

Федеральное агентство по образованию

**Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники**

В.П.Денисов, Б.П.Дудко

**РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ
СИСТЕМЫ**

**Учебное пособие для студентов
радиотехнических специальностей
высших учебных заведений**

Электронное издание

Томск, 2012

Издано по рекомендации
кафедры радиотехнических систем ТУСУР.

Содержание

ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ	9
1. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ ОСНОВЫ ТЕОРИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ.....	12
1.1. Понятие о радиосистеме. Виды радиосистем	12
1.2. Физические основы радиотехнических методов обнаружения объектов, определения их координат и скорости	16
1.3. Радиотехнические методы определения местоположения объектов	20
1.4. Точность местоопределения	28
1.5. Виды радиолокации. Радиолокационный канал	33
1.6. Принципы построения и классификации радионавигационных систем.....	38
1.7. Основные тактические и технические характеристики радиолокационных и радионавигационных систем.....	43
1.8. Особенности радиосистем различных диапазонов волн	48
1.9. Дальность действия радиосистем в свободном пространстве	51
2. РАССЕЙВАЮЩИЕ СВОЙСТВА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ.....	59
2.1. Определения и классификация	59
2.2. Методика вычисления ЭПР элементарных объектов	61
2.3. ЭПР реальных целей	67
2.4. Эффективная поверхность рассеяния объёмно-распределённых целей	70
2.5. ЭПР поверхностно распределённых целей	73
3. ОБНАРУЖЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ	74
3.1. Постановка задачи	74
3.2. Основные модели радиолокационных сигналов	78
3.3. Структура устройств для оптимального обнаружения пачек	

когерентных радиоимпульсов	82
3.4. Принципы корреляционно - фильтровой обработки пачек когерентных радиоимпульсов	89
3.5. Структура устройств для оптимальной обработки пачек некогерентных радиоимпульсов	91
3.6. Цифровое накопление при обнаружении пачек импульсов	96
3.7. Понятие о сжатии импульсов. Обработка фазоманипулированных сигналов	100
3.8. Расчёт коэффициента различимости	104
4. ВЛИЯНИЕ ЗЕМЛИ И АТМОСФЕРЫ НА ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ	105
4.1. Влияние рефракции радиоволн в тропосфере на дальность действия РТС	105
4.2. Влияние Земли на дальность действия РТС	107
4.3. Влияние затухания радиоволн в атмосфере на дальность действия РТС	111
4.4. Обобщённое уравнение радиолокации	116
4.5. Загоризонтные РЛС	116
5. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ.....	118
5.1. Импульсный метод измерения дальности	118
5.1.1. Обобщённая структурная схема импульсного дальномера	118
5.1.2. Импульсные дальномеры с визуальной индикацией на электронно-лучевой трубке	123
5.1.3. Автоматическое сопровождение целей в импульсных дальномерах	129
5.1.3.1. Обобщённая структурная схема автодальномера	129
5.1.3.2. Автоматическое сопровождение в режиме непрерывного слежения за целью	131
5.1.4. Цифровые схемы импульсных дальномеров	136
5.2. Фазовый метод измерения дальности	138
5.2.1. Принцип действия фазовых дальномеров	138
5.2.2. Фазовый дальномер с измерением разности фаз на частоте модуляции	140
5.2.3. Устранение неоднозначности фазовых измерений	142
5.2.4. Фазовый дальномер с хранением фазы на борту подвижного	

объекта	145
5.3. Частотный метод измерения дальности	146
5.3.1. Принцип действия частотных дальномеров	146
5.3.2. Частотный дальномер с пилообразной симметричной частотной модуляцией	148
5.3.3. Влияние эффекта Доплера на работу ЧМ дальномера	151
5.3.4. Частотная радиолокация многих целей	153
6. ЗОНДИРУЮЩИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ	156
6.1. Разрешающая способность по дальности	156
6.2. Совместное разрешение сигналов по дальности и радиальной скорости	160
6.3. Принцип неопределённости в радиолокации	164
6.4. Функция неопределённости прямоугольного радиоимпульса .	165
6.5. Сложные сигналы. Функция неопределённости ФКМ сигнала	168
6.6. Сжатие импульсов с линейной частотной модуляцией	171
6.7. Нелинейная радиолокация	175
6.8. Подповерхностная радиолокация	176
6.9. Поляризационная радиолокация	176
7. СЕЛЕКЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ	178
7.1. Постановка задачи	178
7.2. Методы селекции движущихся целей	178
7.2.1. Когерентный метод непрерывного излучения	178
7.2.2. Основные варианты схем когерентно-импульсных локаторов	179
7.3. Компенсация сигналов неподвижных отражателей	185
7.4. Эффективность когерентно-импульсных систем СДЦ	190
8. МЕТОДЫ ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА В РАДИОЛОКАЦИИ	193
8.1. Определения и классификация	193
8.2. Радиолокационные станции кругового обзора	195
8.3. Секторный обзор пространства	198
8.4. Винтовой обзор пространства	200
8.5. Спиральный обзор пространства	201
8.6. Параллельно-последовательный обзор пространства	202

8.7. Радиолокационные станции бокового обзора с синтезированной антенной	202
8.7.1. Разрешающая способность панорамных РЛС	202
8.7.2. РЛС обзора земной поверхности с синтезированной антенной	203
8.7.2.1. Принципы построения	203
8.7.2.2. Пути построения радиолокаторов с синтезированной антенной	207
9. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ	214
9.1. Определения и классификация	214
9.2. Принципы амплитудного пеленгования	214
9.3. Точность пеленгования	218
9.4. Автоматическая система автосопровождения по направлению с коническим сканированием	222
9.5. Моноимпульсные системы	227
9.5.1. Принципы построения и классификация	227
9.5.2. Мультипликативные (логарифмические) моноимпульсные пеленгаторы для пеленгации в одной плоскости	229
9.5.3. Аддитивные (суммарно-разностные) моноимпульсные пеленгаторы	232
9.6. Обзорные фазовые пеленгаторы	236
10. ПАССИВНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ	245
10.1. Физические основы пассивной радиолокации	245
10.2. Оптимальная обработка теплового радиоизлучения	247
10.3. Приёмники теплового радиоизлучения	249
10.4. Чувствительность приёмников теплового радиоизлучения	252
10.5. Дальность действия и различимость объектов при радиотеплолокации	255
11. ОСНОВЫ РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ И РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ	258
11.1. Общая характеристика средств радиопротиводействия и радиотехнической разведки	258
11.2. Дальность действия станций радиотехнической разведки	259
11.3. Структурная схема пеленгационного поста станции радиотех-	

нической разведки	260
11.4. Поиск и обнаружение сигналов станциями радиотехнической разведки	261
11.4.1. Поиск по частоте	262
11.4.2. Беспойсковые по частоте разведывательные приемники .	265
11.5. Классификация и общая характеристика средств радиопротиводействия	269
11.6. Расчёт зон подавления РЛС	272
12. СИСТЕМЫ ПОСАДКИ САМОЛЁТОВ	275
12.1. Общие сведения	275
12.2. Системы посадки метрового диапазона	275
12.3. Системы посадки сантиметрового диапазона MLS (Microwave Landing System)	281
12.4. Перспективы развития систем посадки	283
13. РАДИОСИСТЕМЫ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ.	285
13.1. Назначение	285
13.2. Принцип действия пеленгового канала	286
13.3. Принцип действия канала дальности	287
14. РАДИОСИСТЕМЫ ДАЛЬНЕЙ НАВИГАЦИИ	289
14.1. Назначение и типы радиосистем	289
14.2. Принцип действия систем «Лоран»	291
14.3. Принцип действия системы «Омега»	292
14.4. Отечественные системы дальней навигации	293
15. АВТОНОМНЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ..	295
15.1. Назначение и типы систем	295
15.2. Доплеровская навигационная система	296
15.3. Инерциальные навигационные системы	305
16. СПУТНИКОВЫЕ РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ	308
16.1. Принципы построения спутниковых радионавигационных систем	308
16.2. Методы радионавигационных определений	312
16.3. Система второго поколения «Глонасс»	316
16.4. Система второго поколения «Навстар»	321

16.5. Аппаратура потребителя систем второго поколения	323
17. КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ СРЕДСТВ	329

ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

АК	антенный коммутатор;
АКФ	автокорреляционная функция;
АМ	амплитудная модуляция;
АР	активная радиолокация;
АРК	автоматический радиоконпас;
АС	анализатор спектра;
АФТ	антенно-фидерный тракт;
АЦП	аналого-цифровой преобразователь;
ВПП	взлетно-посадочная полоса;
ВУ	вычислительное устройство;
ВЦ	входная цепь;
ВЧ	высокая частота;
Г	генератор (гетеродин);
ГВЧ	генератор высокой частоты;
ГММ	генератор масштабных меток;
ГОН	генератор опорного напряжения;
ГПН	генератор пилообразного напряжения;
ГПТ	генератор пилообразного тока;
ГРМ	глиссадный радиомаяк;
ГСЧИ	генератор счетных импульсов;
ГТИ	генератор тактовых импульсов;
Д	детектор;
ДИСС	доплеровский измеритель скорости и угла сноса;
ДНА	диаграмма направленности антенны;
ДЦ	дифференцирующая цепь;
ЗГ	задающий генератор;
ЗО	зона обзора;
И	индикатор;
ИМ	импульсный модулятор;
ИСЗ	искусственный спутник Земли;
КГ	когерентный гетеродин;
КЛ	ключ;

КНД	коэффициент направленного действия;
КПД	коэффициент полезного действия;
КРМ	курсовой радиомаяк;
ЛЧМ	линейная частотная модуляция;
М	модулятор;
МГ	местный гетеродин;
МРМ	маркерный радиомаяк;
МШУ	малозумящий усилитель;
ОА	ограничитель амплитуды;
ОГ	опорный генератор;
ОУ	оконечное устройство;
ПНК	пилотажно-навигационный комплекс;
Пер.	передатчик;
Пр.	приёмник;
ПУ	пороговое устройство;
ПФ	полосовой фильтр;
ПЧ	промежуточная частота;
РИ	расширитель импульсов;
РЛС	радиолокационная станция;
РНС	радионавигационная система;
РПД	радиопротиводействие;
РРВ	распространение радиоволн;
РСБН	радиосистема ближней навигации;
РСН	равносигнальное направление;
СДЦ	селекция движущихся целей;
СЗ	схема задержки;
СМ	смеситель;
СПРС	спутниковая радионавигационная система;
СРП	счетно-решающий прибор;
СУА	система управления антенной;
СФ	согласованный фильтр;
СЧ	счетчик;
ТТТ	тактико-технические требования;
УМ	усилитель мощности;
УПТ	усилитель постоянного тока;

УПЧ	усилитель промежуточной частоты;
УУН	устройство устранения неоднозначности;
Ф	фазометр;
ФВ	фазовращатель;
ФГ	фазируемый гетеродин;
ФД	фазовый детектор;
ФИ	формирователь импульсов;
ФКМ	фазо-кодовая манипуляция;
ФНЧ	фильтр низких частот;
ФО	формирователь отметки;
ФС	формирователь строба;
ФФ	фазовый фронт;
ЦАП	цифро-аналоговый преобразователь;
ЧМ	частотная модуляция;
ЧПК	череспериодная компенсация;
ЭПР	эффективная поверхность рассеяния;

1. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ ОСНОВЫ ТЕОРИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

1.1. Понятие о радиосистеме. Виды радиосистем

Единая система конструкторской документации - свод документов, которыми инженеры руководствуются при проектировании - определяет систему как совокупность изделий, соединенных между собой при эксплуатации механической, электрической, оптической или другой связью, имеющую самостоятельное эксплуатационное значение. Например, телевизор с отдельным антенным устройством представляет собой систему, позволяющую просматривать телевизионные передачи.

В жизни мы окружены различными системами: электронная вычислительная машина - система, автоматическая телефонная станция - система, существуют системы слепой посадки самолетов, системы управления технологическими производственными процессами, системы противовоздушной обороны и т.д. Одни системы входят в другие как составные части подсистемы. В упомянутом примере телевизор с антенной является подсистемой более крупной системы, в которую входит передающий телевизионный центр, а получившаяся система в свою очередь является частью еще более крупной, в которую входит космическая система связи и т.д. Системы оказываются очень сложными и дорогими. Поэтому очень важно, чтобы они были оптимальными, то есть обладали наилучшими характеристиками в заданных условиях эксплуатации. Однако обычно к системам предъявляется целый ряд технических требований, и некоторые из них являются противоречивыми. Например, противоречивыми являются требования увеличения дальности действия и уменьшения веса радиопередающего устройства. Возникает проблема выбора критериев оптимальности системы. Общих рецептов отыскания критериев оптимальности не существует. Обычно это отношение некоторого обобщенного показателя качества работы системы к стоимости затрат (экономических, энергетических, временных и т.д.).

В пятидесятые годы прошлого столетия возникла отрасль науки, получившая название системотехники, охватывающая вопросы оптимизации систем [1].

«Системный подход» к проектированию требует четкой формулировки цели функционирования системы и последовательного разукрупнения этой цели при условии оптимизации системы на каждом последовательном шаге. При таком подходе выделяются принципиальные вопросы создания системы, а детали отходят на второй план.

Радиотехническими называют такие системы, в которых переносчиком информации являются радиоволны. Радиотехнические системы можно разделить на следующие классы:

- системы передачи информации;
- радиолокационные системы;
- радионавигационные системы;
- радиоастрономические системы.

Класс систем передачи информации очень широк. Сюда относятся радиовещание и телевидение, многоканальная цифровая и аналоговая радиосвязь, системы передачи команд, системы телеметрии и т.д. В данной книге системы передачи информации не рассматриваются, им посвящено отдельное издание.

Радиолокация - область науки и техники, охватывающая методы и средства обнаружения, определения координат и параметров движения различных объектов.

Слово радиолокация происходит от двух английских слов: *radio* - не требует перевода, и *to locate* - определять местоположение, локализовать. Соответствующую установку по английски называют *Radar* - сокращение от *Radio Detection and Ranging* (обнаружение и измерение дальности). По-русски говорят «радиолокационная станция» (РЛС) или «радиолокатор». Радиолокация возникла в середине тридцатых годов прошлого столетия как область военной техники. Это было время бурного развития авиации, и радиолокационные средства разрабатывались для обнаружения вражеских самолетов на дальних под-

ступах к объектам нанесения удара. Радиолокация и сейчас играет ключевую роль в вооружении армий развитых государств. На неё возлагаются функции обнаружения наземных, надводных воздушных и космических целей, определения их координат, параметров движения, а также управление оружием. Но в современном мире задачи, решаемые с помощью радиолокации, не сводятся только к военному делу. Упомянем управление воздушным движением, управление дорожным движением, гидрометеорологию, выполнение космических программ и т.д. Объекты радиолокационного наблюдения принято называть радиолокационными целями или просто целями.

В основе слова радионавигация лежит английское слово *Navu* - флот. Ещё 100 лет назад навигацией называли науку о вождении морских судов. Основными средствами навигации служили компас и астрономические приборы. Сегодня навигация - наука о способах и средствах вождения надводных, подводных, воздушных и космических судов, наземных транспортных средств. Традиционные средства навигации уступили место радиотехническим, основанным на использовании источников радиоизлучения, расположенных на поверхности земли или на искусственных спутниках земли. Радионавигационные средства не зависят от погоды, более точны, удобны и оперативны, чем традиционные.

Радиоастрономия - астрономия в радиодиапазоне [2]. Радиоастрономические системы предназначены для исследования Вселенной по существующим в ней радиоизлучениям.

Наблюдения на максимально далеких расстояниях существенны для понимания возникновения и характера той Вселенной, в которой мы живем, а эти знания в свою очередь дают ключ к пониманию её конечной судьбы.

В некоторых источниках выделяют ещё один класс систем - системы радиоуправления. Управлять по радио можно разнообразными объектами, но под этим термином обычно понимают управление беспилотными летательными аппаратами [3]. При всей сложности комплексов радиоуправления они со-

стоят из систем передачи информации, радиолокационных и радионавигационных систем. Поэтому в учебном курсе мы не будем выделять их как отдельный объект для изучения.

Перечисленные радиосистемы имеют много общего как в алгоритмах обработки сигналов, так и в схемах построения аппаратуры. В настоящем курсе мы будем изучать радиолокационные и радионавигационные системы, имея в виду, что полученные знания могут быть основой для изучения и проектирования радиотехнических систем иных классов.

Особенностью курса является то, что радиотехнические системы рассматриваются в нем на уровне принципов построения, структурных и функциональных схем. Принципиальные электрические схемы рассматриваются в тех редких случаях, когда без этого невозможно пояснить принцип функционирования системы. Предполагается, что студенты освоили предшествующие дисциплины, раскрывающие содержание элементов функциональных схем. Такими дисциплинами являются «Радиотехнические цепи и сигналы», «Антенны и техника СВЧ», «Радиоприемные устройства», «Радиопередающие устройства», «Цифровая обработка сигналов».

Принципиальные ограничения в качестве работы радиосистем создают помехи естественного и искусственного происхождения. В связи с этим входные воздействия на радиоприемные устройства систем (совокупность сигналов и помех) считаются случайными процессами. Их представление и преобразования в электрических цепях могут быть описаны только с помощью математического аппарата статистической радиотехники. Мы предполагаем, что студенты овладели этим аппаратом, изучив дисциплины «Теория вероятностей и математическая статистика», «Статистическая теория радиотехнических систем».

Учебника по радиотехническим системам, соответствующего по содержанию утвержденному образовательному стандарту, на сегодня не существует. В качестве основной литературы мы рекомендуем книги [4-7], содержащие в совокупности

всё, что надо знать по дисциплине и гораздо более того. Дополнительная литература будет указана по ходу изложения материала.

1.2. Физические основы радиотехнических методов обнаружения объектов, определения их координат и скорости

Радиотехнические средства позволяют обнаруживать объекты, измерять расстояние до них (дальность), их угловые координаты и радиальную скорость.

Обнаружение объектов (целей) - задача радиолокации. В основе радиолокационного обнаружения лежит способность радиоволн отражаться от контраста проводимости, либо коэффициента преломления среды. Последний определяется формулой

$$n = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}},$$

где ϵ - диэлектрическая проницаемость среды, μ - магнитная проницаемость среды.

Обнаружение целей производится путем фиксации факта отражения - приема отраженных сигналов.

Измерение дальности до цели R базируется на постоянстве скорости распространения электромагнитной волны в атмосфере, которая считается известной. В радиолокационных системах сигнал проходит путь «РЛС - цель» дважды (туда и обратно), так что

$$R = \frac{ct_3}{2},$$

где c - скорость распространения электромагнитной волны, t_3 - задержка принимаемого сигнала относительно излученного.

Скорость распространения электромагнитных волн в сво-

бодном пространстве (вакууме)

$$c = c_0 = 299793 \text{ км/с} : 3 \cdot 10^5 \text{ км/с.}$$

Скорость распространения радиоволн в атмосфере

$$c = c_0 / n, \quad (1.1)$$

где n - коэффициент преломления.

В тропосфере коэффициент преломления n зависит от температуры, давления и влажности. У поверхности земли $(n - 1) \cdot 10^6 = 200 \div 400$ в зависимости от времени, места и погоды. Разброс n определяет предельную точность измерения дальности:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta c}{c} \approx 10^{-4}.$$

Измерение угловых координат основано на том, что в однородной среде фазовый фронт волны (поверхность равных фаз) - сфера. Нормаль к фазовому фронту ("угол прихода волны") и есть направление на источник излучения. При большом удалении от источника излучения фазовый фронт обычно считают плоским. Определение направления на источник излучения называют пеленгованием, а соответствующее устройство - пеленгатором.

Существуют два метода измерения угловых координат: амплитудный и фазовый. В амплитудном методе используется направленность антенн: максимум приема апертурной антенны имеет место, когда плоскость ее раскрытия параллельна фазовому фронту волны. Фазовый метод основан на измерении разности фаз сигналов, принятых на разнесенные в пространстве антенны. Укрупненная структурная схема фазового пеленгатора представлена на рисунке 1.1. Допустим, на антенную систему пеленгатора падает плоская волна под углом α относительно нормали к ней, как показано на рисунке 1.1.

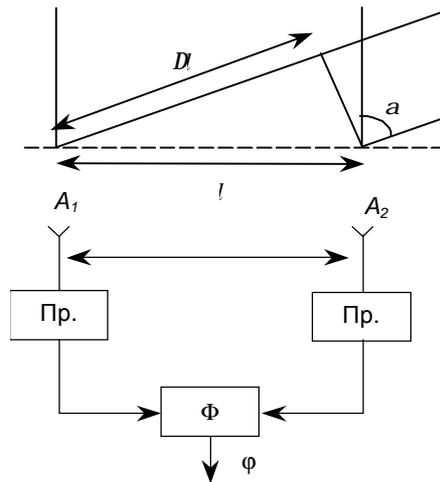


Рисунок 1.1. Укрупненная структурная схема фазового пеленгатора

Разность хода сигналов на антенны A_1 и A_2

$$\Delta l = l \cdot \sin a ,$$

где l - расстояние между фазовыми центрами антенн (база пеленгатора).

Разности хода Δl соответствует разность фаз

$$j = 2p \frac{l}{\lambda} \sin a , \quad (1.2)$$

откуда следует формула для расчета угла прихода a

$$a = \arcsin \left(\frac{j \lambda}{2p \cdot l} \right). \quad (1.3)$$

Измерение радиальной скорости базируется на эффекте Доплера.

Эффект Доплера используется как для определения скорости радиолокационных целей относительно места расположения радиолокатора по отраженному сигналу, так и для опреде-

ления скорости движущихся объектов относительно неподвижных удаленных точек. Этот случай типичен для радионавигации.

Рассмотрим первый случай. Пусть

$$u_{II}(t) = U_{II} \cos(\omega_0 t) - \text{излучаемый сигнал,}$$

$$u_{III}(t) = U_{III} \cos\left(\omega_0 t - \omega_0 \frac{2R}{c}\right) - \text{принимаемый сигнал,}$$

$$y(t) = \omega_0 t - \omega_0 \frac{2R}{c} - \text{его полная фаза,}$$

R - расстояние до цели.

Частота сигнала - производная от его полной фазы по времени,

$$\omega = \frac{dy}{dt},$$

откуда получаем

$$\omega = \frac{dy}{dt} = \omega_0 - \omega_0 \frac{2v_R}{c},$$

где $v_R = \frac{dR}{dt}$ - радиальная скорость цели.

Величина $\omega_D = \omega_0 \cdot \frac{2v_R}{c}$ называется доплеровским смещением частоты. Измеряя его, можно затем вычислить радиальную скорость цели.

Очевидно, доплеровское смещение частоты сигнала, излучаемого движущимся объектом, в неподвижной точке определяется формулой

$$w_D = w_0 \cdot \frac{v_R}{c}. \quad (1.4)$$

где v_R - радиальная скорость объекта относительно измерительного пункта.

1.3. Радиотехнические методы определения местоположения объектов

Положение объекта в пространстве определяется тремя координатами $x_i (i = 1, 2, 3)$ в той или иной системе координат. Положение объекта на поверхности земли задается двумя координатами. Методы определения местоположения делятся на следующие группы:

- обзорно-сравнительные;
- методы счисления пути;
- методы позиционных линий.

Обзорно-сравнительные методы основаны на сравнении наблюдаемой карты местности с эталонной, внесенной в память системы. На наблюдаемой карте нанесено положение объекта. Совмещение эталонной карты с наблюдаемой позволяет определить его координаты.

Используемые карты могут иметь различную физическую природу. Это может быть изображение земной поверхности в оптическом или радиолокационном диапазоне, карта звездного неба в оптическом или радиодиапазоне, карта радиотеплового излучения земной поверхности и т.д.

Совмещение карт обычно производится путем нахождения их взаимной корреляционной функции. Для двумерных карт

$$B(\Delta x, \Delta y) = \iint s(x, y) \cdot s(x_0 + \Delta x, y_0 + \Delta y) dx dy, \quad (1.5)$$

где $B(\Delta x, \Delta y)$ - взаимная корреляционная функция (ВКФ),

$s(x, y)$ - наблюдаемое изображение,

$s(x_0 + \Delta x, y_0 + \Delta y)$ - эталонное изображение,

x, y - координаты точки на карте,

x_0, y_0 - координаты начала отсчета.

Максимум взаимной корреляционной функции наступает, когда $x_0 + \Delta x = x, y_0 + \Delta y = y$. Значение $\Delta x, \Delta y$ в этой точке соответствуют смещению эталонной карты относительно реальной. Полное совмещение карт фиксируют по максимуму ВКФ, поэтому метод иногда называют корреляционно-экстремальным.

Обзорно-сравнительный метод используется в навигации.

Метод счисления пути также применяется в навигации. Его сущность заключается в том, что на корабле (автомобиле, бронетранспортере и т.д.), стартующем из точки с известными координатами x_0, y_0 в каждый момент времени измеряются ускорения $a_x(t), a_y(t)$ либо скорости $v_x(t), v_y(t)$ по каждой из координат. Приборы для измерения ускорения (акселерометры) основаны на использовании второго закона Ньютона

$$F = ma,$$

где m - масса тела,

F - приложенная к нему сила,

a - полученное в результате ускорение.

Груз массой m помещается в пружинный подвес. Под действием ускорения груз перемещается, причем перемещение пропорционально ускорению. Его и измеряют. Интегрированием ускорения определяют путевую скорость. Например

$$v_x(t) = \int_0^t a_x(t) dt. \quad (1.6)$$

Интегрируя далее скорость, находят перемещение по координате

$$\Delta x(t) = \int_0^t v_x(t) dt, \quad (1.7)$$

а затем и саму координату $x(t) = x_0 + \Delta x(t)$.

Системы, основанные на измерении ускорения, называют инерциальными.

Существуют навигационные системы, в которых измеряется не ускорение $a(t)$, а непосредственно скорость $v(t)$. Для этой цели используется эффект Доплера. Вычисление перемещения по координатам производится по формулам вида (1.7.)

Наибольшее распространение в радиолокации и радионавигации получил метод позиционных линий. В основе метода лежит понятие поверхности положения - такой поверхности в пространстве, на которой измеряемая радиотехническая величина постоянна.

Непосредственно радиотехническими методами могут быть измерены расстояние, разность расстояний и направление. Рассмотрим соответствующие поверхности положения.

1) Поверхность равных дальностей, $R = const$. Очевидно, это сфера. Пересечение сферы с плоскостью (например, с плоскостью земли) дает линию положения - окружность. Её

уравнение в полярных координатах $R = \frac{c \cdot t_3}{2}$

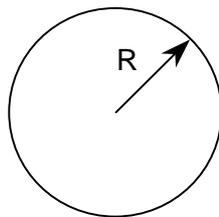


Рисунок 1.2. Линия равных расстояний

2) Поверхность равных пеленгов (направлений), $a = const$. Очевидно, это плоскость, имеющая заданную пространственную ориентацию. Если пеленг отсчитывается от географического меридиана (направление север-юг) его называют

истинным пеленгом или азимутом. Пересечение плоскостью равных пеленгов (вертикальной) поверхности земли дает прямую линию равных пеленгов.

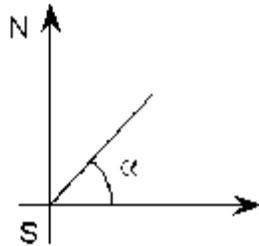


Рисунок 1.3. Линия равных пеленгов

3) Поверхность равных разностей расстояний - поверхность, на которой разность расстояний до двух фиксированных точек пространства остается постоянной. В пространстве это гиперboloид, а на поверхности земли - гипербола. На рисунке 1.4 A и B - точки с известными координатами,

$R_A - R_B = R_{AB} = const$ - уравнение линии равных разностей расстояний,

$$R_{AB} = c\Delta t_{AB},$$

где Δt_{AB} - разность времени распространения сигнала от точки O до точек A и B .

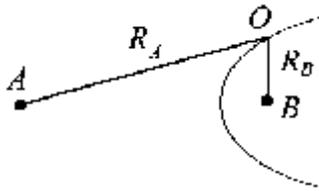


Рисунок 1.4. Линия равных разностей расстояний

Принципиально важно, что в этом методе расстояния R_A

и R_B не измеряются, а измеряется их разность R_{AB} .

В радиолокации и радионавигации используются методы местоопределения целей, основанные на применении перечисленных поверхностей положения.

1) Дальномерный метод - когда из трех точек пространства производится определение расстояния до объекта: пересечение двух поверхностей положения (сфер) дает линию положения. Пересечение этой линии с третьей сферой дает местоположение объекта в пространстве. На рисунке 1.5 приводится интерпретация метода применительно к плоскости.

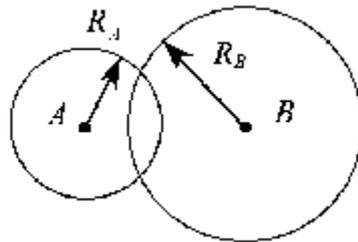


Рисунок 1.5. Дальномерный метод местоопределения

Как видно из рисунка, две линии положения пересекаются в двух точках. Для выявления той из них, которая соответствует истинному положению объекта, надо иметь ориентировочные сведения о нем или использовать третью линию положения. Метод широко используется в навигации: с борта судна определяют расстояния R_A и R_B до точек A и B с известными координатами, затем рассчитывают его местоположение.

2) Пеленгационный (угломерный) метод, называемый также триангуляционным. Рассмотрим его применительно к плоскости. Из двух точек $П_1$ и $П_2$, положение которых на плоскости известно, определяются направления на объект O (см. рисунок 1.6). Затем положение объекта относительно этих точек определяется путем решения треугольника $П_1П_2O$,

$$R = L \frac{\sin a_2}{\sin(a_1 - a_2)} \quad (1.8)$$

где L - дальномерная база.

Дальность R и пеленг a_1 - координаты объекта в полярной системе с центром в точке Π_1 .

Пеленгационный метод используется в различных вариантах. В одном из них точка O - излучающий объект, координаты которого следует определить. Это делается путем пеленгования его с помощью неизлучающих устройств, расположенных в точках Π_1 и Π_2 с известными координатами. Для вычисления дальности R пеленг с одного пеленгационного пункта (например Π_2) передается в другой, например, по радиоканалу. Данный способ местоопределения получил распространение в системах радиоэлектронной борьбы.

В радионавигационных системах углы a_1 и a_2 , измеренные радиопеленгаторами, передаются по радиоканалам на борт объекта O , где и проводятся вычисления.

В другом варианте метода, используемом в радионавигации, в точке O находится потребитель радионавигационной информации, на борту которого имеется радиоприемное устройство. В точках Π_1 и Π_2 с известными координатами располагаются передающие радионавигационные устройства.

Бортовое радиоприемное устройство может обладать направленным приемом, то есть способностью пеленгования. Такие устройства называются радиокомпасами. Определяя ими направления на всенаправленные источники излучения Π_1 и Π_2 (приводные станции), вычисляют затем местоположение объекта навигации. Бортовое радиоприемное устройство может быть всенаправленным. В этом случае в точках Π_1 и Π_2 устанавливаются пеленговые маяки - радиопередающие устройства, сигналы которых зависят от направления излучения в пределах $0 - 2\pi$ по азимуту. Пеленги определяются по принятым сигналам маяков.

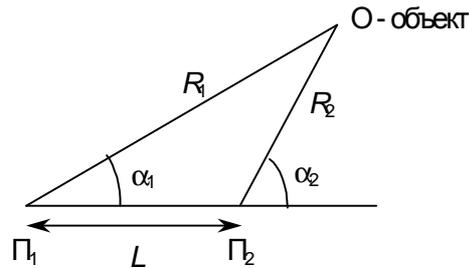


Рисунок 1.6. Пеленгационный метод определения местоположения

3) Дальномерно-пеленгационный метод. Из одной точки пространства измеряется дальность до объекта R и направление (пеленг) на него (см. рисунок 1.7). Этот метод наиболее часто используется в радиолокации. Дальность R определяется по задержке принятого сигнала относительно излученного,

$$R = \frac{c \cdot t_3}{2} .$$

Угловое положение цели в горизонтальной и вертикальной плоскостях a - азимут, b - угол места (угол возвышения) определяются амплитудным либо фазовым методами.

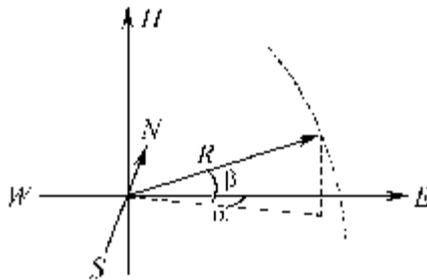
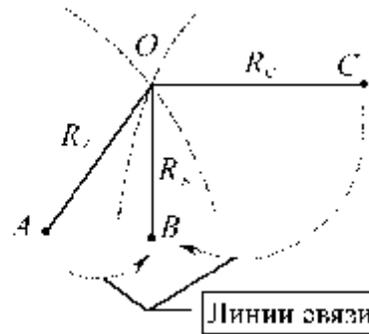


Рисунок 1.7. Дальномерно-пеленгационный метод местоопределения

4) Разностно-дальномерный (гиперболический) метод.

Рассмотрим его применительно к плоскости (см. рисунок 1.8).



1.8. Разностно-дальномерный метод местоопределения

Пусть объект наблюдения (точка O) излучает сигналы. Измеряются разности времени прихода этих сигналов в пространственно разнесенные точки A и B , B и C Δt_{AB} , Δt_{BC} . По ним вычисляются разности расстояний и строятся линии положения (гиперболы), пересечение которых определяет положение объекта. Для синхронизации работы приемных пунктов A , B и C должны существовать линии связи между ними. Имеют место соотношения:

$$\left. \begin{aligned} R_A - R_B &= \Delta R_{AB} = c\Delta t_{AB}, \\ R_B - R_C &= \Delta R_{BC} = c\Delta t_{BC}. \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

В данном варианте метод используется в системах радиоэлектронной борьбы, когда надо определить координаты источника излучения противоборствующей стороны.

Разностно-дальномерный метод местоопределения широко используется в радионавигации. В этом варианте в точке O (см. рисунок 1.8) расположен потребитель навигационной информации. В точках A , B и C с известными координатами расположены передающие устройства, излучающие синхронные сигналы. В структуре сигналов содержатся элементы, по-

звонящие определить их принадлежность тому или иному излучателю. Потребитель оборудован радиоприемным устройством, позволяющим одновременно принимать сигналы передающих пунктов и измерять разность времени их приема Δt_{AB} , Δt_{BC} . Разность расстояний ΔR_{AB} , ΔR_{BC} вычисляется по формулам (1.9), по ним определяется местоположение точки O .

1.4. Точность местоопределения

Радиолокационные и радионавигационные измерительные устройства не свободны от погрешностей. С погрешностями (ошибками) определяются и поверхности (в двумерном случае линии) положения. Под погрешностями поверхностей положения принято понимать разность между поверхностью, соответствующей истинному значению измеряемого параметра сигнала и поверхностью, соответствующей его измеренному значению, взятую по нормали к ней.

Существуют следующие источники погрешностей линий положения.

Внутренние шумы приемных устройств. Внутренние шумы определяют потенциальную точность - предельно достижимую точность измерений при заданных характеристиках сигнала и шума и идеальном построении аппаратуры.

Помехи, естественные и организованные.

Неидеальность среды распространения радиоволн.

Флуктуации радиолокационных целей, проявляющиеся как случайные изменения уровня и фазового фронта принимаемого электромагнитного поля.

Неточность топопривязки и ориентирования измерительных пунктов.

Неидеальность измерительной аппаратуры.

Погрешности измерений можно разделить на систематические и случайные. Систематические погрешности постоянны от измерения к измерению. Их влияние можно устранить или свести до уровня случайных путем настройки и калибровки

ки измерительной аппаратуры.

Случайные погрешности полностью устранить невозможно, а полностью описать можно только с помощью законов распределения вероятностей.

Так как погрешности поверхностей (линий) положения обусловлены множеством факторов, на основании центральной предельной теоремы теории вероятностей обычно их считают распределенными нормально. Одномерное нормальное распределение измеренной величины p^* (в радионавигации p принято называть радионавигационным параметром или радионавигационной координатой) полностью задается его математическим ожиданием $M\{p^*\}$ и дисперсией $S_{p^*}^2$. Смещение оценки p^* измеряемой величины p $M\{p^*\} - p$ можно отнести к систематической погрешности. Тогда случайная погрешность полностью характеризуется дисперсией $S_{p^*}^2$.

Измеряемая радиотехническая величина p в зоне действия системы местоопределения является непрерывной дифференцируемой функцией координат x, y, z . Функцию $p(x, y, z)$ можно рассматривать как поле скалярной величины p . Скалярное поле в каждой точке пространства характеризуется градиентом-вектором направленным в сторону наискорейшего роста p , модуль которого равен производной от p по пространству в данном направлении. Поверхность положения - геометрическое место точек, где измеряемая величина p остается постоянной. Вектор $\text{grad } p$ нормален по отношению к этой поверхности, поэтому

$$\text{grad } p = \frac{dp}{dn} \mathbf{n} \quad (1.10)$$

где \mathbf{n} - единичный вектор, нормальный по отношению к поверхности положения.

Перейдем в (1.10) от дифференциалов к конечным приращениям. Заменяем dp на погрешность измерения параметра сигнала Δp , а dn - на погрешность поверхности (линии) положе-

ния U . Получим

$$U = \frac{\Delta p}{|\text{grad } p|} \quad (1.11)$$

Модуль градиента скалярного поля можно вычислить по формуле, известной из математики,

$$|\text{grad } p| = \sqrt{\left(\frac{dp}{dx}\right)^2 + \left(\frac{dp}{dy}\right)^2 + \left(\frac{dp}{dz}\right)^2} \quad (1.12)$$

Формулы (1.11), (1.12) являются основой для расчета погрешностей линий положения различных видов. Соответствующие выкладки можно найти в книгах [6-8].

Установим связь между погрешностями линий положения и погрешностью места. Ограничимся рассмотрением положения объекта наблюдения на плоскости. Обратимся к рисунку 1.9.

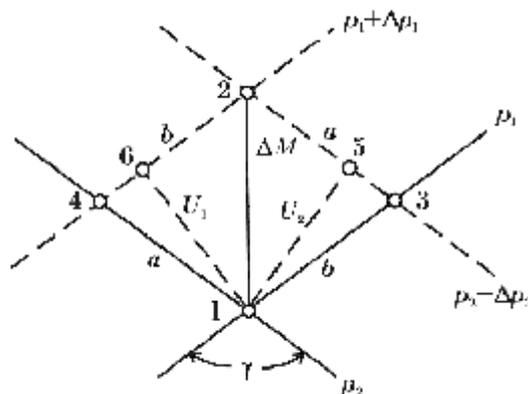


Рисунок 1.9. Определение погрешности места

Истинное положение объекта обозначено на нем точкой 1. В ней под углом γ пересекаются «истинные» линии положения, соответствующие параметром сигнала p_1 и p_2 . В точке 2 пересекаются линии положения, соответствующие измеренным

параметрам, $p_1 + \Delta p_1, p_2 + \Delta p_2$. Расстояние между точками 1 и 2 представляет на рисунке погрешность места, отрезки нормалей 1-5, 1-6 - погрешности линий положения.

Отрезки пересекающихся линий положения образуют параллелограмм, его стороны обозначены как a и b . Рассматривая треугольник 1, 2, 3 и используя теорему косинусов, получим

$$\Delta M = \sqrt{a^2 + b^2 + 2ab \cos g} \quad (1.13)$$

Стороны параллелограмма a и b выразим через погрешности линий положения U_1 и U_2 , рассматривая прямоугольные треугольники 1, 3, 5 и 1, 4, 6,

$$a = \frac{U_1}{\sin g}, \quad b = \frac{U_2}{\sin g}. \quad (1.14)$$

Подставляя (1.14) в (1.13), получаем формулу для расчета погрешности места

$$\Delta M = \frac{1}{\sin g} \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos g} \quad (1.15)$$

Формула (1.15) показывает, что погрешность места зависит не только от погрешностей линий положения, но и от угла, под которым они пересекаются: чем острее угол, тем больше ошибка места.

Погрешности линий положения U_i в формуле (1.15) - случайные величины. Поэтому и погрешность места ΔM также случайная величина, и корректное описание точности систем местоопределения возможно только с применением аппарата теории вероятностей. Основой такого расчета служит совместная плотность распределения вероятностей погрешностей поверхностей положения. Ранее было показано, что каждую из погрешностей поверхностей положения можно считать распределенной нормально. Предположим также, что они статистически независимы. Тогда для двумерного случая совместную плотность распределения вероятностей погрешностей линий положения запишем в виде

$$w_2(u_1, u_2) = \frac{1}{2ps_1s_2} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{u_1^2}{s_1^2} + \frac{u_2^2}{s_2^2}\right)} \quad (1.16)$$

Если приравнять показатель степени экспоненты некоторой константе I^2 , получим уравнение линии, на которой совместная плотность распределения вероятностей постоянна,

$$\frac{u_1^2}{s_1^2} + \frac{u_2^2}{s_2^2} = I^2 \quad (1.17)$$

Формула (1.17) представляет собой уравнение эллипса в косоугольной системе координат, центр которой находится в точке расположения объекта наблюдения, а оси нормальны к поверхностям положения. Данный эллипс называется эллипсом погрешностей или эллипсом рассеяния. Он ограничивает область пространства, в которую с заданной вероятностью P попадают измеренные координаты объекта. Вероятность P связана с параметром I^2 , а следовательно и с размерами эллипса рассеяния, формулой

$$P(I) = 1 - \exp(-I^2). \quad (1.18)$$

Эллипс рассеяния можно представить в прямоугольной системе координат, в которой находится местоположение объекта. Соотношение его главных осей и ориентация относительно осей координат зависят от погрешностей линий положения и угла, под которым они пересекаются. Совокупность эллипсов рассеяния, построенных для разных точек пространства, дает наиболее ясное представление о точности системы местоопределения.

На рисунке 1.10 представлены для примера эллипсы рассеяния для дальномерно-пеленгационной и дальномерной систем местоопределения.

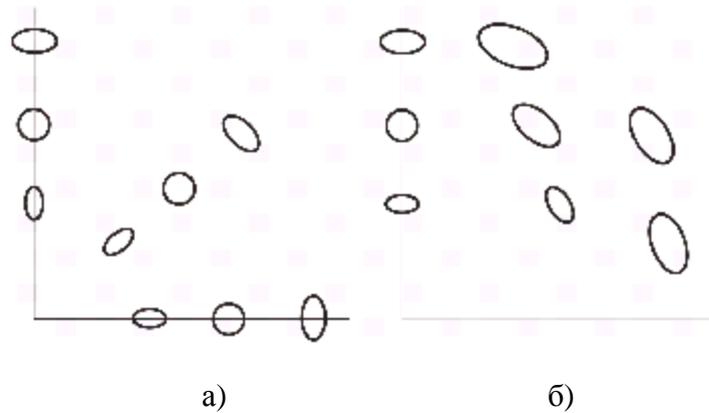


Рисунок 1.10. Эллипсы рассеяния для дальномерно-пеленгационной (а) и дальномерной (б) систем местоопределения

1.5. Виды радиолокации. Радиолокационный канал

В радиолокации информация об объектах наблюдения (радиолокационных целях) переносится сигналами. Последние могут быть сформированы различными путями. В зависимости от того, как образуются радиолокационные сигналы, различают четыре вида радиолокационного наблюдения.

1. Активная радиолокация. РЛС содержит приемник и передатчик, расположенные в одном месте, используется сигнал, отражённый от цели. Такой метод радиолокации называется также однопозиционным.

Структурная схема активного локатора приведена на рисунке 1.11. На схеме обозначено: СУА - система управления антенной системой, ОУ - оконечное устройство. Характерной особенностью объектов наблюдения активных локаторов является отличие их отражающих свойств от окружающей среды. Важнейшее достоинство этого вида радиолокации состоит в том, что он позволяет обнаруживать объекты, которые не являются источниками радиоизлучения. Поэтому он получил самое широкое распространение для решения различных задач военного и мирного характера.

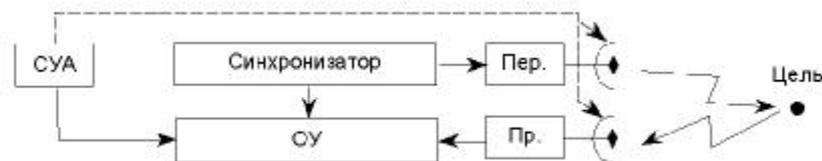


Рисунок 1.11. Структурная схема активного радиолокатора

2. Активная радиолокация с активным ответом. РЛС содержит приемник и передатчик, расположенные в одном месте. Цель переизлучает сигнал, падающий на неё, с помощью специального передатчика. РЛС называют в данном случае запросчиком, а аппаратуру, установленную на объекте наблюдения - ответчиком.

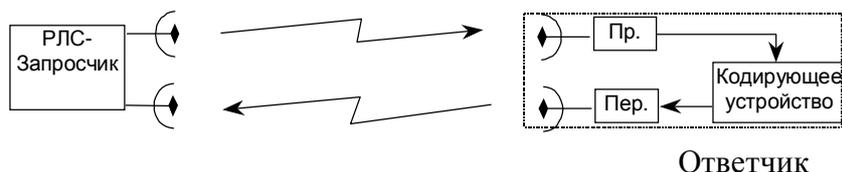


Рисунок 1.12. Структурная схема активного радиолокатора с активным ответом

Такая система позволяет значительно повысить дальность действия радиолокатора по своим объектам и получить о них дополнительную информацию. Используется, например, в военной технике для определения государственной принадлежности самолетов, в диспетчерских системах аэропортов для получения служебной информации с борта снижающегося самолета. Дополнительная информация кодируется в ответном сигнале.

3. Полуактивная радиолокация. Радиолокационная система содержит приемник и передатчик, разнесённые в пространстве (двухпозиционный метод радиолокации). Используется, например, в полуактивных системах самонаведения зенитных

управляемых реактивных снарядов.

Структурная схема полуактивного самонаведения представлена на рисунке 1.13. РЛС подсветки цели облучает её узким лучом ДНА. Отраженный от цели сигнал принимается носовым приемником аппаратуры, установленной на ракете, и используется для её наведения на цель. Для того, чтобы убедиться, что осуществляется наведение на выбранную цель, в составе бортовой аппаратуры имеется хвостовой приемник. Он принимает сигналы, излученные слабонаправленной антенной РЛС подсветки, которые и используются для выделения отражений от выбранной цели.

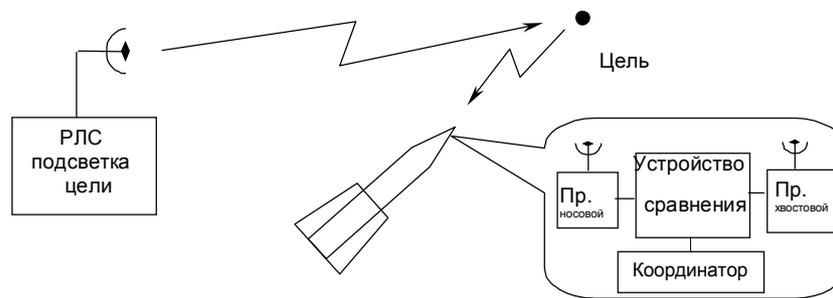


Рисунок 1.13. Структурная схема полуактивного самонаведения

Разнесенные радиолокационные системы используют не только для самонаведения ракет. В последнее время развиваются многопозиционные радиолокационные системы, в состав которых могут входить несколько передающих и приемных пунктов, разнесенных в пространстве и связанных между собой линией синхронизации и управления. Такие системы имеют преимущества перед однопозиционными при работе по слабоотражающим целям и менее уязвимы средствами радиоэлектронной борьбы.

4. Пассивная радиолокация - локация по собственному излучению объектов. Пассивный локатор не имеет передатчика, а состоит из приемника и устройства обработки сигналов (см.

