (2)

Для оценки ширины спектра амплитудных флюктуаций наиболее простыми и достаточно эффективными являются схемы ЧПВ, которые компенсируют нефлюктуирующие сигналы и выделяют разность амплитуд соседних импульсов. По величине остатков можно судить о характере объек-

та. Для реализации такого метода может служить устройство, структурная схема которого изображена на рис. 6.49.

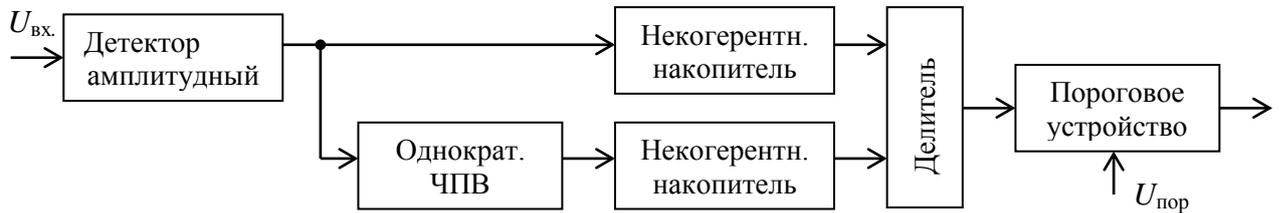


Рис. 6.49. Устройство распознавания по величине амплитудных флюктуаций импульсов пачки

Алгоритм работы предполагает сравнение двух сигналов: накопленного сигнала, прошедшего схему однократного ЧПВ, и накопленного входного сигнала. При нефлюктуирующей пачке отношение сигналов мало. При возрастании амплитудных флюктуаций отношение увеличивается. Пороговая обработка позволяет разделять сигналы с различной шириной спектра амплитудных флюктуаций.

Еще одним признаком для распознавания является частота Доплера отраженных сигналов (рис. 6.50).

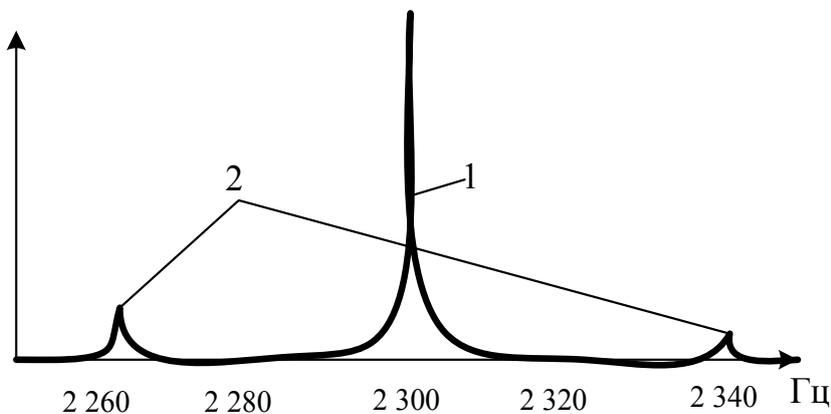


Рис. 6.50. Спектр доплеровских частот, обусловленный отражением от самолета (1) и коническим сканированием антенны РЛС (2)

Спектр доплеровских частот зависит от ряда факторов. Максимальную мощность имеет спектральная составляющая, обусловленная отражением сигналов от корпуса самолета. При изменении скорости движения воздушного объекта, курса, при виражах происходит сдвиг спектральных составляющих на оси частот, их расширение или сужение. Из-за движения объекта и его составных частей, а также вследствие рысканий по курсу,

тангажу и крену относительно РЛС отраженный сигнал оказывается флуктуирующим.

В качестве примера схемной реализации устройства распознавания по частоте Доплера может использоваться устройство, приведенное на рис. 6.51.

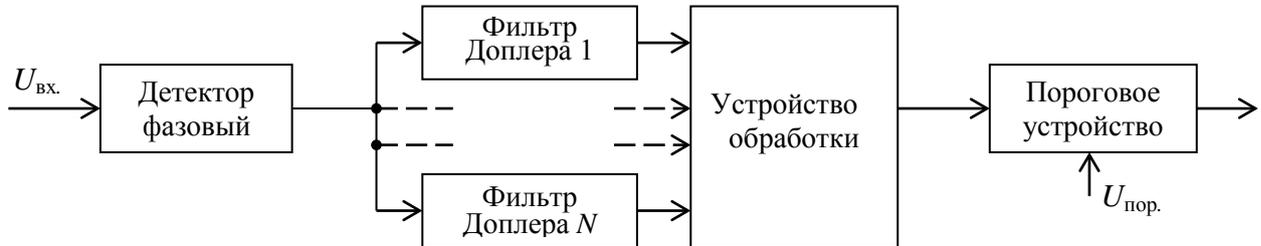


Рис. 6.51. Устройство распознавания по частоте Доплера

В процессе работы отклики фильтров запоминаются на время анализа (это время соответствует длительности вобулированной последовательности импульсов запуска $n \cdot N \cdot T$), суммируются и сравниваются с порогом. Для сигналов с малой F_d при всех частотах повторения максимальный выходной отклик будет иметь место в одном фильтре. Суммирование реализуется таким образом, что суммарный результат возрастает только в том случае, если суммируются отклики различных фильтров. Если выходной сигнал только в одном фильтре (F_d мала), суммарный результат равен величине этого отклика. При увеличении F_d максимальные отклики будут появляться на выходах различных фильтров. Пороговая обработка позволяет разделить объекты с различными значениями доплеровской частоты.

Корреляционный признак распознавания может быть использован при анализе коэффициента межканальной (межпериодной) корреляции отраженных сигналов. Схемные решения могут быть разноплановыми. Для двухканальных по частоте систем распознавания требуется два канала обработки. Оптимальной при этом является раздельная обработка по каналам и затем когерентное объединение информации каналов.

Коэффициент корреляции r отраженных сигналов в различных частотных каналах с длинами волн λ_1 и λ_2 при радиальном размере объекта $\ell \gg \lambda_1, \lambda_2$ зависит от соотношения $\ell / |\lambda_1 - \lambda_2|$, что может быть использовано для распознавания воздушных объектов. В качестве устройства оценки коэффициента корреляции может быть применен корреляционный автокомпенсатор.

Управляющее напряжение, действующее в цепи обратной связи корреляционного автокомпенсатора, включает в себя комплексный коэффициент передачи \hat{K} , который определяется по формуле:

$$\dot{K} = \dot{r} \frac{\sigma_1}{\sigma_2},$$

где \dot{r} – коэффициент корреляции комплексных амплитуд сигналов двух частотных каналов;

σ_1, σ_2 – дисперсии напряжений частотных каналов.

Анализ напряжения, действующего в цепи обратной связи одноканального корреляционного автокомпенсатора, позволяет установить степень корреляции сигналов в различных частотных каналах и реализовать распознавание воздушных объектов по корреляционному признаку.

Устройство распознавания может быть выполнено в соответствии со схемой, изображенной на рис. 6.52.

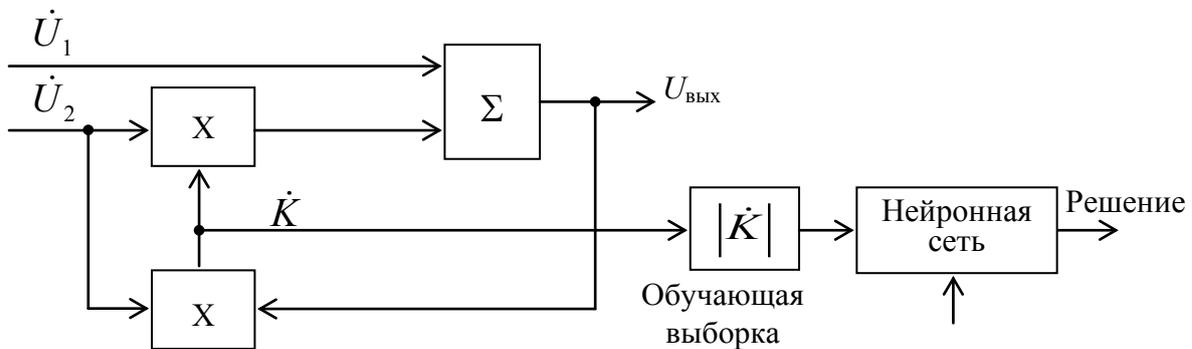


Рис. 6.52. Устройство распознавания по корреляционному признаку

Если воздушный объект простой (один отражающий элемент), межканальный коэффициент корреляции r стремится к единице. Сложный воздушный объект с большим числом «блестящих» точек создает отраженный сигнал с малым коэффициентом $r (r \rightarrow 0)$.

Незначительное изменение схемы позволяет проводить оценку межпериодного коэффициента корреляции и на ее основе реализовать распознавание воздушных объектов.

Поляризационные характеристики отраженных сигналов являются еще одним признаком распознавания. При облучении воздушных объектов имеет место явление деполяризации, степень которой определяется электрическими свойствами и формой объектов, длиной волны и условиями распространения.

Электрическое поле, создаваемое отраженными от воздушного объекта сигналами, можно записать в следующем виде:

$$E_{\text{отр}} = \begin{Bmatrix} E_{\text{отр.Г}} \\ E_{\text{отр.В}} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} S_{\text{ГГ}} & S_{\text{ГВ}} \\ S_{\text{ВГ}} & S_{\text{ВВ}} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} E_{\text{пад.Г}} \\ E_{\text{пад.В}} \end{Bmatrix}, \quad (6.32)$$

где $S = \begin{Bmatrix} S_{\text{ГГ}} & S_{\text{ГВ}} \\ S_{\text{ВГ}} & S_{\text{ВВ}} \end{Bmatrix}$ – поляризационная матрица рассеяния

(Г – горизонтальная поляризация, В – вертикальная).

Элементы поляризационной матрицы рассеяния содержат амплитудные и фазовые составляющие. Например:

$$S_{\text{ГГ}} = \sqrt{\sigma_{\text{ГГ}}} \cdot e^{j\varphi_{\text{ГГ}}}, \quad (6.33)$$

где $\sqrt{\sigma_{\text{ГГ}}}$ – амплитудные элементы;
 $e^{j\varphi_{\text{ГГ}}}$ – фазовые элементы.

Для изотропных пространства и цели справедлива теория взаимности, в силу которой

$$\sigma_{\text{ГВ}} = \sigma_{\text{ВГ}}, \quad \varphi_{\text{ГВ}} = \varphi_{\text{ВГ}}.$$

Начальная фаза, например $\varphi_{\text{ГГ}}$, не может являться характеристикой воздушного объекта. В этом случае поляризационная матрица рассеяния описывается тремя независимыми амплитудными и двумя независимыми фазовыми элементами. Для полного определения элементов матрицы необходимо как минимум два раза облучить объект волнами различной поляризации. Для случая, когда падающая волна линейно поляризована, измерение элементов поляризационной матрицы рассеяния сводится к измерению двух амплитудных ($\sqrt{\sigma_{\text{ГГ}}}$, $\sqrt{\sigma_{\text{ГВ}}}$) и одного фазового ($\varphi_{\text{ГГ}} - \varphi_{\text{ГВ}}$) элементов (предполагается, что падающая волна имеет горизонтальную поляризацию).

При одновременной оценке амплитудных и фазовых элементов может быть применено устройство распознавания по корреляционному признаку (рис. 6.52). В этом случае \dot{U}_1 и \dot{U}_2 являются сигналами с выходов приемников различных поляризационных каналов (с горизонтальной и вертикальной поляризациями).

При оценке только амплитудных элементов поляризационной матрицы рассеяния устройство распознавания может быть выполнено по схеме, приведенной на рис. 6.53.

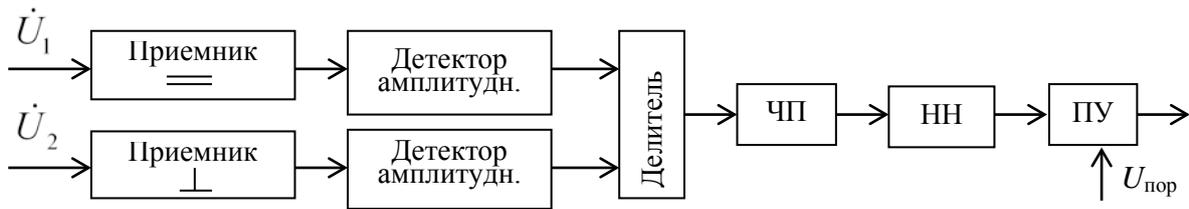


Рис. 6.53. Устройство распознавания по амплитудным элементам поляризационной матрицы рассеяния

Алгоритм работы устройства базируется на утверждении, что для простых воздушных объектов отношение амплитуд сигналов с коллинеарной и перекрестной поляризациями является практически постоянной величиной. Для объектов сложной формы это отношение меняется, причем тем больше, чем сложнее объект. Схема ЧПВ выявляет степень изменения отношения амплитуд сигналов различных поляризационных каналов. Результат некогерентно накапливается в некогерентном накопителе (НН) и обрабатывается в пороговом устройстве (ПУ). Решение будет зависеть от сложности воздушного объекта.

Все изложенное выше позволяет сделать следующие выводы:

1. Развитие методов и техники радиолокационного распознавания идет в настоящее время по трем основным направлениям: распознавание по узкополосным сигналам, с помощью многочастотных сигналов и по широкополосному сигналу. Для каждого из трех направлений характерно максимальное использование в устройствах распознавания практически всех доступных признаков: амплитудных, частотных, фазовых, поляризационных и временных.

2. Современный уровень развития теории и техники радиолокации, обработки сигналов и их распознавания обеспечивает в большинстве случаев распознавание воздушных объектов только по классам. В перспективе становится актуальной задача индивидуального распознавания типов объектов даже внутри одного класса, а также расширение классов распознаваемых объектов.

6.6. СЕЛЕКЦИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

6.6.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ СЕЛЕКЦИИ

Селекция воздушно-космических целей (от латинского *selectio* – выбор, отбор) – выделение космических и авиационно-космических аппара-

тов, головных частей баллистических ракет, крылатых ракет, самолетов и т. п. в воздушном и космическом пространстве на фоне ложных целей, искусственных и естественных помех.

Постановку задачи селекции рассмотрим применительно к простейшей ситуации, когда в выборке из N объектов находится ровно один объект первого класса (истинная цель), который и надлежит отсеleccionировать от объектов нулевого (фонового) класса.

Будем полагать, что плотности распределения значений некоторого признака η для первого $W_1(\eta)$ и нулевого $W_0(\eta)$ классов являются известными. Пусть в результате измерений значений признака η для каждого из N объектов получены значения оценки η_i , где $i = \overline{1, N}$ – номер объекта. При наличии этой информации проверяемые статистические гипотезы формулируем следующим образом: гипотеза H_i состоит в том, что именно i -й объект относится к первому классу и, следовательно, все остальные объекты относятся к нулевому классу. *Задача синтеза алгоритма селекции состоит в том, чтобы определить наилучшее с точки зрения некоторого критерия эффективности решающее правило, в соответствии с которым следует принимать одну из гипотез H_i .*

Качественно задачу селекции можно сформулировать следующим образом: при известных отличиях между распределениями значений признаков объектов различных классов и составе конкретной выборки объектов необходимо по измеренным значениям признаков всех наблюдаемых объектов принять решение о том, какой именно из этих объектов относится к интересующему классу.

6.6.2. ПОКАЗАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОСТИ. КРИТЕРИИ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ ПРИ СИНТЕЗЕ РЕШАЮЩИХ ПРАВИЛ

В качестве показателей эффективности обычно используют условные вероятности ошибочных решений различного вида. Так, в двухальтернативном варианте это – ошибки первого и второго рода, например, при решении задачи обнаружения это – «пропуск цели» (при условии, что она есть в данном разрешаемом объеме) и «ложная тревога» (при условии, что цели в данном разрешаемом объеме нет). В общем случае при N альтернативах число видов ошибочных решений составляет $N(N-1)$. Обобщенным показателем эффективности является полный средний риск. *Правило, для которого полный средний риск минимален, называется оптимальным, а сам критерий оптимизации – байесовским.* При использовании минимаксного критерия производится минимизация полного риска для наименее благоприятного распределения априорных вероятностей. При использовании критериев максимума априорной вероятности, максимального правдоподобия, Неймана – Пирсона и идеального наблюдателя понятие

среднего риска не используется, однако все соответствующие данные критериям решающие правила также являются правилами порогового типа.