рисунок 1.14).

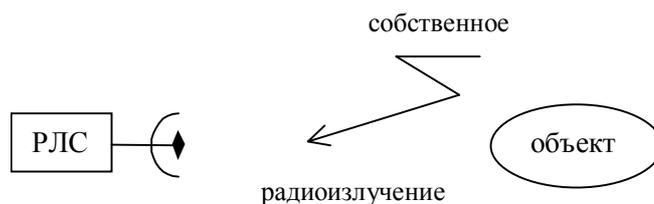


Рисунок 1.14. Структурная схема пассивной локаци

Важные частные случаи пассивной радиолокации:

- радиотеплолокация - локация объектов по их тепловому излучению в радиодиапазоне;
- радиотехническая разведка, то есть обнаружение, определение координат и параметров излучения работающих РЛС противника в целях радиоэлектронной борьбы и планирования операций.

Установим терминологию, принятую при изучении радиолокационных систем, рассматривая радиолокационный канал.

Под радиолокационным каналом понимают собственно радиолокатор, объект наблюдения, среду, в которой они находятся, и все другие объекты, влияющие на работу локатора. Радиолокационный канал схематически изображен на рисунке 1.15.

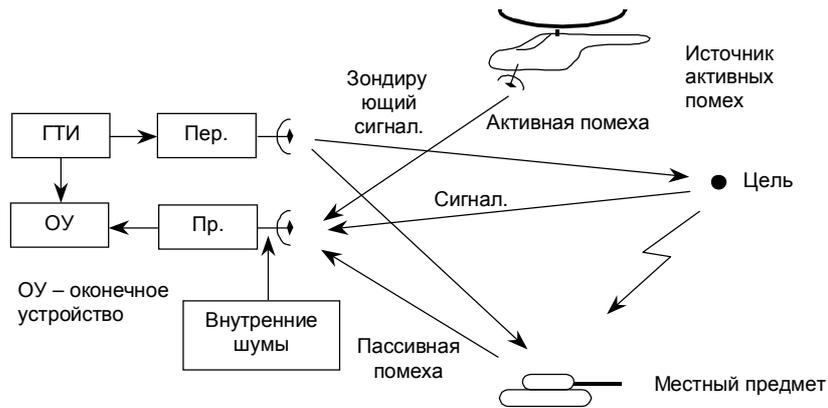


Рисунок 1.15. Радиолокационный канал

Передатчик активной РЛС излучает зондирующий сигнал. Часть его энергии отражается от цели и попадает на вход приемника РЛС. На входе приемника имеем сигнал - носитель информации о цели. Сигнал искажается внутренними шумами приемных устройств и внешними помехами. Внутренние шумы определяют предельную чувствительность приемных устройств, от них зависит вероятность обнаружения объектов и предельная точность измерения их координат. Источник внутренних шумов показан на схеме отдельным элементом в знак обязательности их учета. Внешние помехи могут быть активными и пассивными. Активными называют помехи, генерируемые источниками электромагнитной энергии. Обычно это организованные помехи, предназначенные для уменьшения эффективности работы РЛС.

Пассивной называют помеху, возникающую вследствие отражений зондирующего сигнала от земной поверхности, местных предметов, искусственных отражателей. Искусственные отражатели могут представлять собой облака полуволновых вибраторов в виде полосок фольги, либо отрезков металлизированного стекловолокна. Пассивные помехи могут многократ-

но превышать по мощности полезные сигналы. В радиолокации применяют специальные меры для выделения полезных сигналов на фоне пассивных помех, используя разницу в скорости перемещения их источников.

1.6. Принципы построения и классификации радионавигационных систем

Основной задачей навигации является вывод корабля в заданную точку пространства с необходимой точностью в определенный момент времени. Термин «корабль» является общим; существуют подводные, надводные, воздушные и космические корабли. Решение основной задачи выполнимо, если есть возможность определять текущие координаты корабля в одной из систем координат, пусть географической. Следовательно, основная задача сводится к определению координат корабля, т.е. к его местоопределению. Существует ряд частных навигационных задач, которые обычно сводятся к определению если не абсолютных координат в принятой системе, то относительных.

Основная навигационная задача решается на плоскости, точнее на земной поверхности, т.е. является двумерной. В авионавигации третья координата - обычно это высота над земной поверхностью - задается дополнительно и не является определяющей, поскольку точка вылета и место прибытия, задаются на земной поверхности, и весь маршрут задается проекцией самолета на земную поверхность.

Наиболее часто в радионавигации реализуется позиционный метод местоопределения. Измеряемыми пространственными (навигационными) величинами являются расстояние, угол и разность расстояний. Навигационные величины определяются относительно точек с известными координатами, называемыми опорными или навигационными точками. Линии положения строятся относительно этих навигационных точек: линии положения в виде окружности и прямой требуют по одной опорной точке, в виде гиперболы - двух опорных точек. Сама

же измерительная аппаратура частично располагается в навигационных точках, частично на борту корабля. Как правило, в опорной точке работает радиопередатчик, а точка называется радиомаяком.

Местом корабля является точка пересечения двух линий положения в произвольном наборе.

Система местоопределения может быть одноточечной. Именно так строятся отечественные и международные системы ближней аэронавигации, в которых на самолете определяются расстояние и пеленг относительно одной опорной точки, в которой располагается излучающая аппаратура. Местом самолета является точка пересечения окружности и прямой. Возможная двужначность устраняется на основании дополнительной низкоточной информации: априорной или полученной при измерении. Измерители навигационных систем могут располагаться в двух разнесенных точках. Международная система ближней навигации предоставляет возможность измерения только расстояний или только азимутов относительно двух разных точек. При этом используется дальномерный либо пеленгационный метод местоопределения. Увеличивается число опорных точек при местоопределении на основе измерения разностей расстояний. Такая система может иметь четыре опорные точки, по две на каждую гиперболу. Число точек сокращается до трех путем совмещения двух точек, по одной от каждой пары.

Существующие системы построены в виде сети опорных точек. Это позволяет производить избыточное число измерений. Избыточная информация используется для повышения точности определения координат, устранения многозначности при пересечении линий положения и т.д.

Метод счисления пути для определения текущих координат также используется достаточно широко. В радионавигации измеряется вектор путевой скорости с помощью доплеровских автономных систем. Распространены также системы, работающие на базе измерителей воздушной скорости самолетов (по

давлению набегающего потока воздуха), на базе измерителей скорости надводных и подводных кораблей относительно массы воды (с помощью лага или акустического доплеровского датчика), а также на базе инерциальных измерителей вектора ускорения (см. раздел 1.3). Недостатками метода является необходимость проведения непрерывных измерений и вычислений за всё время движения корабля, а также нарастающая со временем погрешность местоопределения.

Обзорно-сравнительный метод применяется для навигации специальных объектов и крайне редко - для навигации кораблей. Метод дает очень высокую точность из-за корреляционной обработки карт, в которую вовлекается большое число информационных точек. Вспомним, что при реализации метода позиционных линий используется одна или несколько точек.

В соответствии со степенью решения задачи определения координат навигационная аппаратура подразделяется на устройства, системы и комплексы. Устройство определяет одну пространственную величину и решает задачу частично. Система полностью решает навигационную задачу. Комплекс также решает задачу, но на основании избыточной информации и с лучшими характеристиками. Классическое построение комплекса предусматривает получение и обработку первичной информации от измерителей, использующих различные физические принципы построения. Отдельные части комплекса охвачены взаимными и обратными связями. Именно по такому принципу строятся современные пилотажно-навигационные комплексы самолетов, навигационные комплексы надводных и подводных кораблей.

Навигационные устройства классифицируются либо по измеряемым пространственным величинам (или их производным), либо по параметру радиосигнала, который отобразил пространственное положение точек излучения и приема при его распространении. В соответствии с этим устройства могут быть угломерными, дальномерными, разностно-дальномерными, а

также радиальноскоростными. По второму варианту они подразделяются на амплитудные, частотные, временные (импульсные) и фазовые. Эти же варианты классификации распространяются на системы; например, дальномерно-угломерная, разностно-дальномерная и т.д., или амплитудно-фазовая, фазовая, и т.д. Навигационные комплексы обычно классифицируются по методам местоопределения. Стандартным является комплексирование конкретного метода счисления пути и конкретного метода позиционных линий.

При эксплуатации аппаратуры более удобной является классификация по назначению и по зоне действия. В аэронавигации принято следующее деление: системы посадки, системы ближней навигации, системы дальней навигации, системы глобальной навигации (в основном спутниковые). Указанные классы систем реализуют местоопределение методом позиционных линий, поэтому имеют кроме бортовой аппаратуры более или менее разветвленную сеть наземных радиомаяков. При этом бортовая аппаратура является неавтономной. Эти классы обычно дополняются автономными системами, не связанными с дальностью действия, как радиоэлектронными так и другими.

Автономные системы, как правило, реализуют метод счисления пути, иногда - обзорно-сравнительный. По сути метод счисления пути работает на любых расстояниях, в пределах может обеспечивать глобальную навигацию. Однако основной его недостаток, состоящий в нарастании погрешности измерения, ограничивает дальность. Расширение зоны действия систем производится путем периодической коррекции погрешности с помощью других измерителей. Последние разработки самолетных инерциальных систем допускают погрешность не более 1,5 км за несколько часов работы. А несколько часов полета - это несколько тысяч километров.

В дальнейшем изложении материала о радионавигационных системах принята их классификация по назначению. Материал относится к аэронавигации, которая требует повышенной точности в решении навигационных задач.

Приведенные варианты классификации радионавигационных систем могут быть объединены в таблицу 1.1, в основу которой положено назначение систем. Для каждого класса систем приведены конкретные примеры. Для них в других столбцах таблицы указаны определения по двум другим видам классификации. В таблицу введены два вида самолетных навигационных устройств: самолетный дальномер (СД) и автоматический радиоконпас (АРК), которые широко применяются в навигации и которые позволяют полностью решить навигационную задачу путем последовательного определения двух линий положения относительно двух разнесенных в пространстве радиомаяков. Добавлен также аэродромный радиопеленгатор (АРП).

Таблица 1.1. Классификация радионавигационных систем

По назначению	По измеряемой пространственной величине	По информационному параметру сигнала
Системы посадки СП, ILS	Угломерная	Амплитудная Амплитудно-фазовая
MLS	Угломерная	Частотная Временная
Системы ближней навигации РСБН	Угломерно-дальномерная	Временная Время - фазовая
VOR/DME	Угломерно-дальномерная	Время - частотная
TACAN	Угломерно-дальномерная	Время - фазовая
Системы дальней навигации ЛОРАН-С	Разностно-дальномерная	Время - фазовая
«Чайка»	Разностно-дальномерная	Время - фазовая
«Омега»	Разностно-дальномерная	Фазовая
РСДН	Разностно-дальномерная	Фазовая
Спутниковые системы глобальной навигации Глонасс Наветар	Дальномерная Дальномерная	Временная Временная
Автономные системы ДИСС	Скоростная	Частотная
Навигационные устройства СД АРК АРП	Дальномерное Угломерное Угломерное	Временное Амплитудное Амплитудное

1.7. Основные тактические и технические характеристики радиолокационных и радионавигационных систем

Радиолокационные и радионавигационные системы проектируются по тактико-техническим требованиям (ТТТ). Выпускаемые промышленностью изделия должны удовлетворять техническим условиям, которые содержат ТТТ и методы проверки

их выполнения.

Тактическими называют характеристики системы, определяющие ее функциональные возможности при практическом, в том числе и военном, применении.

К основным тактическим характеристикам радиолокационных станций (РЛС) и радионавигационных систем (РНС) относят:

- зону (область) действия или рабочую зону системы, заданную сектором обзора (поиска) по измеряемым параметрам;
- время обзора (поиска) заданного сектора или скорость обзора;
- определяемые параметры (координаты), их число и точность измерения;
- разрешающую способность;
- пропускную способность;
- помехозащищенность;
- надежность.

Дадим общие определения указанных параметров, которые в дальнейшем могут быть уточнены применительно к конкретным типам РЛС и РНС [4].

Зоной действия называют область пространства, в которой система надежно выполняет функции, соответствующие ее назначению. Так, для РЛС обнаружения зоной действия является область пространства, в которой объекты с заданными характеристиками отражения обнаруживаются с вероятностью не меньше заданной.

Для РЛС точного измерения координат и РНС границы рабочей зоны характеризуются допустимыми погрешностями местоопределения объекта при заданном уровне помех.

Одним из параметров, определяющих рабочую зону, является дальность действия системы. Под дальностью действия системы понимают максимальное расстояние, на котором обеспечивается выполнение заданных ТТТ. Чаще всего дальность действия системы зависит от допустимой погрешности при измерении координат и параметров движения объектов. Под

дальностью действия РЛС обнаружения имеют в виду максимальную дальность, на которой обеспечивается обнаружение целей определенного вида с заданной вероятностью. Иногда зона действия системы ограничена со стороны минимальных значений. В этом случае система характеризуется двумя параметрами: минимальной и максимальной дальностью действия.

Временем обзора (поиска) называют время, необходимое для однократного обзора зоны действия системы. Выбор времени обзора связан с маневренностью наблюдаемых или управляемых объектов, объемом пространства обзора, уровнем сигнала и помех, а также рядом тактических и технических характеристик системы.

Число измеряемых координат, так же как и точность их измерения, определяет возможности системы при ее практическом использовании.

Точность системы характеризуется погрешностями при измерении координат и параметров движения объекта. Требования к точности системы зависят от ее назначения. Неоправданное завышение требований к точности приводит к усложнению системы, снижению ее экономичности, а иногда и надежности функционирования.

Разрешающей способностью системы называют способность отдельного измерения параметров двух или нескольких близко расположенных в пространстве объектов или отдельного управления ими. Соответственно различают разрешающую способность по дальности и угловым координатам, а также по соответствующим составляющим скорости. Разрешающую способность количественно принято оценивать минимальной разностью значений измеряемых параметров соседних объектов, при которой они воспринимаются системой отдельно. Для ряда РЛС разрешающая способность является основной характеристикой.

Пропускная способность характеризуется числом объектов, обслуживаемых системой одновременно или в единицу времени. Пропускная способность зависит от принципа дей-

ствия системы и ряда ее тактических и технических параметров и, в частности, рабочей зоны, точности и разрешающей способности. Так, радионавигационные маяки обладают неограниченной пропускной способностью, так как могут одновременно обслуживать любое число объектов.

Пропускная способность дальномерных систем, основанных на принципе запроса и активного ответа ограничена ответчиком, в котором для формирования ответного сигнала на каждый запрос необходимо некоторое время. В этом случае пропускную способность характеризуют вероятностью обслуживания заданного числа объектов при заданном периоде повторения запросов каждым из объектов, находящихся в рабочей зоне системы.

Помехозащищенность РЛС и РНС - способность надежного выполнения заданных функций в условиях воздействия непреднамеренных и организованных помех. Помехозащищенность определяется скрытностью работы системы и ее помехоустойчивостью.

Под скрытностью системы понимают показатель, характеризующий трудность обнаружения ее работы и измерения основных параметров излучаемого радиосигнала, а следовательно, и создания специально организованных (прицельных) помех. Скрытность обеспечивается применением остронаправленного излучения, использованием шумоподобных сигналов с низким уровнем мощности, изменением основных параметров сигнала во времени.

Количественной оценкой помехоустойчивости РЛС и РНС является отношение сигнала к помехе на входе приемника, при котором погрешность измерения заданного параметра не превосходит допустимой; для РЛС обнаружения при этом должно обеспечиваться обнаружение сигнала с заданной вероятностью при допустимых значениях вероятности ложной тревоги. Требуемая помехоустойчивость достигается рациональным выбором параметров радиосигнала системы, а также характеристик ДНА и устройств приема и обработки сигнала.

Надежность - свойство объекта сохранять во времени в установленных пределах значения параметров, характеризующих способность выполнения требуемых функций в заданных режимах и условиях применения, хранения и транспортировки. Это определение надежности по ГОСТ 27002- 82 является универсальным и полностью относится к РЛС и РНС, а также устройствам, из которых они состоят.

В зависимости от причин, вызывающих отказы в работе системы, различают следующие разновидности надежности:

- аппаратную, связанную с состоянием аппаратуры,
- программную, обусловленную состоянием программ вычислительных устройств, используемых в системе;
- функциональную, т. е. надежность выполнения отдельных функций, возлагаемых на систему, и, в частности, извлечения и обработки информации. В этом смысле помехозащищенность также может быть отнесена к функциональной надежности радиосистемы.

Экономические показатели системы, масса и габариты составляющих ее устройств являются важными параметрами, влияющими на совокупную оценку качества системы.

К основным техническим характеристикам радиосистемы относятся параметры, непосредственно определяющие её тактические характеристики. Применительно к РЛС и РНС основными техническими характеристиками являются:

- метод обзора (поиска) и измерения координат и параметров движения объекта:
- рабочие частоты, стабильность, мощность, вид модуляции, ширина спектра излучаемых колебаний;
- форма и ширина диаграммы направленности антенны;
- чувствительность и полоса пропускания приемного устройства;
- вид и параметры устройств отображения и съема информации;
- габариты и масса устройств, составляющих систему, потребляемая ими энергия от источников питания.

В дальнейшем взаимосвязь тактических и технических характеристик будет рассмотрена для конкретных типов РЛС и РНС.

1.8. Особенности радиосистем различных диапазонов волн

Для создания радиосистем различного назначения используется практически весь диапазон радиоволн от дециметровых ($I = 10 \div 100 \text{ км}$) до миллиметровых ($I = 1 \div 10 \text{ мм}$). В верхней части частотного диапазона к радиоволнам вплотную примыкают инфракрасные волны. Они используются в лазерных системах, сходных по назначению с радиотехническими.

На выбор длины волны влияют, в основном, два фактора: достижимая дальность действия и ширина полосы частот, которую можно использовать. В системах передачи информации расширение используемой полосы частот приводит к увеличению скорости передачи, в системах местоопределения - к увеличению точности и разрешающей способности.

Весь спектр радиоволн разбит на участки (диапазоны), каждый из которых имеет свои особенности распространения, отражения и излучения. Сравнительная характеристика диапазонов приведена в таблице 1.2, заимствованной из [9].

Использование того или иного диапазона радиочастот для систем различного назначения регламентируется международной комиссией распределения радиочастот (МККР), так же как и ширина спектра частот, разрешенная для систем того или иного вида. Эти ограничения влияют на выбор вида радиосигнала и построение радиосистем, сказываются на их тактико-технических характеристиках.

Таблица 1.2. Особенности радиоволн различного назначения

Диапазон радиочастот	Диапазон длин волн	Наименование диапазона радиочастот	Старое наименование диапазона радиоволн	Наименование вида радиоволн	Особенности распространения, отражения и излучения
3...30 кГц	10...100 км	Очень низкие частоты (ОНЧ)	Сверхдлинные волны	Мириаметровые волны	Проникают вглубь почвы и воды. Очень мало поглощаются в Земле и огибают её. Отражаются от ионосферы и днем и ночью. Огибают, не отражаясь, обычные объекты.
30...300 кГц	1...10 км	Низкие частоты (НЧ)	Длинные волны (ДВ)	Километровые волны	Мало поглощаются в Земле и частично огибают её. Отражаются от ионосферы ночью. Огибают, не отражаясь, обычные объекты.
0,3...3 МГц	100...1000 м	Средние частоты (СЧ)	Средние волны (СВ)	Гектометровые волны	Поглощаются в Земле. Интенсивно отражаются от ионосферы ночью. Огибают, не отражаясь, обычные объекты.
3...30 МГц	10...100 м	Высокие частоты (ВЧ)	Короткие волны (КВ)	Декаметровые волны	Сильно поглощаются в Земле. Интенсивно, но с малыми потерями и избирательно отражаются от ионосферы. Слабо отражаются от обычных.
30...300 МГц	1...10 м	Очень высокие частоты (ОВЧ)	Ультракороткие волны (УКВ)	Метровые волны	Очень сильно поглощаются в Земле. Не отражаются от ионосферы. Распространяются в пределах прямой видимости. Интенсивно отражаются от обычных объектов.
300...3000 МГц (0,3...3 ГГц)	0,1...1 м	Ультравысокие частоты (УВЧ)	Ультракороткие волны (УКВ)	Дециметровые волны	Распространяются только в пределах прямой видимости. Не отражаются от ионосферы. Интенсивно отражаются от обычных объектов.
3...30 ГГц	1...10 см	Сверхвысокие частоты (СВЧ)	Ультракороткие волны (УКВ)	Сантиметровые волны	Распространяется только в пределах прямой видимости. Избирательно поглощаются в атмосфере. Интенсивно отражаются от объектов.
30...300 ГГц	0,1...1 см	Крайне высокие частоты (КВЧ)	Ультракороткие волны (УКВ)	Миллиметровые волны	Сильно поглощаются в атмосферных образованиях. Просто достигается очень высокая направленность излучения и приема.

В таблице 1.3, заимствованной из [9], приведены сведения о радиочастотах, используемых в основных видах РТС.

Таблица 1.3. Использование спектра радиочастот в РТС

Диапазон радиочастот	Система передачи информации	Системы радиолокации	Системы радионавигации
3...30 кГц	Глобальные системы с низкой скоростью передачи	Не используются	Глобальные системы радионавигации
30...300 кГц	Используются мало	Не используются	Системы дальней навигации
0,3...3 МГц	Радиовещание	Не используются	Системы средних дальностей действия
3...30 МГц	Системы связи на большие расстояния с низкой скоростью передачи, в том числе для подвижных объектов и в труднодоступных районах. Радиовещание	Используются ограниченно	Используются мало
30...300 МГц	Системы связи с подвижными объектами на небольших расстояниях. Радиорелейные линии. Спутниковые системы связи. Телевидение	Используются в наземных системах обнаружения целей и измерения параметров их движения	Системы ближней радионавигации и посадки самолетов
300...3000 МГц	Радиорелейные линии. Спутниковые системы связи	Широко используются в высокочастотных наземных системах	Спутниковые радионавигационные системы
3...30 ГГц	Радиорелейные линии. Спутниковые системы связи	Широко используются в бортовых РЛС (самолеты, корабли, ракеты)	Системы управления воздушным движением и посадки. Спутниковые системы. Автономные системы
30...300 ГГц	Используются ограниченно	Бортовые системы	Используются ограниченно

1.9. Дальность действия радиосистем в свободном пространстве

Дальность действия является одной из важнейших харак-

теристик радиосистем различного назначения. Под дальностью действия понимают максимальное расстояние $R = R_{\max}$, при котором радиосистема выполняет свои функции с заданными характеристиками качества.

Найдем дальность действия радиосистем различного назначения в свободном пространстве, то есть в пространстве свободном от чего бы то ни было. В любом случае максимальная дальность определяется минимальным сигналом на входе приемника, при котором удовлетворяются ТТТ. Минимально необходимая мощность сигнала на входе приемника $P_{\text{ПР.МІН}}$ зависит от мощности собственного шума приемника $P_{\text{Ш}}$, приведенного ко входу, и необходимого превышения сигнала над ним.

Находим $P_{\text{ПР}}(R) = P_{\text{ПР.МІН}}$ и определяем $R = R_{\text{МАХ}}$, решая данное уравнение.

Дальность действия радиолинии связи

Радиолиния связи состоит из передатчика и приемника радиосигналов, разнесенных на расстояние R .

Обозначим мощность излучаемого сигнала $P_{\text{И}}$, излучающую антенну будем характеризовать коэффициентом усиления $G_{\text{И}}$, $G_{\text{И}} = \text{КПД} \cdot \text{КНД}$. Положим КПД = 1. На рисунке 1.16 показана идеализированная диаграмма направленности передающей антенны: вся излучаемая энергия равномерно распределена в основном лепестке, боковые лепестки отсутствуют. Коэффициент усиления антенны показывает, во сколько раз энергия, сосредоточенная в основном лепестке, больше, чем при изотропном излучении

$$G_{\text{И}} = \frac{4p}{\Theta}$$

где Θ - телесный угол диаграммы.

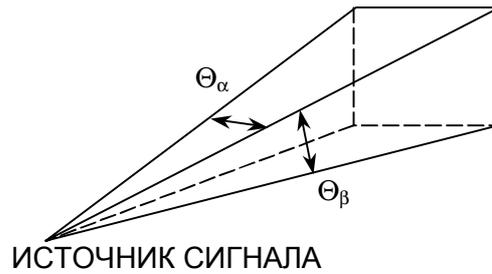


Рисунок 1.16. Идеализованная диаграмма направленности передающей антенны

Обозначим ширину луча в ортогональных плоскостях Θ_a, Θ_b . Если Θ_a и Θ_b - малы, $\Theta = \Theta_a \cdot \Theta_b$.

Плотность потока мощности, создаваемого излучаемым сигналом в месте расположения приемной антенны на расстоянии R от передающей

$$\Pi_1 = \frac{P_{II} G_{II}}{4\pi R^2}. \quad (1.19)$$

Мощность сигнала на выходе приемной антенны

$$P_{II} = \Pi_1 \cdot S_A = \frac{P_{II} G_{II} S_A}{4\pi R^2}$$

где S_A - эффективная приемная площадь приемной антенны.

Приравняв $P_{II} = P_{II, \min}$ из последнего соотношения получаем

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{P_{II} G_{II} S_A}{4\pi P_{II, \min}}}. \quad (1.20)$$

Дальность действия радиопередачи с активным ответом

Радиолиния с активным ответом состоит из двух линий связи: линии запроса и линии ответа. Типичным примером такой радиолинии является радиолокатор с активным ответом, структурная схема которого приведена на рисунке 1.12. Для каждой из линий можно найти дальность действия по формуле (1.20), присваивая параметрам, относящимся к запросу и ответу, соответствующие индексы.

$$R_{з.МАХ} = \sqrt{\frac{P_{И.З} G_{И.З} S_{А.ОТВ}}{4\rho P_{ПР.МІН ОТВ}}} \quad R_{ОТВ.МАХ} = \sqrt{\frac{P_{И.ОТВ} G_{И.ОТВ} S_{А.З}}{4\rho P_{ПР.МІН З}}} \quad (1.21)$$

Результирующая дальность действия системы определяется радиолинией с меньшей дальностью действия. В сбалансированной системе $R_{з.МАХ} = R_{ОТВ.МАХ}$.

Дальность действия активной РЛС

Рассмотрим дальность действия активной РЛС, работающей по пассивной цели. Структурная схема такой РЛС представлена на рисунке 1.11. Пусть по-прежнему мощность излучаемая передатчиком РЛС будет $P_{И}$, а коэффициент усиления его антенны $G_{И}$. Тогда плотность потока мощности электромагнитной энергии, создаваемая локатором у цели, находящейся на расстоянии R , определяется формулой (1.21).

$$\Pi_1 = \frac{P_{И} G_{И}}{4\rho R^2}$$

Найдём мощность сигнала, отражённого от цели $P_{ОТР}$. Введём для этого понятие об эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) цели. Под ЭПР понимают поперечное сечение такой цели, которая, рассеивая сигналы во все стороны равномерно, создаёт у локатора такую же плотность потока мощности, как и реальная цель.

$$P_{ОТР} = \Pi_1 S_{Э},$$

где $s_{\text{э}}$ - ЭПР цели.

Обозначим, Π_2 - плотность потока мощности у локатора,

$$\Pi_2 = \frac{\Pi_1 s_{\text{э}}}{4pR^2} = \frac{P_{\text{л}} G_{\text{л}} s_{\text{э}}}{(4p)^2 R^4}.$$

Найдём мощность принимаемого сигнала,

$$P_{\text{лп}} = \Pi_2 S_A = \frac{P_{\text{л}} G_{\text{л}} s_{\text{э}}}{(4p)^2 R^4} S_A,$$

где S_A - эффективная приёмная площадь антенны РЛС.

Приравняем $P_{\text{лп}}$ к $P_{\text{лп.мин}}$ и находим

$$R_{\text{MAX}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{л}} G_{\text{л}} s_{\text{э}} S_A}{(4p)^2 P_{\text{лп.мин}}}} \quad (1.22)$$

Полученная формула носит название основного уравнения радиолокации. Уравнение получено без всяких допущений и определяет дальность действия радиолокатора в свободном пространстве.

Проанализируем полученное уравнение.

Положим $P_{\text{лп.мин}} = k_p P_{\text{ш}}$,

где $P_{\text{ш}}$ - мощность шума, приведённая ко входу приёмника;

k_p - коэффициент различимости. k_p показывает, во сколько раз минимальная мощность входного сигнала $P_{\text{лп.мин}}$ должна быть больше мощности собственного шума приемника $P_{\text{ш}}$ для выполнения ГТТ.

Мощность собственного шума приемника, приведенного ко входу определим по формуле

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

где $k_{\text{ш}}$ - коэффициент шума приемника;

k - постоянная Больцмана;

T - температура приемника в градусах Кельвина;

Δf - полоса пропускания приемника.

Подставляя приведенные формулы в уравнение (1.22) получаем

$$R_{MAX} = \sqrt[4]{\frac{P_{II} G_{II} S_{\text{э}} S_A}{(4p)^2 k_p k_{III} k T \Delta f}} \quad (1.23)$$

Формула (1.23) указывает пути увеличения дальности действия РЛС. Один из них - увеличение мощности передатчика. Этот путь мало эффективен, так как для увеличения R_{MAX} в два раза. Нужно мощность передатчика увеличить в $2^4 = 16$ раз.

Предельные мощности современных приборов СВЧ - 50÷100 МВт. Физический предел увеличения мощности - пробой воздуха в волноводах и других частях антенно-фидерного тракта.

Другой путь увеличения R_{MAX} - увеличение чувствительности приёмника, что достигается уменьшением его коэффициента шума, рабочей температуры, потерь сигнала в антенно-фидерном тракте. Коэффициент шума современных малошумящих усилителей составляет 0,2 ÷ 2 дБ в диапазоне 3 ÷ 25 ГГц при температуре 25 °С .

Рассмотрим влияние на дальность действия антенной системы РЛС. Будем считать, что на прием и передачу работают одинаковые антенны. Это предположение строго выполняется в импульсных РЛС, когда прием и передача разделены по времени и выполняются одной антенной. Свяжем коэффициент усиления антенны и её эффективную приемную площадь. Предположим, что используется антенна с прямоугольным раскрытием размерами $a \times b$, как показано на рисунке 1.17. Ширина диаграммы направленности такой антенны определяется формулами

$$\Theta_a = k_1 \frac{I}{a}, \quad (\text{рад}) \quad k_1 > 1,$$

$$\Theta_b = k_2 \frac{I}{b}, \quad (\text{рад}) \quad k_2 > 1,$$

где коэффициенты k_1 и k_2 зависят от закона распределения электромагнитного поля по апертуре.

$$\text{Тогда телесный угол диаграммы } \Theta = \Theta_a \cdot \Theta_b = k_3 \frac{I^2}{S} = \frac{I^2}{S_A},$$

где $S_A = S \cdot k_{II}$, $k_{II} < 1$ - коэффициент использования площади антенны.

$$G = \frac{4p}{\Theta} = \frac{4p S_A}{I^2}.$$

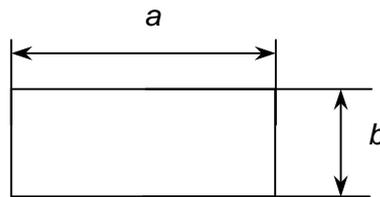


Рисунок 1.17. Раскрыв антенны РЛС

Следовательно, основное уравнение радиолокации в зависимости от параметров антенны можно представить различными способами. Оставим в нем эффективную приемную площадь антенны, выразив через неё коэффициент усиления. Получим,

$$R_{MAX} = \sqrt[4]{\frac{P_{II} S_A^2 S_{\Theta}}{4p P_{PP.MIN} I^2}}.$$

Таким образом, $R_{MAX} \sim \sqrt{\frac{S_A}{I}}$ - дальность действия пропорциональна корню второй степени от S_A , а не четвёртой, что существенно. Увеличение размеров антенны - действенный способ повышения дальности действия РЛС, используемый на практике.

При фиксированной эффективной площади антенны дальность действия R_{MAX} обратно пропорциональна \sqrt{I} . Но это только в свободном пространстве. В реальном случае нужно учитывать затухание радиоволн на трассе распространения, которое тем больше, чем короче волна. Существует оптимальная в энергетическом отношении длина волны.

Если предположить, что приемное устройство РЛС согласовано по полосе с сигналом, то есть

$$\Delta f \sim \frac{1}{t_H}, \text{ то } R_{MAX} = \sqrt[4]{\frac{P_H t_H G_H S_{\text{э}} S_A}{(4\rho)^2 k_P k_{III} kT}}.$$

$P_H t_H$ - энергия сигнала. Таким образом, дальность действия пропорциональна корню четвертой степени из энергии сигнала.

2. РАССЕЙВАЮЩИЕ СВОЙСТВА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ

2.1. Определения и классификация

Характер вторичного излучения объектов радиолокационного наблюдения (радиолокационных целей) зависит от их формы, размеров, электрических свойств, а также от длины волны и поляризации падающего поля.

Явления вторичного излучения принято разделять на

- зеркальное отражение;
- диффузионное рассеяние;
- резонансное переизлучение.

Зеркальное отражение имеет место когда поверхность цели относительно гладкая, а её размеры намного больше длины волны. В этом случае соблюдается закон зеркального отражения - угол падения равен углу отражения. Принято считать, что это

происходит, если $\Delta h < \frac{l}{16}$, где Δh - шероховатость поверхнос-

ти. При $\Delta h < 16$ фазовые сдвиги между составляющими вторичного поля, отраженными от различных участков поверхности, не превосходят 45 градусов, так что отраженную волну можно в первом приближении считать плоской. Поверхность земли при обзоре с самолёта в диапазоне метровых волн во многих случаях можно считать зеркально отражающей.

Диффузионное рассеяние характеризуется тем, что падающая на объект волна рассеивается во все стороны равномерно. Диффузное рассеяние имеет место, когда размеры объекта наблюдения много больше длины волны, а размеры неровностей сравнимы с длиной волны (земля, лес, взволнованная поверхность моря для сантиметрового диапазона).

Резонансное переизлучение имеет место, когда цель содержит элементы, размеры которых кратны половине длины

волны. В этом случае при определенной ориентации указанных элементов относительно вектора поляризации падающего электромагнитного поля наблюдается интенсивное вторичное излучение, создающее сильный радиолокационный сигнал. Пример - полуволновые диполи, используемые для создания пассивных помех (фольга, металлизированное стекловолокно).

Независимо от вида вторичного переизлучения все цели характеризуются эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР) σ_{ϑ} . По определению

$$\sigma_{\vartheta} = 4pR^2 \frac{P_2}{P_1}, \quad (2.1)$$

где P_1 - плотность потока мощности, создаваемого локатором у цели, P_2 - плотность потока мощности, отраженного сигнала у локатора.

ЭПР цели может сильно отличаться от ее геометрических размеров. Например, ЭПР полуволнового диполя, расположенного в плоскости падения волны, рассчитывается по формуле $\sigma_{\vartheta} = 0,86l^2$.

По конфигурации цели делятся на элементарные и сложные. Элементарные цели имеют простую геометрическую форму, так что можно рассчитать ЭПР.

Сложные цели имеют сложную форму; так что ЭПР рассчитать сложно или невозможно. Реальные радиолокационные цели, как правило, сложные.

Кроме того, цели могут быть точечными и распределёнными:

Точечными называют цели, геометрические размеры которых меньше элемента разрешения РЛС.

Распределёнными называют цели, геометрические размеры которых больше элемента разрешения РЛС. Цели могут быть поверхностно распределёнными (например, поверхность земли при ее наблюдении с борта самолета) или объёмно распределёнными (например, облако).

Сигнал, отраженный от распределенной цели, является результатом сложения переизлучений элементарных отражателей, оказавшихся в пределах элемента разрешения РЛС.

Формирование отраженного сигнала даже для объектов простой геометрической формы представляет собой сложный процесс, зависящий, в частности, от поляризации волны, облучающей объект.

Если падающая волна содержит горизонтально и вертикально поляризованные компоненты E_{1z} и $E_{1\theta}$, то при отражении соотношение между ними может измениться,

$$\begin{pmatrix} E_{2z} \\ E_{2\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{1z} \\ E_{1\theta} \end{pmatrix},$$

где E_{2z} , $E_{2\theta}$ - горизонтально и вертикально поляризованные компоненты отраженной волны,

c_{11} , c_{22} - комплексные коэффициенты преобразования одноименных компонентов поля,

c_{12} , c_{21} - комплексные коэффициенты, характеризующие перекрестные преобразования компонентов падающего поля в отраженное.

Матрицу комплексных коэффициентов отражения

$$C = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{pmatrix} \dots \quad (2.2)$$

называют поляризационной матрицей рассеяния цели. Она дает полную характеристику отражающих свойств радиолокационной цели.

2.2. Методика вычисления ЭПР элементарных объектов

Основой для вычисления эффективной поверхности рассеяния является её определение, математически выраженное формулой (2.1),

$$S_{\text{э}} = 4pR^2 \frac{\Pi_2}{\Pi_1}.$$

Пусть \dot{E}_1 и \dot{E}_2 - комплексные амплитуды поля у цели и локатора, соответственно. Тогда

$$S_{\text{э}} = 4pR^2 \frac{|\dot{E}_2|^2}{|\dot{E}_1|^2}$$

Соотношение между \dot{E}_1 и \dot{E}_2 можно найти на основании принципа Гюйгенса:

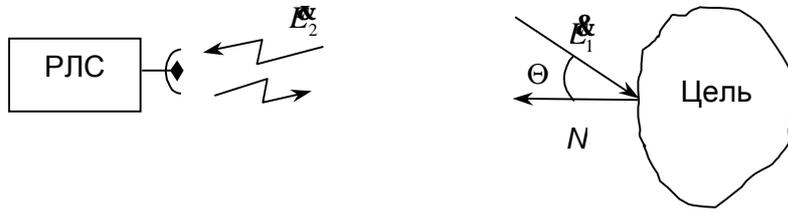


Рисунок 2.1. Иллюстрация к расчету ЭПР элементарной цели

$$\dot{E}_2 = \frac{1}{I} \int_S \frac{\dot{E}_1}{R} e^{j\frac{4p \cdot R}{I}} \cos \Theta \cdot dS = \frac{\dot{E}_1}{IR} e^{j\frac{4p \cdot R_0}{I}} \int_S e^{j\frac{4p \cdot d}{I}} \cos \Theta \cdot dS,$$

где Θ - угол между направлением падения волны в неотсвеченную точку цели и нормалью к поверхности цели в этой точке, интегрирование ведется по всей освещенной поверхности цели;

R_0 - расстояние до какой-либо характерной точки цели;

$R = R_0 + d$.

Отсюда получаем расчетную формулу

$$S_{\text{э}} = \frac{4p}{I^2} \left| \int_S e^{j\frac{4p \cdot d}{I}} \cos \Theta \cdot dS \right|^2. \quad (2.3)$$

При выводе данной формулы не учтены поляризации-

ные эффекты. Поэтому она является приближенной.

Рассмотрим частные случаи.

Пусть волна падает нормально на плоский металлический лист площадью S . Тогда $\cos(\Theta) = 1$, $d = 0$.

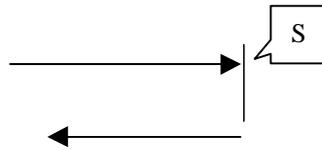


Рисунок 2.2. Иллюстрация к расчету ЭПР листа

Из формулы (2.3) получаем

$$s_{\vartheta} = \frac{4p}{I^2} \left| \int_S dS \right|^2 = \frac{4pS^2}{I^2}$$

При $S = 1 \text{ м}^2$, $I = 0.1 \text{ м}$: $s_{\vartheta} = 1256 \text{ м}^2$, т.е. при нормальном падении волны ЭПР гораздо больше, чем реальная площадь листа.

При отклонении угла падения волны от нормали к поверхности листа, его ЭПР сильно уменьшается. Диаграмма переизлучения листа подобна диаграмме направленности зеркальной антенны, имеющий такой же раскрыв, как поверхность листа.

В ряде случаев требуется иметь объекты радиолокационного наблюдения, ЭПР которых мало зависит от направления падения волны. Одним из таких объектов является угловый отражатель - искусственная радиолокационная цель. Угловый отражатель состоит из трех взаимно перпендикулярных металлических листов.

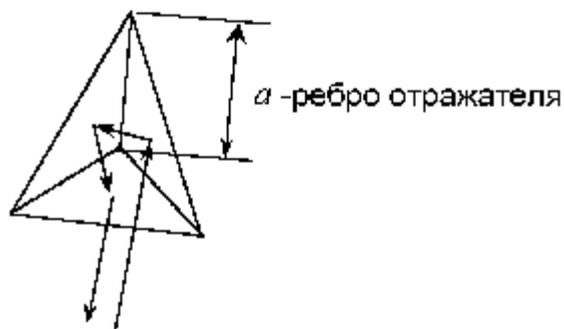


Рисунок 2.3. Угловой отражатель

Троекратно отражаясь от его граней, падающая волна направляется в ту же сторону, откуда пришла.

В телесном угле 45° относительно оси симметрии отражателя его эффективная поверхность рассеяния подчиняется формуле

$$S_{\text{э}} = \frac{4pa^4}{3l^2},$$

где a - размер ребра отражателя.

Если $a = 1$ м, $l = 0.1$ м, то $S_{\text{э}} = 419$ м².

Таким образом, ЭПР углового отражателя несколько меньше, чем у квадратного металлического листа со стороной, равной ребру отражателя при нормальном падении на него электромагнитной волны. Однако угловой отражатель сохраняет большое значение ЭПР в широком угловом секторе, в то время как ЭПР листа резко уменьшается при отклонении направления облучения от нормали.

Уголки являются "блестящими точками" реальных целей.

Пусть теперь цель - гладкий металлический шар радиуса $r_{\text{ш}}$. Используя формулу (2.3), можно показать, что если $r \gg l$, то $S_{\text{э}} = \pi r_{\text{ш}}^2$. То есть эффективная поверхность рассеяния гладкого металлического шара равна площади его поперечного сечения независимо от длины волны. Данное соотношение со-

гласуется с определением ЭПР, поскольку шар рассеивает падающие на него волны во все стороны в передней полуплоскости. При уменьшении радиуса шара по отношению к длине волны до $r_{ш}/l \leq 2$, у функции $S_{\vartheta} = f(r_{ш}/l)$ появляется ряд резонансных максимумов и минимумов, шар начинает вести себя как вибратор (см. рисунок 2.4).

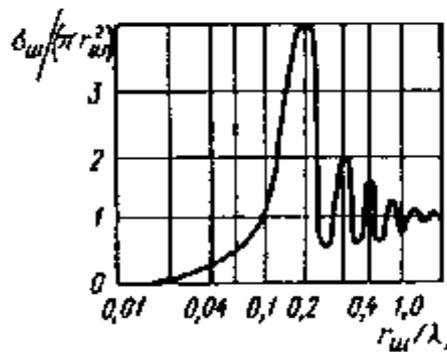


Рисунок 2.4. ЭПР шара

При диаметре шара близком к $0,5l$ ЭПР шара в 4 раза превышает площадь его поперечного сечения. Для малого шара ($r \leq l/2p$) ЭПР определяется дифракционной формулой Рэлея $S_{\vartheta} = 4,4 \cdot 10^4 \cdot r^6 / l^4$ и сильно зависит от длины волны. Формулой Рэлея можно аппроксимировать ЭПР капель дождя и тумана S_K . Учитывая, что это капли воды с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 80$, получено [4]

$$S_K = 306 d_K^6 / l^4, \quad (2.4)$$

где d_K - диаметр капель.

Найдем также ЭПР полуволнового вибратора.

Пусть линейный вибратор длиной l облучается волной с

амплитудой напряженности электрического поля E_1 по направлению, составляющему угол j с нормалью к вибратору. Предположим, что волна линейно поляризованная, причем вектор электрического поля лежит в той же плоскости, что и вибратор и прямая РЛС-вибратор (см. рисунок 2.5).

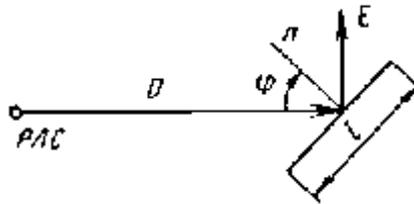


Рисунок 2.5. К расчету ЭПР полуволнового вибратора

Под действием падающего поля в вибраторе возникает ток с амплитудой

$$I = E_1 h_0 \cos j / z_{ex},$$

где h_0 - действующая высота вибратора,

z_{ex} - входное сопротивление вибратора.

При протекании тока возникает вторичное излучение. Амплитуда напряженности составляющей вторичного поля, совпадающей по поляризации с падающим, в месте расположения РЛС может быть вычислена по формуле

$$E_2 = \frac{60p I h_0 \cos j}{I R} = \frac{60p E_1 h_0^2 \cos^2 j}{I D z_{ex}}, \quad (2.5)$$

где R - расстояние до РЛС.

Используя далее определение ЭПР, находим

$$s_{\odot} = 4p R^2 \left| \frac{E_2}{E_1} \right|^2 = \frac{4p^3 3600 h_0^4 \cos^4 j}{I^2 z_{ex}^2} \quad (2.6)$$

Для полуволнового вибратора $h_0 = l/p$ и $z_{ex} = 73,1 \text{ Ом}$. Подставляя эти значения в (2.6) получаем

$$s_{\vartheta} = 0,86l^2 \cos^4 j \dots \quad (2.7)$$

Значения s_{ϑ} меняются от максимального $s_{\vartheta} = 0,86l^2$, имеющего место при расположении вибратора параллельно вектору напряженности падающего электрического поля, до $s_{\vartheta} = 0$ при расположении вибратора перпендикулярно к нему.

Так как поляризация переизлучаемого вибратором сигнала параллельна его оси, множество произвольно ориентированных вибраторов создают неполяризованный сигнал, который принимается антенной РЛС, на какую поляризацию она бы ни была рассчитана. Это позволяет использовать облака полуволновых вибраторов в виде металлизированного стекловолокна либо полосок фольги для радиолокационной маскировки летательных аппаратов.

2.3. ЭПР реальных целей

Реальные радиолокационные цели обычно имеют сложную геометрическую форму. Принимаемый сигнал является результатом интерференции множества волн, отраженных от отдельных частей цели. Даже небольшое изменение взаимного положения цели и лоатора вызывает существенные изменения фазовых соотношений интерферирующих волн и, как следствие, мощности принимаемого сигнала. Таким образом, ЭПР - случайная величина. Задать ее можно только законом распределения вероятностей. Найдем этот закон.

Заметим, что в соответствии с формулой (2.1) ЭПР пропорциональна плотности потока мощности рассеянного сигнала у лоатора P_2 , и что мощность принимаемого сигнала $P_{\text{ПР}} = P_2 \cdot S_A$, где S_A - эффективная приемная площадь антенны. Поэтому флуктуации ЭПР воспринимаются как флуктуации мощности принимаемого сигнала. Принимаемый сигнал имеет

вид: $u_{\text{ПР}}(t) = U(t) \cos[w_0 t + j(t)]$, где $U(t), j(t)$ - случайные амплитуда и начальная фаза. Вследствие множественности отражений его можно считать случайным нормальным процессом.

Если все точки цели отражают приблизительно одинаково, то сигнал $u_{\text{ПР}}$ - стационарный нормальный случайный процесс. Его огибающая сигнала $U(t)$ имеет Релеевский закон распределения вероятностей.

$$W(U) = \frac{U}{S^2} e^{-\frac{U^2}{2S^2}}, U > 0 \quad (2.8)$$

Говорят, что в этом случае цель не имеет блестящих точек.

Если же цель имеет блестящие точки, то огибающая $U(t)$ подчиняется обобщённому Релеевскому распределению.

Блестящие точки - места преимущественного отражения - создаются уголками и плоскими поверхностями конструкций целей. Несмотря на то, что наличие блестящих точек характерно для многих целей, на практике часто ограничиваются рассмотрением первого случая, во избежание неоправданных математических сложностей. Ограничимся рассмотрением первого случая и мы.

Используя правила нахождения законов распределения вероятностей функций случайных величин, получим из формулы (2.8), учитывая, что $P_{\text{ПР}} : U^2$,

$$W(s_{\text{Э}}) = \frac{1}{S_{\text{Э}}} e^{-\frac{s_{\text{Э}}}{S_{\text{Э}}}}, s_{\text{Э}} \geq 0 \quad (2.9)$$

- плотность распределения вероятностей ЭПР цели, не имеющей блестящих точек.

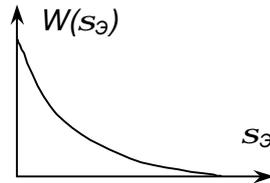


Рисунок 2.6. Кривая распределения вероятностей ЭПР

Полученный экспоненциальный закон распределения ЭПР очень удобен для практических расчётов. Единственный параметр экспоненциального распределения $\overline{s}_э$ - его математическое ожидание и одновременно среднеквадратическое отклонение

$$\overline{s}_э = M[s_э] = \sqrt{D[s_э]} = CKO$$

Применяя экспоненциальный закон как характеристику реальных целей, параметр $\overline{s}_э$ оценивают, усредняя значения ЭПР, полученные при разных направлениях облучения.

Приведем среднее значение ЭПР некоторых реальных целей [4]:

истребитель	- (3÷5) м ² ;
головка МБР	- (10 ⁻³ ÷1) м ² ;
транспортный самолёт	- (50÷100) м ² ;
корабль	- до 10000 м ² .

Иногда возникает необходимость увеличения или уменьшения ЭПР реальных объектов. Так для увеличения дальности обнаружения спасательных шлюпок и плотов на них устанавливают уголкового отражатели. Для ухудшения радиолокационной наблюдаемости объектов военной техники (самолетов, ракет, кораблей и т.д.) стараются снизить их ЭПР рациональным выбором конфигурации поверхности и применением покрытий, уменьшающих отражение радиоволн.

Для некоторых приложений знание одномерной плотности распределения вероятностей ЭПР недостаточно, нужны ха-

рактеристики, определяющие её временную изменчивость. Такими характеристиками могут быть корреляционная функция или энергетический спектр флуктуаций, связанные между собой преобразованием Фурье. Временные флуктуации ЭПР определяются изменением взаимного положения РЛС и цели, взаимным перемещением элементарных отражателей, изменением их состава при сканировании ДНА.

При большой относительной скорости перемещения РЛС и цели ширину спектра флуктуаций отраженного сигнала можно рассчитать по разности доплеровских частот для крайних точек цели. Если угловая ширина цели от точки расположения РЛС $q_{\text{ц}}$, а курсовой угол её середины (угол между вектором относительной скорости u и направлением на цель) равен a , то ширина спектра флуктуаций отраженного сигнала

$$\Delta F = \frac{2u}{l} q_{\text{ц}} \sin a .$$

Зная ширину спектра можно рассчитать время корреляции сигнала $t_0 = 1/\Delta F$.

Кроме флуктуаций мощности сигнала, отраженного от цели, имеют место флуктуации фазового фронта отраженной волны. Физической причиной данных флуктуаций, получивших название «угловых шумов цели» является то обстоятельство, что фазовый фронт волны, отраженной от многоточечного объекта не является сферой [10]. Угловые шумы приводят к погрешностям пеленгования и будут рассмотрены в соответствующем разделе.

2.4. Эффективная поверхность рассеяния объемно-распределённых целей

Если геометрические размеры цели больше элемента объемного разрешения РЛС, то такие цели называются объемно-распределенными. Цели этого вида - различного рода облакоподобные образования (дождь, снег, град, облака, тучи и т.п.).

Элемент объёмного разрешения зависит от разрешающей способности РЛС по дальности dR и ширины главного лепестка ДНА Θ . На рисунке 2.7 схематически показана объёмно-распределенная цель и элемент объёмного разрешения. Сигналы, рассеянные элементарными отражателями, входящими в разрешаемый объем, суммируются на входе приемника. Их суммарная мощность определяет ЭПР.

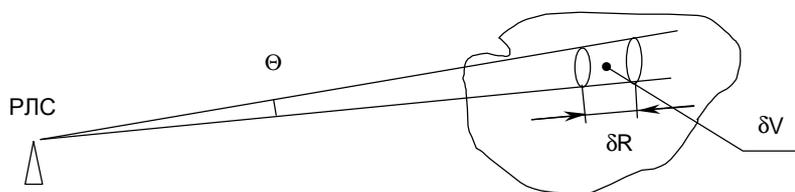


Рисунок 2.7. Объёмно-распределенная цель

Объёмно-распределенные цели не имеют блестящих точек. Их ЭПР подчиняются экспоненциальному закону распределения вероятностей, который задается одним параметром s_{Θ} . Найдем его по формуле

$$\bar{s}_{\Theta} = s_{0,OB} du$$

где $s_{0,OB}$ - ЭПР единицы объёма цели, называемая удельной объёмной ЭПР;

du - разрешаемый объём.

Удельная объёмная ЭПР может быть вычислена по формуле

$$s_{0,OB} = s_1 \bar{n},$$

где s_1 - средняя ЭПР элементарного отражателя;

\bar{n} - среднее число отражателей в единице объёма.

Пользуясь данной формулой можно подсчитать ЭПР облака полуволновых дипольных отражателей. Среднее значение ЭПР одного отражателя при его произвольной ориентации в пространстве относительно РЛС $s_1 = 0,17I^2$. Среднее число диполей в единице объёма выбирается исходя из поставлен-

ной тактической задачи.

Для атмосферных образований $S_{0,OB}$ также можно вычислить, пользуясь, например, формулой (2.4) для ЭПР капли дождя. На практике обычно пользуются значениями $S_{0,OB}$, полученными для различных условий эмпирически.

Для дождя $S_{0,OB} \approx (10^{-11} \div 10^{-1}) \text{ м}^2$.

Подсчитаем среднее значение ЭПР объемно-распределенной цели $S_{\text{ср}}$ для импульсного лоатора, у которого разрешающая способность по дальности определяется формулой

$$dR = \frac{ct_{\text{И}}}{2};$$

где $t_{\text{И}}$ - длительность импульса, излучаемого лоатором.

Пусть S - площадь сечения луча ДНА. Положим, что элемент разрешения - цилиндр, основание которого эллипс с осями a и b (см. рисунок 2.8).

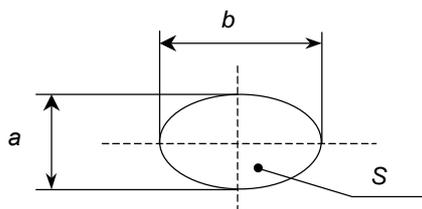


Рисунок 2.8. Сечение элемента разрешения

Нетрудно видеть, что

$$a = R \cdot \Theta_b; \text{ где } \Theta_b - \text{ ширина ДН по углу места};$$

$$b = R \cdot \Theta_a; \text{ где } \Theta_a - \text{ ширина ДН по азимуту.}$$

Площадь эллипса

$$S = \frac{\pi ab}{4} = \frac{\pi R^2 \Theta_a \Theta_b}{4},$$

откуда

$$du = SdR = \frac{pR^2\Theta_a\Theta_b}{8} \cdot ct_{II}.$$

Окончательная формула имеет вид:

$$\overline{S}_{OB} = S_{0.OB} \cdot \frac{pR^2\Theta_a\Theta_b ct_{II}}{8}. \quad (2.10)$$

Из формулы (2.10) видно, что ЭПР объемно-распределенной цели зависит от параметров локатора. Это не удивительно, так как от них зависит объем элемента разрешения.

2.5. ЭПР поверхностно распределённых целей

Поверхностно распределенной называется такая цель, геометрические размеры которой больше, чем элемент поверхностного разрешения РЛС. Примером поверхностно распределенной цели может служить поверхность Земли, наблюдаемая с борта самолета, как это показано на рисунке 2.9.

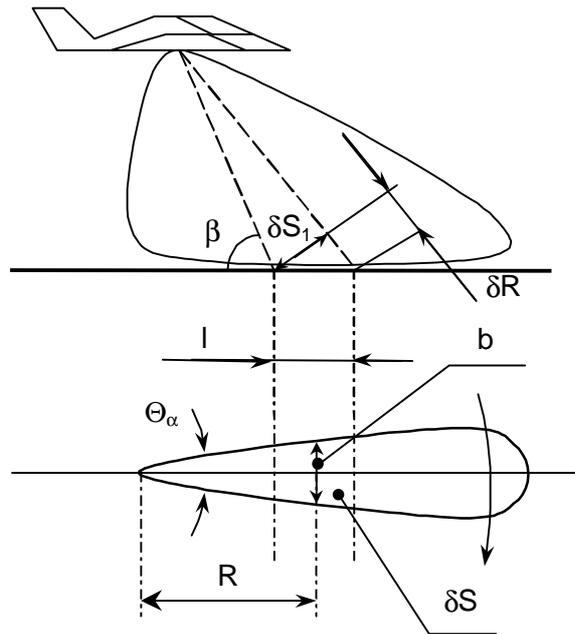


Рисунок 2.9. Поверхностно распределенная цель

3. ОБНАРУЖЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

3.1. Постановка задачи

В подразделе 1.9 получено основное уравнение радиолокации, определяющее дальность действия РЛС в свободном пространстве,

$$R_{MAX} = \sqrt[4]{\frac{P_{ПЕР} G_H S_{\ominus} S_A}{(4p)^2 P_{ПР.МІN}}},$$

где

$$P_{ПР.МІN} = k_p \cdot P_{Ш}$$

- минимально необходимая мощность сигнала на входе приемника,

$P_{Ш}$ - мощность собственного шума приемника, приведенного к его входу,

k_p - коэффициент различимости.

Задача данного раздела - осветить методику расчета коэффициента различимости k_p , при котором произойдет обнаружение сигнала с заданными характеристиками качества.

При решении данной задачи мы будем считать, что студенты знакомы с основами статистической теории принятия решений и применением данной теории к задачам обнаружения. Здесь мы осветим только некоторые основные понятия, необходимые для изложения вопроса применительно к радиолокации.

Решение о наличии или отсутствии сигнала принимается на основании наблюдения процесса $x(t)$ на входе приемника, который в общем случае представляет собой смесь сигнала и шума,

$$x(t) = I \cdot s(t) + n(t), \quad I = \begin{cases} 1, & S_1; \\ 0, & S_0. \end{cases} \quad (3.1)$$

$n(t)$ - собственный шум приемника (нормальный белый

шум),

$s(t)$ - полезный сигнал.

Ситуация, когда сигнал во входной смеси присутствует ($I = 1$) обозначается символом S_1 , ситуация, когда он отсутствует ($I = 0$) - символом S_0 .

Собственный шум приемника считаем нормальным и белым. Спектральную плотность мощности шума находим из известной формулы:

$$P_{ш} = k_{ш} k T_0 \Delta f = N_0 \Delta f ,$$

где $k_{ш}$ - коэффициент шума приемника,

$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Вт} \cdot \text{с} / \text{град}$ - постоянная Больцмана,

T_0 - абсолютная температура приемника,

Δf - шумовая полоса приемника.

Отсюда имеем

$$N_0 = k_{ш} k T_0 .$$

где N_0 - спектральная плотность мощности шума (односторонняя, для положительных частот).

Энергетический спектр шума представлен на рисунке 3.1.

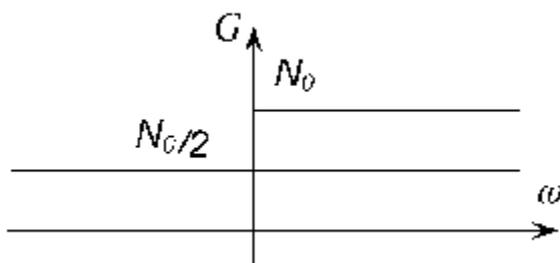


Рисунок 3.1. Энергетический спектр белого шума

Корреляционная функция такого шума -

$$R(t) = \frac{N_0}{2} d(t) .$$

Рассматривая реализацию $x(t)$ на интервале $(0 \div T)$ следует принять решение, есть сигнал или его нет.

В радиолокационной практике на основании наблюдения на некотором интервале времени $0 \div T$ можно вынести одно из трех решений:

- сигнала нет;
- сигнал есть;
- для принятия уверенного решения о наличии или отсутствия сигнала следует продолжить наблюдение.

В данном курсе мы ограничимся рассмотрением бинарного случая: проверкой простой гипотезы о том что сигнала нет против альтернативы, что он есть.

Оператор радиолокационной станции или автомат должен принять решение о наличии или отсутствии сигнала (цели), руководствуясь неким правилом, которое должно быть определено заранее. Это правило должно быть в некотором отношении наилучшим, т.е. оптимальным.

Определим критерии оптимальности, для чего введем следующие обозначения:

γ_0 - цели нет, γ_1 - цель есть - возможные решения,

$F = P(\gamma_1/S_0)$ - условная вероятность ложной тревоги (Fals),

$P(\gamma_0/S_1)$ - условная вероятность пропуска цели,

$D = P(\gamma_1/S_1)$ - условная вероятность правильного обнаружения (Detection),

Π_{01}, Π_{10} - плата за ошибки первого и второго рода (риски),

p_0, p_1 - априорные вероятности отсутствия и наличия цели.

Наиболее общим критерием оптимальности правила принятия решения при проверке простой гипотезы против простой альтернативы является Байесовский. В соответствии с ним наилучшим является такое правило принятия решения, при котором средний риск минимален.

Средний риск R находится как среднее значение дискретной случайной величины Π_{ij}

$$R = p_0 P\left(\frac{g_1}{S_0}\right) \Pi_{01} + p_1 P\left(\frac{g_0}{S_1}\right) \Pi_{10} \quad (3.2)$$

$R = R_{MIN}$ - формулировка Байесовского критерия.

Остальные рассматриваемые критерии являются частными случаями Байесовского.

Критерий идеального наблюдателя (минимума ошибок любого рода) - когда в (3.2) полагается $\Pi_{01} = \Pi_{10}$.

Критерий максимального правдоподобия - когда в (3.2) полагается $\Pi_{01} = \Pi_{10}, p_1 = p_0 = 0,5$.

Критерий Неймана-Пирсона: наилучшим считается такое правило принятия решения, при котором вероятность правильного обнаружения D максимальна при условии что вероятность ложной тревоги не более заданной: $D = D_{MAX}$ при $F \leq F^*$ - критерий Неймана-Пирсона.

Правила принятия решения, соответствующие перечисленным критериям, заключаются в вычислении отношения правдоподобия и сравнении его с порогом c , зависящим от выбранного критерия,

$$l(x_1, x_2, \dots, x_n) = l[x(t)] = \frac{W_n(x_1, x_2, \dots, x_n / S_1)}{W_n(x_1, x_2, \dots, x_n / S_0)} \geq c, g_1, \quad (3.3)$$

где x_1, x_2, \dots, x_n - выборка из реализации $x(t)$ (3.1),

$W_n(x_1, x_2, \dots, x_n / S_1)$ - n -мерная плотность распределения вероятностей выборки при условии, что сигнал есть,

$W_n(x_1, x_2, \dots, x_n / S_0)$ - n -мерная плотность распределения вероятностей выборки при условии, что сигнала нет,

c - порог.

Если порог превышает, принимается решение g_1 о том, что сигнал есть. Для Байесовского критерия

$$c = \frac{\Pi_{01} \cdot p_0}{\Pi_{10} \cdot p_1}.$$

Для критерия идеального наблюдателя

$$c = \frac{p_0}{p_1}.$$

Для критерия максимального правдоподобия $c=1$.

Для критерия Неймана-Пирсона порог c находится из решения интегрального уравнения

$$\int_c^{\infty} W(l/S_0) dl = F^*,$$

где $W(l/S_0)$ - условная плотность распределения вероятностей отношения правдоподобной $l[x(t)]$ при условии, что сигнала нет.

Отношение правдоподобия зависит от характеристик сигнала и шума. Математическое представление сигнала, отражающее его основные свойства, называется моделью.

3.2. Основные модели радиолокационных сигналов

Сигнал на входе радиолокационного приемника зависит от того, что излучает передатчик и как это излучение преобразуется целью и трассой распространения радиоволн. Передатчик импульсного радиолокатора излучает непрерывную импульсную последовательность, но вследствие сканирования антенны, сигнал на входе приемника имеет вид пачки (пакета) импульсов. Форма огибающей определяется ДНА при работе на передачу и прием, а длительность пачки - временем облучения цели.

На рисунке 3.2 t_{II} - длительность импульса, T_{II} - период повторения импульсов.

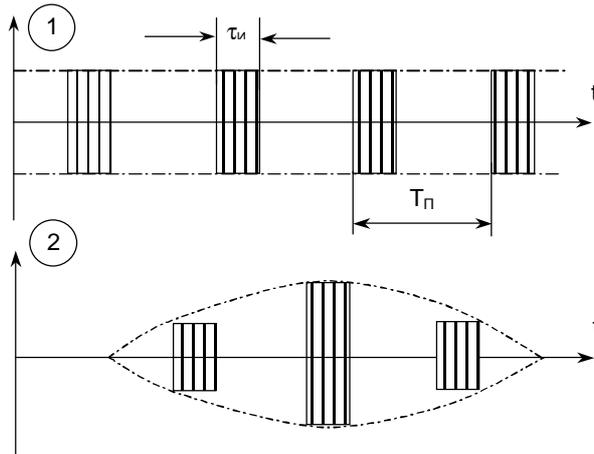


Рисунок 3.2. 1 - зондирующий сигнал импульсного лоатора, 2 - сигнал на входе приемника

В зависимости от конкретных условий используют следующие модели радиолокационных сигналов.

1. сигнал в виде одиночного радиоимпульса с полностью известными параметрами,

$$s(t) = A(t) \cos [w_0 t + j(t)] \quad t_1 < t < t_1 + t_{и};$$

$A(t)$ - функция амплитудной модуляции;

$j(t)$ - функция угловой модуляции.

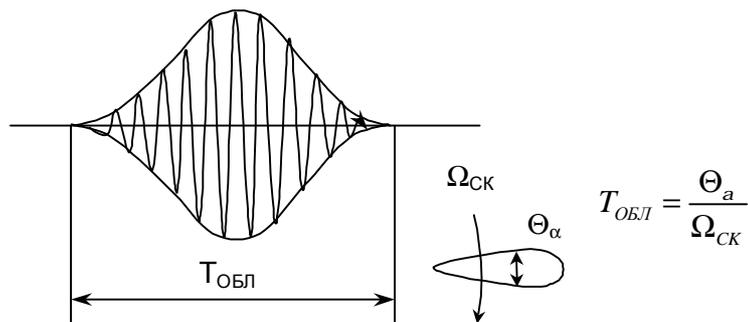


Рисунок 3.3. Сигнал в виде одиночного радиоимпульса

2. Сигнал в виде одиночного импульса со случайной начальной фазой,

$$t_1 < t < t_1 + t_{II}$$

$$s(t, g) = A(t) \cos[w_0 t + j(t) + g] ; W(g) = \frac{1}{2p} ; -p \leq g < p .$$

Сигналы вида 1, 2 могут иметь место на входе приемника РЛС с непрерывным излучением и сканирующей антенной, либо использоваться для конструирования пачек радиоимпульсов.

3. Сигнал в виде пачки когерентных радиоимпульсов. Для простоты огибающую пачки обычно полагают прямоугольной (см. рисунок 3.4).

$$T_{II} = T_{II}(N-1) + t_{II} ; s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i(t - i \cdot T_{II}) ;$$

$$s_1(t) = A(t) \cos[w_0 t + j(t)] .$$

Импульсы должны быть «вырезаны» из одного гармонического колебания, чтобы они были когерентны. Такая ситуация имеет место, если локаатор излучает когерентные радиоимпульсы, а цель неподвижна.

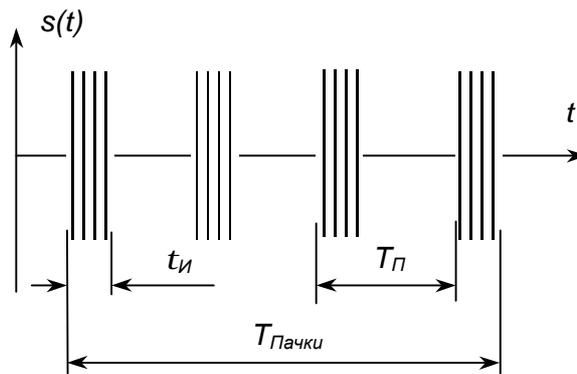


Рисунок 3.4. Пачка радиоимпульсов с прямоугольной огибающей

Пример построения передающего тракта когерентного ра-

диолокатора дан на рисунке 3.5. На рисунке обозначено: ЗГ - задающий генератор, МК - модулирующий каскад, М - модулятор, УМ - усилитель мощности, АК - антенный коммутатор.

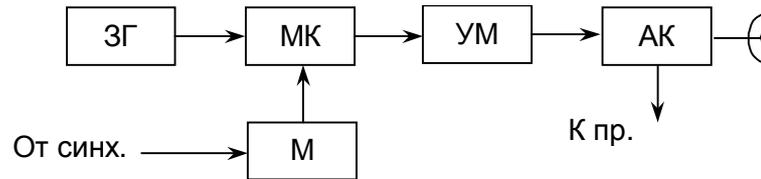


Рисунок 3.5. Структурная схема передающего тракта когерентного локатора

4. Сигнал в виде пачки радиоимпульсов со случайными начальными фазами.

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_1(t - iT_n, g_i); \quad W_n(g_0, g_1, \dots, g_{N-1}) = \left(\frac{1}{2p}\right)^N,$$

где $s_1(t, g_1) = A(t) \cos(\omega_0 t + j(t) + g_1)$,

g_i - случайные начальные фазы.

Этот случай имеет место при магнетронном генераторе в передающем тракте РЛС (см. рисунок 3.6).

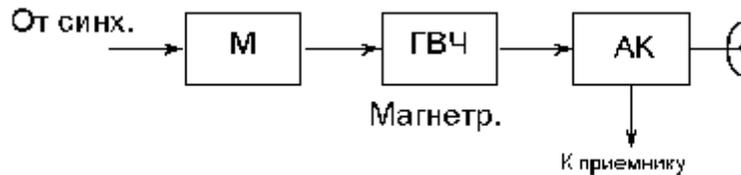


Рисунок 3.6. Передающий тракт некогерентного локатора

5. Сигнал в виде пачки радиоимпульсов со случайными амплитудами и начальными фазами,

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} B_i s_1(t - iT_n, g_i); \quad W_n(\mathbf{g}) = \left(\frac{1}{2p}\right)^N,$$

где B_i - случайные коэффициенты, характеризующие ампли-

тудные флуктуации сигналов.

Распределение вероятностей амплитудных коэффициентов B_i обычно считают релеевским

$$W_1(B_i) = \frac{B_i}{S^2} \cdot e^{-\frac{B_i^2}{2S^2}}, \quad B_i \geq 0..$$

Для полного вероятностного описания пачки следует задаться корреляцией амплитудных флуктуаций. При этом амплитудные и фазовые флуктуации считают взаимно независимыми.

В теории рассматривают два крайних случая:

1) флуктуации амплитуд независимы от импульса к импульсу.

Тогда

$$W_{2N}(\mathbf{g}, \mathbf{B}_i) = \left(\frac{1}{2p}\right)^N \cdot \prod_{i=0}^{N-1} \frac{B_i}{S^2} \cdot e^{-\frac{B_i^2}{2S^2}}.$$

2) дружные флуктуации амплитуд, $B_0 = B_1 = B_2 \dots = B_{N-1}$, когда распределение вероятностей по существу описывается одномерным релеевским законом.

3.3. Структура устройств для оптимального обнаружения пачек когерентных радиоимпульсов

Пачку когерентных радиоимпульсов рассматриваем как сигнал с полностью известными параметрами.

Вынесение решения об отсутствии или наличии сигнала заключается в вычислении отношения правдоподобия $l(x(t))$ и сравнении его с порогом. Для сигнала с полностью известными параметрами, принимаемого на фоне нормального белого шума, отношение правдоподобия выражается формулой [4]

$$l[x(t)] = e^{-\frac{E}{N_0}} \cdot e^{\frac{2Z[x(t)]}{N_0}}, \quad (3.4)$$

где $E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt$ - энергия принимаемого сигнала (на нагрузке 1 Ом),

$$Z[x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)s(t) dt \quad (3.5)$$

- корреляционный интеграл,

$x(t)$ - входная реализация; $s(t)$ - известный сигнал.

Поскольку отношение правдоподобия является монотонной функцией корреляционного интеграла, решающее правило сводится к следующему:

$$Z(x(t)) \geq Z_0 \Rightarrow g_1. \quad (3.6)$$

Структурная схема обнаружителя, реализующего алгоритм (3.5), представлена на рисунке 3.7.

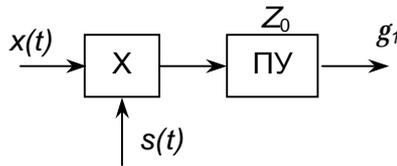


Рисунок 3.7. Оптимальный обнаружитель полностью известного сигнала (корреляционная схема)

Можно построить обнаружитель и на основе использования согласованного фильтра [4].

Импульсная характеристика фильтра, согласованного с сигналом $s(t)$, выражается формулой

$$h(t) = k \cdot s(t_0 - t). \quad (3.7)$$

Отклик фильтра на входное воздействие $x(t)$ найдем с помощью интеграла Дюамеля (формулы свертки),

$$y(t) = \int_0^{\infty} h(t) x(t-t) dt = \int_0^{\infty} s(t_0 - t) x(t-t) dt.$$

Данное выражение в точке $t = t_0$ повторяет корреляционный интеграл. Поэтому оптимальный обнаружитель полностью известного сигнала можно построить по схеме, представленной на рисунке 3.8.

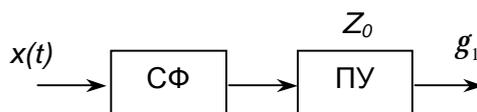


Рисунок 3.8. Оптимальный обнаружитель полностью известного сигнала (фильтрационная схема)

Пусть $s(t)$ - пачка из N когерентных радиоимпульсов:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_1(t - iT_{\Pi}), \quad t_1 < t < t_1 + T_{\text{Пачки}}. \quad (3.8)$$

Рассматриваем ее, как сигнал с полностью известными параметрами. Считаем, что импульсы не накладываются друг на друга, так что $E = NE_1$, где E_1 - энергия одиночного радиоимпульса.

Оптимальный обнаружитель можно строить как по корреляционной, так и по фильтрационной схеме. Используем второй путь. Передаточная функция фильтра, согласованного с сигналом $s(t)$ определяется формулой

$$K(j\omega) = k \cdot S^*(j\omega) \cdot e^{-j\omega t_0}, \quad (3.9)$$

где $S(j\omega)$ - комплексный спектр сигнала,

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot e^{-j\omega t} dt.$$

t_0 - задержка сигнала в согласованном фильтре, момент, когда появляется максимальный выходной сигнал,

k - постоянный коэффициент. Положим $k = 1$.

Найдем спектр пачки радиоимпульсов (3.8)

$$\begin{aligned}
S(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} s_1(t - iT_{II}) \cdot e^{-j\omega t} dt = \sum_{i=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t - iT_{II}) \cdot e^{-j\omega t} dt = \\
&= \left\{ \begin{array}{l} t - iT_{II} = u \\ t = iT_{II} + u \end{array} \right\} = \sum_{i=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} s_1(u) \cdot e^{-j\omega u} \cdot e^{-j\omega iT_{II}} dt = \sum_{i=0}^{N-1} s_1(j\omega) \cdot e^{-j\omega iT_{II}}
\end{aligned}$$

Найдем передаточную функцию согласованного фильтра по формуле (3.9), положив

$$t_0 = (N-1)T_{II} + t_{II}.$$

Получим

$$K(j\omega) = S_1^*(j\omega) \cdot \sum_{i=0}^{N-1} e^{-j\omega iT_{II}} \cdot e^{-j\omega(N-1)T_{II}} \cdot e^{-j\omega t_{II}} = K_1(j\omega) \cdot K_2(j\omega),$$

где $K_1(j\omega) = S_1^*(j\omega) e^{-j\omega t_{II}}$ - передаточная функция фильтра, согласованного с одиночным радиоимпульсом пачки,

$$K_2(j\omega) = \sum_{i=0}^{N-1} e^{-j\omega iT_{II}} - \text{передаточная функция линии задержки с } N \text{ отводами через интервал } T_{II} \text{ и сумматора.}$$

Таким образом, фильтр, согласованный с пачкой радиоимпульсов состоит из двух последовательно соединенных цепей. Одна из них - фильтр, согласованный с одиночным радиоимпульсом, вторая - фильтр, согласованный с огибающей пачки (см. рисунок 3.9).

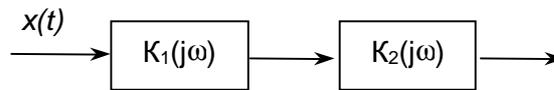


Рисунок 3.9. Структурная схема фильтра, согласованного с пачкой радиоимпульсов

Структурная схема оптимального обнаружителя пачки приведена на рисунке 3.10.

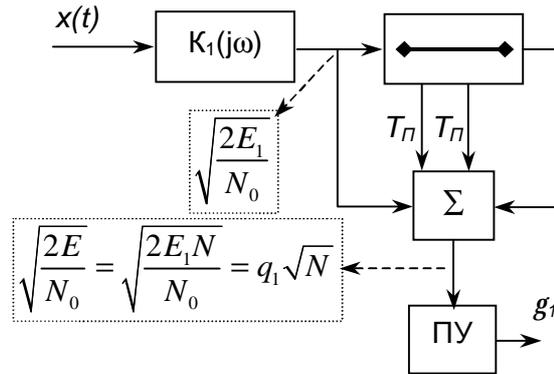


Рисунок 3.10. Структурная схема оптимального обнаружителя пачки когерентных радиоимпульсов

Найдем отношение сигнал/шум по напряжению на выходе фильтра, согласованного с пачкой радиоимпульсов, в точке $t = t_0$, когда оно максимально. В соответствии с теорией

$$\frac{s_{\text{вых МАКС}}}{s_{\text{ш вых}}} = \frac{s_{\text{вых}}(t_0)}{s_{\text{ш вых}}} = \sqrt{\frac{2E}{N_0}} = \sqrt{N} \sqrt{\frac{2E_1}{N_0}}.$$

Таким образом за счет когерентного суммирования отношение сигнал/шум по напряжению увеличивается в \sqrt{N} раз по сравнению с тем, которое имеет место на выходе фильтра, согласованного с одиночным радиоимпульсом. Очевидно, отношение сигнал/шум по мощности улучшается в N раз.

Схема непростая в реализации из-за необходимости применения чрезвычайно стабильной линии задержки.

Для расчета качественных показателей обнаружения - вероятности правильного обнаружения D и ложной тревоги F , обратимся к корреляционному интегралу (3.5)

$$Z[x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)s(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} (s(t) + n(t))s(t) dt \quad (3.10)$$

Корреляционный интеграл получается путем линейного преобразования нормального случайного процесса и поэтому

представляет собой нормальную случайную величину. В отсутствии сигнала

$$Z[x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} n(t)s(t)dt, \quad (3.11)$$

где $n(t)$ - нормальный белый шум.

Случайная величина $Z[x(t)]$ (3.11) имеет нулевое среднее значение и дисперсию

$$s_z^2 = \frac{N_0 E}{2}.$$

Её плотность распределения выражается формулой

$$W_1(Z/s_0) = \frac{1}{\sqrt{2ps_z}} e^{-\frac{Z^2}{2s_z^2}}. \quad (3.12)$$

Если сигнал присутствует, случайная величина $Z[x(t)]$ (3.10) имеет среднее значение, равное энергии сигнала

$$M[Z] = E \text{ и дисперсию } s_z^2 = \frac{N_0 E}{2}.$$

Её плотность распределения

$$W_1(Z/s_1) = \frac{1}{\sqrt{2ps_z}} e^{-\frac{1}{2} \frac{(Z-E)^2}{s_z^2}} \quad (3.13)$$

Формулы (3.12), (3.13) позволяют рассчитать вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги

$$F = \int_{Z_0}^{\infty} W_1(Z/s_0) dZ = 0,5 \left[1 - \Phi \left(\frac{Z_0}{s_z} \right) \right], \quad (3.14)$$

$$D = \int_{Z_0}^{\infty} W_1(Z/s_1) dZ = 0,5 \left[1 + \Phi \left(q - \frac{Z_0}{s_z} \right) \right], \quad (3.15)$$

где $\Phi(Z) = \frac{2}{\sqrt{2p}} \int_0^Z e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ - интеграл вероятности,

$q = \sqrt{\frac{2E}{N_0}}$ - параметр обнаружения, численно равный от-

ношению сигнал/шум на выходе согласованного фильтра.

На рисунке 3.11 приведены условные плотности распределения вероятностей (3.12), (3.13), штриховкой показаны вероятности F и D .

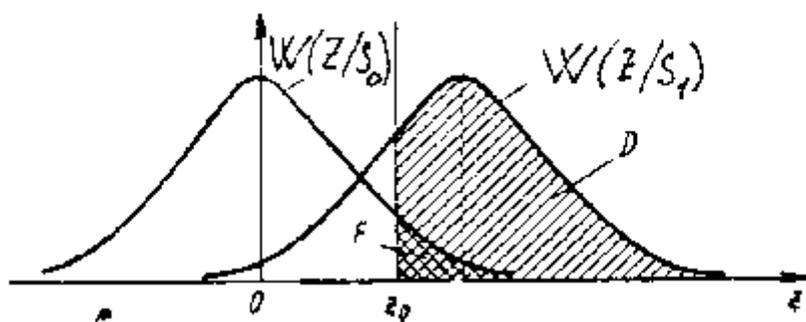


Рисунок 3.11. Кривые условных плотностей вероятности $W_1(Z/s_0)$, $W_1(Z/s_1)$ корреляционного интеграла

Формулы (3.14), (3.15) позволяют построить характеристики обнаружения - зависимость вероятности правильного обнаружения D от отношения сигнал/шум q . Характеристики обнаружения для сигнала с полностью известными параметрами приведены на рисунке 3.12 штрих-пунктирными линиями. Параметром семейства кривых служит вероятность ложной тревоги F .

Характеристики обнаружения являются рабочим инструментом при инженерных расчетах.

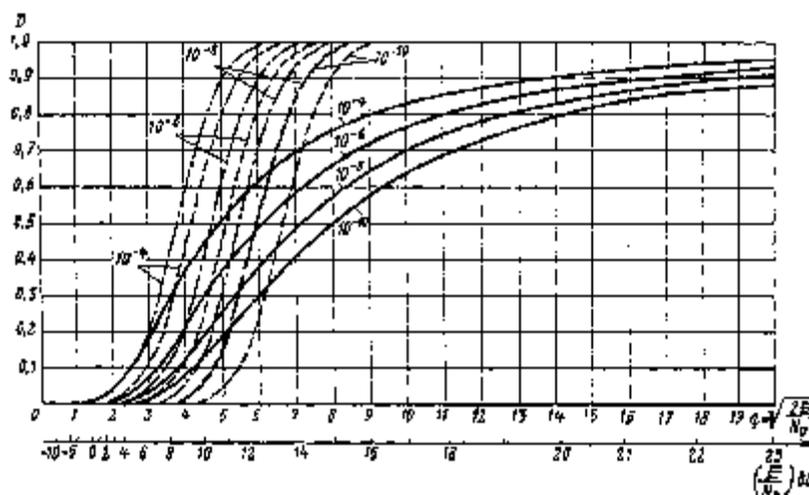


Рисунок 3.12. Кривые обнаружения для сигналов: с полностью известными параметрами (штрих-пунктир), со случайной начальной фазой (пунктир), со случайными амплитудой и начальной фазой (сплошные линии)

3.4. Принципы корреляционно - фильтровой обработки пачек когерентных радиопульсов

Построение оптимального обнаружителя основано на вычислении корреляционного интеграла

$$Z[x(t)] = \int x(t)s(t) dt .$$

Корреляционно - фильтровая схема основана на разбиении сигнала под знаком интеграла на два множителя

$$Z[x(t)] = \int x(t)s_1(t)s_2(t) dt , \quad s(t) = s_1(t)s_2(t) .$$

Строится фильтр, согласованный по полосе с $s_2(t)$, и через него пропускают $x(t)s_1(t)$.

Разбиение на множители можно выполнить различным образом. Например, как показано на рисунке 3.13.

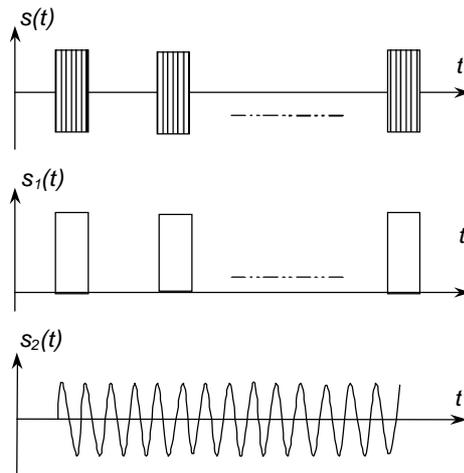


Рисунок 3.13. Представление когерентной пачки в виде двух сомножителей

Структурная схема обнаружителя, соответствующая данному разбиению сигнала $s(t)$ на сомножители, показана на рисунке 3.14.

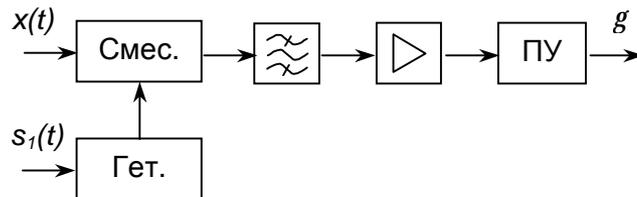


Рисунок 3.14. Корреляционно-фильтровой обнаружитель пачки когерентных радиоимпульсов

Достоинством схемы, представленной на рисунке 3.14, является её простота. Недостаток заключается в том, что она работает по одиночной цели. Используется в следящих РЛС.

3.5. Структура устройств для оптимальной обработки пачек некогерентных радиоимпульсов

Процедура решения задачи в соответствии с формулой (3.3) заключается в отыскании отношения правдоподобия $l[x(t)]$ и сравнении его с порогом c , зависящим от выбранного критерия оптимальности. Отношение правдоподобия зависит от модели сигнала и помех. Помеху по-прежнему будем считать нормальным белым шумом, а сигнал представляем пачкой радиоимпульсов со случайными начальными фазами

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_1(t - iT_{II}, g_i),$$

где

$$s_1(t - iT_{II}, g_i) = A(t - iT_{II}) \cos[w_i(t - T_{II}) + j(t - iT_{II}) + g_i].$$

Далее находим отношение правдоподобия $l[x(t)/\mathbf{g}]$, считая начальные фазы g_0, g_1, \dots, g_{N-1} фиксированными. Так как сигнал $s(t)$ становится при этом полностью известным, воспользуемся для $l[x(t)]$ формулой (3.4). Получим

$$l[x(t)/\mathbf{g}] = e^{-\frac{E}{N_2}} \cdot e^{\frac{2Z[x(t), \mathbf{g}]}{N_0}},$$

$$\text{где } Z[x(t), \mathbf{g}] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2p} \mathbf{L} \int_0^{2p} x(t) \sum_{i=0}^{N-1} S_1(t - iT_{II}, g_i) d\mathbf{g} dt.$$

Усредняем полученный результат по неизмеряемым параметрам g_0, g_1, \dots, g_{N-1} ,

$$l[x(t)] = \int \mathbf{L} \int l[x(t)/\mathbf{g}] \cdot W_N(\mathbf{g}) d\mathbf{g}.$$

В результате вычислений получаем

$$l[x(t)] = \prod_{i=0}^{N-1} e^{-\frac{E}{N_0}} \cdot I_0\left(\frac{2\bar{Z}_i}{N_0}\right), \quad (3.16)$$

где $I_0(u)$ - модифицированная функция Бесселя нулевого порядка (рисунок 3.15),

$$\bar{Z}_i = \left| \int_{-\infty}^{\infty} x(t) S_1(t - iT_{II}, g_i) dt \right| \quad (3.17)$$

- модуль (огibaющая) корреляционного интеграла.

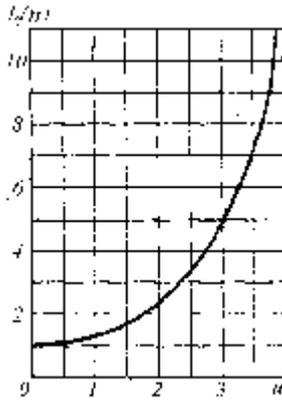


Рисунок 3.15. График модифицированной функции Бесселя нулевого порядка

Вернемся к обработке пачки радиоимпульсов.

Оптимальный алгоритм обнаружения заключается в вычислении отношения правдоподобия $l[x(t)]$ (3.16) и сравнении его с порогом c , зависящим от критерия оптимальности. Его можно упростить, если сравнивать $\ln l[x(t)]$ с порогом $\ln c$ и учесть, что $\ln I_0(u) \approx u$ при $u \gg 1$ (сильный входной сигнал). Алгоритм оптимального обнаружения приобретет вид

$$\ln(l[x(t)]) \geq \ln c; \text{ или } -\frac{E}{N_0} + \sum_{i=0}^{N-1} \frac{2\bar{Z}_i}{N_0} \geq \ln c, g_1.$$

Это правило можно привести к простейшему:

$$\sum_{i=0}^{N-1} \bar{Z}_i \geq c, g_1,$$

где $c = \frac{1}{2}(N_0 \ln c + E)$.

По этой формуле синтезируем оптимальный обнаружитель. Учтем, что модуль корреляционного интеграла \bar{Z}_i (3.17) может быть получен путем пропускания входного процесса $x(t)$ через фильтр, согласованный с сигналом $s_1(t - iT_{\Pi})$ и последующего линейного детектирования. Структурная схема обнаружителя представлена на рисунке 3.16.

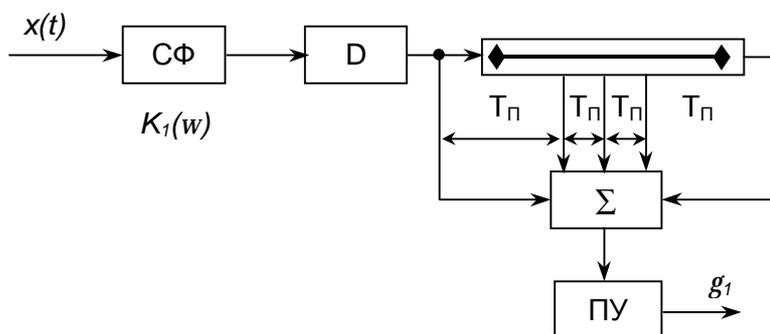


Рисунок 3.16. Оптимальный обнаружитель пачки некогерентных радиоимпульсов

Заметим, что при слабом входном сигнале функция $\ln I_0(u)$ более удачно аппроксимируется квадратичной зависимостью, чем линейной

$$\ln [I_0(u)] \approx \frac{1}{4} u^2.$$

Это обстоятельство можно учесть, применив в схеме рисунка 3.16 квадратичный детектор вместо линейного.

К данной схеме не применима полученная ранее формула

для улучшения отношения с/ш при обнаружении когерентной пачки. Причина - наличие детектора, который ухудшает отношение сигнал/шум, если оно мало, вследствие изменения законов распределения вероятностей шума, а также смеси сигнала и шума. На рисунке 3.17 показана кривая $W_1(Z/s_1)$ распределения случайной величины Z на выходе детектора при наличии сигнала и помехи, а также кривая $W_1(Z/s_0)$, соответствующая наличию только одной помехи.

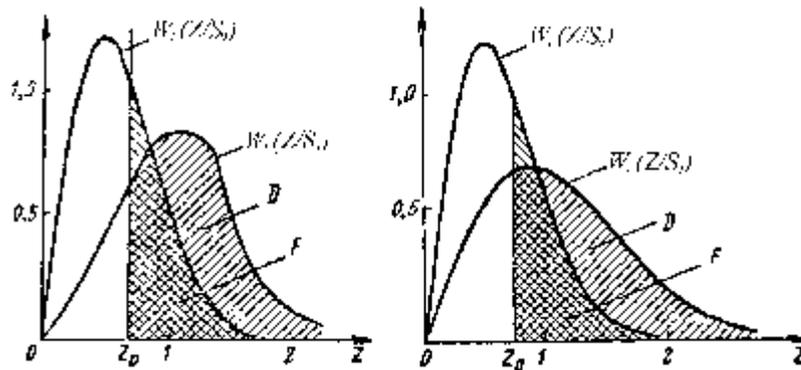


Рисунок 3.17. Кривые условных плотностей вероятностей $W_1(\bar{Z}/s_1)$ и $W_1(\bar{Z}/s_0)$ при обнаружении сигнала со случайной начальной фазой

Кривая $W_1(\bar{Z}/s_1)$ построена для сравнительного малого $q = 2$. Чем больше параметр обнаружения q , тем сильнее кривые $W_1(\bar{Z}/s_1)$ и $W_1(\bar{Z}/s_0)$ отличаются друг от друга. Заштрихованные площади под кривыми правее абсциссы Z_0 соответствуют вероятностям правильного обнаружения D и ложной тревоги F . Они вычисляются по формулам

$$D = \int_{Z_0}^{\infty} W_1(\bar{Z}/s_1) dZ, \quad F = \int_{Z_0}^{\infty} W_1(\bar{Z}/s_0) dZ. \quad (3.18)$$

Вычисленные по этим формулам характеристики обнаружения сигнала в виде одиночного радиоимпульса со случай-

ной начальной фазой приведены на рисунке 3.12 пунктирной линией. Расчетные кривые для оценки выигрыша от некогерентного суммирования пачки импульсов со случайными начальными фазами приведены на рисунке 3.18 а.

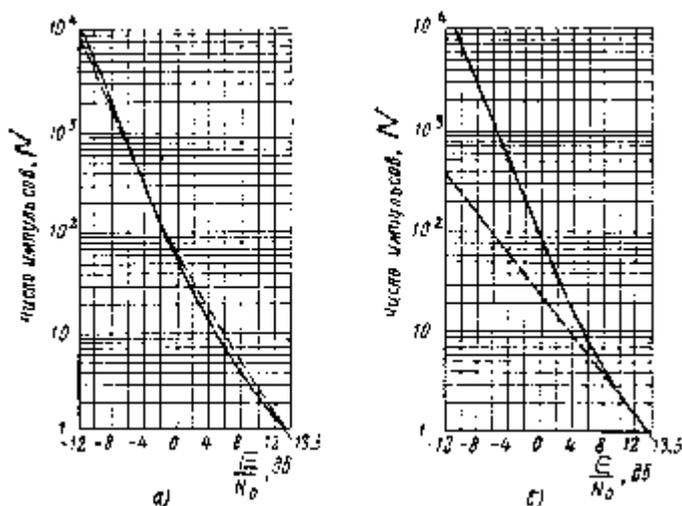


Рисунок 3.18. Кривые, связывающие значения пороговой энергии одного импульса прямоугольной пачки с числом импульсов N : а - для линейного (сплошная кривая) и квадратичного (пунктир) суммирования ($D = 0,5$, $F = 10^{-10}$); б - для некогерентного (сплошная кривая) и когерентного (пунктир) суммирования ($D = 0,9$, $F = 10^{-7}$)

Эти кривые построены для фиксированных значений $D = 0,5$, $F = 10^{-10}$, сплошная - для линейного, пунктирная - для квадратичного суммирования. По оси ординат отложено число суммируемых (интегрируемых) импульсов N (от $N = 1$ до 10^4), по оси абсцисс - необходимое превышение энергии одного импульса над спектральной плотностью шума на входе согласованного фильтра. Превышение 13,5 дБ при $N = 1$ соответствует точке $F = 10^{-10}$ и $D = 0,5$ на кривой обнаружения для одиночного сигнала со случайной начальной фазой (рисунок 3.12).