Перечисленные показатели эффективности *неприменимы* для оценки качества решения задачи селекции. Поскольку задача селекции состоит в том, чтобы выделить в некоторой группе объектов тот единственный из них, который относится к интересующему наблюдателя классу, при селекции существует единственный вид правильного решения: истинная цель выбрана правильно, а все виды ошибочных решений образуют вместе с ним полную группу несовместимых событий. Отсюда следует, что вероятность правильного и ошибочных решений в сумме равна 1, а эффективность селекции можно охарактеризовать единственным независимым показателем эффективности, поскольку для потребителя информации системы селекции безразлично, какая именно из ложных целей принята истинной, а «ложная тревога» означает одновременно и «пропуск цели». Таким образом, *вероятность правильной селекции целесообразно выбирать в качестве единственного показателя эффективности селекции.*

Поэтому необходимости вводить обобщенный показатель эффективности, каковым является полный средний риск, нет, поскольку очевидно, что любое решающее правило, которое обеспечивает максимум вероятности правильной селекции, обеспечивает одновременно минимум среднего риска.

Вследствие этого при решении задач синтеза алгоритмов селекции *не используются критерии минимума среднего риска, минимаксный, критерий Неймана – Пирсона*, поскольку в основе их применения лежит концепция ошибок первого и второго рода. Решающие правила порогового типа «решающими» в собственном смысле этого слова при селекции не являются. Это происходит, например, тогда, когда в область пространства реализаций, соответствующую селектируемому классу, попадает две реализации или не попадает ни одной. Кроме того, ни одна из реализаций сигнала, полученных при селекции, не может быть априори, до окончания просмотра всех объектов группы, отнесена к селектируемому классу, поскольку в дальнейшем могут появиться более «достойные кандидаты» на эту роль. Наиболее *приемлемым является критерий максимального правдоподобия*, который можно принять за критерий максимума апостериорной вероятности $P(H_i/\eta)$ при наименее благоприятном равномерном распределении априорных вероятностей. Именно его и будем в дальнейшем рассматривать.

Применение данного критерия позволяет минимизировать апостериорный средний риск при любом соотношении между значениями платы за правильное решение Π_1 и штрафом за ошибочное решение Π_0 . Действительно, в случае принятия гипотезы H_i , для которой апостериорная вероятность после измерения η приняла значение $P(H_i/\eta)$, апостериорный риск

$$r_i = \Pi_0 (1 - P(H_i/\eta)) - \Pi_1 P(H_i/\eta) = \Pi_0 - (\Pi_0 + \Pi_1) P(H_i/\eta), \quad (6.34)$$

откуда непосредственно следует высказанное утверждение.

Использование понятия апостериорного риска сближает задачи селекции и оценки параметров, так как в результате и обнаружения, и селекции необходимо измерить координаты цели или определить номер канала либо элементарного объёма, в котором она находится.

Таким образом, задача селекции целей по сравнению с задачами их обнаружения и распознавания предусматривает «непороговый» характер решений. Наиболее приемлемым критерием решения задач селекции является критерий максимального правдоподобия.

6.6.3. СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ СЕЛЕКЦИИ ЕДИНСТВЕННОЙ ЦЕЛИ В ГРУППЕ

Рассмотрим наиболее простую ситуацию, когда среди наблюдаемых объектов находится один объект первого класса (истинная цель), а все остальные объекты относятся к нулевому классу (активные и пассивные организованные помехи, шумовые выбросы и т. п.). Эта информация предполагается известной до начала наблюдения. Наблюдение состоит в измерении или вычислении значений некоторого признака η для каждой из целей в группе или в каждом разрешаемом объёме.

Плотности распределения значений признака η для первого $W_1(\eta)$ и $W_0(\eta)$ классов предполагаются обычно известными. Степень статистической определенности, с которой эти распределения известны, зависит от характера решаемой задачи.

В широком смысле синтез алгоритмов селекции в статистической радиотехнике включает в себя разработку правил вычисления функционалов $\eta(y(t))$, правил принятия решений по вычисленным значениям функционалов и методов аппаратурной реализации этих правил.

Обозначим через η_i результат измерения признака η для объекта с номером i . Под выборкой $\vec{\eta}$ будем понимать совокупность значений η_i , измеренных для каждого из N объектов группы, т. е.

$$\vec{\eta} = \{\eta_i\}_{i=1}^N = \{\eta_1, \dots, \eta_2, \dots, \eta_N\}^T.$$

Пусть гипотеза H_i заключается в том, что i -й объект является истинным. В нашей постановке это обозначает, что все остальные цели в группе являются ложными. При обнаружении гипотеза H_i состоит в том, что цель находится в i -м элементарном объёме и, следовательно, полезный сигнал находится только в i -м канале (при параллельном обзоре зоны поиска) или в момент t_i (при последовательном обзоре зоны). Это обозначает, что

в других каналах обработки или в другие моменты времени на выходе приемника присутствует только шум.

Плотность вероятности получения выборки $\vec{\eta}$ при условии, что верна гипотеза H_i , можно представить в виде

$$W(\vec{\eta}/H_i) = W_1(\eta_i) \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N W_0(\eta_j) = \Lambda_i \prod_{j=1}^N W_0(\eta_j), \quad (6.35)$$

где $\Lambda_i = W_1(\eta_i)/W_0(\eta_i)$ – отношение правдоподобия;

$W_1(\eta_i)$, $W_0(\eta_i)$ – плотности распределения признака η_i для 1-го и 0-го классов.

Апостериорную вероятность гипотезы H_i при условии получения выборки $\vec{\eta}$ можно рассчитать по формуле Байеса:

$$P(H_i/\vec{\eta}) = \frac{P_i P(\vec{\eta}/H_i)}{\sum_{j=1}^N P_j P(\vec{\eta}/H_j)} = \frac{P_i \Lambda_i}{\sum_{j=1}^N P_j \Lambda_j}. \quad (6.36)$$

Если решения принимаются по критерию *максимума апостериорной вероятности*, то решающее правило при селекции будет иметь вид:

$$P_i \Lambda_i > P_j \Lambda_j \quad \forall_j \neq i \Rightarrow H_i. \quad (6.37)$$

Если все $P_i = 1/N$ (критерий максимального правдоподобия), решающее правило упрощается (рис. 6.54):

$$\Lambda_i > \Lambda_j \quad \forall_j \neq i \Rightarrow H_i. \quad (6.38)$$

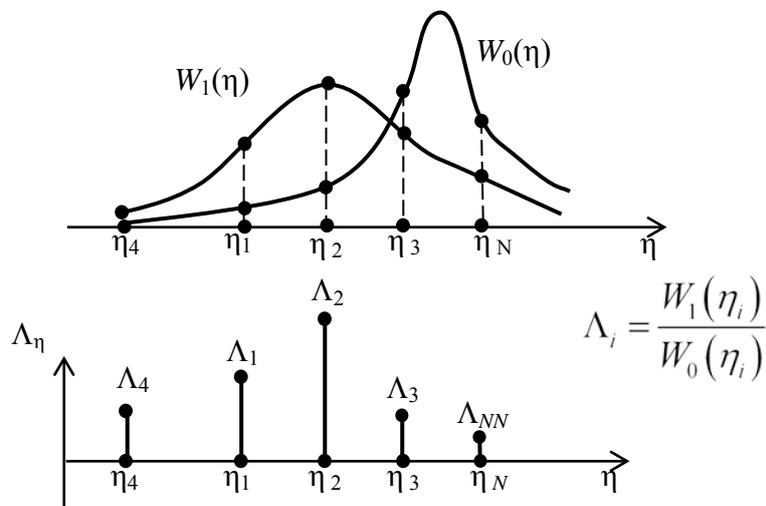


Рис. 6.54. Иллюстрация правила принятия решения по критерию максимального правдоподобия

При двухальтернативном обнаружении (распознавании) правило решения имеет вид

$$P_1 W_1(\eta_i) \underset{<}{>} P_0 W_0(\eta_i) \Rightarrow \left\{ \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} \right\} \quad (6.39)$$

или

$$\Lambda_{i <} \underset{>}{<} \frac{W_0}{W_1} \Rightarrow \left\{ \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} \right\}, \quad (6.40)$$

если $P_0 = P_1$, то $\Lambda_{i <} \underset{>}{<} 1 \Rightarrow \left\{ \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} \right\}$,

где $H_{1(0)}$ – гипотеза о том, что цель есть (цели нет) или цель относится к первому (нулевому) классу;

$P_{1(0)}$ – соответствующие этим гипотезам априорные вероятности.

Соотношения (6.38) и (6.40) показывают отличия алгоритмов селекции и обнаружения (распознавания): решения при селекции принимаются по информации, полученной относительно всех объектов наблюдаемой группы, а решающее правило пороговым не является, тогда как при обнаружении (классификации) решения по каждому объекту принимаются независимо при использовании решающего правила порогового типа.

Рассмотрим примеры использования правила (6.38). Пусть значения признака η для обоих классов распределены по гауссовым законам:

$$W_{1(0)}(\eta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{(\eta - m_{1(0)})^2}{2\sigma^2}\right). \quad (6.41)$$

Тогда с точностью до независящего от η множителя c

$$\Lambda(\eta) = c \cdot \exp\left(\frac{\eta \cdot (m_1 - m_0)}{\sigma^2}\right). \quad (6.42)$$

Если $m_1 > m_0$, то в силу монотонности экспоненциальной функции

$$\eta_i > \eta_j \quad \forall_j \neq i \Rightarrow l_i > l_j \quad \forall_j \neq i \Rightarrow H_i. \quad (6.43)$$

Если $m_1 < m_0$, то решающее правило имеет противоположный смысл:

$$\eta_i < \eta_j \quad \forall_i \neq j \Rightarrow l_i > l_j \quad \forall_i \neq j \Rightarrow H_i. \quad (6.44)$$

Рассмотрим далее случай, когда оба распределения $W_1(\eta)$ и $W_0(\eta)$ гауссовы, однако отличаются не только их математические ожидания, но и дисперсии. Без ограничения общности можно принять $m_0 = 0$ и $\sigma_0 = 1$, чего всегда можно достичь выбором масштаба и начала координат:

$$W_1(\eta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{(\eta - m)^2}{2\sigma^2}\right),$$

$$W_0(\eta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{(\eta)^2}{2}\right).$$

В этом случае с точностью до независимого от η множителя c

$$\Lambda(\eta) = c \exp\left[\frac{\sigma^2 - 1}{2\sigma^2} \left(\eta + \frac{m}{\sigma^2 - 1}\right)^2\right],$$

откуда следует, что при $\sigma > 1$ отношение правдоподобия $\Lambda(\eta)$ является монотонно возрастающей, а при $\sigma < 1$ – монотонно убывающей функцией величины $\left(\eta + \frac{m}{\sigma^2 - 1}\right)^2$. При $\sigma > 1$ решающее правило имеет следующий вид:

$$\left(\eta_i + \frac{m}{\sigma^2 - 1}\right)^2 > \left(\eta_j + \frac{m}{\sigma^2 - 1}\right)^2 \quad \forall_j \neq i \Rightarrow H_i \quad (6.45)$$

При $\sigma < 1$ неравенство в правиле (6.45) следует изменить на противоположное.

Когда $m = 0$, т. е. распределения $W_1(\eta)$ и $W_0(\eta)$ отличаются только дисперсиями, решающее правило (6.45) можно представить в виде

$$|\eta_i| \begin{cases} > |\eta_j| \quad \forall_j \neq i \Rightarrow H_i, & \text{если } \sigma > 1, \\ < |\eta_j| \quad \forall_j \neq i \Rightarrow H_i, & \text{если } \sigma < 1. \end{cases}$$

Итак, задачу селекции можно решить даже тогда, когда имеются лишь представления самого общего характера о виде распределений $W_1(\eta)$, $W_0(\eta)$ и полностью отсутствуют сведения об их параметрах.

ГЛАВА 7 ОСОБЕННОСТИ ПОЛУЧЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ В МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Одним из перспективных направлений развития радиолокации является многопозиционная радиолокация (МПР). Основная идея МПР состоит в том, чтобы более эффективно (чем в обычных однопозиционных РЛС) использовать информацию, содержащуюся в пространственной структуре электромагнитного поля. При облучении цели поле рассеяния создается во всем пространстве. Однопозиционная РЛС извлекает информацию о цели только из одного малого участка поля, соответствующего апертуре приемной антенны. В многопозиционных РЛС (МП РЛС) и системах информация извлекается из нескольких пространственно разнесенных участков поля рассеяния цели (или поля излучения источника помех). Это позволяет существенно повысить информативность и помехозащищенность РЛС. Одновременно улучшаются и некоторые другие характеристики, в т. ч. живучесть.

Пассивная радиолокация используется в тех случаях, когда решается задача обнаружения и определения координат целей по её собственному излучению. Источниками этого излучения могут быть: радиотехнические устройства на борту цели (станции постановки активных помех (АП), радиовысотометры, станции связи и т. д.), тепловое излучение и др.

Особенностью пассивной локации является отсутствие информации о времени излучения сигналов целями. Это обуславливает многопозиционность пассивных РЛС и необходимость решения задачи синтеза как структуры самой РЛС, так и алгоритмов обнаружения сигналов во взаимосвязанной постановке.

Первая часть задачи связана с выбором методов измерения координат целей, а вторая, как правило, с обоснованием характеристик схем корреляционных обнаружителей.

7.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РЛС. ОПРЕДЕЛЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ

Под МП РЛС понимается радиолокационная система, включающая несколько разнесенных в пространстве передающих, приемных или приемно-передающих позиций, в которой производится совместная обработка получаемой с помощью этих позиций информации о наблюдаемых объектах (рис. 7.1).

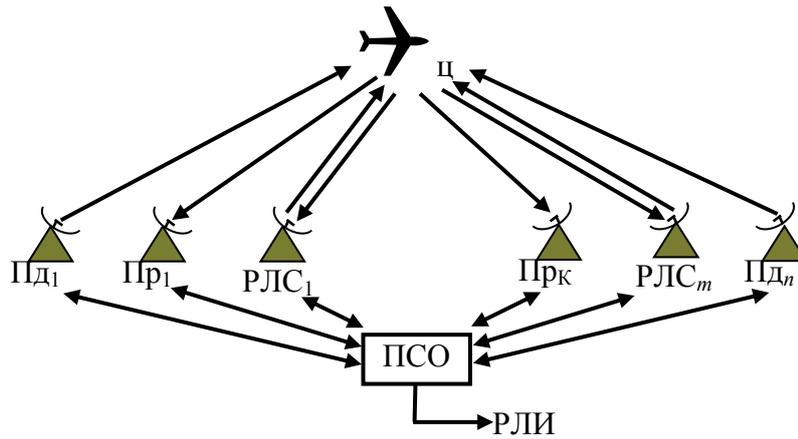


Рис. 7.1. Многопозиционная радиолокационная система

МП РЛС различают по следующим основным признакам:
характеру обслуживаемых целей;
степени пространственной когерентности;
уровню объединения информации;
степени автономности приёма сигналов.

По *характеру обслуживаемых целей* МП РЛС можно разделить на активные, пассивные и активно-пассивные.

По *степени пространственной когерентности* МП РЛС подразделяют на три класса:

пространственно-когерентные МП РЛС, или МП РЛС с длительной пространственной когерентностью;

МП РЛС с кратковременной пространственной когерентностью;

пространственно-некогерентные МП РЛС.

В *пространственно-когерентных* МП РЛС взаимные фазовые сдвиги сигналов в трактах разнесенных позиций и линиях связи известны и сохраняются практически неизменными на интервале времени, на много превышающем длительность сигнала (несколько часов). Следовательно, необходима взаимная привязка разнесенных позиций не только по времени и частоте (опорным частотам передатчиков и гетеродинов приемников), но и по начальным высокочастотным фазам. С помощью какого-либо опорного сигнала (от радиоастрономического источника) взаимные фазовые сдвиги могут периодически измеряться и корректироваться или просто учитываться при обработке.

Совокупность разнесенных позиций пространственно-когерентной МП РЛС можно рассматривать как единую разреженную антенную решетку.

Под *кратковременной пространственной когерентностью* понимается способность МП РЛС сохранять пространственную когерентность на интервале времени порядка максимальной длительности применяемых сигналов. Обычно это время не превышает долей или единиц секунд. При совместной обработке сигналов может использоваться вся информация,

содержащаяся в комплексных огибающих сигналов разных позиций, в т. ч. и в изменениях фазовых соотношений на интервале длительности сигнала для измерения тангенциальной скорости цели. Однако информация, содержащаяся в соотношении начальных фаз сигналов, не используется. Нельзя, например, измерять угловые координаты цели методом межпозиционной фазовой пеленгации. Число разнесенных позиций в таких МП РЛС может быть значительно меньше, чем в пространственно-когерентных МП РЛС и взаимная фазовая привязка позиций не требуется.