Небольшое расхождение сплошной и пунктирной кривых на рисунке 3.18 показывает, что при малом уровне ложной тревоги и большой вероятности правильного обнаружения переход от линейного детектирования к квадратичному практически не меняет порогового сигнала.

Использование интегрирования большого числа импульсов понижает пороговый уровень энергии каждого импульса в пачке. Например, при переходе от одного импульса к 10 пороговый уровень снижается на 8 дБ, от одного к ста - 15,5 дБ.

Аналогичная кривая для оценки выигрыша от некогерентного интегрирования нанесена на рисунке 3.18б для вероятностей $D = 0,9$ и $F = 10^{-7}$. Здесь же нанесена прямая, показывающая выигрыш при когерентном интегрировании. Легко видеть, что когерентное интегрирование более эффективно, чем некогерентное, причем выигрыш увеличивается с увеличением количества суммируемых импульсов.

Оптимальный обнаружитель пачки радиоимпульсов со случайными амплитудами и начальными фазами также строится по схеме, приведенной на рисунке 3.16.

На рисунке 3.12 сплошными линиями нанесены характеристики обнаружения для одиночного радиоимпульса со случайными амплитудой и начальной фазой. Эффективность усреднения пачки из N дружно флуктуирующих импульсов можно приближенно оценить по графикам, приведенным на рисунке 3.18 [12].

3.6. Цифровое накопление при обнаружении пачек импульсов

Цифровые методы обработки сигналов все шире используются в современной радиоэлектронике.

Рассмотрим один из распространенных алгоритмов цифровой обработки при обнаружении пачки радиоимпульсов. Допустим, известно, что от цели может прийти n импульсов. Устанавливается цифровой порог: если число импульсов, принятых от цели не менее некоторого $m \leq n$, принимается реше-

ние, что цель есть. Для того, чтобы счетчик считал импульсы, отраженные от одной цели, в схему должны быть включены селекторы по дальности. Число n не может быть больше, чем количество импульсов в пачке и задается как время nT_{Π} (T_{Π} - период повторения импульсов), в течение которого счетчик считывает импульсы, отраженные от одной цели; m - число превышений порогового уровня входной реализацией за это время. На рисунке 3.19 приведен вариант схемы обнаружителя с цифровым накоплением сигналов. На схеме обозначено: ПУ - пороговое устройство; ФИ - формирователь импульсов с параметрами, необходимыми для счета; СК - селекторы каналов, пропускающие на счетчики сигналы, принимаемые с определенной задержкой относительно зондирующего. Селекторные импульсы формируются в схеме задержки. Их последовательность показана на рисунке 3.20.

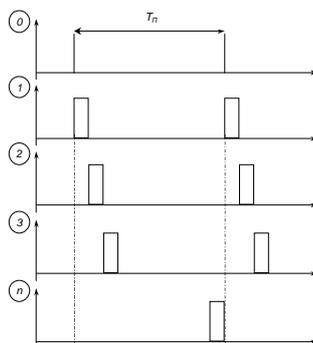


Рисунок 3.20. Селекторные импульсы каналов

Для расчета вероятностей правильного обнаружения D и ложной тревоги F используем биномиальную формулу.

$$F = \sum_{i=m}^n C_n^i F_1^i (1 - F_1)^{n-i}; \quad (3.19)$$

$$D = \sum_{i=m}^n C_n^i D_1^i (1 - D_1)^{n-i}. \quad (3.20)$$

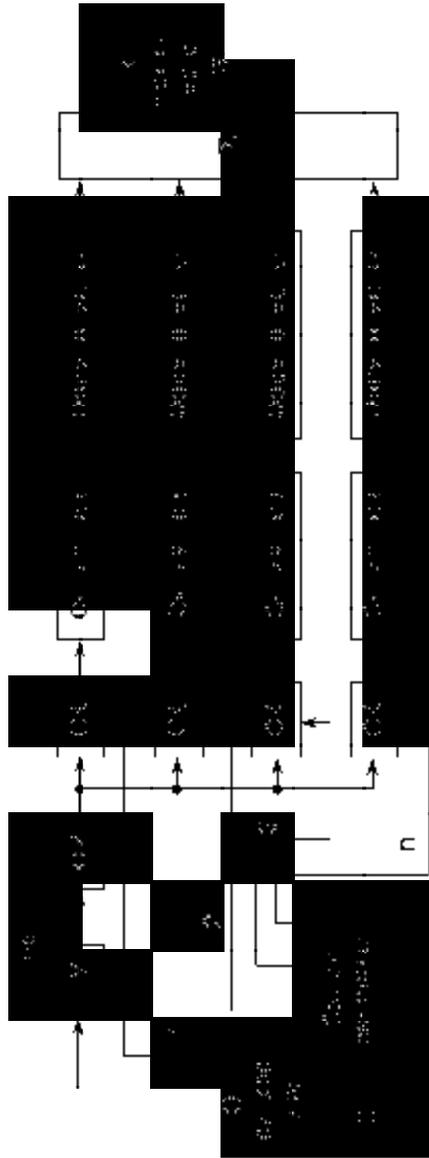


Рисунок 3.19. Структурная схема цифрового обнаружителя

Здесь D_1 , F_1 - вероятности превышения порога одиночным импульсом сигнала или выбросом шума, соответственно. Эффективность алгоритма проверим на примере.

Допустим: $D=0,9$, $F=10^{-5}$, $n=2$ и $m=2$. Имеем $D = D_1^2 = 0,81$, $F = F_1^2 = 10^{-10}$. Увеличивая F до допустимой 10^{-5} путем снижения порога, увеличиваем тем самым вероятность правильного обнаружения.

Обычно, вероятность ложной тревоги выбирают очень малой $F = 10^{-5} \div 10^{-10}$.

Этому существует следующее объяснение. В схеме обнаружителя, содержащего согласованный фильтр, импульсный детектор и пороговое устройство шумовые выбросы возникают с интервалом, равным по порядку времени корреляции. Найдем вероятность ложной тревоги на интервале наблюдения T_H , то есть вероятность того, что хотя бы один выброс шума на этом интервале превысит порог. Обозначим ее F_T . Интервал корреляции шума t_H оценим по формуле

$$t_0 = t_k = \frac{1}{\Delta f} = t_H.$$

Количество независимых интервалов, где шум может превысить порог N оценим как

$$N = \frac{T_H}{t_H},$$

а вероятность F_T

$$F_T = [1 - (1 - F)^N] \approx F \cdot N.$$

Последнее соотношение справедливо, пока $FN = 1$.

Например: $T_H = 1c$, $t_H = 1\text{ мкс}$, тогда $N = 10^6$. Отсюда и следует, что вероятность ложной тревоги F в каждый момент времени должна быть очень малой.

3.7. Понятие о сжатии импульсов. Обработка фазоманипулированных сигналов

Выше показано, что характеристики обнаружения зависят от энергии принятого сигнала E . $E = E_1 \cdot N$; $E_1 = P_{\text{пр}} \cdot t_{\text{н}}$. С другой стороны, разрешающая способность по дальности и дисперсия эффективной оценки измерения временной задержки определяются формулами:

$$dR = \frac{ct_{\text{н}}}{2};$$

$$S_{t^* \rightarrow \phi\phi}^2 = \frac{1}{\frac{2E}{N_0} \Delta f_{\text{СК}}^2}.$$

В обычных сигналах $\Delta f \cdot t_{\text{н}} = 1$.

Возникает противоречие: увеличение $t_{\text{н}}$ приводит к увеличению дальности действия, но к ухудшению разрешающей способности и точности. Для разрешения этого противоречия используют сложные сигналы, у которых $\Delta f \cdot t_{\text{н}} = b \gg 1$. Величина b называется базой сигнала).

Если база намного превышает единицу, сигнал называется сложным. Для получения сложных сигналов используют внутриимпульсную модуляцию. Сжатие сложных сигналов осуществляется согласованным фильтром. Действительно пусть на вход согласованного фильтра, включенного в схему обнаружителя (см. рисунок 3.21) поступает сигнал $s(t)$.

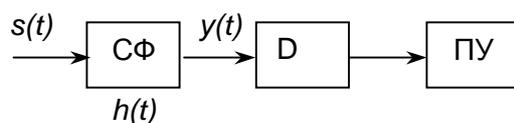


Рисунок 3.21. Сжатие сигнала согласованным фильтром

Сигнал на выходе фильтра с импульсной характеристикой (3.7) имеет вид

$$y(t) = \int_0^{\infty} h(t)s(t-t)dt = k \cdot \int_0^{\infty} s(t_0-t)s(t-t)dt .$$

Из последней формулы видно, что сигнал на выходе согласованного фильтра (СФ) совпадает по форме с автокорреляционной функцией (АКФ) входного сигнала. Ширина АКФ по

порядку равна интервалу корреляции: $t_{И.ВЫХ} = t_0 = \frac{1}{\Delta f}$, Δf - ширина спектра сигнала.

$$\frac{t_{И}}{t_{И.ВЫХ}} = \frac{t_{И}}{\frac{1}{\Delta f}} = t_{И}\Delta f = b,$$

то есть выходной импульс сжимается в базу раз по сравнению с выходным, при этом его амплитуда возрастает в соответствии с законом сохранения энергии. В современных системах база достигает тысяч.

В качестве примера рассмотрим фазокодоманипулированный (ФКМ) сигнал - импульсный сигнал, разбитый на парциальные импульсы, у каждого из которых своя начальная фаза. Схематически такой импульс представлен на рисунке 3.22.

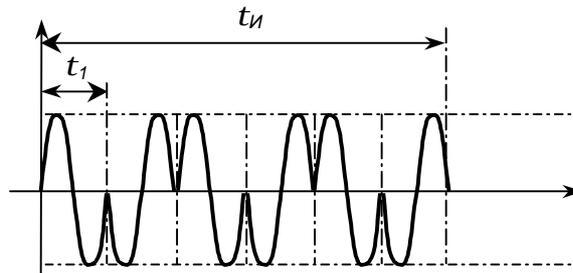


Рисунок 3.22. ФКМ сигнал

Имеют место соотношения:

$$\Delta f = \frac{1}{t_1}, \quad \Delta f \cdot t_{И} = \frac{t_{И}}{t_1} = N,$$

где N - количество парциальных импульсов в ФКМ сигнале. Коды фазы обычно бинарные, но бывают и более сложные.

Для синтеза оптимального обнаружителя ФКМ сигнала будем рассматривать его как пачку когерентных импульсов. Схема оптимального обнаружителя пачки когерентных радиоимпульсов синтезирована в подразделе 3.3 и представлена на рисунке 3.10. Очевидно, в данном случае схема должна иметь следующие особенности:

- задержка между соседними отводами линии задержки должна быть равна длительности парциального импульса t_1 ;
- в некоторые отводы линии задержки должны быть включены фазовращатели, обеспечивающие синфазное суммирование сигналов.

Соответствующая структурная схема представлена на рисунке 3.23. На схеме ФВ - фазовращатели, СФ - фильтр, согласованный с парциальным импульсом ФКМ сигнала.

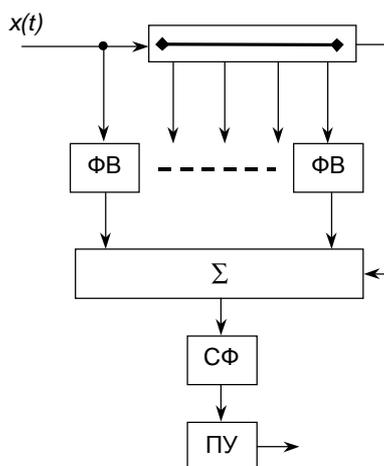


Рисунок 3.23. Оптимальный обнаружитель ФКМ сигнала

Рассмотрим пример. Пусть ФКМ сигнал состоит из трех парциальных импульсов с начальными фазами $0, 0, p$ (см. рисунок 3.24а). Схема оптимального обнаружителя такого сигнала

ла представлена на рисунке 3.24б, а эпюры напряжений в характерных точках схемы - на рисунке 3.25.

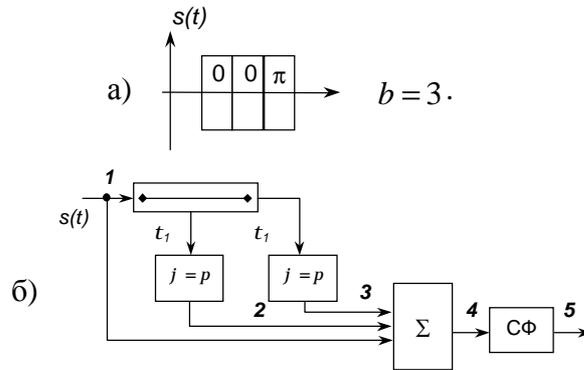


Рисунок 3.24. ФКМ сигнал и схема его оптимального обнаружителя

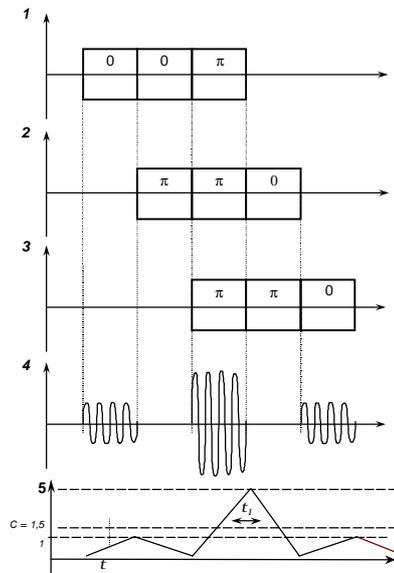


Рисунок 3.25. Эпюры напряжения в схеме, представленной на рисунке 3.24

На эпюрах 1-3 показаны начальные фазы сигналов, на эпюре 5 - огибающая сигнала на выходе согласованного фильтра. Нетрудно видеть, что длительность выходного импульса по уровню 0,5 от амплитуды равна t_1 , то есть входной сигнал длительностью $3t_1$ сжат в $b = 3$ раза.

3.8. Расчёт коэффициента различимости

Коэффициент различимости - отношение минимально приемлемого сигнала к шуму по мощности на входе приемника, входит в основное уравнение радиолокации. Но характеристики обнаружения зависят не от мощности, а от энергии сигнала:

$$D = f\left(q = \sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right). \text{ Покажем, как по ним найти коэффициент}$$

различимости.

Предположим, что имеются характеристики обнаружения, соответствующие принятой модели сигнала типа, представленных на рисунке 3.12. Задаваясь вероятностями правильного обнаружения D и ложной тревоги можно по ним найти требуемое значение параметра обнаружения q . Далее используем, что

$$k_p = \frac{P_{C.MIN}}{P_{Ш}}; E = N \cdot E_1,$$

где N - количество импульсов в пачке,

E_1 - энергия одиночного импульса,

$$N_0 = \frac{P_{Ш}}{\Delta f}$$

и получаем:

$$q^2 = \frac{2E}{N_0} = \frac{2P_{C.MIN} \cdot t_{II} \cdot \Delta f \cdot N}{P_{Ш}}.$$

Откуда

$$k_p = q^2 \frac{1}{2\Delta f \cdot t_{II} N}.$$

4. ВЛИЯНИЕ ЗЕМЛИ И АТМОСФЕРЫ НА ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

4.1. Влияние рефракции радиоволн в тропосфере на дальность действия РТС

В этом разделе рассматривается влияние Земли и тропосферы на дальность действия РТС, работающих в метровом и более коротковолновых диапазонах. На этих волнах дифракция на поверхности Земли не оказывает существенного влияния на дальность распространения. Поэтому дальность действия РТС не превышает дальности прямой радиовидимости $R_{ПВ}$, $R_{МАХ} \leq R_{ПВ}$. Дальность прямой радиовидимости ограничивается кривизной земной поверхности. Её нетрудно рассчитать из геометрических соотношений, считая Землю сферой с радиусом $R_З=6370$ км. Получится

$$R_{ПВ} = 3,57 \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2} \right), \quad (4.1)$$

где дальность R в километрах, высоты h_i в метрах (см. рисунок 4.1). Формула получена без учета рефракции радиоволн в тропосфере.

Рефракция - искривление траектории распространения радиоволн в неоднородной среде. Причиной возникновения рефракции в тропосфере в вертикальной плоскости является изменение с высотой температуры, давления и влажности воздуха и, как следствие, его коэффициента преломления.

Тропосферой называют нижние слои атмосферы, где сосредоточена основная часть воздуха и водяного пара, образуются облака и турбулентные потоки, выпадают осадки.

Все это влияет на распространение радиоволн, особенно миллиметрового, сантиметрового и дециметрового диапазонов. Тропосфера простирается по высоте до 8-10 км в полярных районах и до 16-18 км в тропических широтах земного шара.

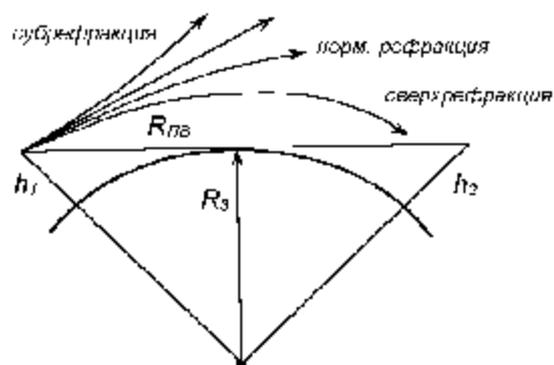


Рисунок 4.1. Рефракция радиоволн в тропосфере

Имеет место соотношение

$$(n-1) \cdot 10^6 = \frac{77,6}{T} \left(p + \frac{4810 \cdot e}{T} \right) \quad (4.2)$$

где n - коэффициент преломления;
 p - давление воздуха [мБар];
 e - влажность [мБар] (парциальное давление пара);
 T - температура в градусах Кельвина.

Отклонения коэффициента преломления от единицы невелики, и обычно измеряются в N -единицах,

$$N = (n-1) \cdot 10^6.$$

У поверхности Земли $N=200-400$.

При нормальной рефракции волна распространяется над Землёй, как бы "прижимаясь" к ней. Для расчета влияния рефракции вводится понятие эквивалентного радиуса Земли.

$$\frac{1}{R_{3,э}} = \frac{1}{R_3} + \frac{dn}{dh},$$

где $\frac{dn}{dh}$ - градиент показателя преломления.

При нормальной рефракции

$$\frac{dn}{dh} = -4 \cdot 10^{-8} \text{ м}^{-1}$$

В расчетной формуле для дальности прямой радиовидимости при нормальной рефракции коэффициент 3,57 заменяется на 4,12.

$$R_{ПВ} = 4,12 \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2} \right) \quad (4.3)$$

Однако метеоусловия могут сложиться так, что волна более сильно отклоняется к Земле, чем при нормальной рефракции. Эта ситуация называется сверхрефракцией и приводит к увеличению дальности действия радиосистем от десятков до тысячи километров и более. В литературе описаны случаи наблюдения радиолокационной станцией, расположенной в Англии, судов, находящихся в Индийском океане.

Могут сложиться метеоусловия, когда $\frac{dn}{dh} = -\frac{1}{R_3}$ ($\frac{dn}{dh} = -1,57 \cdot 10^{-7} \text{ м}^{-1}$). Это значит $R_{3,э} \rightarrow \infty$, волна огибает Землю. Это явление трактуется как тропосферный волновод.

Вероятность возникновения тропосферных волноводов над морской поверхностью больше, чем над сушей.

С другой стороны наблюдаются случаи, когда отклонение волны к Земле меньше, чем при нормальной рефракции. Эта ситуация называется субрефракцией и приводит к сокращению дальности действия радиосистем. Прогноз дальности действия радиосистем по метеоданным имеет важное значение в ряде практических случаев, например, в их военном применении.

4.2. Влияние Земли на дальность действия РТС

При расчете дальности действия РТС в общем случае надо учитывать влияние сферичности Земли и отражений радиоволн от её поверхности. Влияние сферичности Земли зависит от рефракции радиоволн в тропосфере и рассмотрено в предыдущем подразделе. В данном подразделе учтем влияние отражений радиоволн от земной поверхности. Для упрощения расчетов бу-

дем считать Землю плоской, что допустимо, если расчетная дальность действия значительно ниже дальности прямой радиовидимости, $R_{MAX} = R_{ПВ}$. Кроме того, для конкретности, будем рассматривать влияние отражений от Земли на дальность действия радиолокационных станций. Как подход, так и результаты расчетов качественно не изменяются при рассмотрении систем иного типа.

На рисунке 4.2 схематически показана антенна радиолокатора, поднятая на высоту h над плоской земной поверхностью. Сигнал, отраженный от цели, приходит на антенну двумя путями: прямо и отразившись от земной поверхности. Считается, что антенна имеет симметричную в вертикальной плоскости диаграмму направленности $F(\beta)$, ось которой параллельна поверхности Земли. Считается также, что дальность до цели значительно больше высоты подъема антенны h и выполняются законы геометрической оптики. При этих предположениях прямой и отраженный сигналы приходят к антенне под одним и тем же углом β относительно её оси.

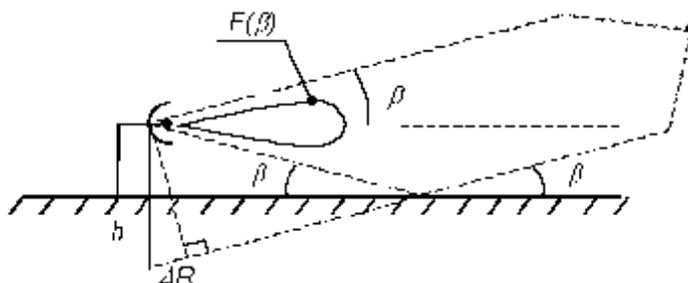


Рисунок 4.2. Антенна РЛС над плоской земной поверхностью

Сигнал в точке приема является суммой прямого и отраженного, $e_{\Sigma} = e_{ПРЯМ} + e_{ОТР}$.

$$e_{ПРЯМ}(t) = E_{ПРЯМ} F(\beta) \cos(\omega_0 t),$$

где $F(\beta)$ - диаграмма направленности антенны в вертикаль-

ной плоскости по напряженности поля.

$$e_{OTP}(t) = p \cdot E_{ПРЯМ} F(\mathbf{b}) \cos(\omega_0 t + j_{PX} + j_{OTP}),$$

где $p \leq 1$ - модуль коэффициента отражения радиоволн от земной поверхности,

j_{OTP} - фаза коэффициента отражения,

j_{PX} - фазовый сдвиг отраженного сигнала по отношению к прямому за счет разности хода.

Представим суммарный сигнал в виде

$$e_{\Sigma} = E_{\Sigma} \cos(\omega_0 t + j_{\Sigma});$$

его амплитуду определим по теореме косинусов:

$$E_{\Sigma} = F(\mathbf{b}) \sqrt{E_{ПРЯМ}^2 + E_{OTP}^2 + 2E_{ПРЯМ} E_{OTP} \cos(j_{PX} + j_{OTP})}$$

или

$$E_{\Sigma} = E_{ПРЯМ} F(\mathbf{b}) \sqrt{1 + p^2 + 2p \cos(\Delta j)} = E_{ПРЯМ} F(\mathbf{b}) F.$$

Коэффициент $F = \sqrt{1 + p^2 + 2p \cos(\Delta j)}$ называется интерференционным множителем.

Используем далее основное уравнение радиолокации, которое запишем в виде

$$R_{MAX.0} = \sqrt[4]{\frac{P_{ПЕР} G_{И}^2 I^2 S_{ЭФФ}}{P_{ПР.МІN} (4p)^3}},$$

где $R_{MAX.0}$ - дальность действия в свободном пространстве.

Отсюда нетрудно получить расчётную формулу для дальности действия с учётом отражений от Земли

$$R_{MAX} = R_{MAX.0} F(\mathbf{b}) F \quad (4.4)$$

Если угол места цели β мал, то можно считать что $p = 1$, а $j_{OTP} = \pi$. Тогда независимо от вида подстилающей поверхности, длины волны и вида поляризации поля

$$F = \sqrt{1 + 2 \cos(j_{PX} + j_{OTP})} = \sqrt{2(1 - \cos(j_{PX}))} = 2 \left| \sin \frac{j_{PX}}{2} \right|. \quad (4.5)$$

Разность хода прямого и отраженного лучей найдем из рисунка 4.2. Получим $\Delta R = 2h \sin b$. Откуда

$$j_{px} = \frac{2p}{l} 2h \sin b.$$

Используя далее формулы (4.4), (4.5), получаем

$$R_{MAX} = F(b) \left| 2 \sin \left(\frac{2ph}{l} \sin b \right) \right| R_{MAX.0}. \quad (4.6)$$

Зависимость дальности действия от угла места цели называется диаграммой видимости РЛС. В полярных координатах она имеет вид, представленный на рисунке 4.3. В максимумах парциальных лепестков дальность увеличивается вдвое, но при некоторых углах места она равна нулю. В частности она равна нулю под нулевым углом места, что создает известную проблему радиолокации низколетящих целей.

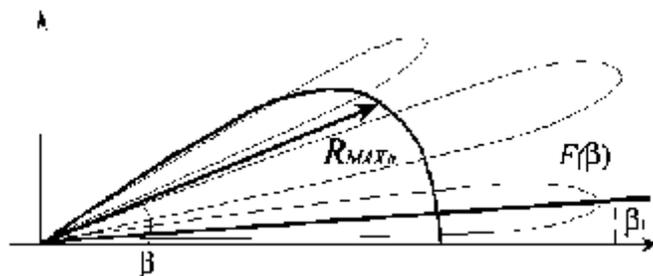


Рисунок 4.3. Диаграмма видимости РЛС при $p = 1$

Найдем положения максимумов парциальных лепестков диаграммы видимости.

Из формулы (4.6) следует, что они имеют место, когда

$$\frac{2ph}{l} \sin b = p(n - 0,5), \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

Отсюда следует, что максимум n -ого лепестка находится из соотношения

$$\sin b_n = (n - 0,5) \frac{l}{4h}, \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

Угловое положение максимума первого лепестка b_1 вычислим, полагая $\sin b_1 \approx b_1$ вследствие малости b_1 . Получим

$$b_1 = \frac{l}{4h}.$$

Для того, чтобы «прижать к Земле» первый парциальный лепесток диаграммы видимости, антенны наземных РЛС располагают как можно выше. Радикальным средством обнаружения низколетящих объектов является расположение РЛС на летательных аппаратах.

Если модуль коэффициента отражения меньше единицы, то в максимумах диаграммы видимости дальность действия увеличивается менее, чем в двое, а в минимумах не равна нулю.

4.3. Влияние затухания радиоволн в атмосфере на дальность действия РТС

При расчете дальности действия РТС приходится учитывать затухание радиоволн в тропосфере.

В тропосфере имеют место:

- 1) Поглощение и рассеяние радиоволн гидрометеорами (дождь, снег, туман, град).
- 2) Поглощение радиоволн молекулами газов, составляющих воздух.

Рассчитаем дальность действия активной РЛС в присутствии поглощения.

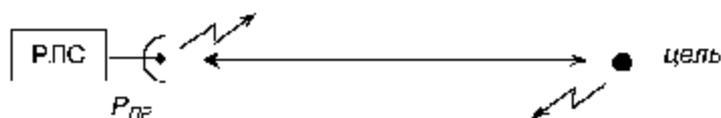


Рисунок 4.4. РЛС и цель в поглощающей среде

Пусть $P_{\text{ПР0}}$ - мощность сигнала, который принимался бы в отсутствие поглощения, $P_{\text{ПР}}$ - мощность фактически принимаемого сигнала.

Затухание сигнала на трассе распространения выразим в логарифмической мере,

$$b = 10 \lg \frac{P_{\text{ПР0}}}{P_{\text{ПР}}},$$

Откуда

$$P_{\text{ПР}} = P_{\text{ПР0}} \cdot 10^{-0,1b}.$$

Введём погонное ослабление α (затухание на единицу длины пути). Для активной локации

$$b = 2aR,$$

так что

$$P_{\text{ПР}} = P_{\text{ПР0}} \cdot 10^{-0,2aR} \quad (4.7)$$

Примем следующую схему рассмотрения задачи: составим уравнение $P_{\text{ПР}}(R) = P_{\text{ПР.MIN}}$, решая его, находим $R = R_{\text{MAX}}$.

$$P_{\text{ПР0}} = \frac{P_{\text{И}} G_{\text{И}} S_{\text{Э}} S_{\text{А}}}{(4pR^2)^2}; \quad \frac{P_{\text{И}} G_{\text{И}} S_{\text{Э}} S_{\text{А}}}{(4p)^2 R^4} \cdot 10^{-0,05aR_{\text{MAX}}} = P_{\text{ПР.MIN}},$$

откуда получаем:

$$R_{\text{MAX}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{И}} G_{\text{И}} S_{\text{Э}} S_{\text{А}}}{(4p)^2 P_{\text{ПР.MIN}}} \cdot 10^{-0,05aR_{\text{MAX}}}} = R_{\text{MAX0}} \cdot 10^{-0,05aR_{\text{MAX}}}.$$

Перепишем последнюю формулу в виде

$$R_{\text{MAX}} = R_{\text{MAX0}} \cdot 10^{-0,05aR_{\text{MAX}}} \quad (4.8)$$

где R_{MAX0} - дальность действия РЛС в свободном пространстве.

Рассматривая подобным образом линию связи передатчик-приемник, получаем аналогично (4.7)

$$P_{\text{ПР}} = P_{\text{ПР0}} \cdot 10^{-0,1aR},$$

где $P_{\text{ПР0}} = \frac{P_{\text{И}} G_{\text{И}} S_{\text{А}}}{4pR^2}$.

Из последних соотношений опять приходим к уравнению (4.8).

К сожалению, выразить из уравнения (4.8) R_{MAX} как функцию затухания и дальности действия в свободном пространстве невозможно. Поэтому при практических расчетах пользуются семейством кривых $R_{MAX0} = f(R_{MAX}, a)$, которые на основании формулы (4.8) строятся просто. Вид кривых иллюстрируется рисунком 4.5. По заданной дальности действия РТС R_{MAX} и коэффициенту поглощения a , который принимается постоянным на всей трассе, находится дальность действия РТС в свободном пространстве.

Затем параметры РТС выбирают исходя из соответствующей формулы. Методика расчета дальности действия РТС при условии, что затухание приходит не на всей трассе, а на её отдельных участках изложена в книге [8].

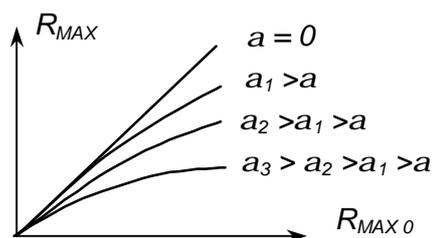


Рисунок 4.5. Зависимость дальности действия от коэффициента поглощения

Оценим затухание количественно.

Затухание радиоволн в дожде и тумане иллюстрируется графиком на рисунке 4.6. Ослабление радиоволн в результате снега и града значительно меньше, и их влиянием обычно пренебрегают.

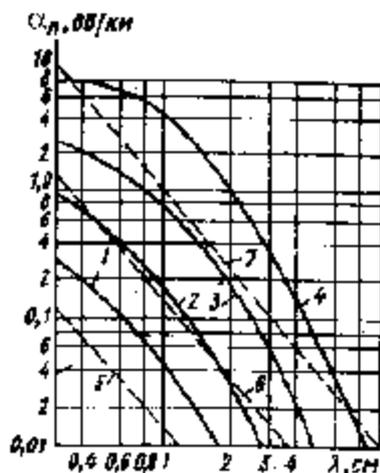


Рисунок 4.6. Зависимость коэффициента поглощения энергии радиоволн от длины волны и вида гидрометеоров:

----- дождь: 1 - очень слабый (0,2 мм/ч), 2 - слабый (1 мм/ч), 3 - средний (4 мм/ч), 4 - сильный (16 мм/ч); - - - - туман: 5 - видимость 600 м, 6 - видимость 130 м, 7 - видимость 30 м

Как видно из рисунка 4.6 с увеличением l затухание сильно уменьшается. Поэтому РЛС с дальностью действия более 300 км обычно работают на волне $l > 10$ см.

Поглощение энергии радиоволн молекулами газов зависит от частоты. Существуют области резонансного поглощения, где его интенсивность резко возрастает. Частоты резонансного поглощения близки к частотам собственных внутримолекулярных переходов или совпадают с ними.

Резонансные линии всех газов атмосферы за исключением кислорода и водяного пара расположены вне диапазона радиоволн, поэтому существенно влияет на дальность действия РЛС только поглощение молекулами кислорода и водяного пара. Поглощение молекулами водяного пара максимально на волне $l=0,18$ и $l=1,05$ см, а молекулами кислорода - волнах $l=0,25$ и $l=0,5$ см.

Коэффициент затухания радиоволн в реальной атмосфере равен сумме коэффициентов затухания в гидрометеорах и на молекулярном уровне. На рисунке 4.7 показана зависимость коэффициента затухания в воздухе у поверхности Земли от длины волны [8]. Ясно виден резонансный характер поглощения. Кроме того из рисунка 4.7 следует, что на волнах длинее $\lambda = 10$ см молекулярным поглощением радиоволн можно пренебречь.

Таким образом, на выбор длины волны с энергетической точки зрения влияют два противоречивых фактора: уменьшение длины волны приводит к увеличению направленности антенн фиксированных размеров, но увеличивает затухание радиоволн в тропосфере. Для каждой дальности действия существует оптимальная длина волны.

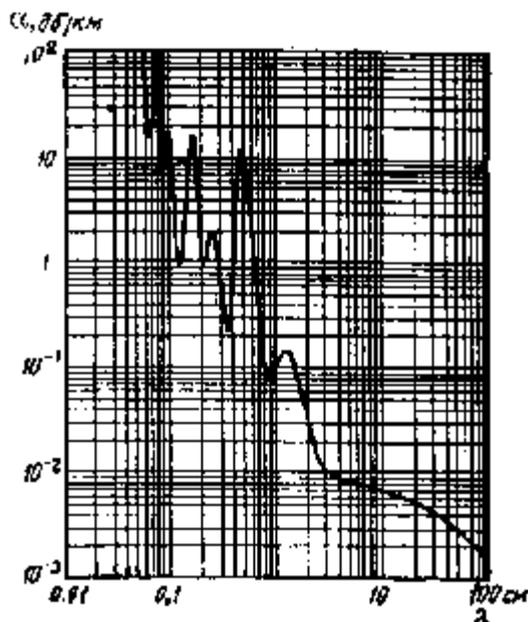


Рисунок 4.7. Зависимость коэффициента затухания в воздухе от длины волны

4.4. Обобщённое уравнение радиолокации

Введем в основное уравнение радиолокации, определяющие дальность действия РЛС в свободном пространстве, факторы, влияющие на дальность действия РЛС в тропосфере. Мощность принимаемого сигнала определим по формуле

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{и}} G_{\text{и}} S_{\text{А}} S_{\text{Э}}}{(4\rho)^2 R^4 L_{\text{АФ}} L_{\text{РРВ}}}.$$

где $L_{\text{АФ}}$ - потери энергии в антенно-фидерном тракте;
 $L_{\text{РРВ}}$ - потери энергии на распространение в тропосфере.
 Учтем, что характеристики оптимального обнаружения за-

висят от отношения сигнал /шум по энергии $q = \sqrt{\frac{2E}{N_0}}$, и введем этот параметр в уравнение. Получим,

$$q^2 = \frac{2P_{\text{пр}} T_{\text{н}}}{N_0} = \frac{2P_{\text{и}} G_{\text{и}} S_{\text{А}} S_{\text{Э}} T_{\text{н}}}{(4\rho)^2 R^4 L_{\text{АФ}} L_{\text{РРВ}} T_{\text{ш}} k \cdot c}$$

- по сути это обобщённое уравнение радиолокации. В нем $T_{\text{н}}$ - время наблюдения; c - потери на неоптимальность обработки;
 $N_0 = k_{\text{ш}} k \cdot T_0 = k T_{\text{ш}}$; $T_{\text{ш}} = k_{\text{ш}} T_0$ - эффективная шумовая температура приемника.

4.5. Загоризонтные РЛС

Этим термином называют локаторы коротковолнового диапазона ($f=10-15$ м), которые используют эффект Н.И. Кабанова - явление дальнего рассеянного отражения радиоволн ионосферой и земной поверхностью. В таких РЛС, как обычно, дальность до объекта наблюдения оценивается по задержке принятого сигнала относительно излученного, а его угловое положение фиксируется с помощью направленных антенн. Объекты наблюдения загоризонтных РЛС должны иметь очень большую эффективную поверхность рассеяния. Это могут быть ядерные взрывы,

запуски ракет, крупнотонажные корабли. РЛС могут иметь приемные и передающие устройства, расположенные в одном месте или разнесенные в пространстве. Точность местоопределения целей у таких локаторов ниже, чем в УКВ диапазоне вследствие неустойчивости ионосферы. Дальность действия загоризонтных РЛС вдоль поверхности Земли достигает тысяч километров. Для эффективной работы подобных РЛС нужна хорошо развитая ионосферная служба.

5. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ

В радиотехнических системах, в частности в активных РЛС, дальность до объекта определяется по задержке принимаемого сигнала относительно излученного (зондирующего).

$$R = \frac{ct_3}{2} \quad (5.1)$$

Методы измерения дальности различаются по существу тем, как измеряется задержка, а методы измерения задержки зависят от вида зондирующего сигнала.

5.1. Импульсный метод измерения дальности

5.1.1. Обобщённая структурная схема импульсного дальномера

Характерной особенностью импульсных дальномеров является то, что излучаемый сигнал представляет собой последовательность радиоимпульсов. Реализация дальномеров, входящих в состав радиолокационных либо радионавигационных систем могут сильно различаться между собой. Однако все они имеют некоторые характерные особенности, отраженные на структурной схеме, изображенной на рисунке 5.1.

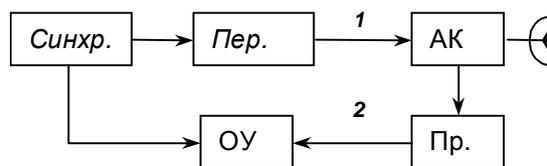


Рисунок 5.1. Обобщенная структурная схема импульсного дальномера

На схеме АК - антенный коммутатор, ОУ - оконечное устройство.

На рисунке 5.2 представлены эпюры напряжений на выходе передатчика (1) и приемника (2). Задержка между ними

измеряется в оконечном устройстве ОУ для расчета дальности по формуле (5.1).

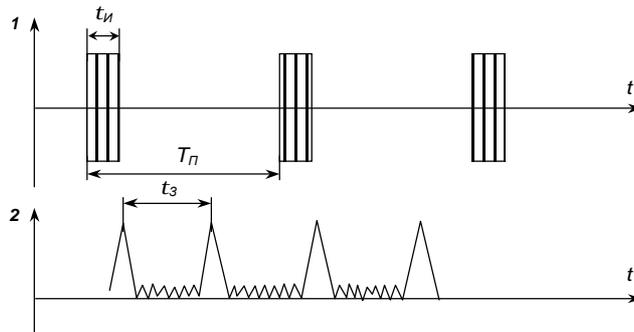


Рисунок 5.2. Эпюры напряжений в схеме рисунка 5.1

Излучаемую последовательность импульсов обычно считают периодической, хотя принципиальной необходимости периодичности излучения нет.

Поскольку прием и передача импульсов разделены по времени, одна антенна используется и на передачу и на приём.

Переключение прием-передача осуществляется антенным коммутатором АК, который должен надёжно закрывать приёмник на время передачи и не допустить шунтирования цепей приемника передатчиком во время приема.

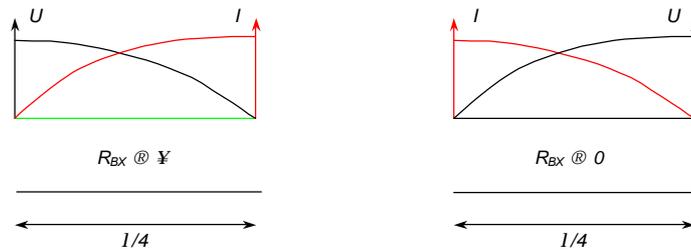
В схеме на рисунке 5.1 коммутация выполняется под действием излучения передатчика. Для этой цели могут использоваться и специальные видеоимпульсы, негерлируемые синхронизатором.

В схемах АК используются газовые разрядники, диоды, У-циркуляторы, отрезки длинных линий.

Рассмотрим для примера схему АК, основанную на использовании газовых разрядников и четвертьволновых отрезков длинных линий.

На рисунке 5.3 а) представлены эпюры напряжений и токов в короткозамкнутой и разомкнутой линиях передачи. Видно, что входное сопротивление короткозамкнутой линии стремится к бесконечности, а разомкнутой - к нулю. На рисунке 5.3 б)

представлена схема АК, в которой используются эти свойства четвертьволновых отрезков линий передачи. Установленные в схеме газовые разрядники под действием излучения передатчика становятся короткозамыкателями, что и обеспечивает работу коммутатора.



а)



б)

Рисунок 5.3. Антенный коммутатор с газовыми разрядниками

Недостаток импульсных дальномеров - наличие «мёртвой зоны», обусловленное тем, что прием отраженных сигналов невозможен, пока идет излучение. Минимальная измеряемая дальность определяется формулой

$$R_{MIN} = \frac{c(t_{II} + t_{ВОС})}{2},$$

где $t_{ВОС}$ - время восстановления антенного коммутатора.

Максимальная однозначно измеряемая дальность опреде-

ляется формулой

$$R_{MAX} = R_{ОДН} = \frac{cT_{II}}{2},$$

где T_{II} - период следования зондирующих импульсов.

Точность измерения дальности оценим дисперсией случайной погрешности, считая, что систематические погрешности устранены калибровкой аппаратуры.

Дисперсия случайной погрешности измерения дальности определяется формулой

$$S_{R^*}^2 = S_{R^*_{III}}^2 + S_{R^*_{PPB}}^2 + S_{R^*_{A}}^2, \quad (5.2)$$

где $S_{R^*_{III}}^2$ - дисперсия шумовой составляющей погрешности,

$S_{R^*_{PPB}}^2$ - дисперсия погрешности, вызванной неидеальностью среды распространения радиоволн,

$S_{R^*_{A}}^2$ - дисперсия погрешности, вызванной неидеальностью измерительной аппаратуры.

Дисперсия шумовой составляющей при оптимальном построении аппаратуры характеризует потенциальную точность измерения

$$S_{R^*_{III}}^2 = \left(\frac{c}{2}\right)^2 \cdot S_{t_{эф}}^2 \quad (5.3)$$

где $S_{t_{эф}}^2 = \frac{1}{\frac{2E}{N_0} \Delta f_{CK}^2}$ - дисперсия эффективной оценки временной задержки,

$N_0 = kT_{III}$ - спектральная плотность мощности собственного шума приемника, приведенного ко входу,

k - постоянная Больцмана,

T_{III} - шумовая температура приемника,

E - энергия сигнала за время измерения,

$\Delta f_{СК}$ - среднеквадратичная ширина спектра сигнала.

Дисперсия $S_{R^{*}PPB}^2$ обусловлена флуктуациями скорости распространения, рефракцией и многопутностью (в частных случаях) распространения радиоволн. Среднеквадратические

флуктуации $\frac{S_{RPPB}}{R} \approx 10^{-4}$, если не измерять параметры среды и не вносить соответствующих поправок.

Общие причины аппаратных погрешностей:

- неодновременность излучения зондирующего импульса и запуска оконечного устройства (неточность синхронизации);
- задержка сигнала в приёмнике;
- неточность отсчётного устройства;
- нелинейность развёртки.

В целом величина $S_{R^*A}^2$ зависит от конкретного построения дальномера.

Важной характеристикой дальномера является разрешающая способность - минимальное расстояние между целями, при котором дальность до каждой из них может быть измерена отдельно.

Разрешающая способность складывается из двух составляющих: потенциальной разрешающей способности $dR_{ПОТ}$, определяемой зондирующим сигналом, и её ухудшения оконечным устройством $dR_{ОУ}$,

$$dR = dR_{ПОТ} + dR_{ОУ}. \quad (5.4)$$

Потенциальная разрешающая способность находится по формуле

$$dR_{ПОТ} = \frac{ct_{И}}{2k_{СЖ}},$$

где $k_{СЖ}$ - сжатие принимаемого сигнала по времени в приемном устройстве.

Если сжатие не производится, то $dR_{\text{пот}} = \frac{ct_{\text{л}}}{2}$.

Ухудшение разрешающей способности оконечным устройством зависит от его конкретного построения.

5.1.2. Импульсные дальномеры с визуальной индикацией на электронно-лучевой трубке

Оконечные устройства (индикаторы) на электронно-лучевых трубках (ЭЛТ) широко применяются в радиолокационных станциях. В одном из простейших вариантов таких индикаторов используется линейная развертка по дальности и амплитудная отметка цели. В переводной литературе оконечное устройство такого вида называется индикатором типа А [13]. Простейшая структурная схема дальномера с индикатором типа А приведена на рисунке 5.4, а эпюры напряжений в её характерных точках на рисунке 5.5.

Генератор пусковых импульсов ГПИ генерирует синхронизирующие импульсы 1, запускающие импульсный модулятор и расширитель импульсов. Импульсный модулятор вырабатывает мощные видеоимпульсы 2, необходимые для возбуждения колебаний в генераторе высокой частоты ГВЧ, обычно магнетронного типа. Сигнал с выхода расширителя импульсов 5 поступает на генератор пилообразного напряжения ГПН, определяя длительность прямого хода $T_{\text{ПРХ}}$ напряжения развертки 6. Одновременно он поступает на модулятор или катод ЭЛТ (в зависимости от полярности) для подсветки прямого хода развертки. Генератор масштабных меток ГММ формирует узкие импульсы со стабильным периодом повторения $T_{\text{л}}$ так, что первая из них совпадает по времени с импульсом синхронизации 1.

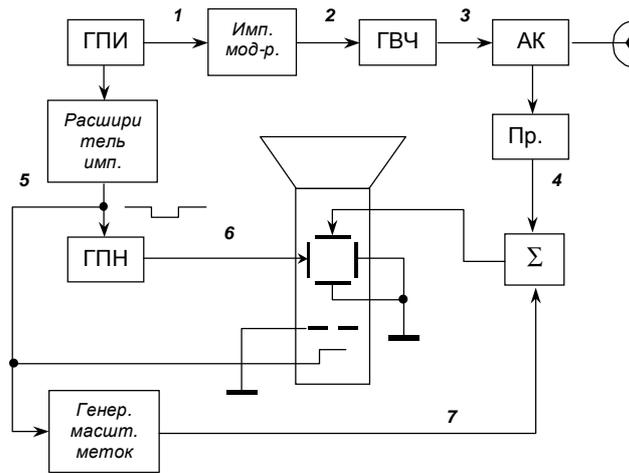


Рисунок 5.4. Структурная схема импульсного дальномера с индикатором типа А

Расстояние между метками на экране индикатора в единицах дальности

$$\Delta R_M = \frac{cT_M}{2}.$$

Генератор масштабных меток может быть выполнен на основе контура ударного возбуждения, как показано на рисунке 5.6.

Нормально электронный ключ КЛ замкнут, через катушку контура протекает ток. Импульс с выхода расширителя отключает контур от шунтирующего его источника питания, и в нём возникают свободные колебания на собственной частоте, которая выбирается равной $1/T_M$. Ограничители и дифференцирующая цепь формируют из гармонического колебания узкие импульсы.

В ином варианте построения дальномера генератор масштабных меток выполняется как высокостабильный генератор незатухающих колебаний. Синхронизирующие импульсы локалатора образуются путем деления его частоты. Генератор масштабных меток может вообще отсутствовать. Тогда дальность от-

считывается по механической шкале, прикладываемой к линии развертки.

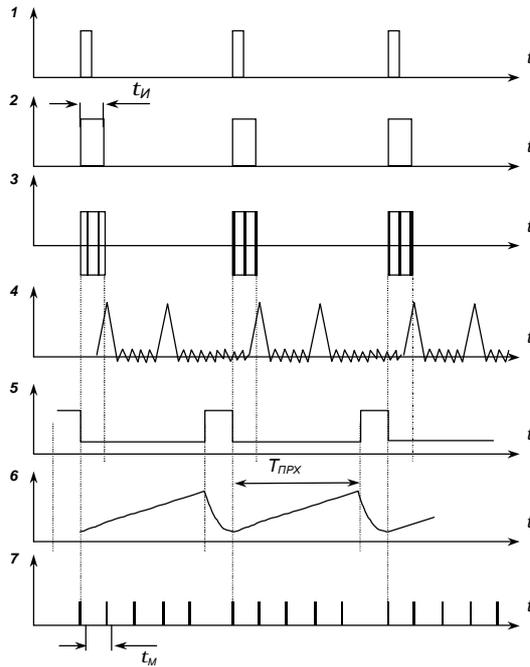


Рисунок 5.5. Эпюры напряжений в схеме рисунка 5.4

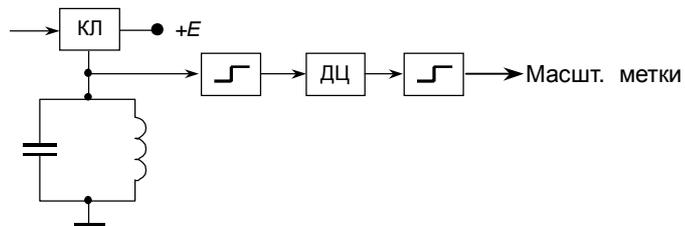


Рисунок 5.6. Структурная схема генератора масштабных меток дальности

Максимальная однозначно измеряемая дальность в схеме на рисунке 5.4 определяется формулой

$$R_{MAX} = \frac{c \cdot T_{ПРХ}}{2},$$

где $T_{ПРХ} = (0,9 \div 0,95)T_{П}$.

Точность отсчета дальности по шкале индикатора зависит от диаметра электронного пятна на экране ЭЛТ, рисующего изображение импульсов. Если считать, что оператор считывает положение пятна с точностью до половины его диаметра d , то погрешность измерения дальности [4, 68],

$$\Delta R = \frac{cd}{4} \sqrt{\frac{1}{v_p^2} + \left(\frac{t_\phi}{S_v U_c}\right)^2}, \quad (5.5)$$

где $v_p = \frac{L}{T_{ПРХ}}$ - скорость развёртки,

L - длина развёртки, U_c - амплитуда сигнала,

S_v - чувствительность ЭЛТ по вертикальному отклонению,

t_ϕ - длительность переднего фронта импульса.

Конечность размера пятна на экране ЭЛТ в соответствии с формулой (5.4) приводит к ухудшению разрешающей способности по дальности, равному диаметру пятна, выраженному в масштабе дальности,

$$dR_{Инд} = \frac{d}{L} R_{MAX}.$$

Длина развертки L всегда меньше диаметра трубки D ,

$$L = k_\varepsilon D;$$

где $k_\varepsilon \leq 0,9$ - коэффициент использования экрана.

Таким образом

$$dR_{Инд} = \frac{d}{Dk_\varepsilon} R_{MAX}. \quad (5.6)$$

Реально $\frac{D}{d} = 150 \div 300$ - для трубок с электростатическим отклонением, и увеличение D не приводит к улучшению точности и разрешающей способности. Трубки с магнитным от-

клонением имеют $\frac{D}{d} = 300 \div 1000$.

Как следует из формулы (5.5), увеличить точность измерения дальности можно укорочением длительности переднего фронта импульса и увеличением скорости развертки.

Для укорочения длительности переднего фронта расширяют полосу пропускания приемника, принимая

$$\Delta f \approx \frac{b}{t_{II}}.$$

В точных дальномерех $b = 5 \div 10$. Однако при этом увеличивается шумовая составляющая погрешности. Шумы увеличивают толщину линии развертки. Шумовую погрешность можно оценить по формуле [68]

$$s_{R^*III} = \frac{c}{4} \cdot t_{\phi} \frac{s_{III}}{U_c}, \quad (5.7)$$

где s_{III} - среднеквадратическое значение шума на входе индикатора.

Один из способов повышения точности за счет увеличения скорости развертки - использование кольцевой развёртки (индикатора типа j).

Кольцевая развертка создается путем подачи на ортогональные отклоняющие пластины ЭЛТ гармонических напряжений со сдвигом фаз 90° . В центре экрана ЭЛТ помещается электрод, на который подается отклоняющее сигнальное напряжение (см. рисунок 5.7).

Дальнейший путь увеличения точности - использование двущкальных индикаторов (электронной лупы). Используется

грубая индикация и точная индикация. На точном индикаторе просматривается относительно небольшой участок дальности, выбранный по грубому индикатору. Его развертка имеет соответствующую задержку относительно зондирующего импульса (см. рисунок 5.8).

Задержка точной развёртки относительно зондирующего сигнала должна иметь кварцевую стабильность. Стандартный приём ее получения заключается в использовании высокостабильного генератора импульсов, период повторения которых равен дискрету задержки. Путем деления частоты получают пусковые импульсы РЛС. На периоде их следования оказывается несколько импульсов исходной последовательности. Один из них выбирается для запуска точной развертки с помощью простой импульсной схемы задержки и временного селектора [11].

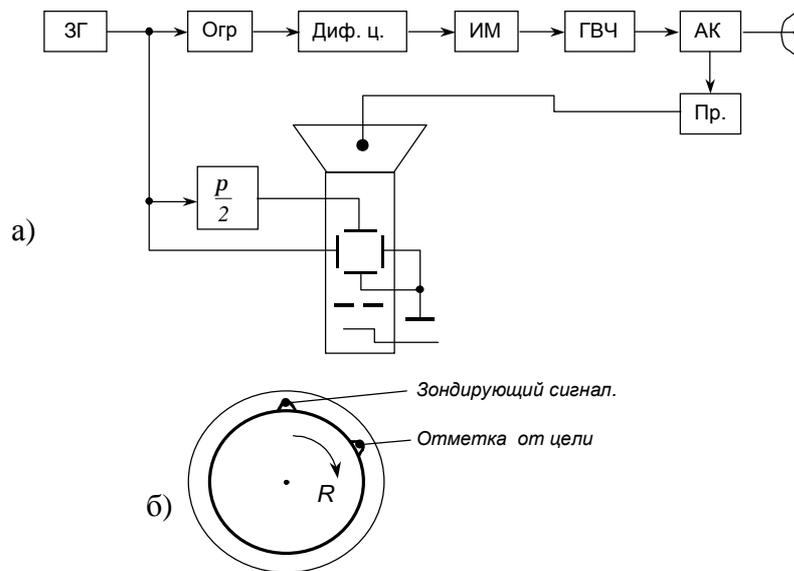


Рисунок 5.7. а) Структурная схема дальномера с индикатором типа j.

б) Вид экрана ЭЛТ.

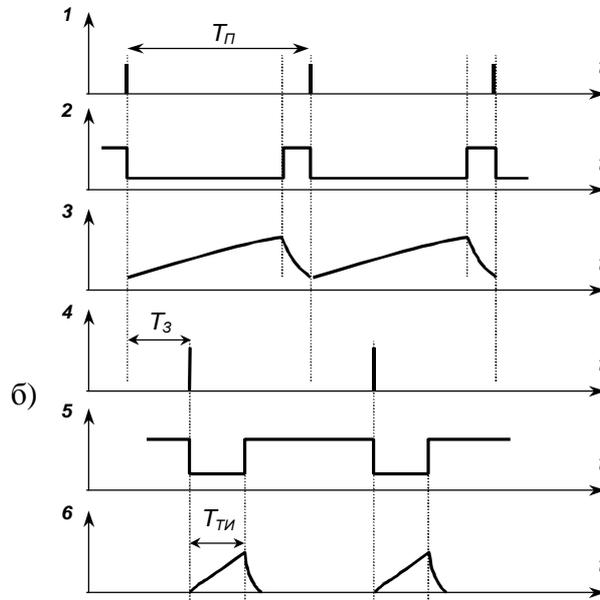
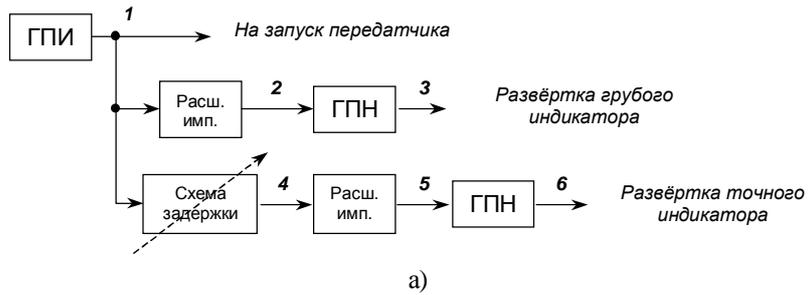


Рисунок 5.8. а) Схема получения разверток грубого и точного индикаторов

б) Эпюры напряжений в характерных точках схемы

5.1.3. Автоматическое сопровождение целей в импульсных дальномерах

5.1.3.1. Обобщенная структурная схема автодальномера

Сопровождение по дальности - это выработка в каждый момент времени аналоговой величины, пропорциональной

дальности, либо соответствующего цифрового кода. Сопровождение может быть ручным, автоматическим либо полуавтоматическим.

При ручном сопровождении оператор управляет задержкой строба относительно зондирующего импульса, совмещая его с целью на индикаторе.

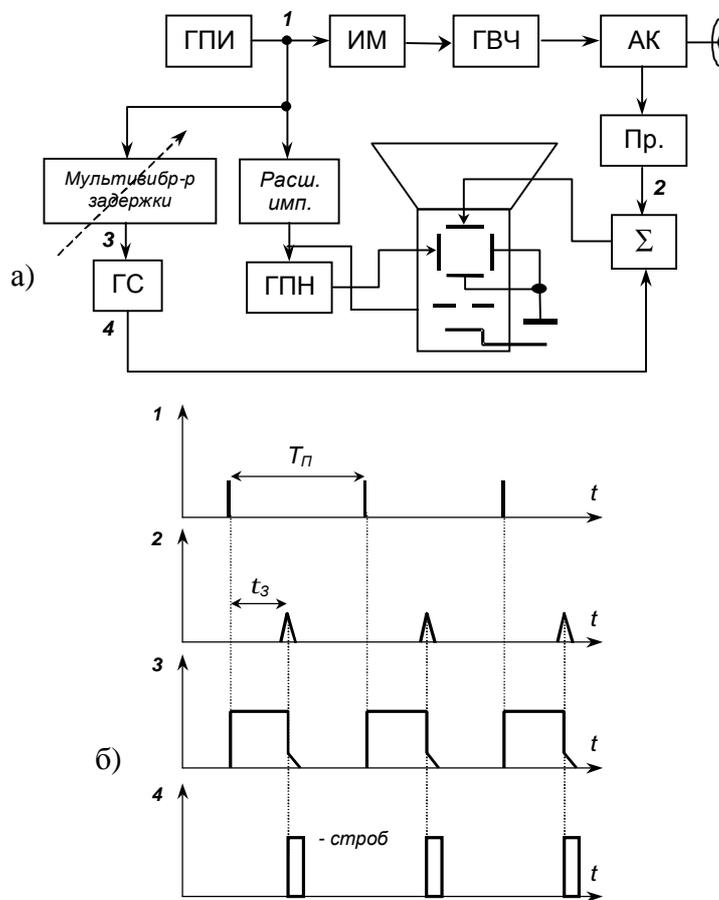


Рисунок 5.9. а) Схема ручного сопровождения в дальномере с индикатором типа А

б) Эпюры напряжений в характерных точках схемы. На схеме ГС - генератор строба

Дальность отсчитывают по потенциометру, управляющему задержкой, а не по экрану ЭЛТ.

Схемы автосопровождения отличаются от схем ручного сопровождения тем, что задержка вводится не оператором, а автоматически (см. рисунок 5.10). Режиму сопровождения предшествует режим захвата цели.

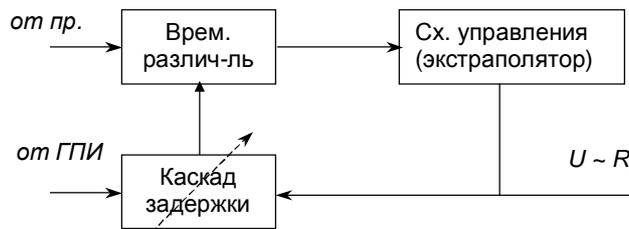


Рисунок 5.10. Обобщенная структурная схема автодальномера

Структурная схема, изображенная на рисунке 5.10, допускает множество технических реализаций. Для каждой из них должны выполняться следующие закономерности:

а) выходное напряжение временного различителя (дискриминатора) должно быть нечетной функцией временного рас-согласования сигнального импульса и строба;

б) задержка строба относительно синхронизирующего импульса в каскаде задержки должна быть линейной функцией управляющего напряжения.

Экстраполятор из импульсного сигнала вырабатывает на-пряжение постоянного тока, необходимое для управления за-держкой.

5.1.3.2. Автоматическое сопровождение в режиме непрерывного слежения за целью

Рассмотрим одну из типовых схем радиолокационных ав-тодальномеров, осуществляющую сопровождение в режиме непрерывного слежения за целью. Последнее означает, что им-пульсная последовательность отраженных от цели сигналов не-прерывно поступает на вход локатора. Типичный случай имеет

место при сопровождении цели по угловым координатам. Работа дальномера, выполненного по схеме, представленной на рисунке 5.11, поясняется эюрами напряжений, рисунок 5.12.

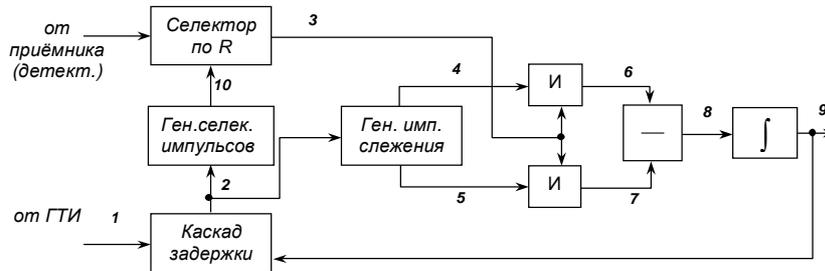


Рисунок 5.11. Структурная схема радиолокационного автодальномера

Эюры напряжений на рисунке 5.12 а), б) выполнены в разных временных масштабах, чтобы наглядно показать как процессы, происходящие на периоде повторения T_{II} , так и в течение длительности импульсов.

Задним фронтом импульса 2, формируемого схемой задержки СЗ, запускаются селекторные импульсы по дальности 10 а также импульсы слежения 4, 5. Импульсы 4, 5 принято называть полустробиами. Интегратор выполняет функцию

$$U_{\text{ВЫХ}} = \int_0^t c \cdot dt = ct + c_0$$

Нетрудно видеть, что напряжение на выходе интегратора не будет изменяться и, следовательно, не будет изменять временное положение полустробиов, когда задний фронт первого из них будет совпадать с серединой полезного сигнала.

Схема обладает следующими особенностями:

1) измерение временного рассогласования производится в моменты времени, отстоящие друг от друга на период повторения (не непрерывно);

2) в промежутках между измерениями система действует в соответствии со значением рассогласования, измеренным в

начале текущего периода.

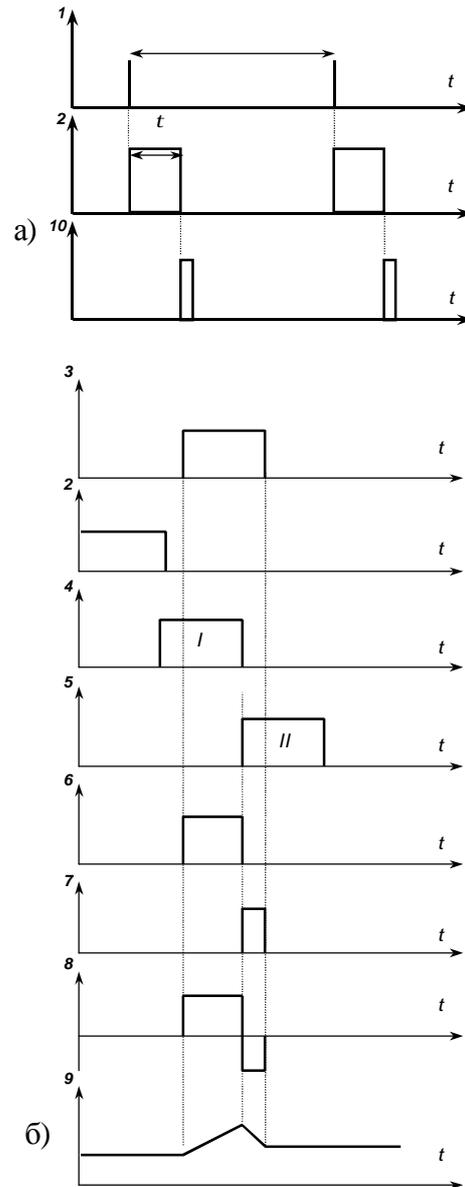


Рисунок 5.12. Эпюры напряжений к схеме рисунка 5.11

Таким образом, система обладает памятью по положению:

Если цель перемещается слишком быстро, происходит срыв слежения. Это бывает, если временное перемещение отраженного сигнала за период повторения превосходит его длительность.

Если включить второй интегратор в цепь управления задержкой, как показано на рисунке 5.13, то схема будет обладать памятью по скорости.

Аналогичным образом можно включить в схему и третий интегратор. Тогда следящий дальномер будет обладать памятью по ускорению.

Количество интеграторов в схеме экстраполятора определяет порядок астатизма следящего дальномера как системы автоматического регулирования [6].

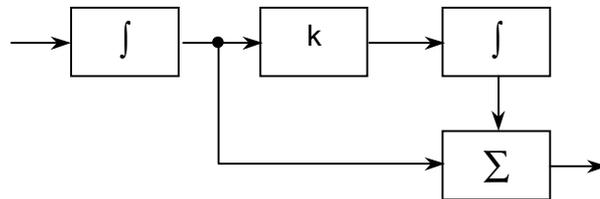


Рисунок 5.13. Структурная схема экстраполятора с двумя интеграторами

Погрешность сопровождения складываются из следующих составляющих.

- 1) динамическая погрешность;
- 2) погрешность за счёт внутренних шумов приемника.

Так как указанные погрешности независимы, результирующая дисперсия равна сумме дисперсий составляющих,

$$s_{R^*}^2 = s_{R^*D}^2 + s_{R^*Ш}^2$$

Для оценки динамической погрешности представим движение цели рядом Тейлора,

$$R(t) = R(t_0) + \frac{dR}{dt} \Delta t + \frac{1}{2} \cdot \frac{d^2R}{dt^2} \Delta t^2 + \mathbf{L} \quad (5.7)$$

Динамическая погрешность определяется членами

ряда, номера которых выше, чем количество интеграторов в схеме управления задержкой. Для исключения динамической погрешности астатизм системы должен быть на единицу больше номера высшей производной в разложении (5.7) функции $R(t)$ в ряд Тейлора.

Для оценки шумовой составляющей, заметим, что схема автодальномера формально идентична схеме корреляционного приемника (см. рисунок 5.10). Разница заключается в том, что на перемножитель подается не копия сигнала, а полустробы. Тем не менее, чтобы оценить шумовую составляющую погрешности, воспользуемся формулой для дисперсии эффективной оценки временного положения сигнала в присутствии белого гауссовского шума.

$$S_{R^*ш}^2 = \left(\frac{c}{2}\right)^2 \cdot \frac{1}{\frac{2E}{N_0} \Delta f_{CK}^2},$$

где E - энергия сигнала за время измерения.

Время измерения определяется постоянной времени экстраполятора, представляющего собой с точки зрения теории электрических цепей фильтр низких частот.

Реально полоса пропускания экстраполятора $\Delta F = (0,5 \div 2)$ Гц, а его постоянная времени

$$T_1 = 1/\Delta F_1 = (0,5 \div 2) \text{ с.}$$

Энергию сигнала за время измерения определим как $E = E_1 N$, где E_1 - энергия одиночного импульса, N - количество эффективно интегрируемых импульсов,

$N \approx \frac{T_1}{T_{II}} = \frac{F_{II}}{\Delta F_1}$. Таким образом N имеет порядок тысяч и

шумовая ошибка оказывается малой. Это является одной из причин широкого применения автодальномеров.

5.1.4. Цифровые схемы импульсных дальномеров

Рассмотрим вначале простейшую схему (см. рисунки 5.14, 5.15)

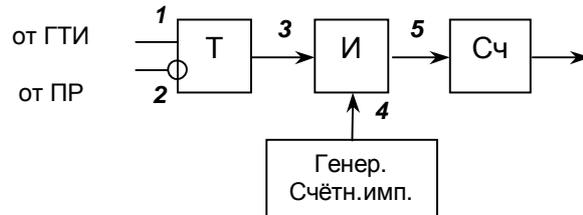


Рисунок 5.14. Простейшая схема цифрового импульсного дальномера

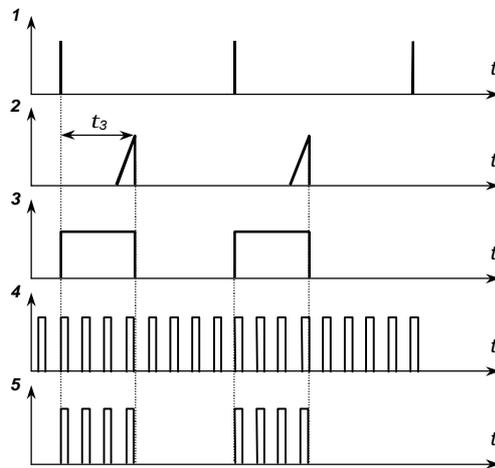


Рисунок 5.15. Эпюры напряжений в схеме на рисунке 5.14

Триггер Т сигналом от генератора тактовых импульсов переводится в состояние «единица» и сигналом от приемника в состояние «ноль». На его выходе получается импульс, длительность которого равна задержке сигнала на трассе распространения. Данный импульс открывает схему совпадений, через которую сигналы от генератора счетных импульсов с периодом $T_{Сч}$ поступают на счетчик. Количество импульсов пропорционально дальности до цели с точностью до ошибки дискретности.

Погрешность измерения случайна и распределена равномерно на интервале $0 \div \frac{cT_{сч}}{2}$. Среднеквадратическая погрешность $S_R = \frac{cT_{сч}}{2} \cdot \frac{1}{2\sqrt{3}}$. Период счетных импульсов $T_{сч}$ обычно выбирают равным $0,5t_n$. Разрядность r двоичного счетчика определяется из соотношения

$$2^r \geq \frac{2T_{II}}{t_n}.$$

Достоинство схемы - простота. Недостаток - работает только по одной цели. Можно дополнить ее, чтобы она работала в режиме автосопровождения.

Цифровые импульсные дальномеры, работающие по многим целям, устроены так, что счетчик считает счетные импульсы в течение всего периода повторения, начиная с момента излучения зондирующего сигнала. С приходом отраженного от цели сигнала код дальности сбрасывается из счетчика в ЭВМ (см. рисунок 5.16).

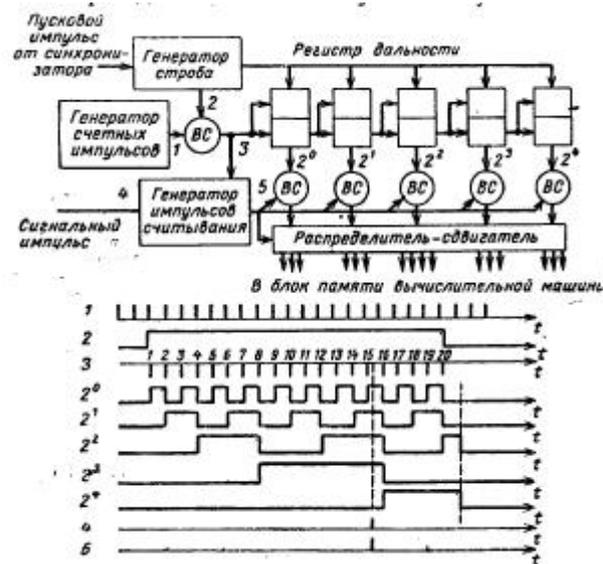


Рисунок 5.16. Схема преобразования дальности в двоичный код и временная диаграмма, поясняющая ее работу

5.2. Фазовый метод измерения дальности

5.2.1. Принцип действия фазовых дальномеров

Принцип действия фазовых дальномеров поясняется структурной схемой на рисунке 5.17. Предполагается, что излучается непрерывный немодулированный сигнал. Дальность до объекта наблюдения оценивается по разности фаз между излученным и принятым сигналами, которая измеряется фазометром Φ на несущей частоте.

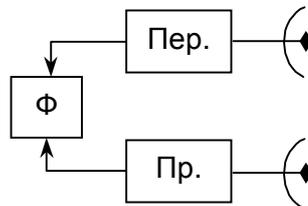


Рисунок 5.17. Простейшая схема фазового дальномера

Пусть

$$u_{\text{Изл}}(t) = U_0 \cos(\underbrace{\omega_0 t}_{y_1}), \quad u_{\text{Пр}}(t) = U_{\text{Пр}} \cos(\underbrace{\omega_0 t - \omega_0 t_3 - j_{\text{Пр}} - j_{\text{Отр}}}_{y_2})$$

Тогда измеряемая разность фаз

$$j = y_1 - y_2 = \omega_0 t_3 - j_{\text{Пр}} - j_{\text{Отр}},$$

где $j_{\text{Пр}}$ - фазовый сдвиг сигнала в приемнике; $j_{\text{Отр}}$ - изменение фазы сигнала при отражении (либо переизлучении).

Отсюда

$$t_3 = \frac{2R}{c} = \frac{j - j_{\text{Пр}} - j_{\text{Отр}}}{\omega_0},$$

следовательно

$$R = \frac{c(j - j_{\text{Пр}} - j_{\text{Отр}})}{2\omega_0}.$$

Для исключения из формулы неизвестных $j_{\text{Пр}}$, $j_{\text{Отр}}$ производят измерение разности фаз на известной дальности. Пусть дальности $R = R_0$ соответствует $j = j_0$, тогда для дальности R

имеем

$$R - R_0 = \frac{c(j - j_0)}{2w_0}. \quad (5.8)$$

Таким образом, в рассмотренном варианте метод позволяет измерять перемещение объекта наблюдения и, следовательно, его скорость, если известно за какое время это перемещение произошло.

Особенность метода - высокая точность измерения. Действительно, предположение, что разность фаз j измеряется со среднеквадратической погрешностью S_j . Тогда из формулы (5.8) следует, что

$$S_R = \frac{S_j \cdot c}{2w_0}.$$

Увеличивая частоту w_0 при фиксированной среднеквадратической фазовой погрешности S_j , имеем возможность сколько угодно уменьшать S_R . Однако, неограниченному увеличению частоты препятствует возникновение неоднозначности фазовых измерений

$$\Delta R_{\text{Одн}} = \frac{2pc}{2w_0} = \frac{c}{2f_0} = \frac{l}{2}.$$

К достоинствам метода относится и отсутствие мёртвой зоны.

Принципиальный недостаток схемы, представленной на рисунке 5.17, заключается в невозможности развязать приёмную и передающую антенны, поскольку прием и передача выполняются непрерывно на одной и той же частоте. На входе приемной антенны имеется суммарное гармоническое колебание, фаза которого существенно отличается от фазы полезного сигнала. Поэтому фазовые дальномеры по схеме рис. 5.17 не реализуются.

Развязку приемного и передающего трактов можно обеспечить двумя способами:

- 1) использовать доплеровский сдвиг сигналов, отражён-

ных (переизлученных) от движущихся объектов.

2) применить активный ответ на другой частоте. При этом надо учитывать, что разность фаз между сигналами разных частот непрерывно изменяется и не может быть измерена. Выход - применение в запросчике и ответчике несущих частот, относящихся как простые числа,

$$\frac{W_{\text{зан}}}{m} = \frac{W_{\text{отв}}}{n}.$$

Измерение фазового сдвига производится в запросчике на частоте $W_{\text{отв}}m = W_{\text{зан}}n$.

Частота, на которой производятся фазовые измерения, называется масштабной. При этом не решается проблема неоднозначности, поскольку интервал однозначного измерения дальности оказывается равным $I_M / 2$, где I_M - длина волны, соответствующая частоте W_M . Для её решения в схему включают грубый измеритель, который измеряет дальность с точностью до интервала однозначности точной системы.

В другом варианте измерения производятся на частоте модуляции, прием и передача развязаны по несущей частоте.

5.2.2. Фазовый дальномер с измерением разности фаз на частоте модуляции

Рассмотрим структурную схему дальномера, рисунок 5.18. Дальномер содержит точный и грубый измерители, работающие на частотах F_1 и F_2 , причем $F_1 < F_2$. На частоте F_2 производится точное измерение, на частоте F_1 - грубое, предназначенное для устранения неоднозначности. Гармонические колебания с частотами F_1 и F_2 генерируются в запросчике, поступают на фазометры Φ_1 и Φ_2 , а также модулируют излучаемый запросный сигнал на несущей частоте $W_{\text{зан}}$. Ответ осуществляется на несущей частоте $W_{\text{отв}}$. С выхода приемника ответного сигнала колебания с частотами F_1 и F_2 выделяются фильтрами

и поступают на фазометры Φ_1 и Φ_2 , где выполняются грубое и точное измерение дальности.

$$R_{ГРУБ} = \frac{j_1 c}{2\Omega_1};$$

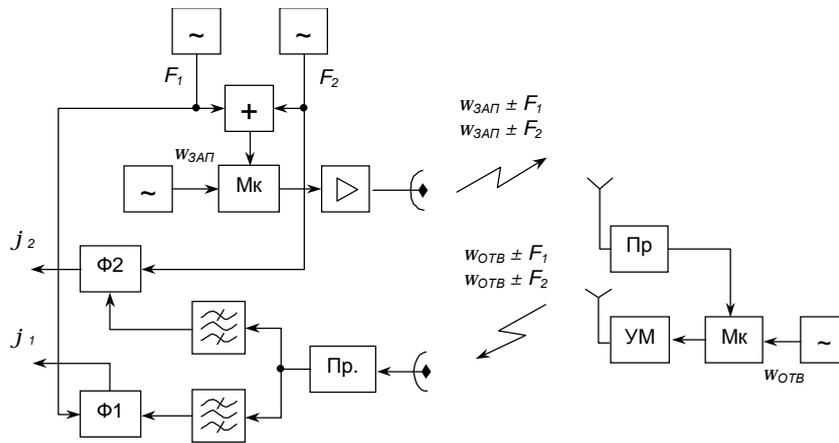


Рисунок 5.18. Структурная схема фазового дальномера с измерением разностей фаз на частотах модуляции

Грубое измерение однозначно (интервал однозначности больше пределов измерений).

$$R_{ТОЧН} = \frac{(j_2 + 2pk)}{2\Omega_2} c;$$

Для расчета точного значения дальности надо найти k - целое число периодов разности фаз, утраченное при измерении. Процесс отыскания называется устранением неоднозначности. Каждому значению k соответствует интервал однозначного измерения дальности, равный $I_{ТОЧН} / 2$ (см. рисунок 5.19), где $I_{ТОЧН} / 2 = c / F_2$.

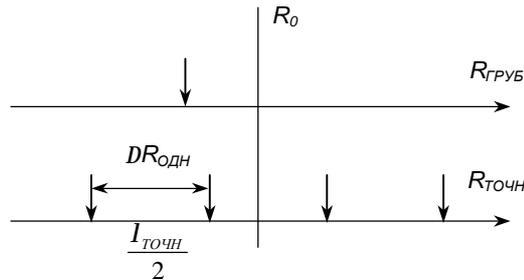


Рисунок 5.19. Отсчеты дальности по точному и грубому измерителям

5.2.3. Устранение неоднозначности фазовых измерений

Существует ряд алгоритмов устранения неоднозначности фазовых измерений. Рассмотрим один из них.

Допустим, что ошибки фазовых измерений отсутствуют. Тогда k можно вычислить из уравнения: $R_{ГРУБ} = R_{ТОЧН} = R_{ИСТ}$,

$$\frac{j_1 c}{2\Omega_1} = \frac{(j_2 + 2pk)c}{2\Omega_2}, \text{ откуда } k = \frac{1}{2p} \left(j_1 \cdot \frac{F_2}{F_1} - j_2 \right).$$

При наличии ошибок фазовых измерений правая часть этой формулы не является целым числом. Оценку полного числа периодов, утраченных при измерении, находим путем округления ее до ближайшего целого,

$$k^* = \left[\frac{1}{2p} \left(j_1 \cdot \frac{F_2}{F_1} - j_2 \right) \right] \quad (5.9)$$

(внешняя, квадратная скобка означает округление до ближайшего целого). Этот алгоритм позволяет начертить структурную схему устройства устранения неоднозначности измерений (см. рисунок 5.20).

Если в результате устранения неоднозначности окажется, что $k^* \neq k_{ИСТ}$, то возникает грубая (аномальная) ошибка в измерении дальности. Говорят, что возникла ошибка устранения неоднозначности.

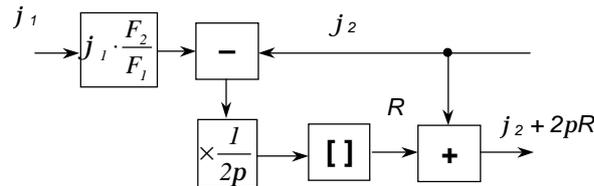


Рисунок 5.20. Структурная схема устройства для устранения неоднозначности измерений

Найдём вероятность правильного устранения неоднозначности, то есть вероятность отсутствия аномальных ошибок.

Обозначим $P\{k^* = k_{ИСТ}\} = P_0$ - вероятность правильного устранения неоднозначности.

Представим выражение, стоящее в квадратных скобках формулы (5.9), в виде

$$\frac{1}{2p} \left(j_1 \cdot \frac{F_2}{F_1} - j_2 \right) = k_{ИСТ} + h.$$

Если $h < 0,5$ то $k^* = k_{ИСТ}$, а если $h > 0,5$ - $k^* \neq k_{ИСТ}$.

Положим $j_1 = j_{10} + x_1$, $j_2 = j_{20} + x_2$, где x_1, x_2 (погрешности измерений) - независимые нормальные случайные величины с нулевыми средними значениями и равными дисперсиями:

$$M[x_1] = M[x_2] = 0, \quad s_{j_1}^2 = s_{j_2}^2 = s_j^2.$$

Тогда

$$P_0 = P \left\{ \frac{1}{2p} \left(x_1 \frac{F_2}{F_1} - x_2 \right) < 0,5 \right\} = P\{z < p\}, \quad (5.10)$$

где $z = \left(x_1 \frac{F_2}{F_1} - x_2 \right)$ - нормальная случайная величина, име-

ющая нулевое математическое ожидание $M[z] = 0$, так как равны нулю математические ожидания погрешностей x_1 и x_2 , и

дисперсию

$$s_z^2 = s_j^2 \left[1 + \left(\frac{F_2}{F_1} \right) \right]; \quad (5.11)$$

Из формулы (5.10) имеем,

$$P_0 = \Phi \left(\frac{p}{\sqrt{2} s_z} \right), \quad (5.12)$$

где $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{p}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ - интеграл вероятности.

Используя соотношения (5.11) и (5.12), получаем расчетную формулу

$$P_0 = \Phi \left(\frac{p}{\sqrt{2} \sqrt{1 + \left(\frac{F_2}{F_1} \right)^2} s_j} \right). \quad (5.13)$$

Если $\frac{F_2}{F_1} \gg 1$ (практически больше 3), то формула (5.13) упрощается,

$$P_0 = \Phi \left(\frac{p}{s_j \sqrt{2}} \cdot \frac{F_1}{F_2} \right). \quad (5.14)$$

При практических расчетах задаются значением P_0 и находят соответствующий аргумент Φ . Например, если $P_0 = 0,995$, то аргумент Φ равен 2. Далее можем найти требуемое отношение частот,

$$\frac{F_2}{F_1} = \frac{p}{s_j 2\sqrt{2}},$$

где s_j - в радианах. Если $s_j = 10^\circ$, то $\frac{F_2}{F_1} = 6$. Частота F_2

определяет точность измерения, F_1 - интервал однозначности. Может оказаться, что он недостаточно велик. Тогда в схему надо включить третий измеритель, например, как показано на рисунке 5.21. На схеме УУН - устройство устранения неоднозначности. Последовательное устранение неоднозначности, представленное схемой, допускает включение и большего числа измерителей.

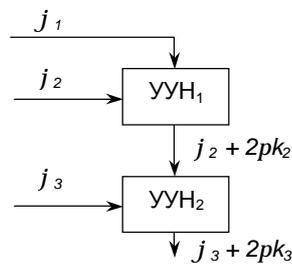


Рисунок 5.21. Последовательное устранение неоднозначности фазовых измерений

Последовательное устранение неоднозначности схемы не является оптимальным по критерию максимально возможной точности, так как информация о дальности, заложенная в разностях фаз $j_1 \dots j_{n-1}$ используются не полностью, а только для устранения неоднозначности точного измерителя. Тем не менее оно используется не только в дальномерах, но и в многошкальных измерительных системах иного вида. Результирующую вероятность правильного устранения неоднозначности в n -шкальной системе оценивают по формуле

$$P_0 = P_{1-2} \cdot P_{2-3} \cdot \dots \cdot P_{(n-1)-n}, \quad (5.15)$$

где $P_{(i-1)-i}$ - вероятность правильного устранения неоднозначности при переходе от $(i-1)$ шкалы к i -ой.

5.2.4. Фазовый дальномер с хранением фазы на борту подвижного объекта

В радионавигации применяются фазовые дальномеры с хранением фазы на борту подвижного объекта. Принцип дей-

ствия дальномера поясняется структурной схемой, представленной на рисунке 5.22.

В опорном пункте устанавливается генератор Г, излучающий гармонический сигнал стабильной частоты ω_M .

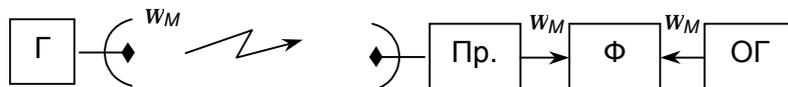


Рисунок 5.22. Структурная схема дальномера с хранением фазы на борту подвижного объекта

На борту подвижного объекта устанавливается приемник, настроенный на частоту ω_M и стабильный опорный генератор, генерирующий сигналы этой же частоты. Генераторы сфазированы в момент начала движения. Начальной дальности R_0 соответствует разность фаз j_0 , измеряемая фазометром. Текущая дальность R оценивается по формуле

$$R - R_0 = \frac{(j - j_0)c}{\omega_M},$$

где j - текущая разность фаз.

Один из методов устранения неоднозначности - счёт числа полных циклов разности фаз.

Дальномеры, построенные в соответствии с рассмотренным принципом имеют важное достоинство при их военном применении: объекты навигации не демаскируют себя радиоизлучениями.

5.3. Частотный метод измерения дальности

5.3.1. Принцип действия частотных дальномеров

Как и во всех активных системах дальность до объекта наблюдения измеряется по задержке принятого сигнала относительно зондирующего, $R = \frac{ct_3}{2}$. Зондирующий сигнал - не-

прерывный, с частотной модуляцией. Задержка измеряется по изменению частоты между моментами приема и передачи (см. рисунок 5.23).

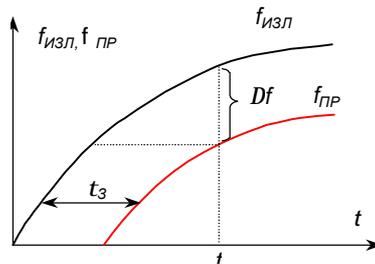


Рисунок 5.23. Пояснения к принципу действия частотного дальномера

Для нахождения связи между изменением частоты Δf и задержкой Δt положим, что на интервале задержки частота изменяется линейно,

$$\Delta f = \frac{df}{dt} \Delta t.$$

Тогда

$$t_3 = \Delta t = \frac{\Delta f}{df/dt},$$

откуда

$$R = \frac{c}{2} \cdot \frac{\Delta f}{df/dt}. \quad (5.16)$$

Разница частот выявляется как частота биений при подаче на нелинейный элемент (смеситель, детектор) принятого и зондирующего сигналов, $\Delta f = f_o$ (см. рисунок 5.24).

На рисунке 5.24 УЧБ - усилитель частоты биений. Частота биений измеряется частотомером. По ней находится дальность до объекта наблюдения.

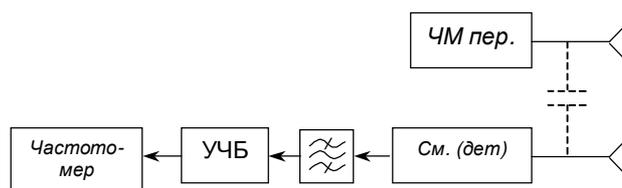


Рисунок 5.24. Структурная схема частотного дальномера

Закон изменения частоты излучаемых колебаний может быть различным, в частности гармоническим или пилообразным. Изменение частоты обязательно должно быть знакопеременным, так как частота - ограниченный природный ресурс.

5.3.2. Частотный дальномер с пилообразной симметричной частотной модуляцией

Рассмотрим частотный дальномер, выполненный по схеме, представленной на рисунке 5.24, и имеющий симметричный пилообразный закон частотной модуляции, как показано на рисунке 5.25а.

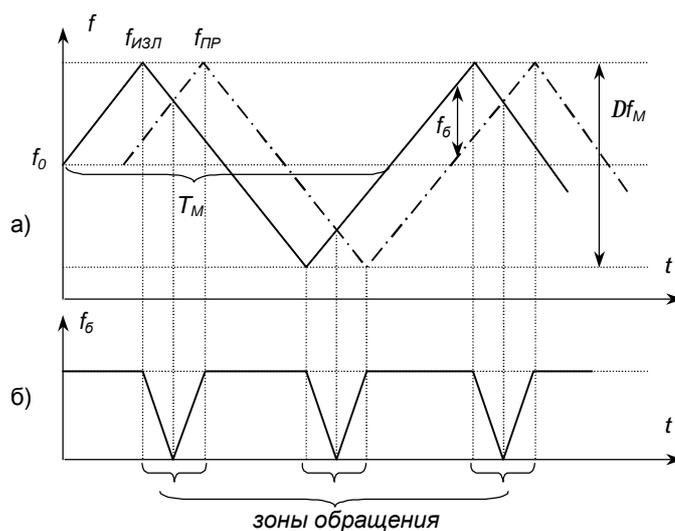


Рисунок 5.25. а) частоты зондирующего и принимаемого сигналов;
б) частота биений

Как видно из рисунка частота биений остается постоянной большую часть периода модуляции T_M и изменяется только в так называемых зонах обращения, длительность которых равна задержке принятого сигнала относительно зондирующего t_3 . Обычно период модуляции выбирают значительно большим, чем максимальная ожидаемая задержка t_{3MAX} , $t_{3MAX} \leq (0,01 - 0,02)T_M$. Поэтому измеряемая частота биений f_b определяется плоскими участками кривой на рисунке 5.25, б. Для этих участков нетрудно получить, используя (5.16)

$$R = \frac{f_b c T_M}{2 \cdot 2 \Delta f_M} = \frac{f_b c}{4 f_M \Delta f_M} \quad (5.17)$$

Оказывается, что дальность прямо пропорциональна частоте биений, поэтому частотомер можно проградуировать в единицах дальности.

Частотный метод измерения расстояния широко применяется в самолетных высотомерах, где используется его важное достоинство - отсутствие мёртвой зоны.

Максимальная измеряемая дальность находится из условия

$$t_{3MAX} \leq \frac{T_M}{2},$$

хотя, как было отмечено выше, обычно используется и более сильное неравенство.

Отметим, что схема частотного дальномера подобна схеме корреляционного измерителя, поэтому дисперсию шумовой составляющей погрешности измерения временной задержки найдем по формуле для дисперсии эффективной оценки,

$$s_{t^* \Delta \phi}^2 = \frac{1}{\frac{2E}{N_0} \Delta f_{CK}^2},$$

где $\Delta f_{СК} = \frac{\Delta f_M}{2\sqrt{3}}$ - среднеквадратическая ширина спектра сигнала,

$E = P_{ПР} T_{ИЗМ}$ - энергия сигнала за время измерения.

Погрешность измерения R зависит также от точности измерения, девиации частоты и частоты модуляции. Частота модуляции имеет кварцевую стабильность, а девиация имеет большую погрешность, в лучшем случае 10^{-3} .

$$\left(\frac{\Delta R}{R} \right)_{\Delta F_M} = - \frac{\Delta(\Delta F_M)}{\Delta F_M}.$$

Для выяснения погрешности, связанной с неточностью измерения частоты биений, представим основную формулу частотного дальномера в виде

$$R = \frac{c}{4\Delta f_M} \cdot \frac{T_M}{T_0} = N \frac{c}{4\Delta f_M}.$$

Обозначим $\frac{T_M}{T_0} = N$ - число периодов биений за период моду-

ляции. Из последних формул следует, что в качестве частотомера можно поставить счётчик числа периодов биений на периоде модуляции. При этом может возникнуть ошибка на ± 1 бие-ние из-за наличия зон обращения, где характер биений зависит от фазовых соотношений между принятым и опорным сигналами.

$\Delta R_{Диск} = \frac{c}{4\Delta f_M}$ - ошибка дискретности (постоянная ошибка

ка частотного дальномера).

Ошибка дискретности - это принципиальная ошибка частотного метода, связанная с периодичностью зондирующего сигнала: его спектр дискретный, поэтому частота может быть измерена только с точностью до дискрета, равного F_M .

В рассмотренном виде частотный дальномер разрешающей способностью не обладает.

5.3.3. Влияние эффекта Доплера на работу ЧМ дальномера

Движение объекта приводит к появлению доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала относительно излучаемого,

$$f = f_0 \frac{2v_R}{c}.$$

Рассмотрим влияние эффекта Доплера на работу частотного дальномера.

Возможны два случая работы системы.

- 1) $f_d < f_0$ (см. рисунок 5.26)

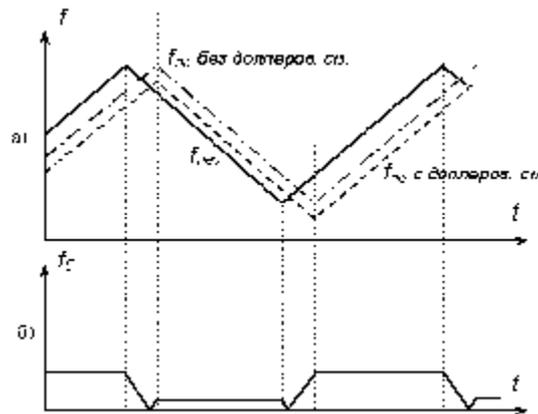


Рисунок 5.26. а) частоты зондирующего и принимаемого сигналов;
б) частота биений

На рисунке 5.26 штрих-пунктирной линией показано изменение частоты принимаемого сигнала от неподвижного объекта наблюдения. Разность между ней и сплошной линией, которая представляет частоту зондирующего сигнала, равна частоте биений f_b соответствующей дальности до объекта. Пунктирная линия смещена относительно штрих-пунктирной вниз на частоту Доплера f_d и характеризует частоту сигнала, при-

нятого от подвижного объекта. Из рисунка видно, что в течение одной половины периода модуляции частота биений принимает значение

$$f_{\delta 1} = f_{\delta} - f_{\text{д}},$$

а в течение другой

$$f_{\delta 2} = f_{\delta} + f_{\text{д}}.$$

Частотомер измеряет среднюю частоту биений за период модуляции

$$f_{\delta, \text{ср}} = \frac{f_{\delta 1} + f_{\delta 2}}{2} = f_{\delta}.$$

Таким образом при $f_{\text{д}} < f_{\delta}$ доплеровское смещение частоты не влияет на среднюю частоту биений $f_{\delta, \text{ср}}$, которая и измеряется частотомером. Иными словами, движение объекта не влияет на измерение дальности до него.