В *пространственно-некогерентных* МП РЛС фазовая информация полностью исключается в результате детектирования сигналов до их объединения. В связи с этим не требуется не только фазовая, но, как правило, и частотная привязка позиций. Обычно необходима лишь взаимная привязка (синхронизация). Пространственно-некогерентная МП РЛС проще МП РЛС с кратковременной и длительной пространственной когерентностью. Однако исключение фазовой информации приводит к энергетическим и информационным потерям. Пространственная некогерентность МП РЛС не исключает временную когерентность каждой позиции до совместной обработки.

По *уровню объединения информации* МП РЛС можно разделить на следующие классы:

- с объединением радиосигналов в линейной части приемных трактов (на высокой частоте – ВЧ или промежуточной частоте – ПЧ);
- с объединением видеосигналов;
- с объединением обнаруженных отметок;
- с объединением траекторий.

При объединении радиосигналов на совместную обработку передается совокупность сигналов, внешних помех и собственных шумов от всех приемных позиций непосредственно либо после предварительной линейной фильтрации в каждой позиции. При этом до объединения сохраняется вся информация о целях и источниках помех, имеющаяся на входах МП РЛС. В таких системах требуются широкополосные линии связи.

При объединении видеосигналов на совместную обработку передается вся совокупность сигналов, внешних помех и собственных шумов, но после детектирования в каждой позиции. Переход к объединению видеосигналов незначительно снижает требования к линии связи, но приводит к энергетическим и информационным потерям.

При объединении обнаруженных отметок резко сокращаются требования к пропускной способности линии связи. Вся первичная обработка проводится в каждой позиции, а на совместную обработку поступает информация, признанная полезной.

При объединении траекторий в каждой позиции проводится первичная и вторичная обработка, которая завершается построением траектории целей. Параметры траекторий передаются для совместной обработки, в ре-

зультате которой дополнительно описываются «ложные» и уточняются «истинные» траектории.

Реальные МП РЛС могут быть «комбинированными» – с объединением информации на различных уровнях.

По степени автономности приема сигналов МП РЛС разделяют на три класса:

с автономным приемом сигналов (МП РЛС объединяет несколько РЛС, каждая рассчитана на излучение и прием сигналов);

с кооперативным приемом сигналов (все приемные позиции рассчитаны на прием и обработку отраженных сигналов от целей, облученных любой передающей позицией системы). Такие МП РЛС имеют более высокие энергетические и информационные характеристики.

со смешанным (автономно-кооперативным) приемом сигналов.

Основные преимущества МП РЛС:

1. Возможность создания зон действия требуемой конфигурации с учетом ожидаемой радиолокационной обстановки.

2. Энергетические преимущества.

3. Высокоточное измерение пространственного положения целей.

4. Возможность измерения полного вектора скорости и ускорения цели доплеровским методом.

5. Увеличение объема сигнальной информации о целях.

6. Повышение защищенности от АП.

7. Повышение защищенности от ПП.

8. Измерение трех координат, векторов скорости и ускорения постановщиков активных помех (ПАП).

9. Повышение живучести.

10. Повышение разрешающей способности.

11. Повышение пропускной способности.

Рассмотрим основные из них.

Энергетические преимущества проявляются в следующем:

повышается общая энергетика системы за счет добавления радиопередающих устройств (РПУ) и радиоприемных устройств (РПрУ);

снижаются потери СВЧ-энергии из-за исключения антенных переключений;

флюктуации ЭПР (при большом разнесении позиций) оказываются независимыми в разных позициях, что может дать дополнительный энергетический выигрыш;

может возрасти ЭПР.

Имеется возможность определения всех трех пространственных координат путем измерения дальностей или суммарных дальностей цели относительно нескольких разнесенных позиций. Увеличение точности измерения координат цели в МП РЛС иллюстрируется на рис. 7.2, на котором изображены сечения тел ошибок для двухпозиционной РЛС.

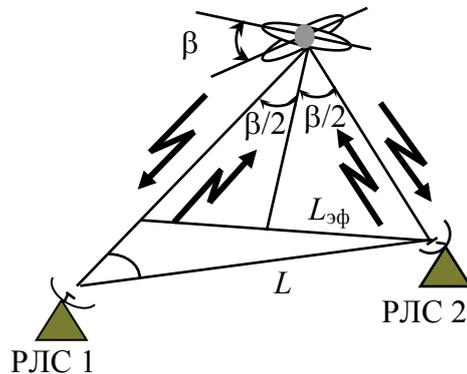


Рис. 7.2. Иллюстрация возможности увеличения точности измерения координат цели в МП РЛС

В пространстве каждое тело ошибок представляет сильно сплюснутый эллипсоид. Их пересечение образует тело ошибок при совместной обработке информации двух РЛС.

Измеряя скорости изменения доплеровских смещений частоты, можно получить вектор ускорения цели. Использование доплеровских оценок скорости и ускорения повышает точность построения траекторий и качество сопровождения целей, особенно на участках, где происходят резкие изменения скорости (маневр самолета или торможение баллистической цели при входе в атмосферу).

Увеличение объема «сигнальной» информации, под которой понимают содержащуюся в эхо-сигналах информацию о геометрических, физических и других характеристиках цели, а также характеристиках ее движения вокруг центра масс, обусловлено следующим.

Измеряя амплитуду, фазу и поляризацию принятых разнесенными позициями сигналов, можно определять размеры, форму и характеристики собственного вращения цели точнее и за меньшее время. В пространственно-когерентных МП РЛС с достаточно большими размерами апертуры антенной системы (совокупности позиций) можно получать двухмерное и даже трехмерное радиоизображение цели.

Высокая помехозащищенность МП РЛС связана с тем, что:

создание прицельных по направлению помех позициям МП РЛС затруднено, так как направление на них часто неизвестно;

затрудняется создание помех по главным лепесткам ДН одновременно нескольким позициям;

применение разнесенных передающих позиций, излучающих сигналы различных типов и на разных частотах, затрудняет создание ответно-импульсных помех;

снижается объем области пересечения главных лепестков ДН передающей и приемных позиций МП РЛС и соответственно уровень принимаемых ПП;

имеются более широкие возможности выбора типа зондирующих сигналов для борьбы с помехами, чем в однопозиционной РЛС.

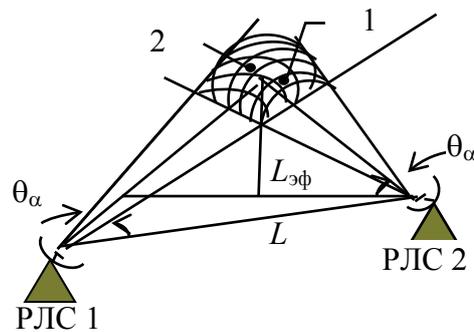


Рис. 7.3. Иллюстрация повышения разрешающей способности МП РЛС

На рис. 7.3 показаны две цели, неразрешаемые однопозиционной РЛС 1. Они находятся в одном элементе разрешения по угловым координатам и дальности. Если разрешающая способность по дальности выше разрешающей способности РЛС картинной плоскости, то различие угловых координат целей относительно РЛС 1 может оказаться достаточным для того, чтобы РЛС 2 разрешила их по дальности. Это можно трактовать как способность МП РЛС разрешать по угловым координатам цели в главных лучах приемных ДНА.

К недостаткам МП РЛС относятся:

1. Сложность и более высокая стоимость по сравнению с однопозиционными РЛС.
2. Необходимость совместного управления различными позициями.
3. Необходимость передачи данных по линиям связи.
4. Дополнительные требования по синхронизации, передаче опорных колебаний и сигналов, фазированию разнесенных позиций.
5. Повышение требований к устройствам обработки сигналов и производительности вычислительных средств.
6. Необходимость геофизической или навигационной привязки и союстировки позиций.

Таким образом, представленная классификация МП РЛС позволяет выделить основные типы МП РЛС, соответствующие характерным уровням реализации схем пространственно-временной обработки сигналов и РЛИ. МП РЛС обладают более высокими ТТХ, чем однопозиционные РЛС, однако сложнее в реализации.

7.2. ПРИНЦИП ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ И МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ

Пассивная локация осуществляет обнаружение и измерение координат воздушно-космических, наземных и надводных объектов, создающих излучения. Источниками излучения могут быть работающие радиопередатчики объектов (пилотажно-навигационные, связные, источники искусственных помех), а также сами объекты, имеющие тепловой или иной контраст с окружающей средой.

В интересах ПВО пассивная радиолокация находит применение для определения координат ПАП, обнаружения низколетящих целей (НЛЦ) по излучению бортового радиовысотомера, а также для оценки параметров излучающих радиоэлектронных средств (РЭС) целей (несущей частоты, периода повторения и длительности импульсов, вида модуляции и т. п.) в станциях помех частот радиоэлектронной борьбы (РЭБ) и распознавания типа целей. (Примеры: «Автобаза», «Тамара», «Рамона-Планшет», «Орден», АКПЛ РТВ и т. д.).

Возможно использование получаемой информации и при наведении средств поражения.

Методы пассивной локации, обладая общностью с методами активной, имеют свои специфические особенности.

1. Из-за отсутствия информации о времени излучения дальность до источника излучения не может быть определена по данным приема только в одном пункте. Поэтому для определения всех координат объекта требуется комплекс двух или нескольких разнесенных пунктов приема, соединенных каналами связи.

2. Прием прямого, а не отраженного сигнала, облегчает обнаружение и измерение координат цели, а незнание формы сигнала и наличие других источников излучения – затрудняет.

3. Отсутствие передающих устройств при пассивной радиолокации упрощает аппаратуру и повышает скрытность.

Известны *три метода* определения координат источников радиоизлучения: триангуляционный, разностно-дальномерный, угломерно-разностно-дальномерный.

Триангуляционный метод основан на измерении угловых направлений на объект минимум в двух приемных пунктах, разнесенных на некоторое расстояние, называемое базой. Если источник расположен в горизонтальной (вертикальной) плоскости (рис. 7.4), достаточно измерить два азимута β_1, β_2 (или углы места $\varepsilon_1, \varepsilon_2$). Местоположение объекта определяется точкой пересечения двух прямых, каждая из которых является *линией положения*, т. е. геометрическим местом точек возможного нахождения источника излучения. При определении *пространственных* координат объекта достаточно точно измерить азимуты β_1 и β_2 в двух пунктах и угол ме-

ста ε_1 в одном либо, наоборот, углы места ε_1 и ε_2 в двух пунктах и азимут β_1 в одном (рис. 7.4а). Местоположение источника излучения соответствует точке пересечения трех *поверхностей положения* – трех плоскостей. Дальность до объекта r рассчитывается по измеренным углам и известной базе, например, из соотношений (рис. 7.4б):

$$r \cos \varepsilon_1 \cdot \cos \beta_1 + r_A \cdot \cos \varepsilon_2 \cdot \cos(180^\circ - \beta_2) = B_1 + B_2 = B,$$

$$r \cos \varepsilon_1 \cdot \sin \beta_1 = r_A \cdot \cos \varepsilon_2 \cdot \sin(180^\circ - \beta_2) = h,$$

откуда, исключая $r_A \cos \varepsilon_2$, получаем:

$$r = \frac{B}{\cos \varepsilon_1 [\cos \beta_1 - \sin \beta_1 \cdot \operatorname{ctg} \beta_2]}.$$

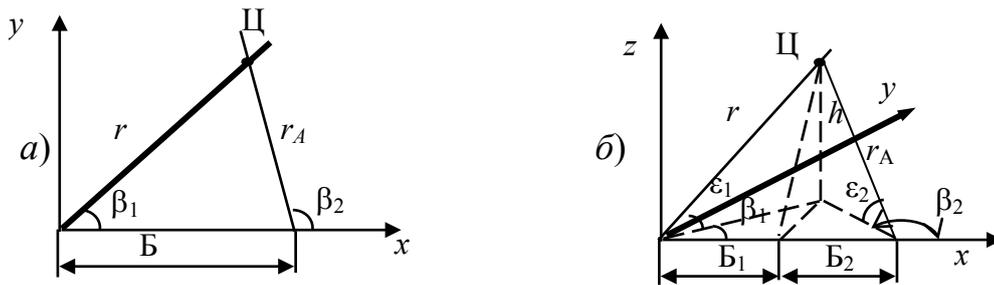


Рис. 7.4. Пояснение триангуляционного метода определения координат на плоскости (а) и в пространстве (б).

Поскольку точность пеленгования ограничена, вместо линий и поверхностей положения приходится иметь дело с *областями положения*. Местоположение объекта определяется поэтому *не точкой*, а также *областью*. Размеры областей положения (областей неопределенности) тем больше, чем выше заданная вероятность местонахождения объекта в пределах области. Если ошибки пеленгования имеют нормальный закон распределения, то область неопределенности ограничивается кривой второго порядка – эллипсом. Для увеличения точности определения координат может использоваться большее число результатов измерений, чем это необходимо для определения координат, например, от большого количества приемных пунктов. Потенциальные точности измерения за счет избыточной информации могут быть найдены на основе статистического анализа, но процесс обработки при этом усложняется.

Достоинством триангуляционного метода является возможность независимого обзора в каждом из пунктов, однако неодновременность пелен-

гации может привести к дополнительным ошибкам измерения координат движущейся цели.

Существенным недостатком метода является неоднозначность измерения при наличии нескольких целей. Устранение неоднозначности (ложных пересечений) достигается путем отождествления сигналов (идентификации цели), принятых в различных пунктах приема (рис. 7.5). Для этого увеличивают число пунктов приема или используют дополнительные параметры принимаемых сигналов (несущая частота, вид модуляции, параметры модуляции) и т. д.

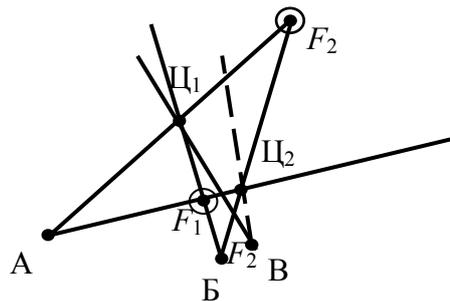


Рис. 7.5. Устранение неоднозначностей при триангуляционном методе:

- – истинные цели (Ц₁, Ц₂),
- ⊙ – ложные цели (F₁, F₂)

Разностно-дальномерный метод определения координат основан на измерении разности расстояний от источника излучения до пунктов приема. Для определения *плоскостных координат* достаточно точно измерить две разности расстояний ($r_A - r$) и ($r_B - r$), каждая из которых характеризует свою линию положения (рис. 7.6). Известно, что геометрическим местом точек, разность расстояний которых до двух заданных точек (фокусов) есть величина постоянная, является гипербола. Поэтому линиями положения будут *гиперболы* с фокусами в точках расположения приемных пунктов. Местоположение источника излучения определяется точкой пересечения гипербол.

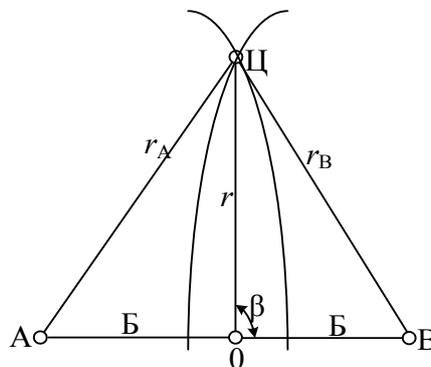


Рис. 7.6. Пояснение угломерно-разностно-дальномерного метода определения координат на плоскости

Пространственные координаты объекта могут быть вычислены по трем точно измеренным разностям расстояний. Для этого достаточно иметь четыре приемных пункта. Местоположение источника находится как точка пересечения трех поверхностей – гиперболоидов вращения. Для обеспечения высокой точности определения координат приемные пункты можно располагать, например, на взаимно перпендикулярных базах.

Расчет плоскостных координат источника излучения рассмотрим на примере, когда три приемных пункта расположены на одной прямой. Используя обозначения, принятые на рис. 7.6, составим систему уравнений:

$$r_A^2 = B^2 + r^2 - 2Br \cos(180^\circ - \beta) = B^2 + r^2 + 2Br \cos \beta,$$

$$r_B^2 = B^2 + r^2 - 2Br \cos \beta.$$

Введем обозначения: $R_1 = r_A - r$, $R_2 = r_B - r$. Тогда $r_A = R_1 + r$, а $r_B = R_2 + r$.