2) $f_{\text{д}} > f_{\delta}$ (см. рисунок 5.27)

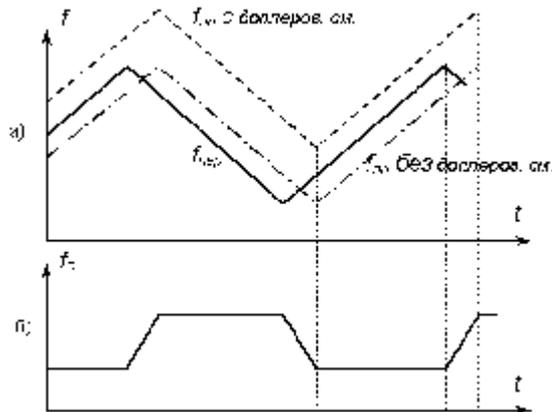


Рисунок 5.27. а) частоты зондирующего и принимаемого сигналов;

б) частота биений

На рисунке 5.27 сохранены те же обозначения, что и на рисунке 5.26. Из него следует, что в течение одной половины периода модуляции частота биений равна

$$f_{\delta 1} = f_D - f_{\delta},$$

а в течение другой

$$f_{\delta 2} = f_D + f_{\delta}.$$

Средняя частота биений $f_{\delta, \text{cp}}$, измеряемая частотомером, равна

$$f_{\delta, \text{cp}} = \frac{f_{\delta 1} + f_{\delta 2}}{2} = f_{\delta}.$$

Таким образом, в данном случае дальномер измеряет не дальность, а радиальную скорость. Для того чтобы дальномер измерял и дальность, и радиальную скорость, надо иметь возможность раздельного измерения $f_{\delta 1}, f_{\delta 2}$ с помощью анализатора спектра и последующего их вычисления. Кроме того, необходимо иметь априорные сведения о соотношении между f_{δ} и f_D .

5.3.4. Частотная радиолокация многих целей

Можно показать, что если в зоне действия РЛС с линейной ЧМ две цели, то в спектре биений есть частоты, соответствующие дальности до каждой из них. Это позволяет построить частотный радиолокатор многих целей, если вместо частотомера в схеме на рисунке 5.24 включить анализатор спектра, измеряющий каждую из частот (см. рисунок 5.28).

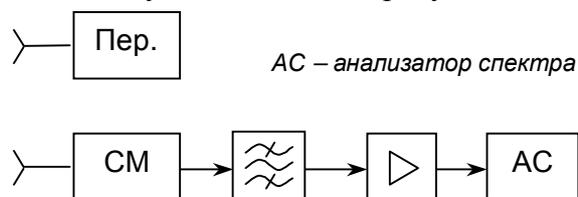


Рисунок 5.28. Частотный дальномер, обладающий разрешением по дальности

Разрешающая способность по дальности определяется формулой

$$dR = \frac{df \cdot c}{4\Delta f_M F_M},$$

где df - разрешающая способность по частоте анализатора спектра.

Разрешающая способность анализатора спектра определяется полосой пропускания примененных в нем фильтров: чем меньше полоса пропускания, тем лучше разрешающая способность. Полосу пропускания разумно уменьшать только до величины F_M , так как биения имеют дискретный спектр, составляющие которого кратны F_M . Таким образом, предельная (потенциальная) разрешающая способность частотного дальномера

$$dR_{\text{пот}} = \frac{c}{4\Delta F_M}.$$

В частотных дальномерах применяют аналоговые и цифровые анализаторы спектра. Аналоговые анализаторы могут быть параллельного и последовательного вида (см. рисунок 5.29, 5.30).

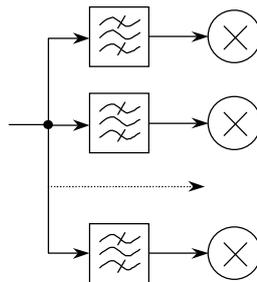


Рисунок 5.29. Схема параллельного анализатора спектра

Известны последовательные анализаторы с перестраиваемыми и неперестраиваемыми фильтрами. В частотных дальномерах чаще используют последние. При этом фильтр настроен на фильтрованную частоту, а заданный диапазон частот биений просматривается изменением частоты гетеродина (см. рисунок 5.30), частоты модуляции или девиации частоты.

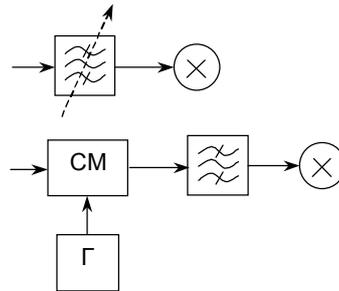


Рисунок 5.30. Схемы последовательных анализаторов спектра

Последовательные анализаторы спектра более просты, чем параллельные. Однако, они более инерционны. Время перестройки фильтра на полосу пропускания должно быть более, чем $1/\Delta f$, чтобы его полоса пропускания действительно равнялась Δf .

6. ЗОНДИРУЮЩИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ

6.1. Разрешающая способность по дальности

Разрешающая способность по дальности - минимальное расстояние между объектами, при котором дальность до каждого из них может быть измерена отдельно. Обозначим её δR . Очевидно,

$$dR = \frac{cdt}{2},$$

где dt - разрешающая способность по времени.

Нетрудно видеть, что разрешение по дальности полностью определяется разрешением по времени. Разрешающая способность складывается из двух составляющих: потенциальной, определяемой только свойствами зондирующих сигналов, и ее ухудшения индикаторным устройством,

$$dR = dR_{Пот} + dR_{Инд}.$$

В данном разделе изучается потенциальная разрешающая способность.

Предположим, что имеются узкополосные сигналы $s(t)$ и $s(t-t)$. Надо определить, разрешаются они по времени, или нет. На вид сигналов не накладываем никаких ограничений, кроме того что они укладываются на интервале наблюдения.

$$\begin{aligned} s(t) &= A(t) \cos(\omega_0 t + j(t)) = \operatorname{Re}(y(t)) = \\ &= \operatorname{Re}\left(A(t) e^{j[\omega_0 t + y(t)]}\right) = \operatorname{Re}\left(U(t) e^{j\omega_0 t}\right), \end{aligned}$$

где $U(t) = A(t) e^{jy(t)}$ - комплексная функция модуляции (комплексная амплитуда) сигнала.

Введем, следуя Вудворду, меру различия между сигналами [14]

$$e^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |y(t) - y(t-t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |y(t) - y(t-t)| \cdot |y^*(t) - y^*(t-t)| dt =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} |y(t)|^2 dt + \int_{-\infty}^{\infty} |y(t-t)|^2 dt - \int_{-\infty}^{\infty} [y(t) \cdot y^*(t-t) + y^*(t) \cdot y(t-t)] dt$$

Учтем, что $\int_{-\infty}^{\infty} |y(t)|^2 dt = 2E$, где E - энергия сигнала на

нагрузке в 1 Ом.

После простых преобразований получим:

$$e^2 = 4E - 2 \operatorname{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} U^*(t) e^{-jw_0 t} \cdot U(t-t) e^{j(w_0 t - w_0 t)} dt \right] =$$

$$= 4E - 2 \operatorname{Re} \left[e^{-jw_0 t} \int_{-\infty}^{\infty} U^*(t) \cdot U(t-t) dt \right].$$

Считается, что, если сигналы узкополосные, член $e^{-jw_0 t}$ невозможно учесть (использовать) при оценке разрешающей способности. Его полагают равным единице. С учетом этого допущения:

$$e^2 = 4E - 2 \operatorname{Re}(c(t)), \quad (6.1)$$

где

$$c(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U^*(t) \cdot U(t-t) dt \quad (6.2)$$

- функция неопределённости по дальности, фактически - функция корреляции комплексной амплитуды сигнала. Функция неопределённости $c(t)$, как функция корреляции, обладает следующими важными свойствами: $c(t)|_{t=0} \geq |c(t)|$; $c(t)|_{t \rightarrow \infty} \rightarrow 0$ - если сигнал ограничен во времени.

С учетом этих свойств из формулы (6.1) получаем

1) Если $t = 0$, $e^2 = 0$, сигналы не разрешаются.

2) Если $t \rightarrow \infty$, $e^2 = 4E$, разница между сигналами дос-

стигает максимального значения.

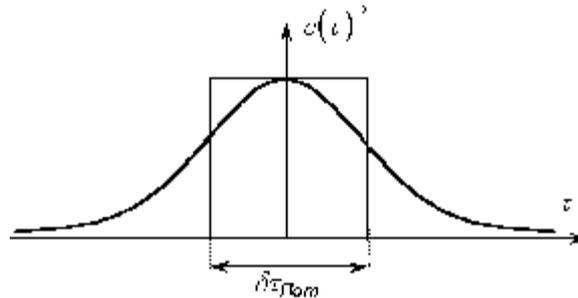


Рисунок 6.1. Возможный вид квадрата модуля функции неопределенности

Возникает вопрос, какова должна быть разница между сигналами e^2 , чтобы считать их различимыми и какому временному сдвигу между сигналами dt она соответствует.

Следуя Вудворду, $dt_{Пом}$ определим как основание прямоугольника, равновеликого площади под кривой $|c(t)|^2$ (см. рисунок 6.1),

$$dt_{Пом} = \frac{\int |c(t)|^2 dt}{|c(0)|^2}. \quad (6.3)$$

Заметим, что определение потенциальной разрешающей способности по Вудворду является условным, в частности потому, что в этом определении никак не учтены внутренние шумы приемных устройств, которые влияют на измеримую разность между сигналами e^2 .

Введём спектр комплексной амплитуды сигнала, как преобразование Фурье функции $U(t)$,

$$U(j\omega) = \int U(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (6.4)$$

Тогда

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \int U(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega. \quad (6.5)$$

Используя формулы (6.2), (6.3), (6.5), можно показать, что

$$c(t) = \frac{1}{2p} \int |U(jw)|^2 \cdot e^{-jw_0 t} dw,$$

и далее

$$dt_{\text{Пое}} = \frac{1}{2\Delta F_{\mathcal{D}}},$$

где $\Delta F_{\mathcal{D}}$ - эффективная ширина спектра сигнала,

$$\Delta F_{\mathcal{D}} = \frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty} |U(jw)|^2 dw \right]^2}{4p \int_{-\infty}^{\infty} |U(jw)|^4 dw}. \quad (6.6)$$

Выясним физический смысл $\Delta F_{\mathcal{D}}$ на конкретном примере. Пусть спектр $U(jw)$ состоит из ряда спектральных полосок одной интенсивности, как показано на рисунке (6.2).

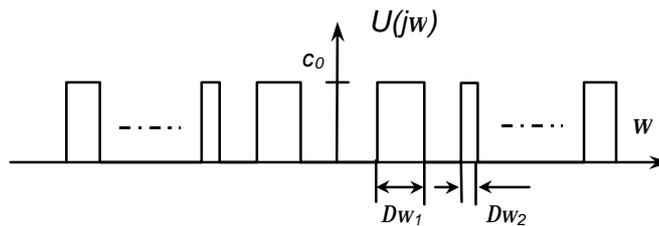


Рисунок 6.2. Пример спектра комплексной огибающей

$$\Delta F_{\mathcal{D}} = \frac{\left[\sum_{i=-N}^N \Delta w_i c_0 \right]^2}{4p \cdot c_0^4 \sum_{i=-N}^N \Delta w_i} = \frac{1}{4p} \sum_{i=-N}^N \Delta w_i = \sum_{i=-1}^N \Delta F_i,$$

где N - количество спектральных полос.

Таким образом, потенциальная разрешающая способность определяется суммарной шириной спектральных составляющих

сигнала.

На практике рассмотренный алгоритм разрешения реализуется при использовании согласованных фильтров.

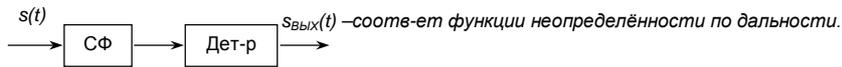


Рисунок 6.3. Устройство оптимального разрешения сигналов по времени

Действительно, рассмотрим схему на рисунке 6.3, где СФ - фильтр, согласованный с сигналом $s(t)$, который поступает на вход. Так как импульсная характеристика согласованного фильтра $h(t) = ks(t_0 - t)$, выходной сигнал найдем по формуле

$$s_{ВЫХ}(t) = \int s(t-t)h(t) dt = k \int s(t-t)s(t_0-t) dt$$

Вводя в данное выражение сигнал $s(t)$ по формуле $s(t) = \frac{1}{2}[y(t) + y^*(t)]$ и получим, что огибающая сигнала

$s_{ВЫХ}(t)$ по форме совпадает с функцией неопределённости по дальности.

Уместно отметить, что согласованный фильтр - линейная цепь. Поэтому, если на входе фильтра действуют два или более сигнала $s(t-t_i)$ с большой базой, они сжимаются фильтром независимо друг от друга.

6.2. Совместное разрешение сигналов по дальности и радиальной скорости

Реально цели движутся относительно локатора и, следовательно, принимаемые сигналы имеют доплеровский сдвиг частоты.

Запишем, как и прежде, сигнал в комплексной форме $s(t) = \text{Re}(y(t))$, где $y(t) = U(t)e^{jw_0 t}$.

Введем доплеровское смещение частоты:

$$y'(t) = U(t)e^{j(w_0 + w_D)t},$$

$$y'(t-t) = U(t-t)e^{j(w_0 + w_D)(t-t)},$$

Найдем, как и прежде, различие между сигналами

$$e^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |y(t) - y'(t-t)|^2 dt = 4E - 2 \operatorname{Re} \left[e^{j(2w_0 + w_D)t} \int_{-\infty}^{\infty} U^*(t)U(t-t)e^{jw_D t} dt \right].$$

Как и прежде высокочастотный сомножитель перед интегралом опускаем ввиду практической невозможности его использования при узкополосных сигналах. Получим:

$$e^2 = 4E - 2 \operatorname{Re}(c(t, f_D)),$$

где

$$c(t, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} U^*(t)U(t-t)e^{jw_D t} dt \quad (6.7)$$

- функция неопределённости по дальности и радиальной скорости.

По форме - это функция корреляции комплексной амплитуды сигнала при наличии доплеровского сдвига частоты. На основании свойств корреляционных функций она достигает максимума при нулевых значениях аргументов

$$c(0, 0) = c(t, f_D) \Big|_{\substack{t=0 \\ f_D=0}} = 2E.$$

При этом $e^2 = 0$.

Полагая, как частный случай, $f_D \rightarrow 0$, получаем функцию неопределённости по дальности:

$$c(t, 0) = \int_{-\infty}^{\infty} U^*(t)U(t-t)dt = c(t). \quad (6.8)$$

Полагая в другом частном случае $t \rightarrow 0$, получаем

$$c(0, f_D) = k(f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 e^{jw_D t} dt \quad (6.9)$$

- функция неопределённости по скорости (частоте) (преобразование Фурье от квадрата модуля комплексной амплитуды).

Определим потенциальную разрешающую способность по частоте как основание прямоугольника, имеющего высоту $|ck(0_D)|^2$ и равновеликого с фигурой, образованной осью абсцисс и кривой $|k(f_D)|^2$ (см. рисунок 6.4.)

$$df_{D_{ном}} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |k(f_D)|^2 df_D}{|k(0)|^2}. \quad (6.10)$$

Можно показать, что df_D величина, обратная длительности сигнала,

$$df_D = \frac{1}{t_{\ominus}},$$

где t_{\ominus} - эффективная длительность сигнала,

$$t_{\ominus} = \frac{\left[\int |U(f_D)|^2 dt \right]^2}{\int |U(t)|^4 dt} \quad (6.11)$$

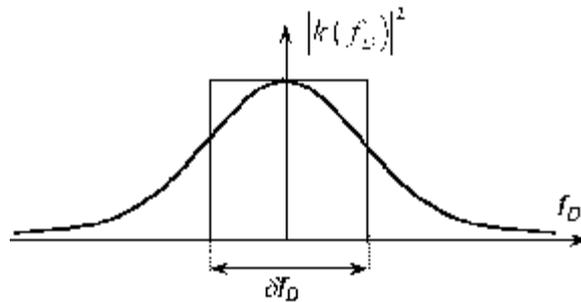


Рисунок 6.4. Квадрат модуля функции неопределенности по скорости

Функцию $|c(t, f_D)|^2$ - можно представить как поверхность в трёхмерном пространстве. Эта поверхность называется поверхностью неопределенности, а ограниченная ей фигура - телом неопределенности (см. рисунок 6.5).

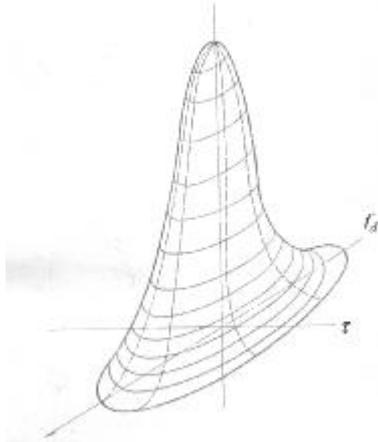


Рисунок 6.5. Поверхность неопределенности для монохроматического импульса с плавной огибающей

Количественно разрешающая способность по дальности и радиальной скорости оценивается как площадь внутри диаграммы неопределенности, которая находится как проекция на плоскость t, f_D сечения поверхности неопределенности цилиндром, имеющим такой же объем и такую же высоту как тело неопределенности. Аналитически это записывается в виде:

$$d(t, f_D) = \frac{\iint |c(t, f_D)|^2 dt df_D}{|c(0,0)|^2} \quad (6.12)$$

Фактически $d(t, f_D)$ представляет собой площадь области высокой корреляции (см. рисунок 6.6) и называется по Вудворду эффективной площадью неопределенности.

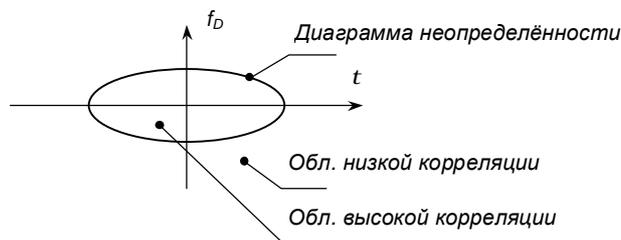


Рисунок 6.6. Диаграмма неопределенности одиночного импульса

Если точка, t, f_D внутри диаграммы неопределенности, то сигналы не разрешаются; если точка вне ее, то сигналы разрешаются.

6.3. Принцип неопределённости в радиолокации

Независимо от формы сигнала $d(t, f_D) = I!$

Докажем это.

Используем формулу для эффективной площади неопределенности. В ее знаменателе квадрат функции $c(0,0) = 2E$. Следует показать, что ее числитель

$$\iint |c(t, f_D)|^2 dt \cdot df_D = 4E^2.$$

Заменим квадрат модуля произведением комплексно сопряженных функций и подставим в интеграл. Получим

$$|c(t, f_D)|^2 = c(t, f_D)c^*(t, f_D),$$

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U^*(t_1)U(t_1-t) \cdot e^{jw_D t_1} \cdot U(t_2)U^*(t_2-t) \cdot e^{-jw_D t_2} dt_1 dt_2 df_D dt = \\ & = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U^*(t_1)U(t_2)U(t_1-t)U^*(t_2-t) \cdot e^{jw_D(t_1-t_2)} dt_1 dt_2 dt df_D = \\ & = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U^*(t_1)U(t_2)U(t_1-t)U^*(t_2-t) \cdot d(t_1-t_2) dt_1 dt_2 dt \end{aligned}$$

Далее, используя фильтрующее свойство δ -функции, получим:

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U^*(t_1)U(t_1)U(t_1-t)U^*(t_1-t) dt_1 dt = \\ & = \int_{-\infty}^{\infty} |U(t_1)|^2 |U(t_1-t)|^2 dt_1 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |U(t_1)|^2 \int_{-\infty}^{\infty} |U(t_1-t)|^2 dt dt_1 = 4E^2, \end{aligned}$$

что и требовалось доказать.

Принцип неопределенности означает, что нельзя изменяя параметры сигнала, одновременно улучшать разрешающую способность по дальности и скорости. Одно можно делать за счет другого.

6.4. Функция неопределённости прямоугольного радиоимпульса

Рассмотрим простейший пример. Пусть сигнал - прямоугольный радиоимпульс с гармоническим заполнением (см. рисунок 6.7). Найдем его функцию неопределенности.

$$s(t) = A_0 \cos(\omega_0 t); \quad |t| \leq \frac{t_H}{2}.$$

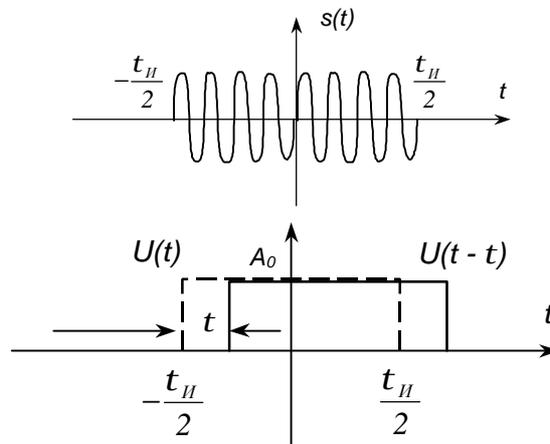


Рисунок 6.7. К расчету функции неопределенности прямоугольного радиоимпульса

Огибающая радиоимпульса (в данном случае действительная), $U(t) = A_0; \quad |t| \leq \frac{t_H}{2}$. Для вычисления функции неопределенности необходимо отдельно рассмотреть случаи положительных и отрицательных временных сдвигов между импульсами. Пусть сначала $t > 0$, тогда (см. рисунок 6.7).

$$c(t, f_D) = \int_{-\frac{t_H+t}{2}}^{\frac{t_H}{2}} A_0^2 e^{jw_D t} dt = \frac{A_0^2}{j2p f_D} e^{j2p f_D t} \Big|_{-0,5t_H+t}^{0,5t_H}$$

Подставляя пределы, находим далее квадрат модуля функции неопределенности,

$$|c(t, f_D)|^2 = c(t, f_D) c^*(t, f_D) = 4 \left(\frac{A_0^2 t_H}{2} \right)^2 \left(\frac{\sin p f_D (t_H - t)}{p f_D t_H} \right)^2,$$

откуда $|c(t, f_D)| = 2E \left| \frac{\sin p f_D (t_H - t)}{p f_D t_H} \right|, t \geq 0.$

Расчет функции неопределенности для $t \leq 0$, приводит к такой же формуле, с той лишь разницей, что в ней вместо t стоит $|t|$. Обобщая оба результата, запишем,

$$|c(t, f_D)| = 2E \left| \frac{\sin p f_D (t_H - |t|)}{p f_D t_H} \right|.$$

Для выяснения вида поверхности неопределенности, рассмотрим ее сечения. Пусть сначала $f_D = 0$. Переходя к соответствующему пределу, получим

$$c(t, 0) = c(t) = 2E \left(1 - \frac{|t|}{t_H} \right), |t| \leq t_H.$$

Сечение тела неопределенности плоскостью $f_D = 0$ приведено на рисунке 6.8.

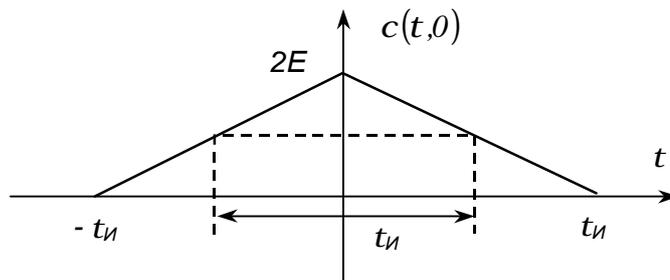


Рисунок 6.8

Теперь найдем сечение тела неопределенности плоскостью $t = 0$. После соответствующей подстановки получаем,

$$|c(0, f_D)| = k(f_D) = 2E \left| \frac{\sin pf_D t_H}{pf_D t_H} \right|,$$

Как и следовало ожидать, полученная формула соответствует модулю спектра прямоугольного видеоимпульса, являющегося огибающей исходного сигнала. Его вид представлен на рисунке 6.9.

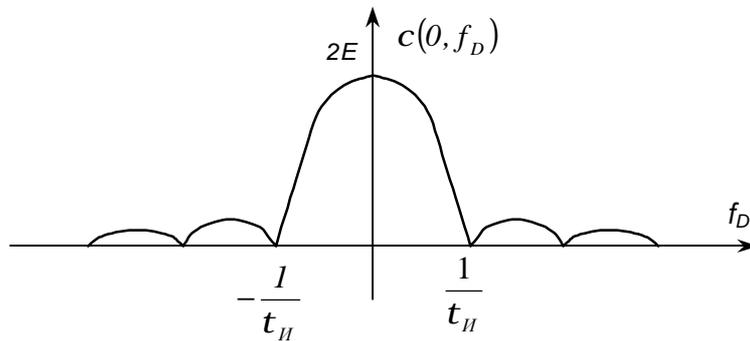


Рисунок 6.9

Приведенная на рисунке 6.10 диаграмма неопределенности представляет собой сечение тела неопределенности горизонтальной плоскостью на уровне $0,5c(0,0)$.

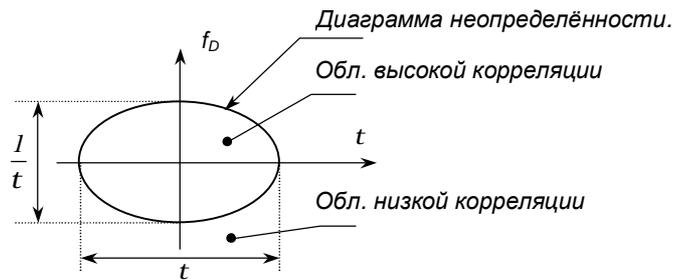


Рисунок 6.10. Диаграмма неопределенности прямоугольного радиоимпульса

Чем больше длительность импульса, тем выше разрешающая способность по частоте, но хуже разрешающая способность

по времени. Чем меньше длительность импульса, тем выше разрешающая способность по времени, но хуже по частоте. Данное положение является иллюстрацией принципа неопределенности в радиолокации.

6.5. Сложные сигналы.

Функция неопределённости ФКМ сигнала

Выше показано, что объем тела неопределенности $|c(t, f_D)|^2$ всегда равен $4E^2$. Отсюда следует, что идеальная функция неопределенности имеет вид перевернутой кнопки. Ее основной объем должен быть сосредоточен в широком основании. За счет этого пик в точке $t = 0, f_D = 0$ должен быть узким в обеих плоскостях, что обеспечивает хорошее разрешение по времени и частоте. Вид такой функции неопределенности представлен на рисунке 6.11.

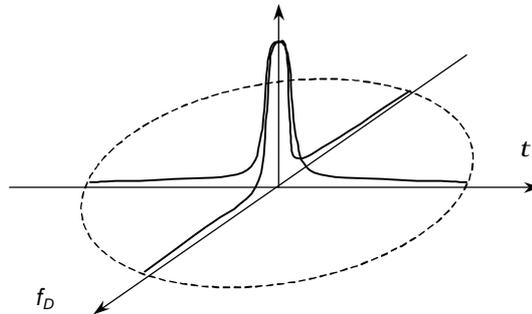


Рисунок 6.11. Идеальная функция неопределенности

Подобной функцией неопределенности обладает реализация белого шума, имеющая большую длительность и одновременно бесконечно широкий спектр. Белый шум - математическая абстракция. На практике широкое применение нашли фазокодированные (ФКМ) сигналы, функция корреляции которых при удачном коде фазы приближается к идеальной. Принципы построения ФКМ сигналов рассмотрены в подразделе 3.8.

ФКМ сигнал длительностью t_H состоит из N парциальных радиоимпульсов, каждый из которых имеет свою начальную фазу. Совокупность начальных фаз образует код.

Самый лучший бинарный код фазы (начальные фазы парциальных радиоимпульсов нуль либо π) - код Баркера. При его использовании уровень боковых лепестков функции неопределённости по дальности равен $1/N$.

Коды Баркера существуют для $N = 3, 4, 5, 7, 13$. Для $N = 5$ код имеет вид

0 0 0 1 0

На рисунке 6.12 приводится функция корреляции соответствующего сигнала.

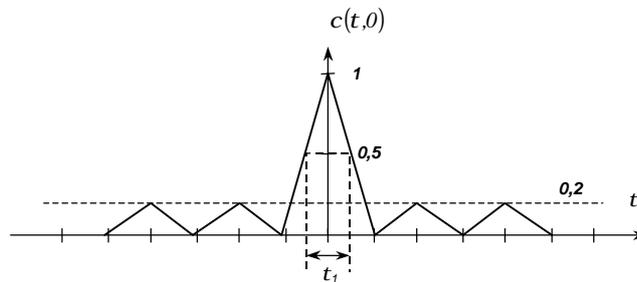


Рисунок 6.12. Функция неопределенности по дальности ФКМ сигнала с кодом Баркера, $N=5$

С помощью согласованных фильтров производится сжатие сигналов во времени. Коэффициент сжатия равен базе сигнала,

$$k_{СЖ} = \Delta f \cdot t_H = b = N.$$

Действительно,

$$Df = \frac{1}{t_1}, \quad b = Df \cdot t_H = \frac{1}{t_1} t_H = N.$$

Поскольку коды Баркера существуют только для $N \leq 13$ коэффициент сжатия для многих приложений оказывается недостаточно большим. Поэтому применяют другие коды. Среди них наиболее употребительны M -последовательности (коды максимальной длины). В этих кодах чередование нулей и единиц обладает свойствами случайной последовательности. Поэтому соответствующие сигналы называют шумоподобными. M -последовательности формируют с помощью регистров сдвига (см. рисунок 6.13)

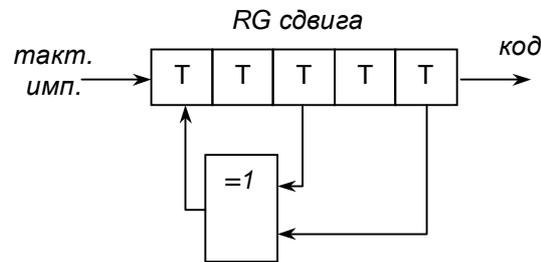


Рисунок 6.13. Формирование M -последовательности

На вход регистра поступают тактовые импульсы с периодом t_1 и сдвигают содержащуюся в триггерах информацию на один разряд вправо. В освободившийся крайний левый каскад записывается результат суммирования по модулю два сигналов с некоторых триггерных ячеек.

Число триггерных ячеек n называется основанием кода. Наибольшее число, которое можно представить n -разрядным двоичным кодом равно 2^n . Длина M -последовательности (период кода) равняется $N = 2^n - 1$: из 2^n состояний регистра сдвига исключается одно, когда во всех ячейках записаны нули, так как суммирование нулей опять дает нуль и движение кода по регистру прекращается.

Полученный код используется для фазовой манипуляции, как показано на рисунке 6.14. Вид кода зависит от того, к каким ячейкам подключен сумматор по модулю два.

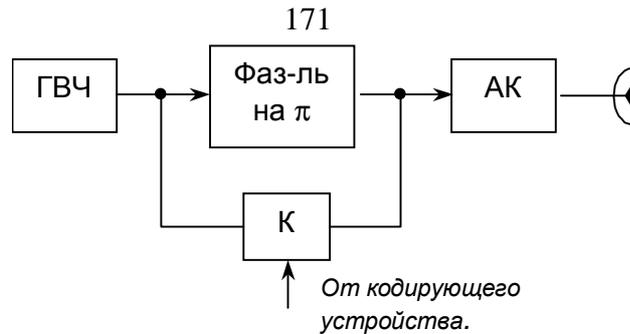


Рисунок 6.14. Схема получения ФКМ-сигнала с заданным кодом фазы

Схема, представленная на рисунке 6.14, может работать как в режиме генерирования непрерывно повторяющихся M - последовательностей (квазинепрерывный режим), так и в режиме фазовой манипуляции радиоимпульсов. И тот и другой режимы используются в радиодальнометрии. В первом случае уровень боковых лепестков функции неопределенности не пре-

вышает $\frac{1}{N}$ от главного, во втором - $\frac{1}{\sqrt{N}}$. Выбором достаточно большого N обеспечивают приемлемое значение коэффициента сжатия и уровня боковых лепестков функции неопределенности.

6.6. Сжатие импульсов с линейной частотной модуляцией

Другим видом широкополосных сигналов, применяемых в радиодальнометрии, являются сигналы с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

Представим сигнал с ЛЧМ в виде

$$s(t) = A_0 \cos(y(t)), \quad |t - t_0| < \frac{t_{II}}{2}.$$

где $y(t)$ - полная фаза.

Пусть частота сигнала внутри импульса изменяется по закону

$$f(t) = f_0 - \frac{\Delta f}{t_H}(t - t_0); \quad |t - t_0| < \frac{t_H}{2},$$

где Δf - девиация частоты.

Полная фаза находится интегрированием частоты

$$\varphi(t) = \int_0^t 2\pi f(t) dt = 2\pi \left(f_0 t - \frac{\Delta f}{2t_H} (t - t_0)^2 \right)$$

Как видим, полная фаза сигнала при ЛЧМ изменяется по квадратичному закону.

С учетом приведенных соотношений запишем сигнал с ЛЧМ в виде

$$s(t) = A_0 \cos \left(w_0 t - \frac{\Delta w}{2t_H} (t - t_0)^2 \right) = A_0 (w_0 t - j_s(t)) \quad (6.13)$$

База сигнала

$$b = k_{СЖ} = \Delta f \cdot t_H$$

Схематически сигнал с ЛЧМ представлен на рисунке 6.15.

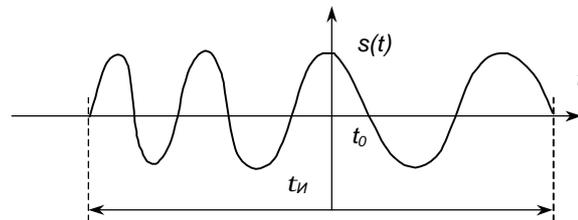


Рисунок 6.15. Схематическое представление ЛЧМ сигнала

Согласованный фильтр для ЛЧМ-сигнала представляет собой линию задержки, у которой задержка зависит от частоты (такие линии задержки называют дисперсионными), так что все частотные составляющие выходного сигнала в некоторый момент времени складываются в фазе. Приведенная на рисунке 6.16 схема с полосовыми фильтрами является приближением к идеальной.

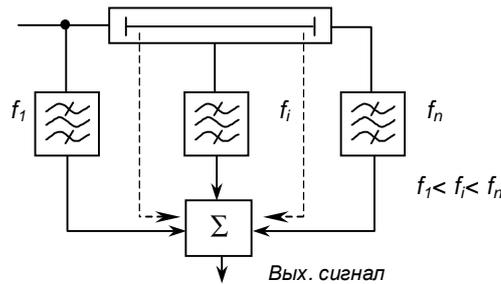


Рисунок 6.16. Упрощенная схема согласованного фильтра для ЛЧМ сигнала

Найдем сигнал на выходе согласованного фильтра. Для этого спектр входного ЛЧМ-сигнала представим в виде

$$S(j\omega) = B \cdot e^{j\varphi_s(\omega)}, \quad |\omega - \omega_0| \leq \frac{\Delta\omega}{2}. \quad (6.14)$$

Реальный вид спектра ЛЧМ-сигнала приведен на рисунке 6.17. Видно, что соответствующий формуле идеальный спектр мало отличается от реального.

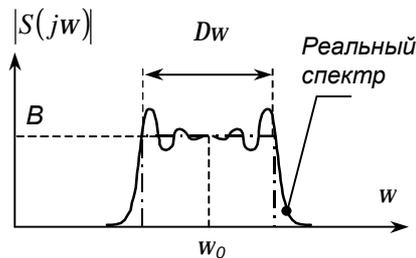


Рисунок 6.17. Спектр ЛЧМ-сигнала

Спектр выходного сигнала найдем по формуле

$$S_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = K(j\omega)S(j\omega), \quad (6.15)$$

где $K(j\omega)$ - передаточная функция согласованного фильтра,

$$K(j\omega) = kS^*(j\omega) \exp\{-j\omega t_0'\}, \quad (6.16)$$

где $t_0' \geq t_H$ - момент появления максимального входного сигнала, k - константа,

$$S^*(j\omega) = B \cdot e^{-j\varphi_s(\omega)}. \quad (6.17)$$

Подставляя (6.14),(6.16) в (6.15), получим,

$$S_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = K(j\omega)S(j\omega) = B \cdot e^{-j\omega t_0}.$$

Амплитуду спектральных составляющих B найдем по теореме Парсеваля:

$$E = \frac{A_0^2}{2} t_{II} = \frac{1}{2p} \int |S(j\omega)|^2 d\omega, \text{ откуда } B = \frac{A_0}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{t_{II}}{\Delta f}}.$$

Выходной сигнал фильтра во временной области найдем, используя преобразование Фурье спектральной плотности,

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{1}{2p} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{ВЫХ}}(j\omega) \cdot e^{-j\omega t} d\omega.$$

Интегрируя для удобства только по положительным частотам получим сигнал в комплексной форме,

$$\mathfrak{S}_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{1}{2p} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} B \cdot e^{-j\omega t_0} e^{-j\omega t} d\omega.$$

Выделяя действительную часть будем иметь,

$$\begin{aligned} s_{\text{ВЫХ}}(t) &= \text{Re}[\mathfrak{S}_{\text{ВЫХ}}(t)] = \\ &= \frac{A_0}{\sqrt{2}} \sqrt{t_{II} \Delta f} \frac{\sin(\Delta f p(t-t'_0))}{\Delta f p(t-t'_0)} \cos(\omega_0(t-t')). \end{aligned} \quad (6.18)$$

Из полученной формулы следует, что выходной импульс стал в $k_{\text{СК}}$ раз уже, чем входной, а его амплитуда возросла в

$\sqrt{\frac{\Delta f t_{II}}{2}}$ раз. Временная диаграмма импульса приведена на рисунке 6.18.

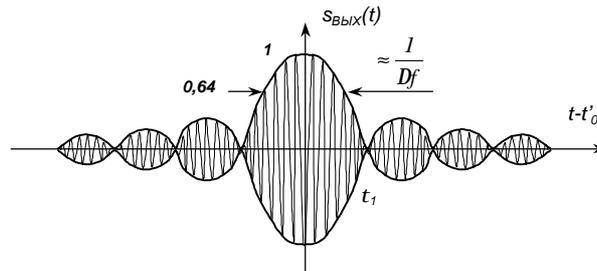


Рисунок 6.18. Импульс на выходе согласованного фильтра

Как следует из формулы (6.18) ширина главного лепестка по нулям равна $2/\Delta f$, а по уровню 0,64 - $1/\Delta f$.

$$k_{СЖ} = \frac{t_{II}}{1/\Delta f} = t_{II} \Delta f$$

Сигнал с ЛЧМ - лучший сигнал для разрешения по времени. Его эффективная полоса (см. подраздел 6.1) равна девиации частоты, $DF_{\text{э}} = Df$. Диаграмма неопределенности ЛЧМ-сигнала имеет вид, представленный на рисунке 6.19.

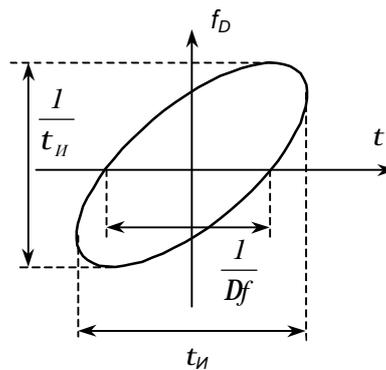


Рисунок 6.19. Диаграмма неопределённости ЛЧМ-сигнала

6.7. Нелинейная радиолокация

Нелинейной радиолокацией называют область техники,

связанную с обнаружением нелинейных электрических цепей. Такие цепи (детекторы смесители и т. д.) имеются в любом радиоэлектронном устройстве. Идея нелинейного лоатора иллюстрируется рисунком 6.20. Генератор облучает искомое устройство сигналом известной частоты. На нелинейном элементе образуются гармоники этой частоты. По ним и фиксируется наличие нелинейных цепей.

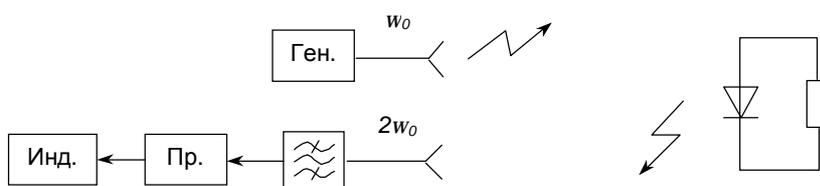


Рисунок 6.20. Структурная схема нелинейного радиолокатора

Подобные устройства нашли практическое применение в работе спецслужб по поиску спрятанной радиоаппаратуры.

6.8. Подповерхностная радиолокация

Так называют область радиолокации, связанную с обнаружением объектов искусственного и естественного происхождения, находящихся под поверхностью земли, например, для поиска и идентификации неметаллических мин. Такие лоаторы как правило, должны иметь хорошую разрешающую способность, следовательно, в них должны использоваться очень широкополосные сигналы. На практике зондирующие сигналы представляют собой видеоимпульсы наносекундной и пикосекундной длительности.

6.9. Поляризационная радиолокация

Поляризационной радиолокацией называют ее область, в которой используется преобразование целью поляризационной структуры зондирующего электромагнитного поля.

Любое поле можно представить в ортогональном поляризационном базисе, например, линейном. Ортогональные по-

ляризационные составляющие зондирующего $(\mathbf{E}_6, \mathbf{E}_2)$ и принимаемого $(\mathbf{E}_{np6}, \mathbf{E}_{np2})$ полей связаны между собой матрицей, называемой поляризационной матрицей рассеяния.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{E}_{np6} \\ \mathbf{E}_{np2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{1,1} & c_{1,2} \\ c_{2,1} & c_{2,2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{E}_6 \\ \mathbf{E}_2 \end{pmatrix}$$

*поляризационная матрица
рассеяния цели.*

Определение характеристик матрицы рассеяния (точнее ее инвариантов) дает важные сведения о геометрической форме целей, представляет большой интерес для их идентификации. В настоящее время поляризационная радиолокация интенсивно развивается.

7. СЕЛЕКЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

7.1. Постановка задачи

Во многих случаях движущиеся радиолокационные цели необходимо наблюдать на фоне отражений от неподвижных или малоподвижных объектов. Такие отражения называют пассивными помехами. Примеры: наблюдение автомобиля на фоне отражений от неровностей земной поверхности и строений, наблюдение самолета на фоне облака дипольных отражателей. Пассивные помехи могут на 30 - 80 дБ превышать уровень собственных шумов приемника. В связи с этим возможны:

- перегрузка приемников и, как следствие, потеря чувствительности;
- ухудшение наблюдаемости полезных сигналов на индикаторе.

Задача - рассмотреть методы селекции движущихся целей (СДЦ) и оценить их эффективность.

7.2. Методы селекции движущихся целей

Методы СДЦ делятся на

- 1) когерентные, 2) некогерентные.

Когерентные методы основаны на эффекте Доплера. Некогерентные методы основаны на других эффектах.

Эффект Доплера, как известно, заключается в смещении частоты сигналов, отраженных от подвижных целей,

$$f_d = f_0 \frac{2pv_p}{c}.$$

Если объект неподвижен, то поступающие от него сигналы не имеют такого смещения и когерентны с зондирующим (т.е. находятся в жестких фазовых соотношениях с ним). Если объект подвижен, то когерентности нет. Это и используется для СДЦ.

7.2.1. Когерентный метод непрерывного излучения

Структурная схема локатора приведена на рисунке 7.1.

Передатчик локатора излучает непрерывный гармонический зондирующий сигнал на частоте f_0 . Сигнал, отраженный от цели, движущейся со скоростью v_R по отношению к локатору приобретает доплеровский сдвиг частоты

$$f_D = f_0 \cdot \frac{2v_R}{c}.$$

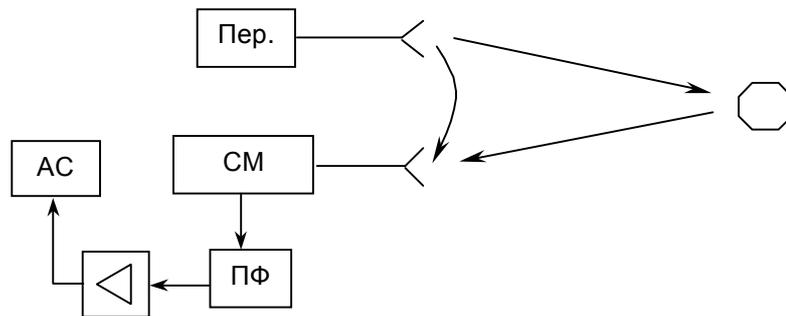


Рисунок 7.1. Структурная схема локатора с непрерывным немодулированным излучением

Сигнал доплеровской частоты образуется на входном нелинейном элементе приемника, выделяется фильтром (в зависимости от назначения локатора может использоваться полосовой фильтр или ФНЧ), усиливается и индицируется, как отражения от подвижной цели анализатором спектра АС. По измеренной частоте определяется скорость цели.

Данный метод СДЧ наиболее эффективен. Он позволяет подавлять помехи от неподвижных отражателей до 80 дБ. Но у локатора, построенного по схеме рисунка 7.1 есть недостаток: он позволяет обнаружить объект, измерить его скорость и угловые координаты, но не позволяет измерять дальность.

7.2.2. Основные варианты схем когерентно-импульсных локаторов

Чтобы измерять дальность, используют когерентные системы с импульсным методом измерения дальности (когерентно-импульсные системы). Их особенность: в момент приема

отраженного сигнала зондирующий уже окончен. Сравнить их по фазе невозможно. Поэтому вырабатывается сигнал, когерентный с излученным и существующий во время приема отраженного.

По способу получения когерентного напряжения когерентно-импульсные локаторы делятся на:

- 1) локаторы с внешней когерентностью.
- 2) локаторы с внутренней когерентностью.

В первом случае когерентное напряжение вырабатывается вне локатора, во втором случае в локаторе.

Рассмотрим сначала РЛС с внешней когерентностью. В качестве опорного напряжения в них используются отражения от неподвижных или малоподвижных объектов, расположенных на той же дальности, что и наблюдаемые цели.

Примеры: наблюдение наземных движущихся объектов с борта самолета, когда опорным сигналом являются отражения от земли; наблюдение людей и движущейся техники с помощью ПСНР - переносной станции наземной разведки, когда опорным сигналом являются отражения от растительности, строений и т. д.

На рисунке 7.2 представлена укрупненная структурная схема РЛС.

На входе детектора действует сумма полезного и опорного сигналов, $u_C(t) + u_{Koz}(t) = u_{Вх Дем}(t)$. Считаем, что детектор линейный. Тогда на его выходе напряжение с точностью до постоянного коэффициента равно амплитуде суммарного сигнала на входе

$$u_{Вых Дем}(t) = \sqrt{U_C^2 + U_{Koz}^2 + 2U_C U_{Koz} \cos(2p f_0 t + y)},$$

где U_{Koz} - амплитуда сигнала, отражённого от неподвижного объекта,

y - разность начальных фаз сигналов.