Подставляя эти значения в исходные уравнения, получим

$$(R_1 + r)^2 = B^2 + r^2 + 2Br \cos \beta;$$

$$(R_2 + r)^2 = B^2 + r^2 - 2Br \cos \beta.$$

Сложив почленно полученные уравнения, найдем дальность до источника:

$$r = \frac{2B^2 - R_1^2 - R_2^2}{2(R_1 + R_2)}.$$

Для нахождения азимута цели подставим в первое исходное уравнение значение дальности до цели, предварительно сделав ряд упрощений:

$$R_1^2 + 2rR_1 + r^2 = B^2 + r^2 + 2Br \cos \beta.$$

Далее находим

$$\cos \beta = \frac{R_1^2 - B^2 + 2rR_1}{2Br}.$$

Тогда

$$\beta = \arccos \frac{R_1^2 - B^2 + 2rR_1}{2Br}.$$

После подстановки окончательно находим

$$\beta = \arccos \frac{R_1(B^2 - R_2^2) - R_2(B^2 - R_1^2)}{B(2B^2 - R_1^2 - R_2^2)}.$$

Таким образом, для определения дальности и азимута цели относительно точки O нужно определить величины R_1 и R_2 . Для их расчета необходимо знать время запаздывания сигналов. Поскольку для измерения координат цели этим методом точные пеленги не нужны, в принципе, можно использовать ненаправленные или слабо направленные приемные антенны. Рассмотренному методу присущ недостаток, аналогичный недостатку триангуляционного метода.

Более перспективным является третий метод определения координат источников излучения – угломерно-разностно-дальномерный, не имеющий недостатков двух предыдущих методов.

Угломерно-разностно-дальномерный метод основан на измерении угловых направлений на источник излучения и разности расстояний от него до приемных пунктов. В простейшем случае достаточно иметь два приемных пункта.

Для определения плоскостных координат следует измерить только азимут β и разность расстояний $R = r - r_A$ от пунктов приема до цели (рис. 7.7). Местоположение цели определяется точкой пересечения прямой и гиперболы. Составим уравнение:

$$r_A = r - R,$$

$$r_A^2 = r^2 + B^2 - 2rB \cos\beta.$$

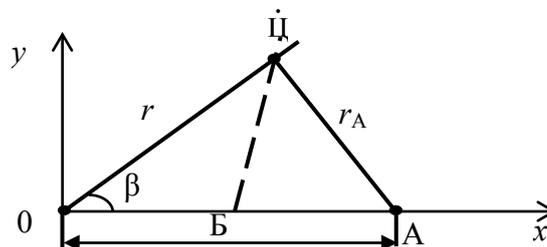


Рис. 7.7. Пояснение угломерно-разностно-дальномерного метода определения координат на плоскости

Подставив первое уравнение во второе и решив его относительно r , получим

$$(r - R)^2 = r^2 + B^2 - 2rB \cos\beta$$

или

$$R^2 - 2Rr + r^2 = r^2 + B^2 - 2rB \cos\beta.$$

Окончательно получим

$$r = \frac{R^2 - B^2}{2(R - B \cos\beta)} = \frac{B^2 - R^2}{2(B \cos\beta - R)}.$$

Для определения пространственных координат цели, кроме азимута, нужно измерить угол места цели и разность расстояний $R = r - r_A$ (рис. 7.8).

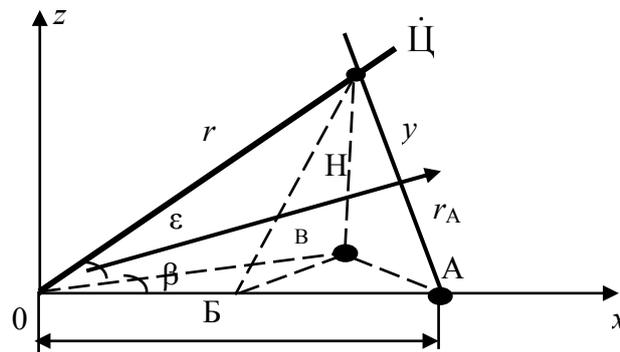


Рис. 7.8. Пояснение угломерно-разностно-дальномерного метода определения координат в пространстве

Из рисунка видим, что $r_A^2 = H^2 + (AB)^2$, $r_A = r - R$. Учитывая, что $H = r \sin\epsilon$ из треугольника АОВ находим $(AB)^2$:

$$(AB)^2 = B^2 + (r \cos\epsilon)^2 - 2rB \cos\epsilon \cos\beta.$$

Тогда

$$(r - R)^2 = r^2 \sin^2\epsilon + B^2 + r^2 \cos^2\epsilon - 2rB \cos\epsilon \cos\beta,$$

$$R^2 - 2Rr + r^2 = r^2(\sin^2\epsilon + \cos^2\epsilon) + B^2 - 2rB \cos\epsilon \cos\beta$$

или

$$2r(R - B \cos\epsilon \cos\beta) = R^2 - B^2,$$

откуда

$$r = \frac{B^2 - R^2}{2(B \cos\epsilon \cdot \cos\beta - R)}.$$

Таким образом, рассмотренные методы позволяют определять пространственные координаты целей по их собственным излучениям. Требования к количеству и характеристикам постов пассивного комплекса определяются требованиями к качеству РЛИ. Наиболее перспективным является угломерно-разностно-дальномерный метод.

Контрольные вопросы и задачи к практическим занятиям

1. Пояснить принцип измерения координат цели комплексом пассивной локации при реализации триангуляционного (угломерного) метода.
2. Перечислить достоинства МП пассивного комплекса.
3. Назвать недостатки угломерного метода измерения угловых координат.
4. Пояснить принцип измерения координат цели комплексом пассивной локации при реализации разностно-дальномерного метода.
5. Пояснить принцип измерения координат цели комплексом пассивной локации при реализации угломерно-разностно-дальномерного метода.
6. На совмещенную РЛС и двухпозиционную пассивную систему воздействует ПАП. Сравнить их информационные возможности.

Задача 1. В двухпозиционном комплексе пассивной локации определение координат ПАП производится угломерным методом. Определить дальность до ПАП относительно приемных пунктов, если расстояние между приёмными пунктами $B = 100$ км, а углы между линией базы и направлением приёма из первого $\varphi = 30^\circ$, $\alpha = 89^\circ$, $\varepsilon_1 = 0$, $\varepsilon_2 = 0$.

Задача 2. В зоне действия угломерной системы, состоящей из двух приёмных пунктов и измеряющей плоскостные координаты, находятся 12 ПАП. Определить максимально возможное число ложных пересечений и указать пути их устранения.

Задача 3. Определение координат источника радиоизлучения производится угломерным методом с использованием двух пунктов приема, разнесенных друг от друга на расстояние $B = 50$ км. Найти дальность r_1 , если измеренные угловые координаты источника равны $\beta_1 = 30^\circ$, $\beta_2 = 60^\circ$, $\varepsilon_1 = 14^\circ$.

Задача 4. Разностно-дальномерная система пассивной локации предназначена для измерения координат в горизонтальной плоскости. Три пункта приёма системы расположены на одной прямой на расстоянии 50 км. Определить дальность r и азимут β источника излучения относительно центрального пункта, если измеренные разности дальностей $\Delta r_1 = r_1 - r = 10$ км; $\Delta r_2 = r_2 - r = 5$ км.

Задача 5. В зоне действия угломерно-разностно-дальномерной системы, состоящей из двух пунктов, разнесенных на расстояние, находятся два ПАП. Определить дальности до ПАП относительно второго приёмного пункта, если измеренные с помощью коррелятора разности временных запаздываний одинаковы и равны $\Delta t = 200$ мкс, а углы между линией базы и направлениями на цели из второго приёмного пункта равны соответственно $\varepsilon_1 = 30$, $\varepsilon_2 = 60$.

Задача 6. Определение координат источника радиоизлучения производится угломерно-разностно-дальномерным методом с использованием двух пунктов приёма, разнесенных друг от друга на расстояние $B = 120$ км. Определить r_1 , если измеренные угловые координаты и разность дальностей соответственно равны $\beta_1 = 60^\circ$, $\varepsilon_1 = 10^\circ$, $\Delta r = 20$ км.

ГЛАВА 8 ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

8.1. ИСТОРИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ТЕОРИИ НАДЕЖНОСТИ

Основные принципы теории надежности сформировались сравнительно недавно. Однако первые требования к надежности появились практически одновременно с первыми техническими объектами, хотя и не всегда достаточно четко формулировались. Например, 4 000 лет назад в Древнем Вавилоне действовал закон, по которому если разваливался дом и при этом погибал его хозяин, то построивший дом архитектор приговаривался к смертной казни, если же погибали и члены семьи владельца, то та же участь ждала и семью архитектора. По указу Петра I Тульской ружейной канцелярии предписывалось «два ружья каждый месяц стрелять, пока не испортятся» т. е. практически регламентировались испытания ружей на надежность.

История развития теории надежности началась в середине 1940 начале 1950-х годов в связи с развитием радиоэлектроники, ядерной физики, реактивной авиации и космической техники, появлением систем с большим числом элементов. Поводом для проведения первых целенаправленных исследований в области надежности послужила недостаточная эффективность военной техники, созданной во время второй мировой войны: из-за многочисленных отказов до 60 % новых самолетов оказались неработоспособными, 50 % электронной аппаратуры выходило из строя за время хранения, т. е. еще до использования по назначению. Средняя наработка на отказ электронных систем бомбардировщиков составляла всего 20 часов, до 70 % электронных устройств военно-морских судов выходило из строя в начальный период эксплуатации.

В 1940-х годах основные усилия по повышению надежности различных технических объектов были направлены на увеличение долговечности их узлов и агрегатов, совершенствование конструкций, использование более прочных материалов, повышение твердости и качества обработки изнашиваемых поверхностей, совершенствование измерительных приборов и т. д. Кроме того, серьезное внимание стало уделяться проведению планово-предупредительных работ и ремонтов, разработке экономически обоснованных методик оценки качества производимой продукции с учетом уровня её надежности.

В 1950-е годы большое внимание стало уделяться вопросам оценки и обеспечения безопасности техники, особенно в аэрокосмической и атомной отраслях, в т. ч. с учетом ошибок обслуживающего персонала, приводящих к отказам.

8.2. СИСТЕМА КАЧЕСТВА

Долголетний опыт борьбы за качество в нашей стране и за рубежом показал, что никакие эпизодические, разрозненные мероприятия не могут обеспечить устойчивое улучшение качества. Эта проблема может быть решена только на основе четкой системы постоянно действующих мероприятий. На протяжении нескольких десятилетий создавались и совершенствовались системы качества (СК). На современном этапе принята СК, установленная в международных стандартах – ИСО серии 9 000. Требования к СК дополняют технические требования к продукции. Фундаментальным понятием в учении о СК является понятие «процессы жизненного цикла продукции» (ЖЦП), представляющего собой совокупность взаимосвязанных процессов изменения состояния продукции при ее создании и использовании. Существует понятие этапа ЖЦП – условно выделяемой его части, характеризваемой спецификой производимых на этом этапе работ и конечными результатами.

Неразрывность этапов ЖЦП подсказала исследователям проблемы качества модель обеспечения качества в виде непрерывной цепи (окружности), составляющими которой служат отдельные этапы ЖЦП (рис. 8.1). Эту модель раньше называли петлей качества (спиралью качества), а в последней версии ИСО 9 000 – процессами ЖЦП. Важнейшее требование к СК состоит в том, что управление качеством должно охватывать все этапы ЖЦП.

На *этапе маркетинговых исследований* осуществляется систематическая работа по изучению рынков сбыта и требований потребителей к продукции предприятия, условий эксплуатации продукции, возможности поставщиков материальных ресурсов в отношении качества и дисциплины поставок. На *этапе составления технического задания* выявленные в результате маркетинговых исследований потребительские требования трансформируются в технические требования. Итогом является техническое задание (задание технических характеристик нового изделия или услуги).

На *этапе проектирования* создается опытный образец и техническая документация (конструкторская и технологическая документация).

В *процессе закупок* организация оценивает и выбирает поставщиков на основе их способности поставлять продукцию в соответствии с требованиями организации.

В *процессе изготовления* производится отработка и проверка технологического процесса и овладение практическими приемами изготовления продукции со стабильными значениями показателей и в заданном объеме выпуска. При предоставлении материальной услуги осуществляется технологический процесс исполнения (приготовление блюда, химчистка изде-

лия, подготовка товара к продаже) в соответствии с технологическими регламентами.



8.1. Процессы ЖЦП и «треугольник качества»

Проверка продукции включает в себя контроль, измерения и испытания (при необходимости), осуществляемые на всех этапах ЖЦП. Заключительным этапом проверки является приемочный контроль, по результатам которого должно быть подтверждено соответствие готовой продукции установленным требованиям.

Упаковывание и хранение должны способствовать сохранению качества в сфере производства и при хранении на складах.

Распределение и реализация составляют процесс обращения – часть ЖЦП от отгрузки ее изготовителем до получения конкретным потребителем. На этапе обращения решается задача поддержания сформированного при производстве качества при погрузочно-разгрузочных работах, транспортировании, хранении на торговых складах. На этом этапе субъектом управления качеством становится персонал организации сферы услуг. При этом продолжается предоставление услуги, в частности, осуществляется обслуживание потребителя услуги. Основная задача исполнителей услуги – обеспечение качества услуги и высокой культуры обслуживания.

На *этапе эксплуатации (использования и потребления)* к управлению подключается потребитель продукции. От того, насколько грамотно он использует (эксплуатирует) продукцию, будет, в частности, зависеть срок ее службы.

На *этапе технического обслуживания* к управлению качеством также подключается сервисная организация, которая выполняет профилактические мероприятия, ремонт и тем самым поддерживает качество изделия на этапе эксплуатации.

На *этапе утилизации* необходимо употребить с пользой вышедшее из эксплуатации изделие, в частности, реализовать его качество как сырья. Кроме того, необходимо предупредить вредное воздействие использованной продукции на окружающую природную среду.

Этапом утилизации не заканчивается деятельность организации. К этому сроку, а практически еще раньше, организация начинает изучать предполагаемые потребности, уточнять текущие потребности и после маркетинговой деятельности приступает к проектированию новой продукции. Так возникает новый виток деятельности в области качества – от этапа маркетинга до этапа утилизации и т. д.

Современная система качества основывается на двух подходах: техническом (инженерном) и управленческом (административном).

Технический подход базируется на требованиях стандартов на продукцию и предусматривает применение статистических методов, методов метрологии и других научных методов, используемых для оценки стабильности производственных процессов и обеспечения достоверности результатов измерения, контроля и испытания продукции.

Управленческий подход базируется на требованиях стандартов ИСО серии 9 000, принципах и методах менеджмента – «скоординированной деятельности по руководству и управлению организацией». В широком смысле она охватывает организационную структуру организации, документацию, производственные процессы и ресурсы для достижения целей в области качества продукции и удовлетворения требований потребителей.

8.3. ЭКСПЛУАТАЦИЯ И РЕМОНТ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Эксплуатация, или использование по назначению, – самый длительный и ответственный период в жизненном цикле технического объекта, в течение которого он испытывает нагрузки различного вида и находится под воздействием внешних условий. В процессе эксплуатации проверяются технологии, методы и приемы, использовавшиеся на всех предыдущих этапах, выявляются их недостатки, проявляются скрытые дефекты конструкционных материалов, погрешности изготовления, сборки и монтажа.

Эксплуатация технической системы – непрерывный процесс, требующий планового и регулярного контроля и воздействия на систему в целом или на ее составляющие и элементы, что должно обеспечивать ее рабочее состояние и высокий уровень эксплуатационной надежности. По этому под *технической эксплуатацией* в широком смысле понимается не только использование объекта по назначению, но и обеспечение исправно-

го состояния с высоким уровнем надежности, включая плановое техническое обслуживание и ремонты, восстановление работоспособности после отказов, хранение, подготовку к работе и другие работы.

Надежность технических систем при эксплуатации.

Каждая техническая система в процессе эксплуатации проходит несколько периодов и соответственно находится в нескольких различных состояниях и режимах:

использование по назначению – непосредственное создание продукции или получение другого положительного эффекта;

оперативное техническое обслуживание при использовании, непосредственно перед или после использования (заправка топливом, осмотр, устранение мелких неисправностей и т. д.);

периодическое (профилактическое) техническое обслуживание – более трудоемкое техническое обслуживание после определенной наработки или по достижении заданных значений параметров (по техническому состоянию);

ремонт – характеризуется значительной трудоемкостью по сравнению с техническим обслуживанием, при ремонте техническая система не используется по назначению довольно длительное время (в зависимости от причин, сложности и трудоемкости различается несколько видов ремонта);

простой – период, когда техническая система находится в работоспособном состоянии, но не используется по назначению, или находится в неработоспособном состоянии, но не ремонтируется по каким-либо организационно-техническим и другим причинам (в зависимости от состояния системы и причин различается несколько видов простоя).

Периодичность, условия проведения и содержание различных форм технического обслуживания определяются соответствующими регламентами, техническими условиями, другими нормативными документами.

Эксплуатационные методы обеспечения надежности.

Эффективность эксплуатации технической системы в первую очередь связана с ее использованием по назначению, поэтому основная задача управления процессом технического использования заключается в повышении доли времени использования при приемлемых затратах на техническое обслуживание и ремонт. Эта задача решается методами повышения структурной надежности технических систем и оптимальным выбором системы технического обслуживания и норм расхода запасных элементов.

Основная цель технической эксплуатации – обеспечение возможности использования технической системы по назначению, т. е. обеспечение высокой эксплуатационной надежности. В качестве показателей, характеризующих эффективность технической эксплуатации (эксплуатационную

надежность), могут использоваться доли времени, которые система находится в различных состояниях, или среднее время пребывания в различных состояниях, некоторые комплексные показатели надежности – коэффициенты готовности, оперативной готовности, технического использования и т. д., а также экономические показатели. Итак, результативность программы технической эксплуатации можно охарактеризовать некоторым векторным критерием, компонентами которого являются: суммарные затраты на контроль; техническое обслуживание и ремонт; один из показателей надежности, характеризующий безотказность и ремонтпригодность (вероятность безотказной работы, коэффициент готовности, коэффициент технического использования и показатель, характеризующий эффективность применения объекта по назначению, например, вероятность выполнения некоторой задачи).

Эксплуатационная надежность технических систем может быть обеспечена при решении двух основных задач – создание нормальных режимов работы элементов и системы в целом; прогнозирование индивидуального ресурса и назначение оптимальных регламентов эксплуатации.

Решение первой задачи предусматривает разработку специальных мер, обеспечивающих снижение предельных режимов нагружения, износа и старения, уменьшение динамических нагрузок. Решение второй задачи включает выбор оптимальной системы обслуживания, разработку системы контроля, диагностики, сбора и обработки информации о качестве функционирования, принятие оптимальных с точки зрения технико-экономических критериев различных этапов эксплуатации, повышение качества восстановления.

Для обеспечения заданного уровня надежности и управления техническим состоянием объекта необходимы грамотная техническая эксплуатация и целесообразная система ремонтов, т. е. программа технической эксплуатации, которая представляет собой комплекс положений и норм, определяющих организацию и содержание работ по техническому обслуживанию и ремонту объекта в течение всего срока эксплуатации. Задачей технической эксплуатации является обеспечение исправного состояния и безаварийной работы объекта при надлежащей экономичности. Уровень технической эксплуатации определяется соблюдением правил хранения, рациональным использованием объекта в соответствии с назначением, квалификацией обслуживающего персонала, организацией технического обслуживания и ремонтов, проведением диагностики, совершенствованием системы сбора, обработки и анализа информации о надежности.

В задачу технической диагностики входит разработка методов и средств для оценки технического состояния объекта – определение его удаленности от предельного состояния, выявление причин нарушения работоспособности, установление вида и места возникновения повреждений, определение потребности в проведении регулировочных

или ремонтных операций, прогнозирование изменения технического состояния и прогнозирование момента возникновения неисправности или отказа. Объектом диагностирования может быть техническая система в целом или ее элементы. К основным видам диагностической информации относятся значения параметров, характеризующих функционирование системы, повреждения, которые приводят или могут привести к отказу, косвенные признаки (акустические, изменение температуры, давления, вибрация и т. д.). Для диагностирования выбираются параметры, которые дают наиболее объективные сведения о состоянии изделия и его элементов, а затраты на создание системы диагностики экономически целесообразны.

Сбор и анализ диагностической информации должны обеспечить решение нескольких задач: определение причин возникновения неисправностей и отказов; выявление элементов, лимитирующих надежность; определение и корректировка нормируемых показателей надежности; обоснование норм расходов запасных элементов, структуры ремонтного цикла; выявление влияния на надежность условий и режимов эксплуатации; определение экономической эффективности мероприятий по повышению надежности. Диагностическая информация об эксплуатационной надежности системы должна быть достоверной, полной и оперативной. Достоверность информации заключается в объективности всех сведений и обеспечивается точным учетом отказов, системой контроля за сбором сведений, ответственностью и компетенцией обслуживающего персонала. Полнота информации заключается в ее достаточности для решения поставленных задач. Оперативность информации необходима для быстрого принятия мер воздействия на процесс управления эксплуатационной надежностью.

Система технического обслуживания и ремонта.

Техническое обслуживание – операция или комплекс операций по поддержанию работоспособности или исправности изделия при использовании по назначению, ожидании, хранении и транспортировании. Целью технического обслуживания является увеличение времени работы технической системы до отказа или перехода в предельное состояние и снижение длительности ее пребывания в неработоспособном состоянии. Планирование технического обслуживания производится с учетом экономических критериев.

Стратегия технического обслуживания и ремонта – совокупность принципов, правил и управляющих воздействий, методов организации и производственно-технической базы, определяющихся видом и структурой технической системы, преобладающим типом отказов (явных или неявных), глубиной восстановления работоспособности системы при обслуживании (от осмотра до замены отказавших элементов)

и принятым графиком технического обслуживания. Среди разработанных стратегий технического обслуживания в практике эксплуатации различных технических объектов наибольшее распространение получили следующие виды: календарная, по ресурсу, наработке, уровню надежности, состоянию и комбинированные. «Жесткие» стратегии технического обслуживания (календарная, по ресурсу, наработке и комбинированные) предусматривают проведение работ через определенные календарные отрезки времени или наработку вне зависимости от технического состояния объекта. Более прогрессивными считаются «гибкие» стратегии (по уровню надежности и состоянию), при использовании которых объем и периодичность выполнения работ по техническому обслуживанию определяются фактическим состоянием объекта – интенсивностью или частотой отказов, значениями его основных характеристик (параметров) и т. д.

Соответственно при использовании календарной стратегии график технического обслуживания и ремонта может не зависеть от того, произошли ли отказы в предшествующем периоде. В этом случае техническое обслуживание или ремонт назначаются в определенные календарные сроки (календарное техническое обслуживание). В противоположном случае после отказа графики технического обслуживания и ремонта перестраиваются. Для некоторых технических систем обслуживание проводится при достижении их параметров, определенных регламентированных значений (регламентное техническое обслуживание). Наиболее гибкой и достаточно универсальной является планово-предупредительная система технического обслуживания или ремонта, объединяющая жесткое планирование с проведением работ, зависящих от технического состояния оборудования.

Система технического обслуживания и ремонта (ТОиР) – комплекс организационных и технических мероприятий по обслуживанию и ремонту оборудования. Система ТОиР включает планирование, подготовку, реализацию ТОиР с заданными последовательностью и периодичностью. Для этих целей система ТОиР должна предусматривать нормативы продолжительности межремонтных периодов, ремонтных циклов, ремонтов и технического обслуживания, трудоемкости ремонтов, примерное содержание ремонтных работ, указания по организации ремонта и технического обслуживания.

Система ТОиР должна обеспечивать поддержание объектов в работоспособном состоянии и предотвращение их отказов, оптимальную организацию технического обслуживания и ремонта, увеличение коэффициента технического использования объекта за счет повышения качества ТОиР и уменьшения простоев, возможность выполнения ремонтных работ в соответствии с графиком использования объекта по назначению, своевременную подготовку необходимых запасных частей и материалов.

Система ТОиР сочетает систему технического обслуживания и систему планово-предупредительных ремонтов. *Техническое обслуживание предназначено для поддержания работоспособности объекта между ремонтами.* Как правило, предусматривается ежесменное и периодическое техническое обслуживание. Ежесменное техническое обслуживание является основным профилактическим мероприятием, призванным обеспечить надежную работу объекта между ремонтами. Ежесменное техническое обслуживание проводится, как правило, без остановки технологических процессов. Периодическое техническое обслуживание выполняется с учетом установленных в нормативно-технической документации значений наработки или через установленные интервалы времени. Основным назначением периодического технического обслуживания является устранение дефектов, которые не могут быть обнаружены или устранены в период работы объекта. Для непрерывных технологических процессов периодическое техническое обслуживание проводится во время планово-периодических остановок, для других объектов – в период нахождения в резерве или в нерабочий период.

Ремонт – комплекс мероприятий по восстановлению исправности или работоспособности и ресурса объекта.

В зависимости от вида и значимости объекта и принятой стратегии технического обслуживания система планово-предупредительных ремонтов строится из планово-периодических ремонтов или из ремонтов по техническому состоянию. Сущность *планово-предупредительного ремонта* заключается в том, что все виды ремонта планируются и выполняются в установленные сроки. Сущность *ремонта по техническому состоянию* заключается в том, что все виды и сроки ремонта устанавливаются в зависимости от технического состояния объекта, определяемого при периодическом техническом обслуживании. Классификация видов ремонта по регламентации, степени восстановления ресурса объекта и планирования приведена на рис. 8.2.

В зависимости от вида и особенностей повреждений и отказов, износа элементов объекта, а также сложности и трудоемкости ремонтных работ система ТОиР может предусматривать проведение текущего и капитального ремонта. *Текущий ремонт* выполняется для обеспечения или восстановления работоспособности объекта и состоит, как правило, в замене или восстановлении его отдельных узлов и деталей. *Капитальный ремонт* выполняется для восстановления исправности и полного или частичного восстановления ресурса объекта с заменой или восстановлением любых его частей, включая базовые. При капитальном ремонте производится частичная, а в случае необходимости полная разборка объекта.

Система ТОиР предусматривает установление структуры ремонтного цикла и межремонтного периода. *Ремонтный цикл* – это наименьший по-

вторяющийся период эксплуатации, в течение которого осуществляются в определенной последовательности установленные виды технического обслуживания и ремонта, предусмотренные системой ТОиР. *Межремонтный период* – время работы оборудования между двумя последовательно проводимыми ремонтами. Структура ремонтного цикла отражает чередование предусмотренных видов ремонта в определенной последовательности через определенные промежутки времени.

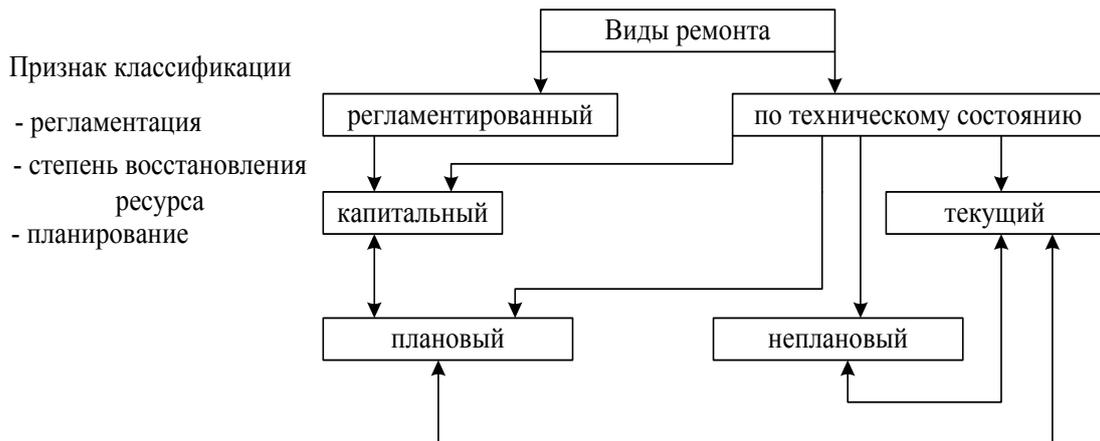


Рис. 8.2. Классификация видов ремонта

Основные понятия, связанные с надежностью.

1. *Исправность* – состояние изделия, при котором оно в данный момент соответствует всем требованиям, установленным как в отношении основных параметров, характеризующих нормальное выполнение заданных функций, так и в отношении второстепенных (дополнительных) параметров, характеризующих удобство эксплуатации, внешний вид и т. д.

2. *Неисправность* – состояние изделия, при котором оно в данный момент времени не соответствует хотя бы одному из требований, характеризующих нормальное выполнение заданных функций.

3. *Работоспособность* – состояние изделия, при котором оно в данный момент времени соответствует всем требованиям, установленным в отношении основных параметров, характеризующих нормальное выполнение заданных функций.

4. *Отказ* – событие, заключающееся в полной или частичной утрате изделием его работоспособности.

5. *Полный отказ* – отказ, до устранения которого использование изделия по назначению становится невозможным.

6. *Частичный отказ* – отказ, до устранения которого остается возможность частичного использования изделия.

7. *Безотказность* – свойство изделия непрерывно сохранять работоспособность в течение некоторого интервала времени.

8. *Долговечность* – свойство изделия сохранять работоспособность (с возможными перерывами для технического обслуживания и ремонта) до разрушения или другого предельного состояния. Предельное состояние может устанавливаться по изменениям параметров, по условиям безопасности и т. д.

9. *Ремонтопригодность* – свойство изделия, выражающееся в его приспособленности к проведению операций технического обслуживания и ремонта, т. е. к предупреждению, обнаружению и устранению неисправностей и отказов.

10. *Надежность* (в широком смысле) – свойство изделия, обусловленное безотказностью, долговечностью и ремонтпригодностью самого изделия и его частей и обеспечивающее сохранение эксплуатационных показателей изделия в заданных условиях.

11. *Восстанавливаемость* – свойство изделия восстанавливать начальные значения параметров в результате устранения отказов и неисправностей, а также восстанавливать технический ресурс в результате проведения ремонтов.

12. *Сохраняемость* – свойство изделия сохранять исправность и надежность в определенных условиях хранения и транспортировки.

Количественные характеристики надежности.

Показатели, характеризующие безотказность:

- вероятность безотказной работы $P(t)$;
- частота отказов, $a(t)$;
- интенсивность отказов $\lambda(t)$;
- среднее время наработки на отказ T_0 ;
- средний срок службы элемента $T_{\text{ср}}$.

Показатели, характеризующие восстанавливаемость:

- вероятность восстановления $V(r)$;
- частота восстановления $\nu(r)$;
- интенсивность восстановления $M(r)$;
- среднее время восстановления $T_{\text{в}}$.

Обобщенные показатели:

- коэффициент готовности $K_{\text{г}}$;
- коэффициент простоя $K_{\text{п}}$;
- вероятность нормального функционирования $P_{\text{нф}}(t)$.

Вероятность безотказной работы – вероятность того, что в определенных условиях эксплуатации в пределах заданной продолжительности работы t отказ не возникнет. В момент t появился отказ

$$P(t) = P(t_1 \geq t).$$

Вероятность появления отказа – величина, обратная вероятности безотказной работы:

$$Q(t) = 1 - P(t), \quad P(t) + Q(t) = 1.$$

Вероятность безотказной работы можно определить статистическими методами. Если в эксплуатации находится N систем (элементов), а через некоторое время t количество отказавших систем (элементов) равно $n(t)$, то

$$P(t) = \frac{N - n(t)}{N} = 1 - \frac{n(t)}{N}. \quad (8.1)$$

Если отказы независимы и каждый из них приводит к отказу всей системы, то

$$P(t) = \prod_{i=1}^N P_i,$$

где P_i – вероятность безотказной работы i -го элемента.

Для практики определенным интересом представляет решение следующей задачи: требуется определить вероятность безотказной работы системы в период времени от t_1 до t_2 , т. е. $P(t_2/t_1) = P(t > t_2 - t_1)$. Для решения задачи необходимо знать вероятность безотказной работы системы на участках $0 - t_1$ и $0 - t_2$:

$$P(t_1) = \frac{N - n(t_1)}{N}, \quad P(t_2) = \frac{N - n(t_2)}{N}.$$

Так как выполнение условия безотказной работы на участке $0 - t_2$ включает в себя и условие безотказной работы на участке $0 - t_1$, то

$$P(t_2) = P(t_1) \cdot P(t_2/t_1).$$

Из этого выражения с учетом предыдущего получим

$$P(t_2/t_1) = \frac{P(t_2)}{P(t_1)} = \frac{N - n(t_2)}{N - n(t_1)}. \quad (8.2)$$

Вероятность безотказной работы системы на участке времени $t_1 - t_2$ определяется отношением количества безотказно проработавших элементов в период времени $0 - t_2$ к количеству безотказно проработавших элементов период времени $0 - t_1$.