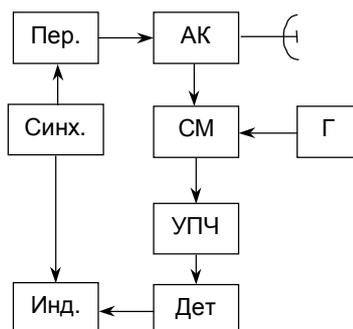


Рисунок 7.2. Структурная схема РЛС с внешней когерентностью

Если цель неподвижна, то $y = const$ и следовательно, $u_{Вых\ Дет}(t) = const$, а если цель движется, то $y = w_D t$ и $u_{Вых\ Дет}(t)$ меняется по закону, который зависит от соотношения амплитуд сигнала и помехи. Реально $U_{Коз} \gg U_C$, поэтому

$$u_{Вых\ Дет}(t) = U_{Коз} \sqrt{1 + 2 \frac{U_C}{U_{Коз}} \cos(w_D t + y)} \approx U_{Коз} (1 + m \cdot \cos(w_D t + y)) \quad (7.1)$$

где

$$m = \frac{U_C}{U_{Коз}}$$

Таким образом, на выходе детектора имеется сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией доплеровской частотой.

Наличие модуляции является отличительным признаком движущейся цели (см. рисунок 7.3).

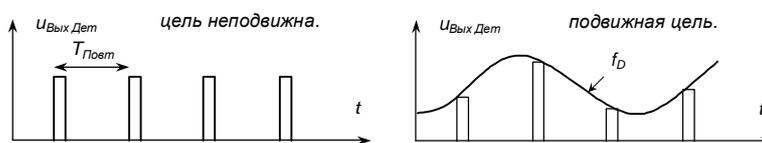


Рисунок 7.3. Выходные сигналы амплитудного детектора

На индикаторе типа А отметка от цели выглядит в виде заштрихованного импульса.

Перейдем к рассмотрению РЛС с внутренней когерентностью. Данные РЛС классифицируются по способу получения когерентного напряжения (передатчик фазировается от опорного генератора или наоборот) и по частоте, на которой происходит сравнение принятого колебания с опорным (промежуточная или высокочастотная).

Рассмотрим два распространенных типа РЛС.

1. Локатор, в котором фазирование генератора ВЧ (передатчика) осуществляется на ВЧ от когерентного гетеродина и сравнение принимаемых и излучаемых сигналов происходит на промежуточной частоте. Структурная схема локатора приведена на рисунке 7.4.

В приведенной схеме когерентный гетеродин по существу является задающим генератором передатчика, создавая в точке 1 непрерывные немодулированные колебания. Эти колебания модулируются по амплитуде видеоимпульсами в модулирующем каскаде, так что в точке 2 имеется последовательность радиоимпульсов, которая после усиления излучается.

Локаторы этого вида называют РЛС с истинной когерентностью, так как излучаемые радиоимпульсы жестко связаны между собой по фазе (когерентны между собой).

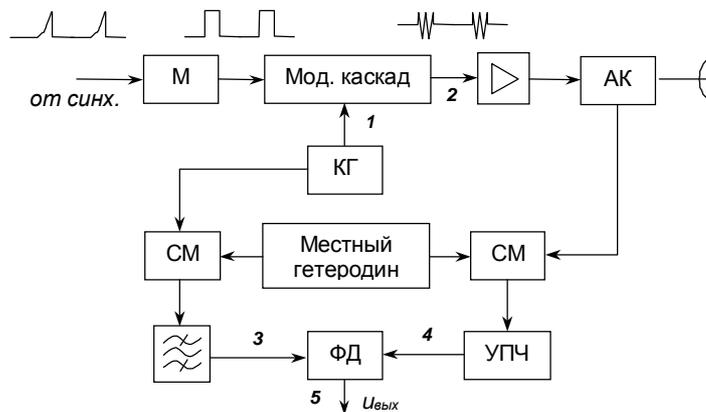


Рисунок 7.4. Структурная схема РЛС с истинной когерентностью

После преобразования частоты сигналы когерентного гетеродина и выходные сигналы приемника поступают на фазовый детектор. На его входах в точках 3 и 4 имеем:

$$u_{\text{Коз}}(t) = U_{\text{КГ}} \cos(\omega_{\text{Пр}} t + j_0),$$

$$u_{\text{С}}(t) = U_{\text{С}} \cos(\omega_{\text{Пр}} t + \omega_{\text{Д}} t + j_0).$$

Принципиально, что в преобразователях частоты используется общий гетеродин. Это позволяет сохранить фазовые соотношения опорного и принимаемого сигналов.

Фазовый детектор выполняет обычную функцию. Если на его входах действуют сигналы $u_1(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + j_1)$ и $u_2(t) = U_2 \cos(\omega_2 t + j_2)$, то

$$u_{\text{Вых}}(t) = U_1 U_2 \cos(j_1 - j_2) \quad (7.2)$$

Таким образом, на выходе фазового детектора в точке 5 схемы имеем

$$u_{\text{ВыхФД}}(t) = U_{\text{КГ}} U_{\text{С}} \cos(\omega_{\text{Д}} t + j_{\text{С}} - j_0). \quad (7.3)$$

Из данной формулы следует, что, если цель неподвижна, выходные импульсы фазового детектора постоянны по амплитуде, а если цель подвижна, они модулированы по амплитуде частотой Доплера (см. рисунок 7.5).

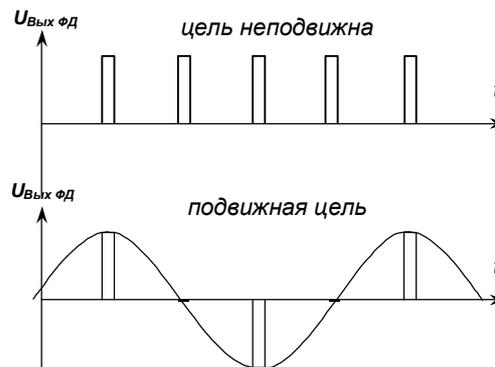


Рисунок 7.5. Выходные сигналы фазового детектора
Наличие модуляции является признаком движущейся цели.

2. Локатор, в котором фазирование когерентного гетеродина производится от генератора ВЧ на промежуточной частоте, и сравнение принимаемых и излучаемых сигналов производится на промежуточной частоте. Структурная схема такого локатора приведена на рисунке 7.6.

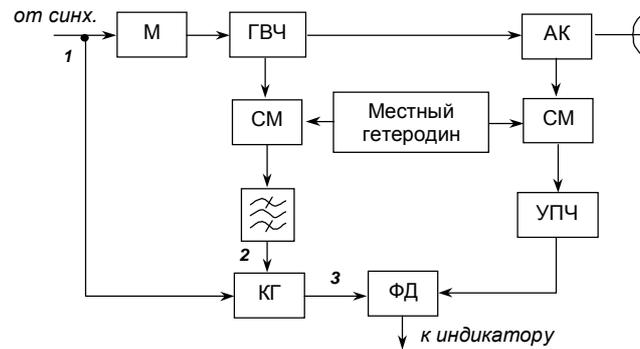


Рисунок 7.6. Структурная схема РЛС с псевдокогерентностью

Особенностью локаторов данного типа является применение в передатчике магнетронных генераторов, которые генерируют не связанные между собой по фазе радиоимпульсы. Поэтому фазы излучаемых колебаний запоминаются на период повторения зондирующих сигналов с помощью когерентного гетеродина.

Когерентный гетеродин состоит из фазированного гетеродина ФГ и расширителя импульсов (см. рисунок 7.7).



Рисунок 7.7. Структурная схема когерентного гетеродина

Фазированный гетеродин представляет собой автогенератор, в котором условия самовозбуждения выполняются после

поступления на него видеоимпульса 4 от расширителя импульсов, и начальная фаза колебаний которого навязывается радиоимпульсом 2 (см. рисунок 7.8).

В рассматриваемом устройстве когерентность существует только на периоде повторения зондирующих сигналов, а излучаемые импульсы между собой не когерентны. Такие локаторы называют РЛС с псевдокогерентностью. В отношении СДЦ эта схема хуже, чем первая.

Однако, ее широко используют, поскольку во многих случаях РЛС имеют генераторы, излучающие не когерентные между собой радиоимпульсы.

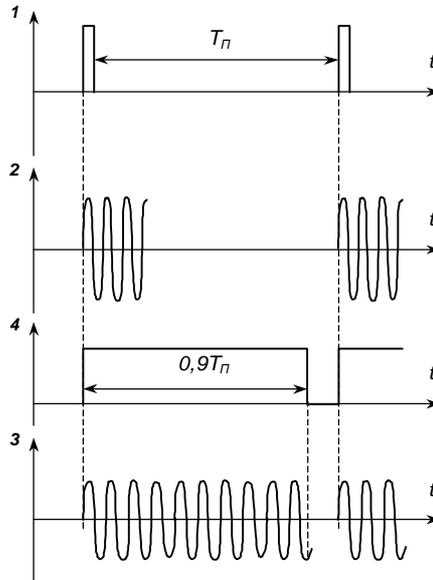


Рисунок 7.8. Эпюры напряжений в схемах на рисунках 7.6, 7.7

7.3. Компенсация сигналов неподвижных отражателей

На выходе детектора (амплитудного или фазового) сигналы от неподвижных и подвижных объектов различаются тем, что первые имеют постоянную амплитуду, а амплитуда вторых изменяется с частотой Доплера. Это различие существенно при

наблюдении сигналов на индикаторе с амплитудной отметкой, и не играет роли, если отметка яркостная, как, например, в индикаторах кругового обзора (ИКО). Устройства компенсации сигналов неподвижных отражателей убирают последние с выхода амплитудного либо фазового детектора. Структурная схема устройства череспериодной компенсации (ЧПК) приведена на рисунке 7.9.

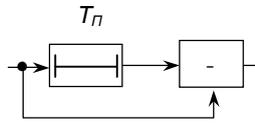


Рисунок 7.9. Структурная схема устройства ЧПК

Выходное напряжение схемы ЧПК найдем по формуле

$$u_{\text{Вых}}(t) = u_{\text{Вх}}(t) - u_{\text{Вх}}(t - T_{\Pi}) = u_{\text{Вх}}(n) - u_{\text{Вх}}(n - 1), \quad (7.4)$$

где n - номер импульса, $t = nT_{\Pi}$.

Используя далее для входного напряжения формулу (7.1), получим

$$\begin{aligned} u_{\text{Вых}}(n) &= U_{\text{Коз}} \left(1 + m \cdot \cos(nT_{\Pi} w_{\text{Д}}) \right) - \\ &- U_{\text{Коз}} \left(1 + m \cdot \cos((n-1)T_{\Pi} w_{\text{Д}}) \right) = \\ &= 2mU_{\text{Коз}} \sin\left(w_{\text{Д}} \frac{T_{\Pi}}{2}\right) \sin\left(w_{\text{Д}} \left(n - \frac{1}{2}\right) T_{\Pi}\right). \end{aligned} \quad (7.5)$$

Амплитуда

Из формулы 7.5 видно, что выходное напряжение схемы ЧПК равно нулю, если цель неподвижна ($f_{\text{Д}} = 0$). Если же цель подвижна, то выходное напряжение представляет собой последовательность импульсов, амплитуда которых изменяется по гармоническому закону с частотой Доплера и максимальным значением

$$U_{\text{Выхт}} = 2mU_{\text{Коз}} \sin(p f_{\text{Д}} T_{\Pi}), \quad (7.6)$$

как показано на рисунке 7.10.

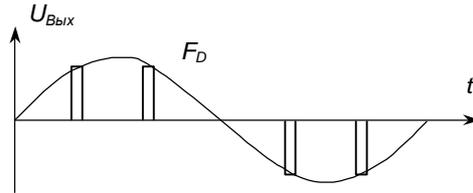


Рисунок 7.10. Выходное напряжение схемы ЧПК

Из формулы (7.6) видно, что выходное напряжение схемы компенсации равно нулю не только в том случае, если цель неподвижна, но и во всех других ситуациях, когда $p f_d T_{\Pi} = n\pi$. Соответствующие скорости называются "слепыми", так как локатор не видит цели, обладающие ими.

Найдём "слепые" скорости.

$$f_d = f_0 \frac{2v_R}{c} = \frac{2v_R}{l} = nF_{\Pi}, \quad (7.7)$$

откуда $v_R = n \frac{l F_{\Pi}}{2}$.

Из последнего соотношения следует, что "слепые" скорости наступают, когда сигнал за период повторения T_{Π} смещается по фазе на $n \cdot 360^\circ$, где n - целое число.

Рассмотрим работу ЧПК со спектральной точки зрения.

Заметим, что ЧПК - линейная цепь. Найдём ее передаточную функцию.

$$K(j\omega) = \frac{e^{j\omega t} - e^{j\omega(t-T_{\Pi})}}{e^{j\omega t}} = 1 - e^{-j\omega T_{\Pi}},$$

Найдем модуль полученной комплексной функции.

$$|K(j\omega)|^2 = K(j\omega)K^*(j\omega) = (1 - e^{-j\omega T_{\Pi}})(1 - e^{j\omega T_{\Pi}}) = 4 \sin^2(p f T_{\Pi}),$$

откуда

$$|K(j\omega)| = 4 |\sin(p f T_{\Pi})| \quad (7.8)$$

Полученное выражение определяет амплитудно-частотную характеристику устройства ЧПК, рисунок 7.9. Её график представлен на рисунке 7.11. Как следует из формулы и видно

из графика, амплитудно-частотная характеристика имеет нули в точках $f = nF_{\Pi}$.

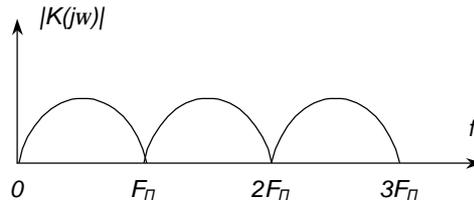
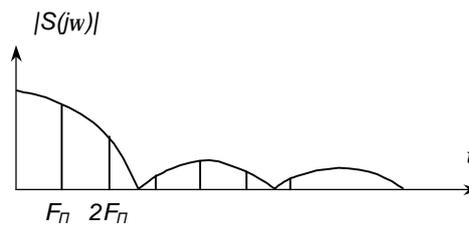
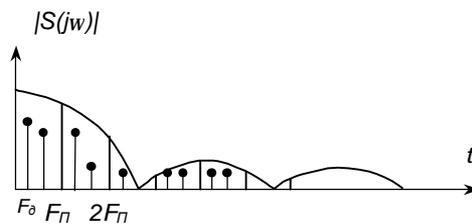


Рисунок 7.11. АЧХ устройства ЧПК

Заметим, что если цель неподвижна, и отражения от нее на выходе детектора представляют собой периодическую последовательность немодулированных импульсов, то спектр такой последовательности дискретный и состоит из составляющих вида nF_{Π} , на которых расположены нули передаточной функции системы ЧПК. Поэтому данные сигналы через систему ЧПК не проходят. Если цель подвижна, в спектре выходного сигнала детектора появляются составляющие вида $nF_{\Pi} \pm f_{\text{д}}$, которые проходят через систему ЧПК (см. рисунок 7.12).



Цель неподвижна



Цель подвижна

Рисунок 7.12. Спектры сигналов на входе ЧПК

Реальные помехи обычно не являются абсолютно неподвижными относительно локатора: листва деревьев колеблется ветром, по поверхности моря бегут волны и т. д. Поэтому в спектре помехи вместо дискретных составляющих имеются спектральные области. В конкретной ситуации может оказаться эффективным последовательное включение двух или более систем ЧПК, как показано на рисунке 7.13.

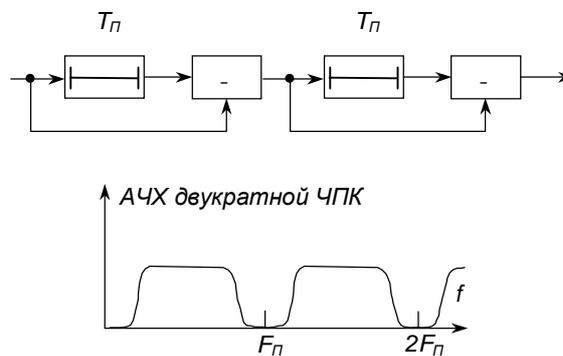


Рисунок 7.13. Схема двукратной ЧПК и её амплитудно-частотная характеристика

Техническая реализация системы ЧПК может быть аналоговой или цифровой. Исторически первыми были аналоговые ЧПК, в которых применялись ультразвуковые линии задержки (УЛЗ). В настоящее время все большее распространение получают цифровые системы, где легко реализовать задержку сигнала на период повторения (см. рисунок 7.14).

Количество элементов памяти: $N \geq \frac{2T_n}{t_{II}}$. Число разрядов АЦП

r оценим из условия: $2^r \geq \frac{U_{MAX} - U_{MIN}}{U_{MIN}} \cong \frac{U_{MAX}}{S_{III}}$, откуда

$r \geq \log_2 \frac{U_{MAX}}{S_{III}}$. Объём памяти должен быть не менее Nr двоич-

ных единиц.

Реализация устройства компенсации в цифровой форме

позволяет весьма просто переходить от простой ЧПК к двукратной или трехкратной и наоборот.

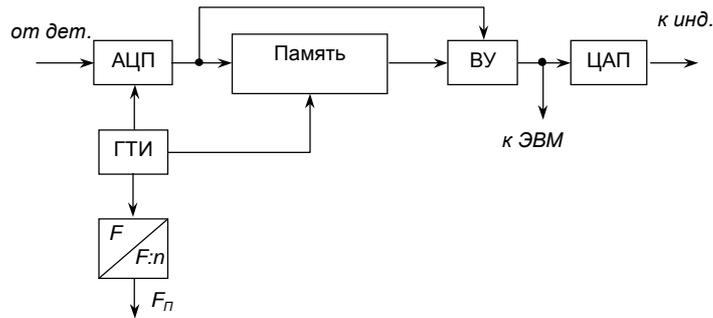


Рисунок 7.14. Упрощенная структурная схема цифровой ЧПК

7.4. Эффективность когерентно-импульсных систем СДЦ

Положим, схема СДЦ до ЧПК работает идеально, так что ее эффективность полностью определяется блоком ЧПК.

Используются следующие показатели эффективности работы системы СДЦ.

1) Коэффициент подавления помехи- отношение мощности помехи на входе к мощности помехи на выходе.

$$k_{\Pi} = \frac{P_{\Pi Bx}}{P_{\Pi Bых}}$$

Данная характеристика не является полной, так как при прохождении через систему ослабляется не только помеха, но и полезный сигнал.

2) Коэффициент улучшения отношения сигнал/помеха

$$k_{\gamma} = \frac{\left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{Bых}}{\left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{Bx}} = \frac{P_{C Bых} P_{\Pi Bx}}{P_{\Pi Bых} P_{C Bx}}, \quad k_{\gamma} = |K(j\omega)|^2 k_{\Pi}. \quad (7.9)$$

В литературе используются и другие характеристики ра-

боты систем СДЦ, например, коэффициент подпомеховой видимости [15]. В данной книге они не рассматриваются.

Рассмотрим методику расчета коэффициента подавления помехи. Очевидно, он зависит от вида помехи. Зададимся видом помехи. Пусть помеха на входе системы ЧПК - стационарный случайный процесс с корреляционной функцией.

$$R_{II}(t) = S_{II}^2 r(t),$$

где $S_{II}^2 = P_{II \text{ Вх}}$ - мощность помехи на входе; $r(t)$ - нормированная корреляционная функция входной помехи (коэффициент корреляции).

Напряжение на выходе устройства ЧПК

$$u_{\text{Вых}}(t) = u_{\text{Вх}}(t) - u_{\text{Вх}}(t - T_{II}),$$

а мощность

$$P_{II \text{ Вых}} = M\{[u_{\text{Вх}}(t) - u_{\text{Вх}}(t - T_{II})]^2\}.$$

Возводя в квадрат и производя почленное усреднение, получим

$$P_{II \text{ Вых}} = 2P_{II \text{ Вх}} - 2P_{II \text{ Вх}} r(T_{II}) = 2P_{II \text{ Вх}} (1 - r(T_{II})),$$

где $r(T_{II})$ - значение коэффициента корреляции в точке $t = T_{II}$.

Отсюда,

$$k_{II} = \frac{P_{II \text{ Вх}}}{P_{II \text{ Вых}}} = \frac{0,5}{1 - r(T_{II})}. \quad (7.10)$$

Данная формула применяется для практических расчетов. Входящая в нее корреляционная функция обычно рассчитывается как преобразование Фурье энергетического спектра помехи. Используя далее формулы (7.8), (7.10) запишем выражение для коэффициента улучшения отношения сигнал/помеха (7.9)

$$k_{\nu} = \left| \sin p f_d T_{II} \right| \cdot \frac{1}{1 - r(T_{II})} \quad (7.11)$$

Приведем некоторые практические данные о коэффици-

енте подавления помехи, полученные в сантиметровом диапазоне. Помеха: холмы поросшие лесом в штиль - $k_{II} = 40 \div 65$ дБ; металлизированные ленты (искусственные помехи), море при ветре - $k_{II} = 10 \div 35$ дБ; облака - $k_{II} = 5 \div 30$ дБ [6].

8. МЕТОДЫ ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА В РАДИОЛОКАЦИИ

8.1. Определения и классификация

Одной из важнейших тактических характеристик РЛС является область обзора - пространственная область в которой выполняются предъявляемые к ней ТТТ. В общем случае область обзора характеризуется: R_{MAX} , R_{MIN} , $\Delta a_{Обз}$, $\Delta b_{Обз}$. Схематически область обзора представлена на рисунке 8.1.

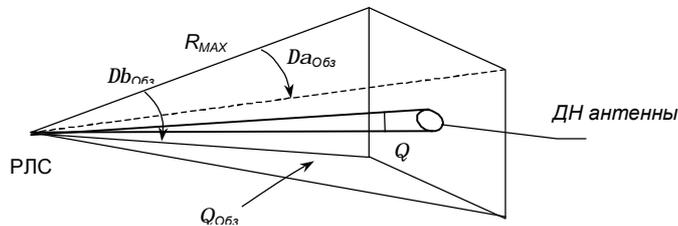


Рисунок 8.1

Обзор пространства - просмотр области обзора, который, вообще говоря, надо выполнять по каждой из координат. Однако, обзор по дальности происходит несравненно быстрее, чем обзор по угловым координатам. Поэтому под методами обзора пространства обычно понимают именно методы обзора по угловым координатам.

Важный параметр обзора - время обзора $T_{Обз}$, под которым понимается время однократного просмотра области обзора.

Методы обзора пространства делятся на две группы:

1) обзор по жёсткой программе, когда скорость перемещения антенны (сканирования) не зависит от радиотехнической обстановки;

2) обзор по гибкой программе или адаптивный обзор - когда скорость сканирования зависит от радиотехнической обстановки: она относительно велика на тех направлениях, где с высокой вероятностью цели отсутствуют (или присутствуют); она относительно мала на тех направлениях, где принятие решения о наличии или отсутствии целей затруднено, например, вслед-

ствии помех.

Обзор по гибкой программе реализуем, когда в составе РЛС имеется высокопроизводительная ЭВМ, позволяющая быстро оценивать радиотехническую обстановку, а антенная система представляет собой фазированную решетку, позволяющую быстро изменять режим сканирования.

В данной книге рассматривается только обзор по жесткой программе. Однако соотношения, которые будут получены, являются основой для проектирования современных методов адаптивного обзора.

Существуют следующие виды обзора по жесткой программе.

1) Последовательный обзор - когда локатор имеет антенну с одним лучом и последовательно просматривает область обзора (круговой, секторный, спиральный, строчный, винтовой и др. виды обзора).

2) Параллельный обзор - два или более лучей одновременно просматривают всю область обзора.

3) Параллельно-последовательный обзор - два или более луча последовательно просматривают область обзора.

Оценим в общем виде время последовательного обзора пространства. Считаем, что локатор импульсный, скорость обзора постоянна во всей области обзора. Тогда закон перемещения луча не имеет значения, и нетрудно получить,

$$T_{Обз} \geq \frac{2R_{MAX}}{c} N \frac{\Theta_{Обз}}{\Theta_A}, \quad (8.1)$$

где N - необходимое число импульсов, которое надо принять от цели для ее надежного обнаружения (обычно $N = 3 \div 10$),

$\Theta_{Обз}$ - телесный угол пространства обзора,

Θ_A - телесный угол диаграммы направленности антенны.

В большинстве случаев скорость сканирования не постоянна вследствие реверса антенны. Это учитывается введением в формулу для расчета периода обзора коэффициента обзора

$$k_{Обз} \geq 1.$$

$$T_{Обз} \geq \frac{2R_{MAX}}{c} N \frac{\Theta_{Обз}}{\Theta_A} k_{Обз}. \quad (8.2)$$

8.2. Радиолокационные станции кругового обзора

Локаторы кругового обзора имеют антенну с узкой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости сканирующую вкруговую. В вертикальной плоскости ДНА имеет различный вид, в зависимости от назначения РЛС.

РЛС кругового обзора используются для наблюдения земной поверхности с борта самолёта, в целях навигации или разведки, для обнаружения воздушных целей в системах ПВО, для обнаружения надводных или наземных целей в системах управления оружием и т.д.

Самолетные РЛС кругового обзора называются панорамными. Диаграмма направленности такой РЛС в вертикальной плоскости должна быть достаточно широкой, чтобы видеть цели, расположенные как под самолетом, так и на максимальной дальности.

Определим требования к форме диаграммы, исходя из условия, чтобы сигналы, приходящие от одинаковых целей, расположенных на разных дальностях, имели приблизительно одну и ту же мощность.

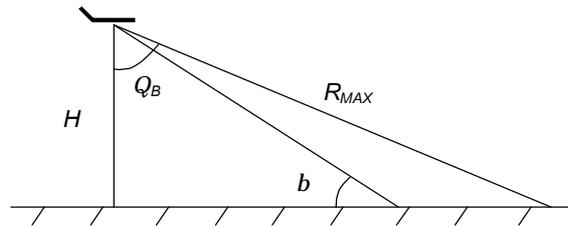


Рисунок 8.2

Ширину диаграммы направленности в вертикальной плоскости Θ_b найдем из условия (см. рисунок 8.2)

$$\frac{H}{R_{MAX}} = \cos(\Theta_b),$$

откуда

$$\Theta_b = \arccos\left(\frac{H}{R_{MAX}}\right).$$

Для мощности принимаемого сигнала $P_{Пр}$ справедливо соотношение

$$P_{Пр} \approx \frac{F_P^2(b)}{R^4}, \quad (8.3)$$

где b - угол места, под которым виден самолёт,

F_P - диаграмма направленности в вертикальной плоскости по мощности

$$F_P(b) = F_E^2(b),$$

F_E - диаграмма направленности в вертикальной плоскости по напряжённости поля.

С учетом введенных обозначений перепишем формулу (8.3) в виде

$$P_{Пр} \approx \frac{F_E^4(b)}{R^4},$$

Из рисунка 8.2 имеем

$$R = \frac{H}{\sin(b)} = H \operatorname{cosec}(b)$$

Таким образом, условие постоянства мощности принимаемых сигналов запишем в виде

$$P_{Пр} \approx \frac{F_E^4(b)}{H^4 \operatorname{cosec}^4(b)} = \text{const}.$$

Отсюда следует, что для поддержания мощности принимаемого сигнала на постоянном уровне необходимо выполнения условия

$$F_E(b) = c_1 \operatorname{cosec}(b), \quad (8.4)$$

$$F_P(b) = c_2 \operatorname{cosec}^2(b),$$

где c_1, c_2 - константы.

Диаграмма такого вида называется косекансной.
Найдем время кругового обзора из формулы (8.1):

$$T_{\text{обз}} = \frac{360^\circ}{\Theta_a} \cdot \frac{2R_{\text{MAX}}}{c} N \quad (8.5)$$

Оценим порядок времени обзора. Пусть $\Theta_a = 2^\circ$, $R_{\text{MAX}} = 300$ км, $N = 10$. Тогда

$$T_{\text{обз}} = 180 \cdot \frac{2 \cdot 3 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^8} = \frac{360}{100} = 3,6 \text{ сек.}$$

В РЛС кругового обзора используют индикаторы с радиально-круговой разверткой (индикаторы кругового обзора (ИКО)).

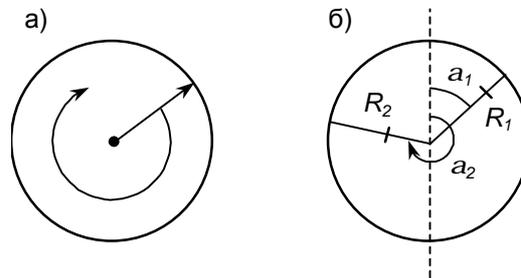


Рисунок 8.3. а) Схема получения радиально-круговой развертки;
б) Вид отметок от целей на экране ИКО

Есть два традиционных способа построения ИКО.

1) Используется трубка с магнитным отклонением и одной отклоняющей катушкой, которая вращается синхронно с антенной с помощью механической или электромеханической системы. Через катушку проходит пилообразный ток развертки по дальности. Отраженные от целей сигналы модулируют ток луча трубки, так что отметки от целей выглядят на экране ИКО в виде ярких дужек.

2) Используется трубка с магнитным отклонением имеющая две ортогональные отклоняющие катушки. В них поступает пилообразный ток развертки по дальности, модулированный по закону синуса (косинуса) положения антенны. Отметка от целей формируется так же, как в первом варианте.

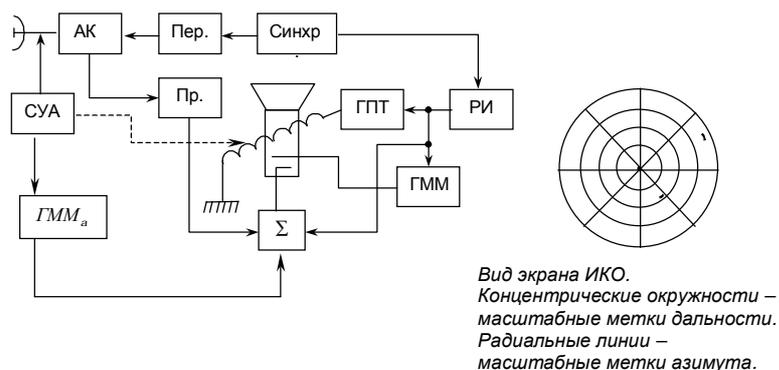


Рисунок 8.4. Укрупненная структурная схема импульсного лоатора с ИКО

На рисунке 8.4 приведена укрупненная структурная схема импульсного лоатора с ИКО, построенная по первому варианту. На схеме обозначено: ГПТ - генератор пилообразного тока, ГММ R - генератор масштабных меток дальности, ГММ а - генератор масштабных меток азимута. Остальные использованные обозначения встречались в тексте ранее.

Достоинство ИКО: не искажает план местности.

Недостаток: при малых дальностях плохая разрешающая способность по азимуту.

8.3. Секторный обзор пространства

Этот вид обзора отличается от кругового тем, что антенна сканирует в секторе $\alpha_{обз}$, меньшем 360 градусов (см. рисунок 8.5). Применяется для сокращения времени обзора

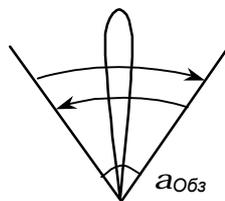


Рисунок 8.5. Секторный обзор пространства

Время обзора находится по формуле (8.2),

$$T_{Обз} = \frac{a_{Обз}}{\Theta_a} \cdot \frac{2R_{MAX}}{c} N \cdot k_{Обз}. \quad (8.6)$$

Секторный обзор может быть просто режимом работы РЛС кругового обзора. В этом случае в качестве индикатора используется ИКО.

Если режим секторного обзора является в РЛС единственным (например, обзор сектора в передней полусфере с борта самолета), в ИКО смещают начало развёртки к краю экрана трубки и увеличивают масштаб изображения.

В РЛС секторного обзора используют также индикатор "дальность - азимут" (индикатор типа В), в котором указанные переменные откладываются по осям прямоугольной системы координат (см. рисунок 8.6).

При использовании данного индикатора искажается план местности, но не уменьшается разрешающая способность по азимуту при уменьшении R.

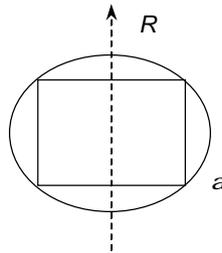


Рисунок 8.6. Координатная система индикатора типа В

Для построения индикатора используется трубка с магнитным отклонением, две ортогональные отклоняющие катушки, на которые подаются развертки по азимуту и дальности, и яркостная отметка (см. рисунок 8.7).

Приведенные в данном разделе структурные схемы локаторов показывают принципы их построения, но не современное состояние техники. В настоящее время используют цифровую обработку сигналов и цифробуквенные индикаторы для отображения дополнительной информации [13].

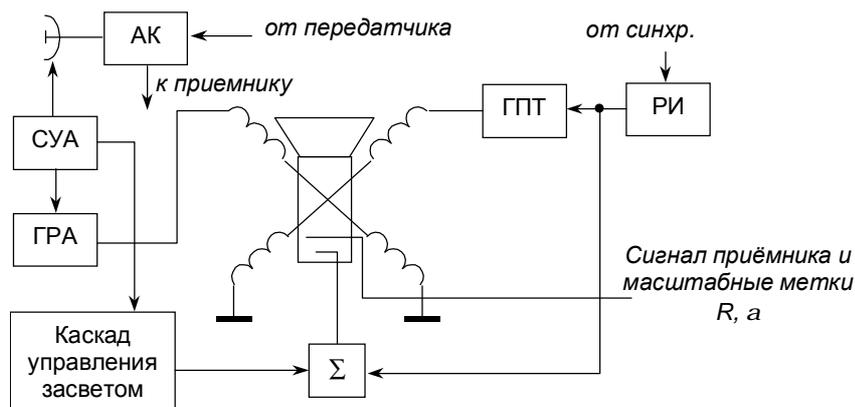


Рисунок 8.7. Структурная схема индикатора типа В.

8.4. Винтовой обзор пространства

Винтовой обзор пространства используется, когда диаграмма направленности антенны РЛС имеет узкий луч в двух плоскостях. Антенна осуществляет круговой обзор пространства и при этом медленно меняет своё положение в вертикальной плоскости: обычно, за один оборот в горизонтальной плоскости на половину ширины диаграммы в вертикальной (см. рисунок 8.8).

В отличие от двумерного лоатора кругового обзора, измеряющего R и a , лоатор с винтовым обзором трёхмерный, он позволяет измерять R, a, b .

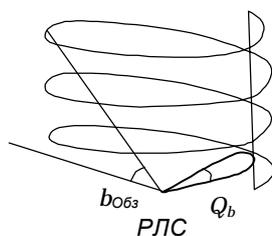


Рисунок 8.8. Винтовой обзор пространства

Период обзора находится по формуле

$$T_{Обз} = T_{Обз\text{ КР}} \frac{b_{Обз}}{0,5\Theta_b} k_{Обз}. \quad (8.7)$$

где $T_{Обз\text{ КР}}$ - время одного оборота антенны в горизонтальной плоскости,

$b_{Обз}$ - сектор обзора в вертикальной плоскости,

Θ_b - ширина диаграммы в вертикальной плоскости.

Обзор по углу места существенно увеличивает суммарное время обзора, поэтому метод используется в РЛС малой дальности (30 ÷ 50 км).

Используются индикаторы: азимут - угол места; дальность - азимут.

8.5. Спиральный обзор пространства

Спиральный обзор похож на винтовой и отличается только сектором обзора, который прижат к оси сканирования, $2g \leq 90^\circ$ (см. рисунок 8.9). Этот способ обзора нашел применение в самолетных локаторах, предназначенных для предупреждения об опасности и наведения оружия.

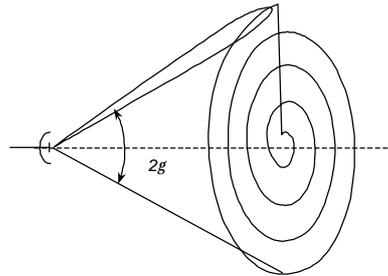


Рисунок 8.9. Спиральный обзор пространства

Период обзора рассчитывается по формуле, аналогичной (8.7)

$$T_{Обз} = T_{Обз\text{ КР}} \frac{g}{0,5\Theta_b} k_{Обз}. \quad (8.8)$$

8.6. Параллельно-последовательный обзор пространства

В современных трехмерных РЛС противовоздушной обороны используется круговой или секторный обзор пространства, причем антенные системы имеют в вертикальной плоскости веер пересекающихся лучей для определения угла места (см. рисунок 8.10).

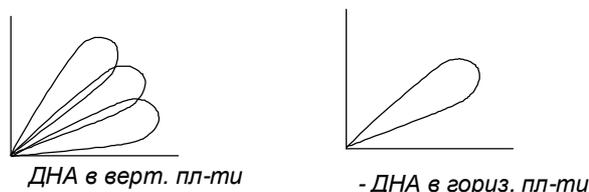


Рисунок 8.10. ДНА РЛС с параллельно-последовательным обзором пространства

Многолучевые ДНА реализуются с помощью антенных решеток.

8.7. Радиолокационные станции бокового обзора с синтезированной антенной

8.7.1. Разрешающая способность панорамных РЛС

Рассмотрим РЛС обзора земной поверхности, установленную на летательном аппарате и имеющую сканирующую направленную антенну (панорамную РЛС). Потенциальная разрешающая способность по дальности в такой РЛС определяется длительностью зондирующего сигнала и коэффициентом сжатия,

$$dR = \frac{ct_{II}}{2k_{сж}}$$

Разрешающая способность по азимуту приблизительно равна ширине диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости и зависит от размера антенны в этой плоскости L ,

$$da = q_a = \frac{l}{L} \text{ (рад)}$$

Детальность радиолокационного изображения земной поверхности зависит от разрешающей способности в радиальном по отношению к локатору направлении dR а также в поперечном по отношению к нему направлении, выраженной в линейных единицах, $dR_t = dq \cdot R$ (тангенциальная разрешающая способность).

Тангенциальная разрешающая способность ухудшается с увеличением дальности и при больших R становится недопустимо плохой.

Пусть, например, $R = 100$ км, $L/l = 100$. Тогда,

$$dR_t = 100 \cdot 10^3 \frac{1}{100} = 1 \text{ км}.$$

Можно улучшить тангенциальную разрешающую способность уменьшением длины волны. Пределом является зависимость радионаблюдаемости от метеоусловий. Другой способ - применить антенну больших размеров. Но на борту скоростного летательного аппарата невозможно использовать вращающуюся антенну очень больших размеров. На практике неподвижные антенны больших размеров ($L_{\text{MAX}} \leq 15$ м) стали располагать вдоль фюзеляжа самолета. Так появились РЛС бокового обзора. Однако ухудшение разрешающей способности dR_t с ростом дальности сохранилось. Положение радикально изменилось, когда стали применять синтезированные антенны.

8.7.2. РЛС обзора земной поверхности с синтезированной антенной

8.7.2.1. Принципы построения

На борту летательного аппарата устанавливается слабо-направленная антенна, осуществляющая боковой обзор пространства. Сигналы, принятые в разных точках траектории записываются и затем обрабатываются как в антенной решётке.

Напомним, что в обычной антенной решетке сигналы, принятые её элементами, складываются синфазно. Это обеспечивает максимум амплитуды суммарного сигнала. Для обеспечения синфазности сигналов, принятых с нужного направления, в цепи элементов решетки вводят управляемые фазовращатели (см. рисунок 8.11). Ширина диаграммы направленности антенной решетки на нормали к ней определяется формулой

$$q = \frac{l}{L} \quad (8.9)$$

где L - габаритный размер решетки.

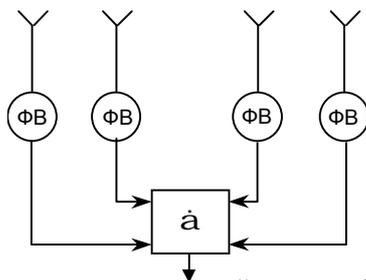


Рисунок 8.11. Структурная схема антенной решетки. ФВ - фазовращатели

Синтезированная антенна образуется за счет движения одного элемента, ось диаграммы направленности которого ориентирована перпендикулярно прямолинейной траектории полета (см. рисунок 8.12).

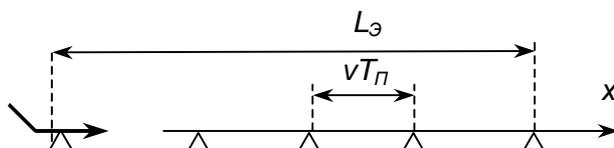


Рисунок 8.12. Образование синтезированной антенны

РЛС излучает импульсные сигналы. Принимаемые сигналы запоминаются в точках траектории, отстоящих друг относительно друга на расстоянии vT_{II} , где v - скорость полета, T_{II} - период повторения импульсов. Запомненные сигналы сумми-

руются как в обычной решетке. Расстояние $L_э$, на котором происходит суммирование, представляет собой апертуру синтезированной антенны, иными словами, её эквивалентную длину. Описанный алгоритм реализуется в структурной схеме рисунка 8.13, где ЛЗ - линия задержки с отводами через период повторения импульсов T_n . Суммирование сигналов осуществляется в линии задержки.

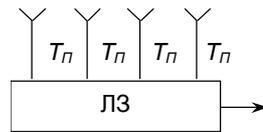


Рисунок 8.13. Структурная схема нефокусирующей синтезированной антенны

Различают нефокусируемые и фокусируемые синтезированные антенны.

Структурная схема нефокусирующей антенны приведена на рисунке 8.13. Ее особенность заключается в том, что принимаемые сигналы суммируются не синфазно за счет непрерывного изменения положения целей относительно локатора. Эквивалентная длина $L_э$ ограничивается такой величиной, когда ещё можно считать, что сигналы суммируются в приблизительно фазе (различие не более 90°), то есть когда разность расстояний от РЛС до цели не превосходит $l/8$ (см. рисунок 8.14).

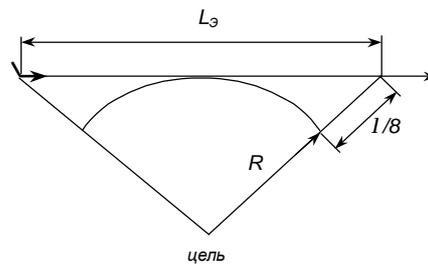


Рисунок 8.14. Эквивалентная длина нефокусирующей антенны

Исходя из рисунка 8.14 для расчета L_3 составим уравнение

$$\left(\frac{L_3}{2}\right)^2 = \left(R + \frac{l}{8}\right)^2 - R^2 = 2R\frac{l}{8} + \frac{l^2}{64} = \frac{Rl}{4}.$$

Пренебрегая в правой части членом $l^2/64$ ввиду его относительной малости, получим

$$L_3 = \sqrt{Rl}. \quad (8.10)$$

Так как в процессе формирования диаграммы направленности синтезированной антенны сигнал проходит двойной путь между РЛС и целью, ширина синтезированной диаграммы вдвое уже, чем определяемая по формуле (8.7) для обычной решетки,

$$q_3 = \frac{l}{2L_3} = \frac{l}{2\sqrt{Rl}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{l}{R}}. \quad (8.11)$$

На основании полученной формулы найдем разрешающую способность dR_t ,

$$dR_t = q_3 R = \frac{1}{2}\sqrt{lR}$$

Отметим, что разрешающая способность улучшилась по сравнению с панорамной РЛС. Теперь dR_t пропорциональна не R , а \sqrt{R} .

Особенность фокусированных антенн заключается в том, что в цепи элементов решетки вводятся фазовые сдвиги для компенсации перемещения РЛС относительно цели (см. рисунок 8.15).

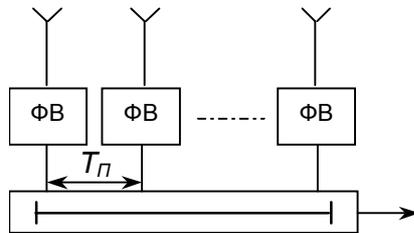


Рисунок 8.15. Структурная схема фокусированной синтезированной антенны

Определим эквивалентную длину фокусирующей антенны $L_{\text{э}}$ и тангенциальную разрешающую способность dR_t .

Пусть размер реальной антенны в горизонтальной плоскости равен L , ширина её диаграммы $\Theta_a = l / L$. Длина синтезированной антенны равняется траектории полета, на которой локатор облучает цель. Из рисунка 8.16 получаем, считая ширину диаграммы реальной антенны q_a малой,

$$L_{\text{э}} \approx Rq_a;$$

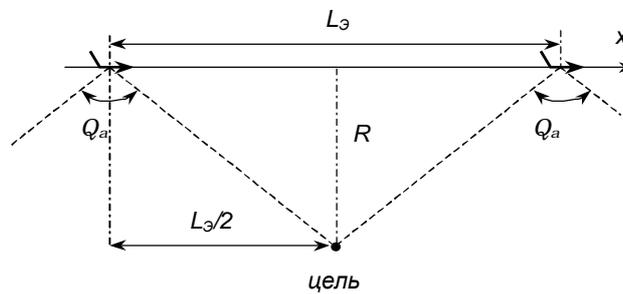


Рисунок 8.16. Длина фокусирующей антенны

Ширина эквивалентной диаграммы

$$q_{\text{э}} = \frac{l}{2L_{\text{э}}} = \frac{lL}{2Rl} = \frac{L}{2R}, \quad (8.13)$$

откуда

$$dR_t = Rq_{\text{э}} = \frac{L}{2}. \quad (8.14)$$

Таким образом, теоретически тангенциальная разрешающая способность фокусирующей антенны не зависит от дальности и равна половине размера реальной антенны.

8.7.2.2. Пути построения радиолокаторов с синтезированной антенной

Традиционным путём радиолокаторы с синтезированной антенной (РСА) построить невозможно. Действительно, при-

мем что $L=1$ м; $l=3$ см; $v=300$ м/с; $R=100$ км; $l/L=0,03$.
 Тогда $L_{\ominus} = (l/L)R = 3 \cdot 10^3$ м; $t_{3MAX} = L_{\ominus} / v = 10$ с;
 $N = t_{3MAX} / T_{II} = 10^4$ (число суммируемых импульсов).

Традиционным путем создать задержку СВЧ-сигнала на время порядка 10 с точно в доли периода несущей частоты невозможно.

Для построения РСА используется эффект Доплера и согласованная фильтрация.

Найдём доплеровский сдвиг частоты сигнала, отраженного от точечной цели. Из рисунка 8.16 нетрудно видеть, что при движении самолета по апертуре L_{\ominus} радиальная скорость цели относительно лоатора изменяется от $v_R = v \sin\left(\frac{q_a}{2}\right)$ в точке начала облучения до $v_R = -v \sin\left(\frac{q_a}{2}\right)$ в конце облучения.