Частота отказов – дифференциальный закон распределения времени безотказной работы. Частота отказов представляет собой скорость «падения» надежности. Статистическое значение частоты отказов

$$a(t) \approx \frac{\Delta n}{N_0 \cdot \Delta t}, \quad (8.3)$$

где Δn – число отказавших элементов за время Δt на интервале $(t, t + \Delta t)$;

N_0 – число систем, поставленных на испытание.

Частота отказов является характеристикой восстанавливаемой аппаратуры.

Интенсивность отказов – отношение количества систем (элементов), отказавших в течение рассматриваемого промежутка времени, к произведению количества систем (элементов), работоспособных к началу этого промежутка времени, на его длительность:

$$\lambda(t) = \frac{\Delta n(\Delta t)}{[N_0 - n(t)] \cdot \Delta t}, \quad (8.4)$$

где $n(t)$ – число отказавших элементов за время испытания;

$N_0 - n(t)$ – число элементов, оставшихся исправными к рассматриваемому интервалу времени.

Интенсивность отказов является характеристикой невосстанавливаемой аппаратуры. Опыт эксплуатации показывает, что изменение интенсивности отказов во времени происходит по определенному закону, (рис. 8.3).

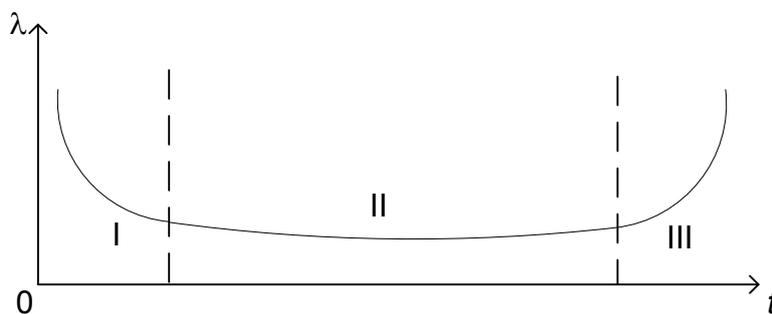


Рис. 8.3. Характеристика интенсивности отказов

Зависимость $\lambda = f(t)$ имеет три явно выраженных участка:

Участок I – период приработки. Характерна повышенная интенсивность отказов за счет отказов слабых элементов со скрытыми дефектами.

Участок II – период нормальной работы. Характерен пониженный уровень и постоянство интенсивности отказов. Для участка II зависимость вероятности безотказной работы от времени определяется экспоненциальным законом

$$P(t) = e^{-\lambda t}.$$

Участок III – период износа и старения. Для этого участка вероятность безотказной работы может быть определена нормальным законом.

Среднее время наработки на отказ определяется как среднее время работы между отказами:

$$T_o \approx \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n t_i, \quad (8.5)$$

где n – число отказов за время испытаний t ;

t_i – время исправной работы от $(i-1)$ -го отказа до i -го отказа.

При экспоненциальном законе наработка на отказ

$$T_o = \frac{1}{\lambda}.$$

При известной зависимости вероятности безотказной работы системы от времени наработка на отказ определяется следующим образом:

$$T_o = \int_0^{\infty} P(t) dt.$$

При экспоненциальном законе (рис. 8.4)

$$P(t) = e^{-\lambda t} = e^{-\frac{t}{T_o}}.$$

При $t = T_o$ вероятность безотказной работы $P(t) = 0,37$, т. е. среднее время безотказной работы равно времени, в течение которого значение $P(t)$ уменьшается до величины 0,37.

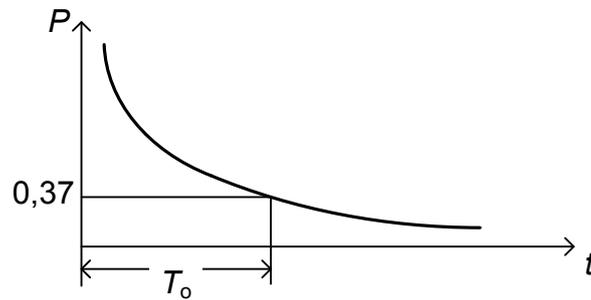


Рис. 8.4. Экспоненциальный закон вероятности

Вероятность восстановления – вероятность того, что система будет восстановлена за время, не больше заданного значения τ .

Среднее время восстановления представляет собой среднее время, затрачиваемое на восстановление системы:

$$T_{\text{в}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n t_{\text{в}i},$$

где $t_{\text{в}i}$ – время на восстановление отказа.

Если известно среднее время восстановления отдельных подсистем, то среднее время восстановления системы определяется следующим образом:

$$T_{\text{в}} = \frac{\sum_{i=1}^N \lambda_i \cdot T_{\text{в}i}}{\sum_{i=1}^N \lambda_i}, \quad (8.6)$$

где $T_{\text{в}i}$ – среднее время восстановления i -й подсистемы;

λ_i – интенсивность отказов i -й подсистемы.

При известной вероятности восстановления среднее время восстановления

$$T_{\text{в}} = \int_0^1 [1 - V(\tau)] d\tau. \quad (8.7)$$

Коэффициент готовности – вероятность того, что произвольно взятая система будет находиться в исправном состоянии в любой момент времени:

$$K_r = \frac{T_o}{T_o + T_b}. \quad (8.8)$$

Коэффициент простоя $K_n = 1 - K_r$.

Вероятность нормального функционирования – обобщенный показатель надежности системы многоразового применения. При этом учитываются: начальное состояние системы, ее безотказность и восстанавливаемость. Это вероятность сложного события, заключающегося в том, что система будет исправной в начале использования и безотказно проработает заданное время t :

$$P_{нф}(t) = K_r \cdot P(t).$$

Методы повышения надежности: конструктивно-производственные, эксплуатационный.

Конструктивно-производственный метод имеет следующую структуру:

1. Выбор схемных решений.
2. Выбор элементов и режимов их работы.
3. Выбор конструкционных материалов и самой конструкции.
4. Учет опыта эксплуатации аппаратуры.
5. Разработка мер, обеспечивающих удобство технического обслуживания и эксплуатации.
6. Учет возможностей обслуживающего персонала.
7. Производственное обеспечение надежности (соблюдение технологии, предварительная тренировка элементов и аппаратуры, настройка и налаживание, текущий и выходной контроль).

Эксплуатационный метод имеет следующую структуру:

1. Выбор объективных факторов (влияние внешней среды).
2. Учет субъективных факторов, связанных с подготовкой обслуживающего персонала, организацией эксплуатации и др.

При соответствующей организации эксплуатации уменьшается влияние обоих методов, что позволяет увеличить вероятность безотказной работы $P(t)$ и время наработки на отказ.

Наиболее просто реализуются мероприятия второго метода:

- повышение квалификации обслуживающего персонала;
- улучшение организации технического обслуживания;
- прогнозирование постепенных отказов;
- уменьшение времени на отыскание и устранение отказов.

Резервирование и его свойства.

Резервированием называют метод повышения надежности систем путем применения резервных систем и элементов. Присоединение резерв-

ных систем к основным должно производиться параллельно. При этом вероятность безотказной работы для системы из m параллельно соединенных элементов определяется следующим образом:

$$P = 1 - \prod_{i=1}^m (1 - P_i).$$

Если система состоит из k групп однотипных элементов, то

$$P = 1 - \prod_{i=1}^k (1 - P_i)^{m_i},$$

т. е. надежность параллельно соединенных систем (элементов) всегда будет выше надежности одной наиболее надежной системы. Различают два способа резервирования: общее и отдельное.

При *общем резервировании* повышение надежности достигается применением резервных систем, т. е. резервируется система в целом (рис. 8.5):

$$P_{\text{общ}} = 1 - \prod_{i=1}^m (1 - P_i). \quad (8.9)$$

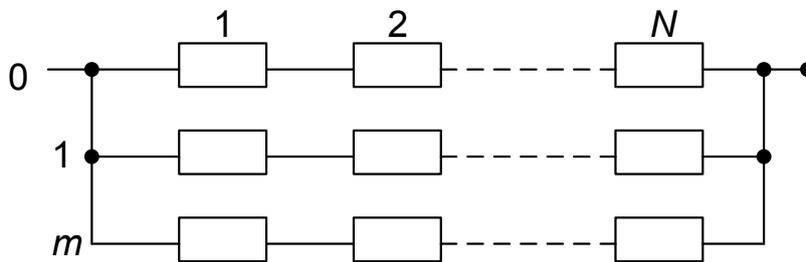


Рис. 8.5. Общее резервирование системы

Для одной ветви, состоящей из N элементов, соединенных последовательно,

$$P_i = 1 - \prod_{j=1}^N P_j.$$

Для случая равнонадежных элементов

$$P_{\text{общ}} = 1 - \left[1 - (1 - q)^N \right]^m, \quad (8.10)$$

где q – вероятность отказа.

Вероятность безотказной работы системы с общим резервированием при бесконечном числе последовательно соединенных элементов в ветви уменьшается до 0 даже в том случае, когда число параллельных ветвей увеличивается до бесконечности.

Раздельное резервирование предусматривает резервирование отдельных участков систем или ее элементов (рис. 8.6).

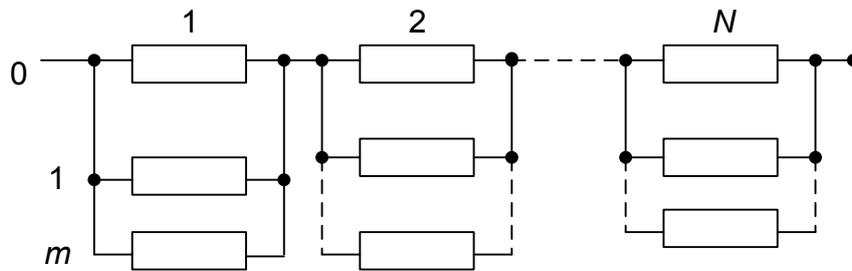


Рис. 8.6. Раздельное резервирование

Для отдельной группы из m параллельно включенных элементов

$$P = 1 - \prod_{i=1}^m q_i.$$

Для всей системы с раздельным резервированием

$$P_{\text{разд}} = 1 - \prod_{j=1}^N \left(\prod_{i=1}^m q_i \right).$$

При равнонадежных элементах

$$P_{\text{разд}} = \left(1 - q^m \right)^N, \quad (8.11)$$

т. е. вероятность безотказной работы приближается к 1 при безграничном увеличении числа резервирующих элементов в группах. Даже если число последовательно соединенных групп также приближается к бесконечности.

Выводы:

1. При общем резервировании для полного отказа системы достаточно, чтобы в каждой из цепей вышло из строя по одному какому-либо элементу.

2. При раздельном резервировании отказ системы происходит только в том случае, если в каждой группе выйдут из строя все элементы. Раздельное резервирование дает выигрыш в надежности.

При отдельном резервировании используют следующие способы включения резерва: постоянное включение и замещение.

Постоянным резервированием называют такое, при котором резервные системы (элементы) присоединены к основным в течение всего времени работы и находятся в одинаковом с ним режиме. В этом случае ресурс работы резерва начинает расходоваться с момента включения всей системы. Если при этом резервная система находится в рабочем режиме, то такой резерв называют *нагруженным*. Преимущества постоянного резервирования:

простота включения;

мгновенная готовность резерва к работе.

Недостаток заключается в том, что при повышении отказов в резерве изменяются параметры всей системы.

Резервирование замещением предусматривает замещение резервной системой (элементом) основной после ее отказа. Различают два возможных состояния резерва: облегченный и ненагруженный.

Облегченный резерв – это нахождение резервной системы (элемента) в неполном рабочем режиме. Ресурс работы начинает расходоваться с момента включения, но интенсивность его расхода до подключения значительно ниже, чем в обычных условиях работы.

При *ненагруженном резерве* резервная система (элемент) не находится в состоянии работы. Расход ресурса начинается с момента включения. При резервировании замещением обязательно наличие коммутирующего устройства для подключения резерва. Преимущества метода:

в большей степени сохраняется ресурс работы резерва;

не изменяется режим работы при отказе;

отпадает необходимость в специальных регулировках при отказе;

появляется возможность использовать одно резервное устройство для резервирования нескольких однотипных.

Недостатки:

наличие коммутирующего устройства;

необходимо дополнительное время на переключение резерва и его прогрев (ненагруженный резерв).

Часто аппаратура содержит несколько групп одинаковых блоков. В этом случае, используя резервирование замещением, нет необходимости в таком же количестве резервных блоков. Достаточно иметь один или несколько блоков. Такое резервирование называют *скользящим*. Это резервирование позволяет при относительно небольших затратах повысить надежность системы.

При резервировании замещением есть возможность восстановления вышедшего из строя резерва, в то время как система работает с другими резервными элементами.

Методика обнаружения неисправностей.

Методика обнаружения неисправностей представляет собой совокупность приемов и порядка действий для наиболее целесообразного и наиболее быстрого обнаружения неисправностей.

В настоящее время существуют два основных направления в решении этой задачи:

разработка и использование субъективной методики обнаружения неисправностей (ручной способ);

автоматизация процесса обнаружения неисправностей путем создания специальных систем.

Наиболее логичной последовательностью испытаний при поиске неисправности в любой системе является постепенное сужение границ области неисправной части системы до тех пор, пока неисправность не будет локализована до конкретного поврежденного элемента, т. е. каждый последующий шаг предпринимается на основе информации, полученной от предыдущего испытания, указывающей, какая часть системы может быть исключена из рассмотрения как исправная. В радиоэлектронной системе сначала выявляется неисправный тракт (приемный, индикаторный и т. п.), затем в тракте выделяется неисправный блок, в блоке – каскад, в каскаде – элемент. Таким образом, поиск неисправности состоит в последовательном делении системы сначала на крупные участки с отбрасыванием исправных, затем – на все более мелкие участки или области системы. Эту логическую планомерную последовательность испытаний (проверок) принято называть методом последовательных приближений.

Метод последовательных приближений.

Пусть некоторая система состоит из $N = 8$ последовательно включенных элементов. Предположим, что вероятности отказов элементов равны, т. е. появление отказа любого элемента равновероятно. Вероятность обнаружения отказавшего элемента методом поочередных случайных испытаний равна $1/7$. Это значит, что время обнаружения отказа пропорционально числу элементов без одного (последний элемент не испытывается);

$$\tau_{\text{пи}} = k(N - 1), \quad (8.12)$$

где k – среднее время проведения одного испытания;

$\tau_{\text{пи}}$ – время обнаружения методом поочередных испытаний.

Метод последовательных приближений в частном случае, когда мы не располагаем предварительной информацией (признаками нормальной работы до испытаний), может быть сведен к так называемому методу средней точки. Это значит, что мы производим первое испытание в середине системы между элементами 4 и 5. В результате границы неисправно-

го участка системы сокращаются до элементов 5, 6, 7 и 8. Сразу исключается из рассмотрения исправная половина системы (элементы 1, 2, 3 и 4).

Второе испытание делит пополам оставшийся неисправным участок системы. Таким образом, для отыскания неисправного элемента в системе, состоящей из восьми элементов, необходимо произвести не более трех испытаний.

Максимальное число испытаний m при таком методе подсчитывается по формуле

$$m = \frac{\ln N}{\ln 2}.$$

Время обнаружения неисправного элемента

$$\tau_n = km = 1,43k \ln N.$$

Метод последовательных приближений является необходимым, но не достаточным элементом методики. Для его реализации нужны определенные приемы (способы) испытаний:

контрольных переключений и регулировок;
 промежуточных измерений;
 замены;
 внешнего осмотра;
 сравнения;
 характерных неисправностей.

Способ контрольных переключений и регулировок.

Сущность способа состоит в том, что на основе оценки внешних признаков проявления неисправности последовательно исключаются из рассмотрения исправные участки системы путем анализа трактовых схем и использования рабочих органов переключения, регулировки и элементов текущего контроля (сигнальных лампочек, встроенных приборов, автоматов защиты и т. п.).

Под трактом понимается соединение совокупности элементов, выполняющих одну из определенных функций системы. Трактовая схема должна указывать, по каким конкретно шкафам, соединительным кабелям, разъемам, каскадам, контактам и переключателям системы проходит тот или иной вид сигнала. Она отличается от блок-схемы и функциональной схемы тем, что имеет оцифровку и монтажные обозначения переходных разъемов, кабелей и контактов. Отличается от монтажной схемы тем, что не содержит жгутов и конструктивных элементов и, наконец, отличается от принципиальной схемы тем, что не содержит элементов каскадов. Трактовая схема дает достаточно исчерпывающую информацию о путях про-

хождения сигнала. Заметим, что схема тракта будет неполноценной, если в ней не приведены элементы управления и контроля (переключатели, элементы регулировки, контроля и т. п.).

Рассмотрим примеры применения способа контрольных переключений и регулировок.

При пропадании сигнала на выходе вещательного приемника на всех диапазонах необходимо включить его в режим проигрывателя. Появление звука в этом режиме дает возможность исключить из рассмотрения участок схемы от входа УНЧ до динамика.

При отсутствии сигналов на выходе приемника одного из каналов системы нужно воспользоваться переключателем АРЧ – РРЧ. Поставив его в положение РРЧ, убеждаемся в появлении сигналов. Проведенное испытание таким контрольным переключением позволяет исключить из рассмотрения, канал сигнала (УПЧ, детектор, ВУС) и принять решение о последующем испытании неисправного канала АПЧ.

Способ контрольных переключений является эффективным средством осуществления метода последовательных приближений. Преимуществом способа являются быстрота и простота проверки предположений о состоянии участков системы. Недостаток способа – его ограниченность (позволяет выделить только участок, а не конкретное место повреждения).

Способ промежуточных измерений.

Сущность способа состоит в том, что для сужения области неисправности или нахождения отказавшего элемента производят измерение сопротивлений цепей, режимов питания, параметров высокочастотных цепей, осциллографирование напряжений и токов в контрольных гнездах и других точках схемы. Результаты измерений сопоставляют с картами сопротивлений, напряжений, с таблицами режимов и осциллограммами. Этот способ особенно целесообразен на конечном этапе поиска неисправности, когда граница неисправной части системы сужена до блока, каскада или цепи и нужно найти отказавший элемент или выявить причину неисправности. Для испытаний этим способом используется как встроенная, так и придаваемая контрольно-измерительная аппаратура.

Способ замены.

Для обнаружения неисправности этим способом отдельные элементы системы (блоки, субблоки, кабельные соединения, электровакуумные приборы (ЭВП) и т. п.) заменяются соответствующими заведомо исправными элементами. Если после замены признаки нормальной работы восстановились, то делается однозначный вывод о неисправности замененного элемента.

Область применения способа при текущем ремонте определяется наличием запасных блоков, узлов или электровакуумных приборов. Наиболее часто способ применяют при поиске неисправных ЭВП. Когда сужение границ неисправности произведено до блока, в нем обращают

внимание на лампы (поскольку они являются менее надежными элементами). При этом может быть произведена полная комплектная замена всех ламп, если подбор ламп не требуется. Эффективность способа повышается при субблочной конструкции и наличии второй однотипной системы.

Достоинством способа замены являются быстрота проверки и простота заключения о неисправном участке (элементе) системы. Недостаток – возможное повреждение заменяющих элементов и некоторая неоднозначность в случае, когда после замены элемента признаки нормальной работы не восстановились.

Способ внешнего осмотра.

Предполагает не только зрительный осмотр монтажа, кабелей и других элементов, но и проверку на нагрев таких элементов, как корпуса электродвигателей, генераторов, редукторов, баллонов ламп, проверку на слух работы агрегатов питания, срабатывания автоматики, искрения в разрядниках и элементах высокочастотных трактов. Применение способа особенно эффективно, когда неисправность сопровождается признаками аварийного характера. Преимущества способа – простота и наглядность. Эти преимущества зачастую переоцениваются и обращаются в его недостаток, когда обслуживающий персонал, надеясь найти неисправность внешним способом, затрачивает на это неоправданно много времени.

Главным недостатком этого способа является ограниченность. Найти неисправность удастся лишь при наличии явно выраженных внешних признаков, а они возникают не часто.

Способ сравнения.

Сущность способа состоит в том, что режим работы неисправного участка системы сравнивается с режимом однотипного элемента исправной системы. Способ дополняет и упрощает способ промежуточных измерений и может быть применен при наличии однотипных элементов или систем.

Способ характерных неисправностей.

Сущность способа заключается в том, что неисправность отыскивается на основании известных признаков, однозначно характеризующих данную неисправность. Перечень таких неисправностей и их признаков оформляется в виде таблицы, которую используют при ремонте или изучают заблаговременно. В таблицы сводятся часто повторяющиеся характерные для данной системы неисправности, выявленные в процессе эксплуатации. Обычно табличные неисправности приводятся в инструкциях по эксплуатации.

Недостаток способа состоит в том, что практически пользоваться им трудно: требуется пересмотреть все признаки неисправностей, пока будет найдено нужное сочетание. Эффективность способа зависит от опыта технического персонала.

Порядок испытаний при поиске неисправностей.

Применительно к задаче обнаружения неисправностей в радиолокационном вооружении можно выделить три порядка испытаний. Необходимость такого выделения связана с различием в обстоятельствах, предшествующих поиску неисправностей, и неодинаковой вероятностью возникновения одной или нескольких неисправностей одновременно. Знание характерных обстоятельств намного облегчает начальный этап поиска неисправности.

Различают следующие предпосылки (случаи):

предпосылка I, когда признаки неисправности появляются сразу же после включения системы;

предпосылка II, когда признаки неисправности возникают уже в процессе нормальной работы системы;

предпосылка III, когда неисправность вне зависимости от момента появления сопровождается признаками аварийного характера.

Порядок испытаний при обнаружении неисправностей, возникающих после включения системы.

Неисправности по предпосылке I чаще всего возникают из-за нарушения правил транспортировки, развертывания и проведения регламентных работ. При этом вероятность появления одновременно нескольких неисправностей достаточно велика. Поэтому порядок поиска неисправностей должен быть следующим.

Чтобы не потерять ориентировки при анализе признаков неисправности, первым шагом испытаний должна быть тщательная проверка правильности установки исходных положений рабочих органов переключения и регулировки. Неправильная их установка может быть причиной появления ложной информации о ненормальной работе системы. Нарушение порядка включения некоторых систем также приводит к появлению признаков ложной неисправности, а в отдельных случаях и к аварии. Поэтому, прежде всего, необходимо:

устранить влияние возможных расстроек;

соблюдая правила техники безопасности, проверить напряжения источников питания.

Если в результате этого не удастся добиться нормальной работы аппаратуры, то поиск поврежденного элемента производится в следующем порядке.

Используя имеющиеся в системе органы переключения, регулировки, средства контроля и трактовую схему, способом контрольных переключений добиваются максимально возможного сужения границ неисправного участка системы (вплоть до каскада).

Освободившись предыдущими испытаниями от признаков ложных неисправностей, влияния расстроек и ненормального режима питания, а также выделив неисправный участок системы (канал, блок, каскад), нужно обратиться к принципиальной схеме участка (элемента)

и произвести анализ признаков повреждения и его возможных причин. При этом намечается дальнейший порядок испытаний и выбираются наиболее рациональные способы. Применяя способ промежуточных измерений или другие способы, определяется поврежденный элемент и устанавливается причина отказа. После устранения повреждения необходимо произвести контрольные измерения в цепях схемы, подвергшейся ремонту, с целью проверки режимов и параметров и настроить и отрегулировать восстановленный элемент до полного соответствия с данными инструкции по эксплуатации. Приведенная совокупность правил обладает достаточной общностью для поиска неисправностей в различных системах.

Порядок испытаний при обнаружении неисправностей, возникающих во время нормальной работы системы.

При предпосылке II вероятность возникновения одновременно нескольких неисправностей мала. Очевидно, что 1-й и 2-й этапы рассмотренного порядка могут быть опущены. Обнаружение неисправности надо начинать с опроса обслуживающего персонала об обстоятельствах, которые сопутствовали появлению неисправности. Эта информация может оказаться полезной, так как она выявляет неправильные действия операторов или техников. Затем анализируются признаки ненормальной работы и дальнейшие испытания проводятся по изложенному выше порядку.

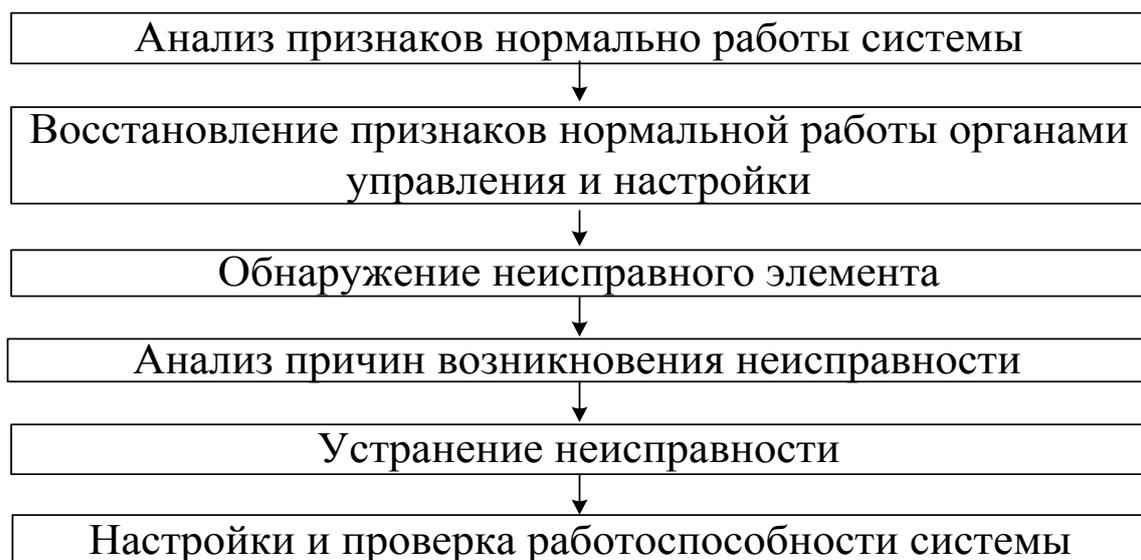


Рис. 8.7. Порядок поиска неисправности в общем случае

Порядок испытаний при обнаружении неисправностей, сопровождающихся признаками аварийного характера.

При резко выраженных аварийных признаках первым шагом должно быть выключение системы. После выключения нужно произвести внешний осмотр аварийного участка. В отдельных случаях при слабо выраженных аварийных признаках необходимо уточнить поврежденный участок и после этого выключить систему (или ее часть). Заменять поврежденный элемент нельзя до тех пор, пока не установлена причина неисправности.

Общая методика не освобождает от субъективного подхода к процессу обнаружения неисправностей, ее основой являются логика мышления и знание ремонтируемой системы. На рис. 8.7. приведен порядок (алгоритм) поиска неисправности, составленный для общего случая (предпосылка I). Алгоритм дает возможность составить для конкретных примеров программу работы универсальной ЭВМ, используемой для поиска неисправностей.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В предложенном учебнике авторским коллективом с единых позиций и на основе единого математического аппарата освещены основные классические положения статистической теории обнаружения, оптимальной обработки, разрешения и оценки параметров сигналов в радиолокационных системах.

Дисциплина «Радиолокационные системы» является одной из главных военно-технических дисциплин, определяющих профессиональную подготовку курсантов. Некоторые вопросы современной теории радиолокации остались за рамками данного учебника из-за ограничения его объема учебной программой. Радиолокационные системы постоянно совершенствуются в направлении повышения их информативности, помехозащищенности, надежности и живучести.

Современные достижения науки и техники конца XX века позволили сформировать ряд устойчивых тенденций в развитии теории и принципов построения радиолокационных систем как гражданского, так и военного назначения.

В связи с этим, для расширения и пополнения своих теоретических знаний в дальнейшем специалистам, занимающимся в области радиолокации, особый акцент необходимо сделать на следующих направлениях:

- когерентность одиночного радиолокатора и территориально распределенная радиолокационная система в целом;

- синтезированная апертура антенны и, как следствие, реализация принципов радиовидения;

- широкополосность зондирующих сигналов (линейно-частотная, фазовая, внутриимпульсная модуляция);

- цифровизация основных информационных каналов;

- цифровые методы обработки информации;

- фазированные антенные решетки;

- твердотельная техника построения;

- мощные вакуумные приборы с высоконадежными композиционными катодами для РЛС метрового диапазона;

- высокостабильные, в основном цезиевые, атомно-лучевые стандарты частоты и времени.

Анализ основных направлений развития радиолокационных систем на перспективу показывает, что в период 2020–2025 годы могут быть созданы РЛС (в том числе интегрированные с оптико-электронными системами), обеспечивающие всепогодное и круглосуточное обнаружение и идентификацию практически всех видов объектов, существующих и находящихся на стадии разработки, включая малозаметные, низколетящие и гиперскоростные. Применительно к радиоволновому диапазону дальность эффективного обнаружения целей может быть увеличена в 5–10 раз.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

ОСНОВНОЙ

1. Теоретические основы радиолокации / под ред. Я.Д. Ширмана. – М. : Сов. радио, 1970. – 560 с.
2. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория : справ. / под ред. Я.Д. Ширмана. – М. : ЗАО «МАКВИС», 1998. – 826 с.
3. Сосулин, Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации : учеб. пособие для вузов / Ю. Г. Сосулин. – М. : Радио и связь, 1992. – 304 с.
4. Дудник, П. И. Многофункциональные радиолокационные системы : учеб. пособие для вузов / П.И. Дудник, А.Р. Ильчук, Б.Г. Татарский; под ред. Б.Г. Татарского. – М. : Дрофа, 2007. – 283 с. : ил. – (Высшее образование. Радиотехнические системы).
5. Сосулин, Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации : учеб. пособие для вузов / Ю. Г. Сосулин. – М. : Радио и связь, 1992. – 304 с.
6. Системотехнические основы построения вооружения радиотехнических войск: в 2 ч. / под ред. В. П. Бердникова. – Тверь : ВА ВКО, 2008. – 248 с.
7. Бакулев, П.А. Радиолокационные системы : учеб. для вузов. – 2-е Изд., перераб. и доп / П. А. Бакулев. – М. : Радиотехника, 2007. – 376 с.
8. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / под ред. А.И. Канащенкова, В.И. Меркулова. – М. : Радиотехника, 2003. – 416 с.
9. Основы построения РЛС РТВ / под ред. Б.Ф. Бондаренко. – Киев : КВИРТУ, 1987. – 368 с.
10. Лезин, Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем : учеб. пособие для вузов / Ю. С. Лезин. – М. : Радио и связь, 1986. – 280 с.
11. Финкельштейн, М.И. Основы радиолокации : учеб. для вузов / М. П. Финкельштейн. – М. : Сов. радио, 1973. – 496 с.
12. Справочник по радиоэлектронным системам / под ред. Б.Х. Кривицкого. – М. : Энергия, 1979. – 368 с.
13. Автоматизированные системы управления воздушным движением: Новые информационные технологии в авиации : учеб. пособие / под ред. С.Г. Пятко и А.И. Красова. – СПб. : Политехника, 2004. – 446 с.
14. Пространственно-временная обработка сигналов / И.Я. Кремер, А.И. Кремер, В.М. Петров и др. ; под ред. И.Я Кремера. – М. : Радио и связь, 1984. – 224 с.
15. Бакут, П.А. Обнаружение движущихся объектов / Ю.В. Жулина, Н.А. Иванчук ; под ред. П.А. Бакута. – М. : Сов. Радио, 1980. – 288 с.

16. Бакулев, Л.А. Методы и устройства селекции движущихся целей / Л. А. Бакулев, В. М. Степин. – М. : Радио и связь, 1986. – 288 с.

17. Обработка сигналов в многоканальных РЛС / А.П. Лукошкин, С.С. Каринский, А. А. Шаталов и др.; под ред А.П. Лукошкина. – М. : Радио и связь, 1983.– 328 с.

18. Основы загоризонтной радиолокации / В.А. Алебастров, Э.Ш. Гойхман, И.М. Заморин и др.; под ред. А.А. Колосова. – М. : Радио и связь, 1984. – 256 с.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЙ

19. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника. – 2-е изд., перераб. и доп / В. И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1982. – 624 с.

20. Лезин, Ю.С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов / Ю. С. Лезин. – М. : Сов. радио, 1969. – 448 с.

21. Денисов, В.П., Радиотехнические системы : учеб. пособие / В. П. денисов, Б. П. Дудко. – Томск : ТГУСУР, 2006. – 253 с.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АД – амплитудный детектор
 АКФ – автокорреляционная функция
 АМС – амплитудное мгновенное сравнение (метод пеленгации)
 АП – активные помехи
 АР – антенная решетка
 АРУ – автоматическая регулировка усиления
 АФР – амплитудно-фазовое распределение
 АЦП – аналого-цифровой преобразователь
 АЧС – амплитудно-частотный спектр
 АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
 БИС – большая интегральная схема
 БИХ – бесконечная импульсная характеристика
 БФП – быстрое преобразование Фурье
 ВВС – Военно-воздушные силы
 ВД – временной дискриминатор
 ВКО – Воздушно-космическая оборона
 ВО – воздушный объект
 ВЧ – высокая частота
 ГАУ – Главное артиллерийское управление
 ГФН – гребенчатый фильтр накопления
 ГФП – гребенчатый фильтр подавления
 Д – детектор
 ДВТ – двойной волноводный тройник
 ДН – диаграмма направленности
 ДНА – диаграмма направленности антенны
 ДПФ – дискретное преобразование Фурье
 ДТР – дальнее тропосферное распространение
 ЖЦП – жизненный цикл продукции
 ЗГ – задающий генератор
 ЗС – зондирующий сигнал
 ЗУР – зенитные управляемые ракеты
 ИНО – импульс начала опроса
 ИС – интегральные схемы
 ИХ – импульсная характеристика
 КИХ – конечная импульсная характеристика
 ЛА – летательные аппараты
 ЛЗ – линия задержки
 ЛФТИ – Ленинградский физико-технический институт
 ЛЧМ – линейно-частотно-модулированный
 ЛЭФИ – Ленинградский электрофизический институт
 МВЦ – маловысотные цели

МО – математическое ожидание
МП – многопозиционный
МП РЛС – многопозиционная радиолокационная система
МПР – многопозиционная радиолокация
НЛЦ – низколетящая цель
НН – некогерентный накопитель
ОДПФ – обратное дискретное преобразование Фурье
ОПРИ – одиночный прямоугольный радиоимпульс
ПАВ – поверхностные акустические волны
ПАП – постановщик активных помех
ПВО – противовоздушная оборона
ПНБ – прицел наведения бомбардировщика
ПП – пассивные помехи
ППП – переключатель прием/передача
ПУ – пороговое устройство
ПФ – преобразование Фурье
ПЧ – промежуточная частота
РА – разведывательная авиация
РВ – радиоволна
РККА – Рабоче-Крестьянская Красная Армия
РЛИ – радиолокационная информация
РЛС – радиолокационная станция
РЛЦ – радиолокационные цели
РПрУ – радиоприемное устройство
РПУ – радиопередающее устройство
РРВ – распространение радиоволн
РСА – радиолокатор с синтезированной апертурой
РСН – равносигнальное направление
РФН – равнофазное направление
РЭБ – радиоэлектронная борьба
РЭС – радиоэлектронные средства
СВЧ – сверхвысокие частоты
СДЦ – селекция движущихся целей
СК – система качества
СКДВ – схема компенсации действия ветра
СКО – среднеквадратическая ошибка
СМ – смеситель
СОН – станция оружейной наводки
СФ – согласованный фильтр
СФОИ – согласованный фильтр одиночного радиоимпульса
СШПС – сверхширокополосные сигналы
ТОиР – техническое обслуживание и ремонт
ТТХ – тактико-технические характеристики

УКВ – ультракороткие волны
УЛЗ – управляемая линия задержки
УМ – усилитель мощности
УНЧ – усилитель низкой частоты
УПФ – узкополосный фильтр
УПЧ – усилитель промежуточной частоты
УСО – усилитель сигнала ошибки
ФАР – фазированная антенная решетка
ФД – фазовый детектор
ФКМ – фазокодированный манипулированный
ФМ – фазовая манипуляция (фазоманипулированный)
ФМС – фазовое мгновенное сравнение (метод пеленгации)
ФЧС – фазочастотный спектр
ФЧХ – фазочастотная характеристика
ЦРЛ – Центральная радиолоборатория
ЧМ – частотно-модулированный
ЧПВ – череспериодное вычитание
ЧПК – череспериодная компенсация
ШАРУ – шумовая автоматическая регулировка усиления
ШПС – широкополосные сигналы
ЭВМ – электронные вычислительные машины
ЭВП – электровакуумные приборы
ЭДС – электродвижущая сила
ЭМВ – электромагнитные волны
ЭПР – эффективная площадь рассеяния

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	3
ПРЕДМЕТ И ЗАДАЧИ УЧЕБНОЙ ДИСЦИПЛИНЫ.....	3
КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ ИСТОРИИ РАДИОЛОКАЦИИ	5
ГЛАВА 1	
ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИИ.....	16
1.1. ПРИНЦИПЫ, ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И ВИДЫ РАДИОЛОКАЦИИ.....	16
1.2. ПРИНЦИПЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ.....	18
1.3. СПОСОБЫ ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА	20
1.4. ЭТАПЫ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ.....	22
1.5. ДИАПАЗОНЫ РАДИОВОЛН, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В РАДИОЛОКАЦИИ.....	23
ГЛАВА 2	
СИГНАЛЫ И ПОМЕХИ В РАДИОЛОКАЦИИ	25
2.1. ВИДЫ РАДИОСИГНАЛОВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ В РЛС.....	25
2.1.1. ВИДЫ И МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ.....	25
2.1.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ	28
2.1.3. СЛОЖНЫЕ СИГНАЛЫ, ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ	34
2.2. ЯВЛЕНИЕ ВТОРИЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ РАДИОВОЛН	37
2.2.1. ОТРАЖЕНИЕ, РАССЕЯНИЕ И ПЕРЕИЗЛУЧЕНИЕ РАДИОВОЛН ОБЪЕКТАМИ (ЦЕЛЯМИ).....	37
2.2.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ.....	37
2.2.3. ЭФФЕКТИВНАЯ ПЛОЩАДЬ РАССЕЯНИЯ ЦЕЛЕЙ.....	38
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ.....	49
2.3. МОДЕЛИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ, ШУМОВ И ПОМЕХ.....	49
2.3.1. МОДЕЛИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ	50
2.3.2. СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ШУМОВ И ПОМЕХ	56
2.3.3. СТРУКТУРА И МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ.....	61
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ.....	64
ГЛАВА 3	
ОСНОВЫ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ.....	66
3.1. ПОСТАНОВКА И МЕТОДИКА РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ОПТИМИЗАЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ.....	66
3.1.1. ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ОБНАРУЖЕНИЯ	66
3.1.2. СТАТИСТИЧЕСКИЕ КРИТЕРИИ ОПТИМИЗАЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ	70
3.1.3. ОПТИМАЛЬНОЕ РЕШАЮЩЕЕ ПРАВИЛО	72
3.2. ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ С ПОЛНОСТЬЮ ИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ	74
3.2.1. ОТНОШЕНИЕ ПРАВДОПОДОБИЯ И АЛГОРИТМ ОДНОКАНАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА С ИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ НА ФОНЕ КВАЗИБЕЛОГО ШУМА.....	74
3.2.2. ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ОБНАРУЖЕНИЯ	78
3.3. ОБНАРУЖЕНИЕ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ.....	81

3.3.1. МЕТОДЫ ВЫЧИСЛЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ ПРАВДОПОДОБИЯ. ОБЩИЕ СООТНОШЕНИЯ	81
3.3.2. ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА СО СЛУЧАЙНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ	83
3.3.3. ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ	85
3.4. ОБНАРУЖЕНИЕ НЕКОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ	89
3.4.1. МОДЕЛЬ НЕКОГЕРЕНТНОГО СИГНАЛА. ОТНОШЕНИЕ ПРАВДОПОДОБИЯ	90
3.4.2. НЕКОГЕРЕНТНОЕ НАКОПЛЕНИЕ СИГНАЛОВ. АНАЛИЗ КАЧЕСТВА НЕКОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ	92
3.4.3. ЦИФРОВЫЕ ОБНАРУЖИТЕЛИ	97
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ	99
3.5. ДАЛЬНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ И ЗОНЫ ВИДИМОСТИ РЛС	100
3.5.1. ДАЛЬНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ РЛС	100
3.5.2. ВЛИЯНИЕ ЗЕМЛИ И АТМОСФЕРЫ НА ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ РЛС	104
3.5.3. ЗОНЫ ВИДИМОСТИ РЛС	109
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ	111

ГЛАВА 4

МЕТОДЫ РЕАЛИЗАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ

УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ 113

4.1. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ	113
4.1.1. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ СИГНАЛОВ С ПОЛНОСТЬЮ ИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ	113
4.1.2. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ	116
4.1.3. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ СИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ	119
4.2. ФИЛЬТРОВЫЙ МЕТОД ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ	122
4.2.1. ВРЕМЕННЫЕ И ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРОВ, СОГЛАСОВАННЫХ С ХАРАКТЕРИСТИКАМИ СИГНАЛОВ	122
4.2.2. ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ФИЛЬТРА	123
4.2.3. ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ФИЛЬТРА	125
4.2.4. ПРОХОЖДЕНИЕ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА И ШУМОВ ЧЕРЕЗ СОГЛАСОВАННЫЙ ФИЛЬТР	128
4.2.5. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ФИЛЬТРОВЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ	130
4.3. СОГЛАСОВАННЫЕ ФИЛЬТРЫ ДЛЯ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ	131
4.3.1. СОГЛАСОВАННЫЕ ФИЛЬТРЫ ДЛЯ ГАУССОВЫХ И ПРЯМОУГОЛЬНЫХ РАДИОИМПУЛЬСОВ	132
4.3.2. СОГЛАСОВАННЫЕ ФИЛЬТРЫ ДЛЯ КОГЕРЕНТНЫХ ПАЧЕК РАДИОИМПУЛЬСОВ ..	137
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ	143
4.3.3. ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ И СОГЛАСОВАННЫЕ С НИМИ ФИЛЬТРЫ	144
4.3.4. ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ И СОГЛАСОВАННЫЕ С НИМИ ФИЛЬТРЫ	150
4.4. КОРРЕЛЯЦИОННО-ФИЛЬТРОВЫЕ МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ	157
4.4.1. КОРРЕЛЯЦИОННО-ФИЛЬТРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ НА ФОНЕ БЕЛОГО ШУМА	157
4.4.2. ПРИМЕРЫ КОРРЕЛЯЦИОННО-ФИЛЬТРОВОЙ ОБРАБОТКИ	159
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ	164

4.5. ЗАЩИТА РЛС ОТ ПАССИВНЫХ И АКТИВНЫХ ПОМЕХ.	
ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ.....	165
4.5.1. ОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ	165
4.5.2. ПРИМЕРЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ.	
БОРЬБА С ПАССИВНЫМИ ПОМЕХАМИ	178
4.5.3. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ СДЦ.....	192
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ.....	205
4.5.4. ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ.....	206
4.6. ЦИФРОВАЯ КОГЕРЕНТНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ.....	217
4.6.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦИФРОВАННЫХ СИГНАЛОВ И ШУМОВ	218
4.6.2. ЦИФРОВОЙ КОРРЕЛЯТОР	220
4.6.3. ПРИМЕРЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ	222
4.6.4. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ.	
ДИСКРЕТНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ И ЕГО СВОЙСТВА	226
4.6.5. БЫСТРОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ.....	232

ГЛАВА 5

ОСНОВЫ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ РАЗРЕШЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ..... 235

5.1. АВТОКОРРЕЛЯЦИОННАЯ ФУНКЦИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ	235
5.1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАЗРЕШЕНИИ СИГНАЛОВ.	
УСТРОЙСТВА РАЗРЕШЕНИЯ СИГНАЛОВ	235
5.1.2. ВРЕМЯЧАСТОТНАЯ ФУНКЦИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ И ЕЁ СВОЙСТВА. ФУНКЦИИ И ДИАГРАММЫ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ.....	239
5.1.3. РАЗРЕШАЮЩИЕ СПОСОБНОСТИ ПО ДАЛЬНОСТИ, СКОРОСТИ И УГЛОВЫМ КООРДИНАТАМ	244
5.2. АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ФУНКЦИИ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ БЕЗ ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ	246
5.2.1. ВРЕМЯЧАСТОТНАЯ ФУНКЦИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ ОДИНОЧНОГО РАДИОИМПУЛЬСА	246
5.2.2. ВРЕМЯЧАСТОТНАЯ ФУНКЦИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ КОГЕРЕНТНОЙ ПАЧКИ РАДИОИМПУЛЬСОВ.....	249
5.3. АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ФУНКЦИИ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ С ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ	254
5.3.1. ВРЕМЯЧАСТОТНАЯ ФУНКЦИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ЛЧМ. ПРЕИМУЩЕСТВА ЛЧМ-СИГНАЛОВ	255
5.3.2. ЖЕЛАЕМАЯ ФУНКЦИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ. ВРЕМЯЧАСТОТНАЯ ФУНКЦИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ	259
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ.....	266
5.4. РАЗРЕШЕНИЕ ПО УГЛОВЫМ КООРДИНАТАМ	267
5.4.1. ПРОСТРАНСТВЕННАЯ АКФ	267
5.4.2. РАДИОЛОКАТОРЫ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ	271

ГЛАВА 6

ОСНОВЫ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ..... 276

6.1. ОПТИМИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ	276
6.1.1. ПОКАЗАТЕЛИ И СТАТИСТИЧЕСКИЕ КРИТЕРИИ ОЦЕНИВАНИЯ.....	276

6.1.2. УРАВНЕНИЯ ОПТИМАЛЬНЫХ ОЦЕНОК ПАРАМЕТРОВ	281
6.1.3. УСТРОЙСТВА ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ	284
6.2. ИЗМЕРИТЕЛИ ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ (ДАЛЬНОСТИ).....	290
6.2.1. НЕСЛЕДЯЩИЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ДАЛЬНОСТИ ОБЗОРНОГО ТИПА	290
6.2.2. ДИСКРИМИНАТОРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ (ДАЛЬНОСТИ).....	293
6.2.3. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ	299
6.3. ИЗМЕРИТЕЛИ СКОРОСТИ ЦЕЛЕЙ	303
6.3.1. НЕСЛЕДЯЩИЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ЧАСТОТЫ (СКОРОСТИ)	303
6.3.2. ДИСКРИМИНАТОРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ЧАСТОТЫ	306
6.3.3. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ	310
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ.....	314
6.4. РАДИОПЕЛЕНГАТОРЫ	315
6.4.1. ОДНОКАНАЛЬНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ	316
6.4.2. МОНОИМПУЛЬСНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ.....	319
6.4.3. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ.....	329
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ.....	331
6.5. РАСПОЗНАВАНИЕ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ	332
6.6. СЕЛЕКЦИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ	343
6.6.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ СЕЛЕКЦИИ	343
6.6.2. ПОКАЗАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОСТИ. КРИТЕРИИ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ ПРИ СИНТЕЗЕ РЕШАЮЩИХ ПРАВИЛ	344
6.6.3. СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ СЕЛЕКЦИИ ЕДИНСТВЕННОЙ ЦЕЛИ В ГРУППЕ.....	346
ГЛАВА 7	
ОСОБЕННОСТИ ПОЛУЧЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ	
ИНФОРМАЦИИ В МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИСТЕМАХ	
350	
7.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РЛС. ОПРЕДЕЛЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ.....	350
7.2. ПРИНЦИП ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ И МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ.....	356
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ.....	362
ГЛАВА 8	
ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ	
СИСТЕМЫ	
364	
8.1. ИСТОРИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ТЕОРИИ НАДЕЖНОСТИ.....	364
8.2. СИСТЕМА КАЧЕСТВА	365
8.3. ЭКСПЛУАТАЦИЯ И РЕМОНТ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ	367
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	390
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	391
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	393
ОГЛАВЛЕНИЕ	396

Учебное издание

**Бердышев Валерий Петрович
Гарин Евгений Николаевич
Фомин Алексей Николаевич
Тяпкин Валерий Николаевич
Фатеев Юрий Леонидович
Лютиков Игорь Витальевич
Богданов Александр Викторович
Кордюков Роман Юрьевич**

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Учебник

Редактор *Л. И. Вейсова*
Компьютерная верстка *П. А. Рожков, О. А. Кравченко*

Подп. в печать 19.12.2011. Печать плоская Формат 60x84/16. Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 23,3. Тираж 500 экз. Заказ № 5443

Редакционно-издательский отдел
Библиотечно-издательского комплекса
Сибирского федерального университета
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79
Тел/факс (391) 244-82-31, e-mail: rio@lan.krasu.ru

Отпечатано полиграфическим центром
Библиотечно-издательского комплекса
Сибирского федерального университета
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 82а
Тел/факс (391)206-26-58, 206-26-49
E-mail: print_sfu@mail.ru; <http://lib.sfu-kras.ru>