Соответствующее изменение доплеровской частоты можно представить графиком, изображенным на рисунке 8.17, причем

$$f_{D MAX} = f_0 \frac{2v}{c} \cdot \frac{q_a}{2} = f_0 \frac{lv}{Lc} = \frac{v}{L}. \quad (8.15)$$

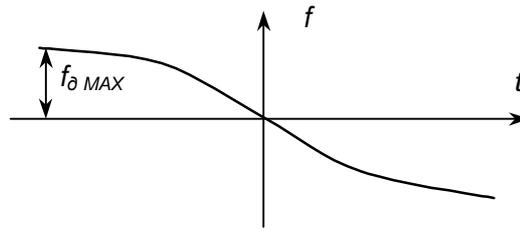


Рисунок 8.17. Изменение доплеровской частоты в процессе полета

Если лоатор излучает непрерывный сигнал, то принимается сигнал, огибающая которого повторяет ДН реальной антенны, а длительность равна времени облучения цели. Можно

рассматривать этот сигнал, как радиоимпульс с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Если пропустить его через согласованный фильтр, на выходе будем иметь более узкий импульс, длительность которого

$$t_{И\text{Вых}} = \frac{1}{2f_{Д\text{МАХ}}} = \frac{L}{2v}.$$

За время выходного импульса фильтра самолет пролетает расстояние $t_{И\text{Вых}} \cdot v$. Очевидно это и будет тангенциальная разрешающая способность,

$$dR_t = \frac{L}{2v} \cdot v = \frac{L}{2v}.$$

Сравнивая полученный результат с (8.14), видим, что сжатие позволяет получить разрешающую способность как у фокусированной антенны.

Структурная схема аппаратуры, производящей подобную обработку, представлена на рисунке 8.18.

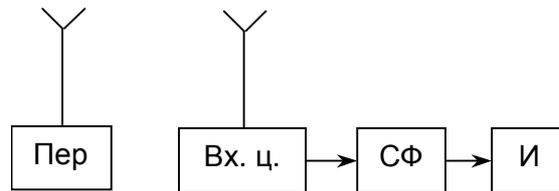


Рисунок 8.18. Структурная схема сжатия сигналов в РСА

В отличие от схемы, представленной на рисунке 8.18, локатор должен обладать разрешающей способностью по дальности.

Таким образом, локатор с синтезированной антенной должен содержать:

1. Когерентно-импульсную РЛС с истинной когерентностью;
2. Систему обработки сигналов, которая должна производить оптимальную обработку по азимуту в каждом элементе разрешения по дальности.

Один из вариантов построения когерентно-импульсного локатора с истиной когерентностью представлен на рисунке 7.4. Конкретные схемы могут существенно отличаться от данной, но они сохраняют её основное качество: излучаемые радиоимпульсы являются вырезкой из одного и того же гармонического колебания.

Фазовый детектор выполняет обычную функцию,

$$u_{\text{Вых ФД}} = U_{\text{Вх 1}} U_{\text{Вх 2}} \cos(j),$$

где $U_{\text{Вх 1}}, U_{\text{Вх 2}}$ - амплитуды входных сигналов,

j - разность фаз между ними.

Сигнал от точечной цели на выходе фазового детектора, являющегося выходным элементом приемной части когерентно-импульсного локатора, представляет собой импульсную последовательность с огибающей, повторяющей ДН реальной антенны, и амплитудной модуляцией частотой Доплера. Вид сигнала иллюстрируется рисунком 8.19.

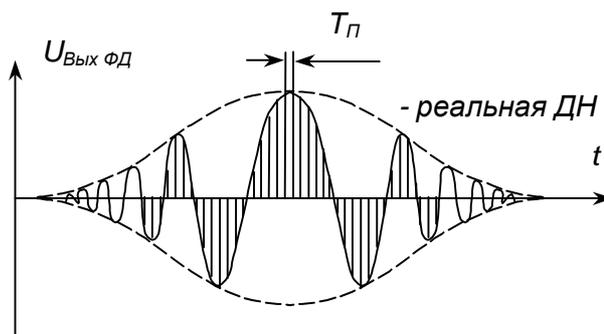


Рисунок 8.19. Сигнал от точечной цели на выходе фазового детектора

На периоде повторения $T_{П}$ могут быть сигналы от множества целей. Для каждой из них требуется осуществлять согласованную фильтрацию по азимуту. Существует два пути построения соответствующей аппаратуры:

1. Запись сигналов с выхода ФД на фотоплёнку и сжатие по азимуту оптическим путём после её проявления и просушивания.

2. Использование цифровой обработки сигналов.

В основу цифровой обработки положено оптимальное обнаружение пачки радиоимпульсов со случайной начальной фазой. Именно так представляется сигнал от точечной цели. Оптимальная обработка сводится к вычислению модуля корреляционного интеграла.

$$s_{\text{Вых}}(t) = \left| \int_0^{T_{\text{Об}}} \mathfrak{X}(t-t) \mathfrak{H}(t) dt \right|, \quad (8.16)$$

где $\mathfrak{X}(t) = u_{\text{Ип}}(t) = s(t) + n(t)$ - входной сигнал, который для учета его фазы представляется в комплексной форме

$$\mathfrak{X}(t) = x_{\text{Д}}(t) + jx_{\text{М}}(t),$$

$h(t) = ks(t_0 - t)$ - опорная функция, также комплексная, хранящаяся в памяти системы обработки

$$\mathfrak{H}(t) = h_{\text{Д}}(t) + jh_{\text{М}}(t).$$

На самом деле сигнал не непрерывный, а дискретный, поэтому интеграл в формуле (8.16) заменяется суммой:

$$s_{\text{Вых}}(n) = \left| \sum_{k=1}^N \mathfrak{X}(n-k) \mathfrak{H}(k) \right|;$$

n - номер отсчета сигнала изображения вдоль линии пути,

k - номер отсчета опорной функции,

$N = \frac{R \cdot 2}{t_n}$ - число элементов разрешения по дальности.

Приёмная часть РСА в общем виде представлена на рисунке 8.20:

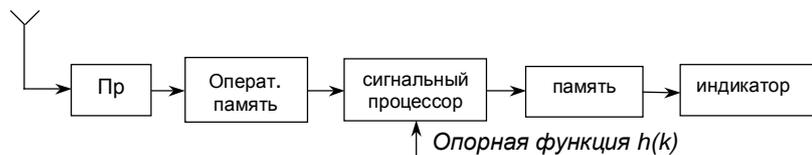


Рисунок 8.20. Структурная схема приемной части РСА

Для нахождения действительной и мнимой частей представления входного сигнала приемное устройство строится по схеме с квадратурными каналами (см. рисунок 8.21).

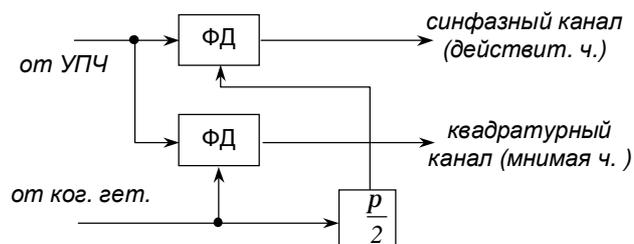


Рисунок 8.21. Получение комплексного входного сигнала

Принципиальное значение имеет организация оперативной памяти в схеме на рисунке 8.20 (см. рисунок 8.22). Запись данных в память производится по строкам, каждая из которых отображает развертку по дальности. Считывание данных производится по столбцам, то есть для обработки выбираются данные, находящиеся в одном элементе разрешения по дальности.

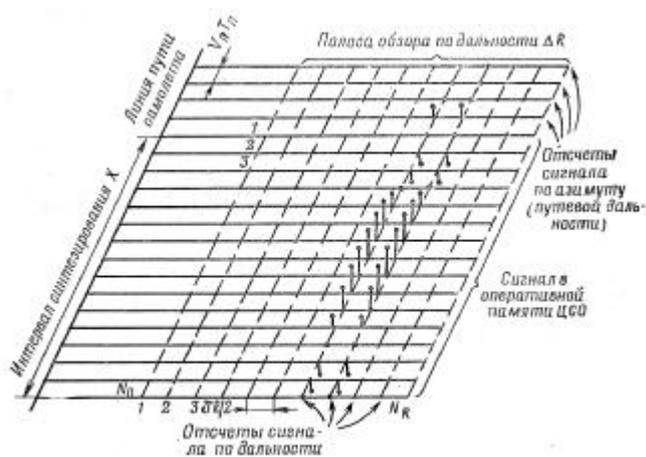


Рисунок 8.22. Схема формирования сигнала в оперативной памяти цифровой системы обработки (ЦСО)

Структура цифровой обработки сигналов в одном элементе разрешения по дальности представлена на рисунке 8.23.

В настоящее время теория и техника построения РСА интенсивно развиваются. Для определения типа отражающих наземных объектов используется поляризация радиоволн, а для оценки их высот - интерферометрические методы.

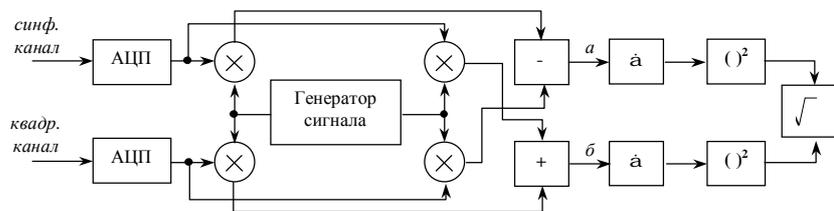


Рисунок 8.23. Функциональная схема цифрового процессора РСА

9. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

9.1. Определения и классификация

Определение угловых координат называют пеленгованием а соответствующие устройства - пеленгаторами.

Пеленгаторы делят на:

- амплитудные, в которых используются направленные свойства антенн;
- фазовые, основанные на измерении разности фаз сигналов, принятых разнесёнными антеннами. Принцип действия фазового пеленгатора изложен в подразделе 1.2.

По выполняемым функциям пеленгаторы делят на :

- обзорные - определяющие пеленги всех целей в зоне обзора;
- следящие - сопровождающие по углу выбранную цель (либо выбранные цели).

По построению пеленгаторы делят на:

- одноканальные, особенность которых заключается в том, что для определения пеленга сравниваются между собой сигналы, принятые в разные моменты времени;
- многоканальные (моноимпульсные), особенность которых заключается в том, что для определения пеленга сравниваются между собой сигналы, принятые одновременно по разным каналам, что позволяют определять пеленг по одному импульсу.

9.2. Принципы амплитудного пеленгования

Различают следующие методы амплитудного пеленгования.

- 1) Метод максимума.
- 2) Метод минимума.
- 3) Методы амплитудного сравнения.

При пеленговании методом максимума используется ост-ронаправленная антенна и пеленг определяется по ее положению в момент приёма максимального сигнала (см рисунок 9.1).

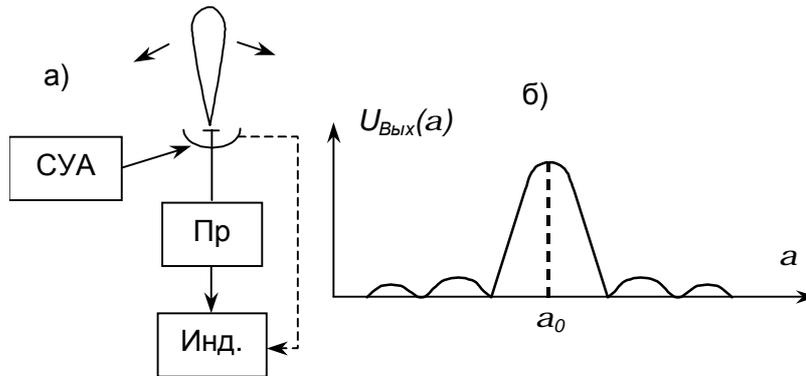


Рисунок 9.1. Пеленгование по методу максимума

а) Структурная схема;

б) ДНА в декартовых координатах

Ширина главного лепестка диаграммы определяется фор-

мулой $\Theta_a = k \frac{l}{L}$, рад, где L - размер антенны в плоскости пеленгования, $k \geq 1$ - коэффициент, зависящий от распределения поля в ее апертуре.

В диапазонах коротких - длинных волн создать остронаправленные антенны невозможно. В этих диапазонах используется пеленгование по методу минимума. При пеленговании методом минимума в схеме, изображенной на рисунке 9.1а), используется антенна, имеющая четкий минимум диаграммы направленности, и пеленг определяется по ее положению в момент приёма минимального сигнала. На рисунке 9.2 представлена диаграмма типа "кардиоида", реализуемая в указанных диапазонах.

Недостаток метода минимума - плохое отношение сигнал/шум в минимуме диаграммы.

При пеленговании методами амплитудного сравнения, которые имеют целый ряд технических реализаций, используется некоторый уровень принимаемого сигнала между максимумом и минимумом.

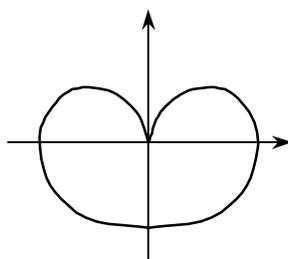


Рисунок 9.2. ДНА типа «кардиоида»

В одноканальных системах используют биссекторный метод: фиксируются два положения антенны с одним и тем же уровнем приема, и пеленг определяется как биссектриса угла между ними (рисунок 9.3).

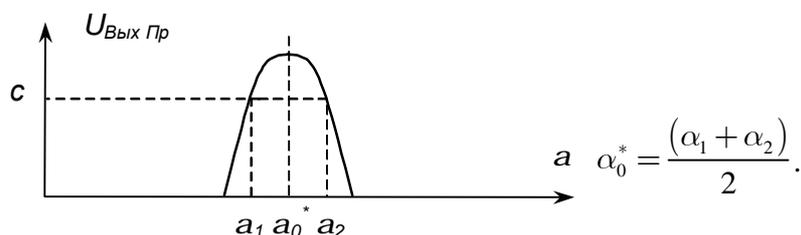


Рисунок 9.3. Биссекторный метод пеленгования

Вычислительная техника позволяет использовать несколько уровней сравнения. Тогда

$$a_0^* = \sum_{i=1}^n \frac{1}{n} a_{0i} .$$

В этом случае говорят, что пеленгование осуществляется по центру тяжести пачки принятых сигналов.

Широкое применение получил метод равносигнальной зоны. В одноканальных системах, предназначенных для пеленгования в одной плоскости, диаграмма направленности антенны переключается или перемещается, занимая два фиксированных положения. На рисунке 9.4 положение диаграмм показано в декартовых и полярных координатах. Иллюстрируется и ме-

тод смещения диаграммы зеркальной антенны от оси симметрии путем вынесения из фокуса ее облучателя.

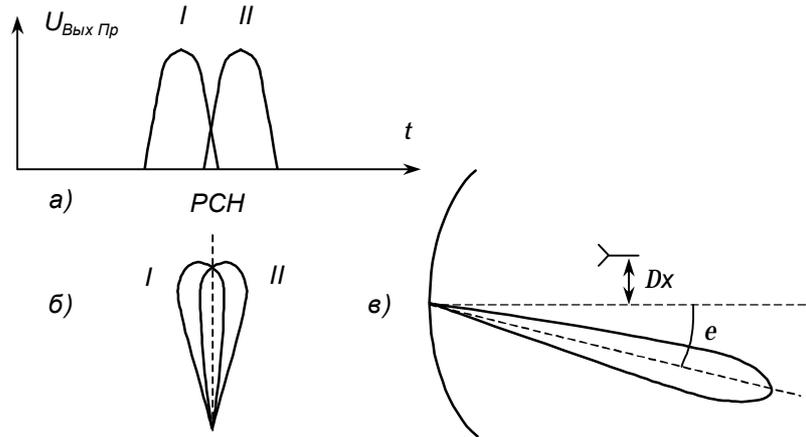


Рисунок 9.4. Пеленгование методом равносигнальной зоны а) Разнесенные диаграммы в декартовых координатах; б) Разнесенные диаграммы в полярных координатах; в) Угловое смещение ДНА

Смещение облучателя на величину Δx от оси антенны приводит к угловому смещению диаграммы на

$$e = \frac{\Delta x}{F} \text{ рад.}$$

где F - фокусное расстояние антенны.

Приведенная на рисунке 9.5 схема - пример реализации метода равносигнальной зоны при переключении диаграммы направленности.

Коммутатор К подключает к приемному каналу один из двух облучателей зеркальной антенны, смещающих ДНА на ± 4 . Коммутирующее напряжение через такт смещает развертку индикатора типа А, так что сигналы, принятые по разнесенным диаграммам индицируются отдельно.

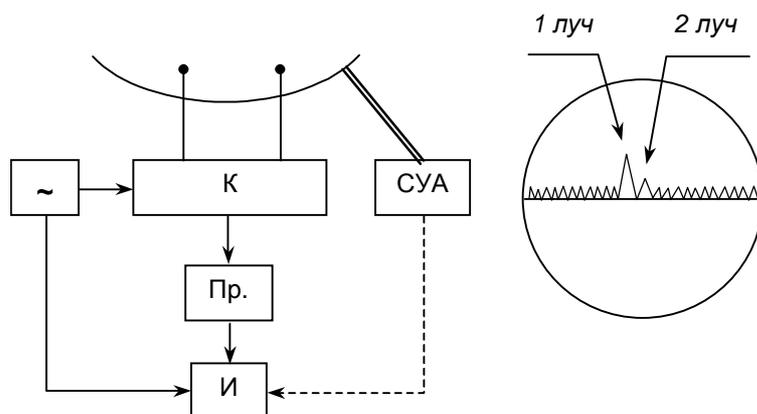


Рисунок 9.5. Реализация метода равносигнальной зоны в одноканальном пеленгаторе с коммутацией диаграмм

Когда сигналы, принимаемые по разнесенным лучам, равны по амплитуде, оператор выносит решение, что цель на равносигнальном направлении (РСН).

9.3. Точность пеленгования

Учитывая источники погрешностей определения местоположения объектов, рассмотренные в 1.4, запишем дисперсию случайной погрешности пеленгования в виде,

$$S_{a^*}^2 = S_{a^*Ш}^2 + S_{a^*PPB}^2 + S_{a^*Ц}^2 + S_{a^*АПП}^2 \quad (9.1)$$

где $S_{a^*Ш}^2$ - дисперсия погрешности за счет внутреннего шума,

$S_{a^*PPB}^2$ - дисперсия погрешности за счет неидеальности среды распространения радиоволн,

$S_{a^*Ц}^2$ - дисперсия погрешности за счет флуктуаций цели,

$S_{a^*АПП}^2$ - дисперсия погрешности за счет неидеальности измерительной аппаратуры.

Рассмотрим составляющие результирующей погрешности подробнее. Шумовую составляющую оценим, учитывая, что про-

цесс пеленгования сводится к определению положения ДНА на угловой оси, и что этот процесс аналогичен определению положения радиоимпульса на оси времени при измерении дальности. Дисперсия эффективной оценки временного положения радиоимпульса определяется формулой

$$S_{t^*}^2 = \frac{1}{\frac{2E}{N_0} \Delta f_{CK}^2}.$$

По аналогии

$$S_{a^*ш}^2 = \frac{1}{\frac{2E}{N_0} \left(\frac{2p}{I} \right)^2 L_{CK}^2}, \quad (9.2)$$

где L_{CK} - среднеквадратический размер антенны,

$$L_{CK}^2 = \frac{\int_{-0.5L}^{0.5L} x^2 |I(x)|^2 dx}{\int_{-0.5L}^{0.5L} |I(x)|^2 dx}. \quad (9.3)$$

x - координата раскрыва антенны; $I(x)$ - распределение поля в раскрыве; L - размер антенны в плоскости пеленгования.

Оценивая составляющую погрешности за счет неидеальности условий распространения радиоволн, необходимо учитывать рефракцию и отражения радиоволн от местности и местных предметов. Рефракция возникает вследствие непостоянства коэффициента преломления среды распространения (n). Регулярная рефракция в тропосфере возникает в вертикальной плоскости, как, уже отмечалось в разделе 4.2. Соответствующая погрешность может быть рассчитана и учитывается путем введения поправок [11]. Рефракция в горизонтальной плоскости имеет место, если трасса распространения проходит вдоль границы раздела двух сред, например, вдоль берега озера или моря. В УКВ диапазоне причиной рефракции является различие метео-

параметров тропосферы над разнородными поверхностями. На более длинных волнах играет роль и различие в электрических параметрах подстилающей поверхности.

В тропосфере существуют также флуктуации рефракции, вызванные ее турбулентностью. Отклонения коэффициента преломления от единицы за счет турбулентности невелики, $(n-1) : 10^{-6}$. Однако, фазовый фронт волны флуктуирует, что и приводит к ошибкам пеленгования. Погрешность - минуты, доли минут, зависит от расстояния.

Отражения радиоволн от местности и местных предметов приводят к интерференции прямой и отраженных волн в месте приема. В результате фазовый фронт прямой волны искажается, что и приводит к погрешностям пеленгования, так как пеленг - нормаль к фазовому фронту.

Наибольшее влияние оказывают предметы вблизи пеленгатора.

Различают амплитудные и угловые шумы цели. Амплитудные шумы - флуктуации уровня входного сигнала, вызываются флуктуациями ЭПР цели, рассмотренными ранее. Они влияют на точность пеленгования в одноканальных системах. Угловые шумы - флуктуации углового положения цели, возникают вследствие интерференции в раскрыве антенны РЛС сигналов, отраженных различными точками сложной цели. Положение фазового фронта результирующей волны зависит от амплитуд и фаз слагаемых и изменяется при перемещении цели относительно РЛС по случайному закону. Это и приводит к кажущимся угловым флуктуациям цели.

Обычно данный эффект изучают на примере двухточечной цели. На рисунке схематически представлена такая цель и реализация фазового фронта результирующего поля.

Формула для погрешности пеленгования в данном случае имеет вид (10):

$$\text{tg}(Da) = \frac{L}{2R} \cdot \frac{1-r^2}{1+r^2+2r \cos g}, \quad (9.4)$$

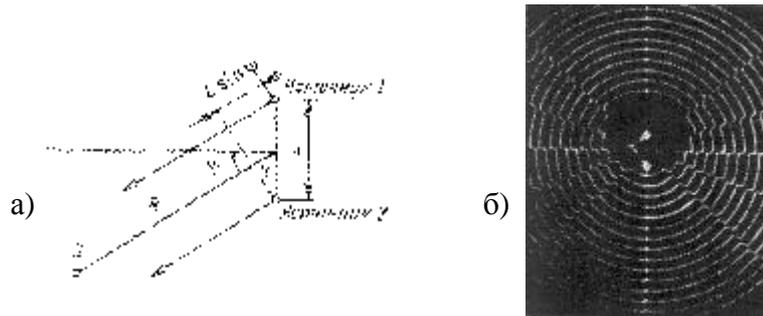


Рисунок 9.6. а) Геометрические соотношения двухточечного источника сигнала; б) Расчетный фазовый фронт волн, излучаемых двухточечным источником

где L - расстояние между точками наблюдения,
 R - расстояние между локатором и центром цели,
 g - фазовый сдвиг сигналов, излучаемых точками 1 и 2,
 $r = E_2 / E_1$.

Формула (9.4) характеризует отклонение нормали к фазовому фронту от направления РЛС - центр цели.

Самый неблагоприятный случай имеет место, когда амплитуды сигналов равны между собой ($E_1 = E_2$) и $g = p$. Тогда расчетная погрешность может достичь $p/2$. Реальная погрешность меньше вследствие усреднения флуктуирующего поля антенной РЛС. Тем не менее, кажущееся положение цели может оказаться за ее пределами. Влиянию угловых шумов целей подвержены как одноканальные, так и многоканальные пеленгаторы.

Аппаратурная погрешность, естественно, зависит от метода пеленгования. Рассмотрим ее для амплитудного метода. Как указывалось выше, амплитудное пеленгование основано на использовании зависимости выходного напряжения направленной антенны от углового положения цели относительно ее оси. Имеем,

$$u_{\text{Вых}}(a) = U_0 f(a).$$

Нормированная функция $f(a)$ называется пеленгационной характеристикой.

Источником угловых ошибок является неточность отсчета выходного напряжения, связанная с угловой погрешностью формулой, $\Delta U_{\text{Вых}} = U_0 \frac{df}{da} \Big|_{a=a_0} \Delta a$, где угол a_0 соответствует уровню отсчета выходного напряжения. Отсюда получаем,

$$s_a = \frac{s_U}{U_0} \cdot \frac{1}{f'(a) \Big|_{a=a_0}}. \quad (9.5)$$

При использовании методов амплитудного сравнения уровень отсчета обычно выбирается как $(0,5 \div 0,8)U_0$, так что погрешность пеленгования ориентировочно составляет $(0,01 \div 0,02)\Theta_a$.

9.4. Автоматическая система автосопровождения по направлению с коническим сканированием

Обобщенная структурная схема системы автосопровождения цели по направлению в одной плоскости представлена на рисунке 9.7. Рядом приведена пеленгационная характеристика системы. Как дискриминационная характеристика любой системы автоматического регулирования она имеет вид нечетной действительной функции.

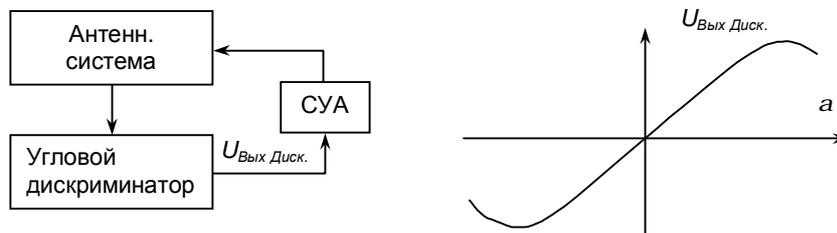


Рисунок 9.7. Обобщенная структурная схема автосопровождения по угловой координате

Система автосопровождения с коническим сканированием антенны предназначена для сопровождения цели в двух плоскостях. В каждой из них следует получить подобную пеленгационную характеристику. С этой целью антенна пеленгатора имеет диаграмму направленности, узкую в обеих плоскостях. При сканировании ось диаграммы вращается, образуя в пространстве конус, как показано на рисунке 9.8.

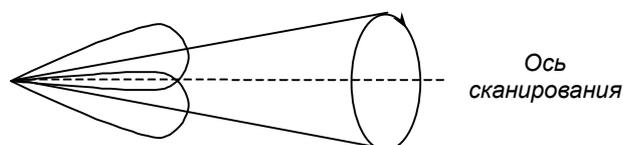


Рисунок 9.8. Коническое сканирование ДНА

Равносигнальное направление (РСН) совпадает с осью сканирования.

Предположим, что пеленгатор с коническим сканированием работает в составе импульсной РЛС. Идея метода заключается в том, что если цель на РСН, принимаемые от нее импульсы имеют постоянную амплитуду. Если цель отклонена от РСН в какую-либо сторону, импульсы приобретают амплитудную модуляцию с частотой сканирования (рисунок 9.9а)). Схема РЛС должна быть построена таким образом, чтобы определить в какой плоскости, в какую сторону и насколько она отклонена.

Один из способов получения конического сканирования - применение в зеркальной антенне несимметричного облучателя, например, диполя, запитываемого коаксиалом. Его вращением получают коническое сканирование (рисунок 9.9б)).

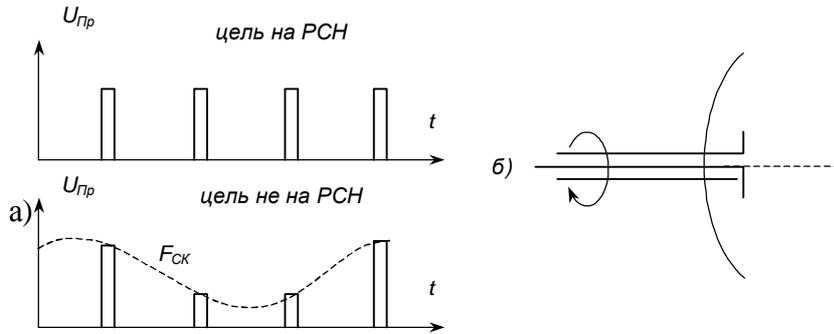


Рисунок 9.9. Выходное напряжение приемника и способ конического сканирования ДНА

Структурная схема пеленгационной части импульсного ло-
катора, работающего в режиме конического сканирования, пред-
ставлена на рисунке 9.10. На ней обозначено: Д - импульсный де-
тектор, ДО - детектор огибающей, УСО - усилитель сигнала ошибки
(убирает постоянную составляющую сигнала с выхода ДО, обыч-
но выполняется как узкополосный резонансный усилитель), ГОН
- генератор опорных напряжений, УМ - усилитель мощности.

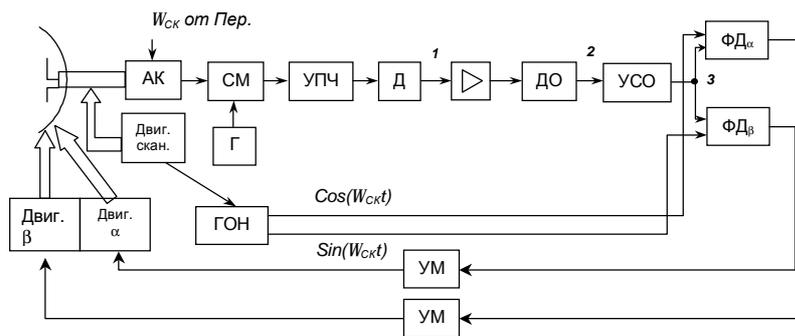


Рисунок 9.10. Структурная схема импульсной РЛС с коническим сканированием

Эпюры напряжений на выходах элементов схемы приве-
дены на рисунке 9.11.

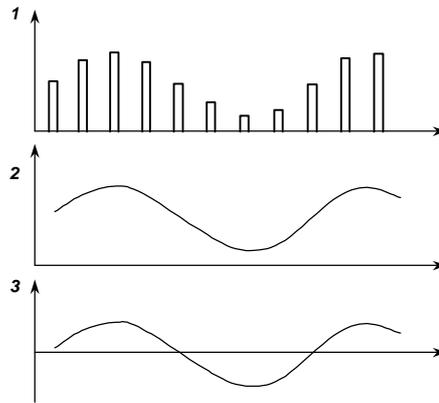


Рисунок 9.11. Эпюры напряжений в схеме 9.10

Представим сигнал ошибки в виде гармонического колебания

$$u_{Oи}(t) = U_{OиMAX} \cos(\Omega_{CK}t - j), \quad (9.6)$$

где амплитуда $U_{OиMAX} = ky$ прямо пропорциональна отклонению цели от оси сканирования, а фаза определяется угловым положением цели в плоскости, перпендикулярной оси сканирования, так называемой картинной плоскости (см. рисунок 9.12).

Приведенная формула справедлива при малых отклонениях цели от оси сканирования по сравнению с шириной диаграммы направленности антенны.

Разделение сигнала ошибки на ортогональные составляющие производится с помощью фазовых детекторов. Фазовые детекторы выполняют обычную функцию:

$$U_{ВыхФД} = U_{Вх1}U_{Вх2} \cos(\Delta j),$$

где $U_{Вх1}$, $U_{Вх2}$ - амплитуды,

Δj - разность фаз входных сигналов.

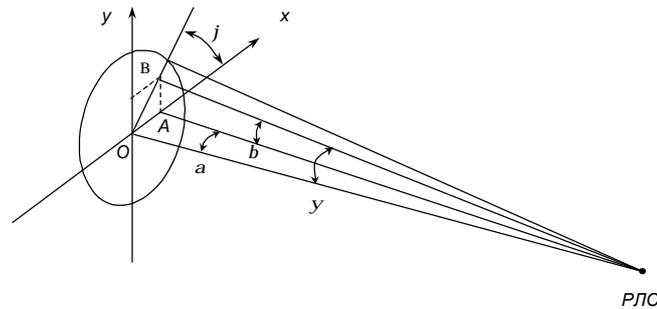


Рисунок 9.12. Геометрические соотношения при коническом сканировании

В схеме два фазовых детектора. На них кроме сигнала ошибки поступают опорные напряжения азимута и угла места с генератора опорных напряжений (ГОН):

$$u_{ОПа}(t) = U_{ОМАХ} \cos \Omega_{СК} t, \quad u_{ОПб}(t) = U_{ОМАХ} \sin \Omega_{СК} t$$

На выходе фазового детектора канала азимута имеем:

$$U_{Вых ФД_a} = U_{0МАХ} U_{ОиМАХ} \cos(j).$$

Используя геометрические соотношения в картинной плоскости (см. рисунок 9.12), запишем,

$$\cos(j) = \frac{OA}{OB} = \frac{aR}{yR} = \frac{a}{y}, \text{ и далее}$$

$$U_{Вых ФД_a} = U_{0МАХ} \frac{a}{y} Ky = U_{0МАХ} Ka,$$

где K - коэффициент пропорциональности.

Таким образом, выходное напряжение фазового детектора канала азимута оказалось линейной функцией углового расогласования a в азимутальной плоскости. Напряжение с выхода фазового детектора поступает на усилитель мощности УМ, питающий двигатель, который поворачивает антенну до совмещения оси сканирования с направлением на цель, когда сигнал ошибки становится равным нулю.

Аналогичным путем получается линейная пеленгационная характеристика в плоскости угла места.

Частота сканирования на основании теоремы Котельникова должна быть по крайней мере вдвое ниже частоты следования импульсов и обычно лежит в пределах (40 ÷ 400) об/мин.

Достоинство метода - простота: одноканальное устройство позволяет сопровождать цель по обеим угловым координатам. Недостаток: слабая помехозащищённость, являющаяся следствием одноканальности.

9.5. Моноимпульсные системы

9.5.1. Принципы построения и классификация

Моноимпульсные пеленгаторы могут быть как обзорными, так и следящими. В данном разделе рассматриваются следящие пеленгаторы.

Принципы моноимпульсной пеленгации были сформулированы Д.Р.Родсом в виде трех постулатов [18]:

- 1) Информация о пеленге извлекается в виде отношения сигналов, принятых по различным каналам.
- 2) Пеленгационная характеристика должна быть нечётной действительной функцией.
- 3) Пеленгационная характеристика не должна зависеть от амплитуды принятого сигнала.

В литературе существует несколько подходов к классификации моноимпульсных пеленгаторов. В данном курсе используется подход, предложенный Д. Р.Родсом [18].

По виду используемого отношения сигналов пеленгаторы делятся на мультипликативные и аддитивные:

$\frac{a}{b}$ - мультипликативное отношение (используется для построения мультипликативных пеленгаторов);

$\frac{a-b}{a+b}$ - аддитивное отношение (используется для построения аддитивных пеленгаторов).

По виду антенной системы пеленгаторы делятся на:

- фазовые;
- амплитудные.

В теории следящих систем антенные устройства называют угловыми датчиками.

Рассмотрим данную классификацию применительно к двухканальным системам, предназначенным для пеленгации в одной плоскости.

Фазовые пеленгаторы имеют разнесенные по пространству антенны с одинаковыми амплитудными диаграммами направленности $F(a)$ (см. рисунок 9.13 а)).

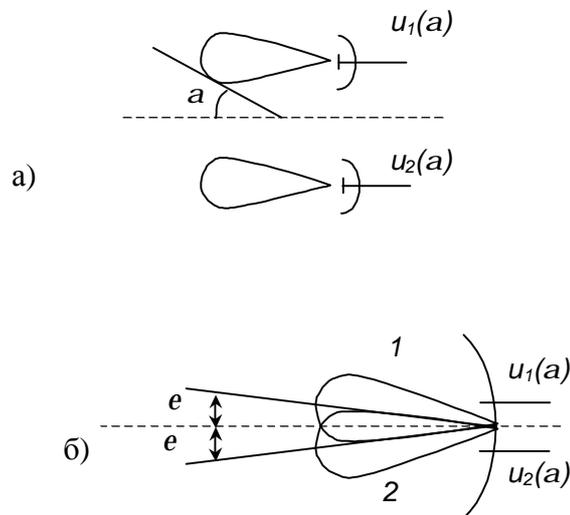


Рисунок 9.13. Фазовый (а) и амплитудный (б) угловые датчики

На выходах фазового углового датчика имеем

$$u_1(a) = U_{MAX} F(a) e^{j\frac{j}{2}}, \quad u_2(a) = U_{MAX} F(a) e^{-j\frac{j}{2}},$$

где $j = 2p \frac{l}{\lambda} \sin(a)$ - разность фаз сигналов, наведенных в антеннах.

На равносигнальном направлении $j = 0$.

Амплитудные пеленгаторы имеют антенные системы с разнесенными по углу амплитудными диаграммами направленности

и совмещенными фазовыми центрами (см. рисунок 9.13 б)).

$$u_1(a) = U_{MAX} F(a - e); \quad u_2(a) = U_{MAX} F(a + e),$$

где e - отклонение оси ДНА от равносигнального направления.

9.5.2. Мультипликативные (логарифмические) моноимпульсные пеленгаторы для пеленгации в одной плоскости

Мультипликативные (логарифмические) пеленгаторы могут быть как фазовыми так и амплитудными.

Найдем мультипликативное отношение сигналов в общем виде.

$$u_1(a) = U_{MAX} F_1(a); \quad u_2(a) = U_{MAX} F_2(a); \quad m = \frac{u_1(a)}{u_2(a)} = \frac{F_1(a)}{F_2(a)}$$

Полученное отношение не зависит от амплитуды сигнала U_{MAX} , но не является нечётной функцией угла a . Вычислим логарифм этого отношения.

$$\ln(m) = \ln\left(\frac{F_1(a)}{F_2(a)}\right) = \ln[F_1(a)] - \ln[F_2(a)]. \quad (9.7)$$

При симметричности диаграмм полученная функция является нечётной.

Для логарифмического амплитудного пеленгатора имеем:

$$\ln(m) = \ln[F(a - e)] - \ln[F(a + e)]. \quad (9.8)$$

Соответствующая пеленгационная характеристика представлена на рисунке 9.14.

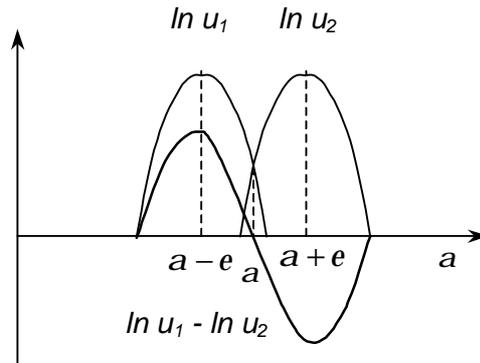


Рисунок 9.14. Образование пеленгационной характеристики амплитудного логарифмического пеленгатора

Структурная схема логарифмического амплитудного пеленгатора для пеленгации в одной плоскости, соответствующая формуле 9.8, приведена на рисунке 9.15.

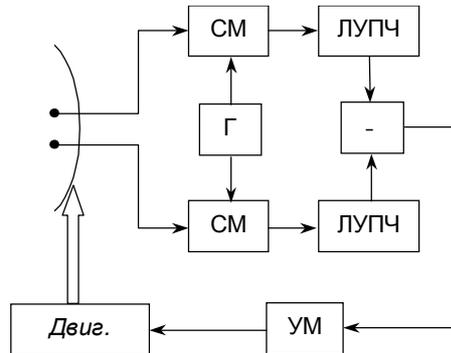


Рисунок 9.15. Структурная схема амплитудного логарифмического пеленгатора

На схеме ЛУПЧ - логарифмические УПЧ. Обычно, они включают в себя детекторы.

Недостаток схемы: приёмные каналы должны быть идентичными для получения высокой точности пеленгования, причем идентичность должна соблюдаться в динамическом диапазоне входных сигналов в различных условиях эксплуатации. Считается, что неизбежный разбаланс каналов составляет 1-2 дБ.

Для фазового мультипликативного пеленгатора из формулы (9.7) имеем,

$$\ln(m) = j\varphi \quad (9.9)$$

Для перехода от полученной мнимой функции к действительной умножим её на j , что на схеме соответствует введению фазового сдвига на 90° в одном из приемных каналов.

Фактически формула (9.9) означает, что дискриминатор пеленгатора должен измерять разность фаз j , амплитудная зависимость должна быть исключена. На схеме рисунка 9.16 сигналы ограничиваются по амплитуде в УПЧ-ограничителях, так что на входах фазового детектора они теоретически постоянны.

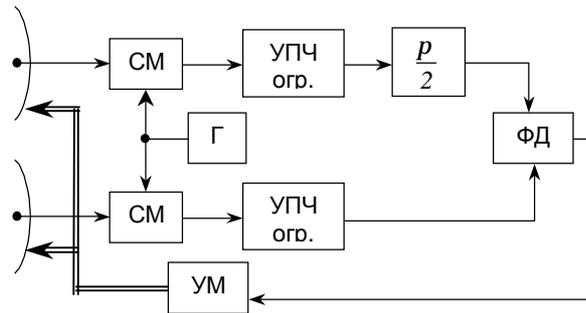


Рисунок 9.16. Структурная схема фазового мультипликативного пеленгатора.

Наличие общего гетеродина здесь принципиально необходимо, чтобы фазовые соотношения сигналов на выходах УПЧ были такими же, как на входах.

$$\text{Имеем: } u_{\text{Вых ФД}} = \underbrace{U_1 U_2}_{const} \cos\left(j + \frac{P}{2}\right) = k \cdot \sin(j);$$

Подставляя в последнее соотношение разность фаз j , получаем уравнение пеленгационной характеристики в виде нечетной действительной функции, правая часть которой не зависит от амплитуд сигналов.

$$u_{\text{Вых ФД}} = k \cdot \sin\left(2p \frac{c}{l} \sin(a)\right) \quad (9.10)$$

Функция (9.10) неоднозначна. Неоднозначность устраняется обеспечением приема только в главном лепестке амплитудных диаграмм направленности. Для этого размер антенн в плоскости пеленгования должен равняться базе l , то есть антенны должны располагаться вплотную друг к другу.

Для обеспечения высокой точности пеленгования требуется иметь хорошую фазовую идентичность приемных каналов, которая должна сохраняться при изменении условий эксплуатации пеленгатора в заданных пределах.

9.5.3. Аддитивные (суммарно-разностные) моноимпульсные пеленгаторы

В соответствии с ранее изложенными принципами имеем:

$$\begin{aligned} u_1(\mathbf{a}) &= U_{MAX} F_1(\mathbf{a}); \\ u_2(\mathbf{a}) &= U_{MAX} F_2(\mathbf{a}); \\ m &= \frac{u_1 - u_2}{u_1 + u_2} = \frac{F_1(\mathbf{a}) - F_2(\mathbf{a})}{F_1(\mathbf{a}) + F_2(\mathbf{a})}. \end{aligned} \quad (9.11)$$

При симметричных диаграммах направленности антенн данное отношение является нечетной действительной функцией угла, не зависящей от амплитуды.

Важным элементом пеленгаторов являются суммарно-разностные СВЧ устройства.

Техническая реализация суммарно-разностных устройств различна в разных диапазонах частот, но свойства идентичны. Рассмотрим их на примере кольцевого суммарно-разностного моста (см. рисунок 9.17).

Суммарно-разностный мост обладает следующими свойствами.

1. Если на входы 1 и 2 подать ВЧ колебания, то на выходе Σ получим сумму сигналов, а на выходе Δ - их разность;
2. Если сигнал на входе 1 будет больше, чем на входе 2, то сигналы Σ и Δ будут в противофазе, а если наоборот - то Σ и Δ - в фазе.

3. Если ВЧ сигналы подать на вход Σ , то на выходах 1 и 2 получим два синфазных, равных по мощности сигнала, а на Δ - ноль;

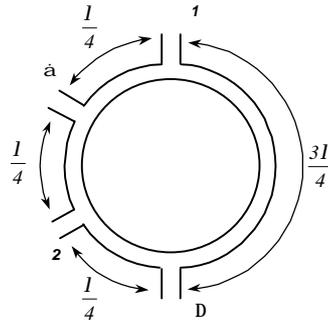


Рисунок 9.17. Кольцевой суммарно-разностный мост

На рисунке 9.18 приведена структурная схема амплитудного суммарно-разностного пеленгатора для пеленгации в одной плоскости.

Приемные каналы суммарного и разностного сигналов охвачены целью АРУ, задействованной от суммарного сигнала. В результате амплитуды сигналов, поступающих на фазовый детектор равны $\frac{|\Sigma|}{|\Sigma|}$, $\frac{|\Delta|}{|\Sigma|}$. Разность фаз между ними Δj равна нулю либо 180° в зависимости от того, какой из входных сигналов больше, u_1 или u_2 .

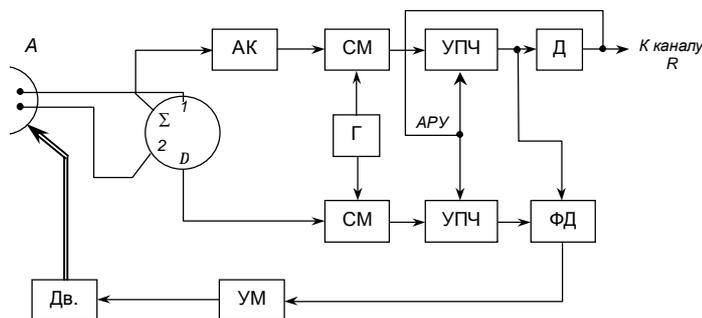


Рисунок 9.18. Структурная схема суммарно-разностного амплитудного пеленгатора для пеленгации в одной плоскости

Выходное напряжение фазового детектора

$u_{\text{Вых ФД}} = \frac{|\Delta|}{|\Sigma|} \cdot \cos(\Delta j)$ соответствует формуле (9.11) и является нечетной действительной функцией (см. рисунок 9.19).

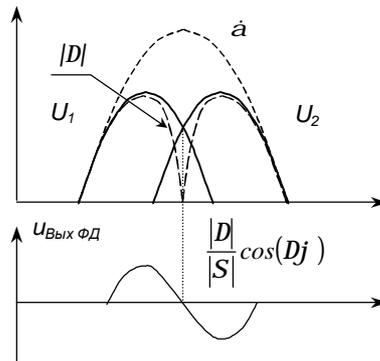


Рисунок 9.19. Пеленгационная характеристика

Структурная схема аддитивного амплитудного пеленгатора для пеленгации в двух плоскостях может быть построена на основании предыдущей путем усложнения его антенной системы. Зеркальная антенна имеет четыре облучателя, смещенных относительно фокуса как показано на рисунке 9.20. С помощью четырех суммарно-разностных устройств формируются напряжения для сопровождения цели по азимуту и углу места:

$$\left. \begin{array}{l} u_1 + u_2 \\ u_3 + u_4 \end{array} \right\} - \text{для сопровождения по углу места;}$$

$$\left. \begin{array}{l} u_1 + u_3 \\ u_2 + u_4 \end{array} \right\} - \text{для сопровождения по азимуту.}$$

Далее построение схемы для сопровождения цели в каждой из плоскостей ничем не отличается от рассмотренного выше.

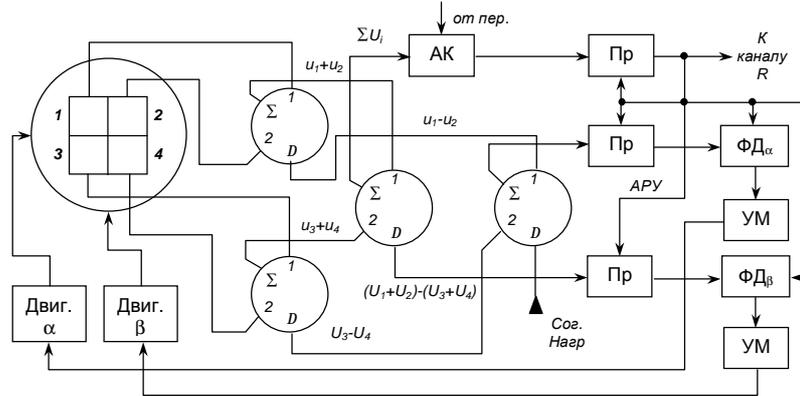


Рисунок 9.20. Структурная схема амплитудного суммарно-разностного пеленгатора для пеленгации в двух плоскостях

Рассмотрим далее фазовый суммарно-разностный моноимпульсный пеленгатор для пеленгации в одной плоскости.

Подставляя в формулу (9.11) выходные сигналы фазового углового датчика получаем

$$\frac{\Delta}{\Sigma} = \frac{e^{j\frac{\varphi}{2}} - e^{-j\frac{\varphi}{2}}}{e^{j\frac{\varphi}{2}} + e^{-j\frac{\varphi}{2}}} = j \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\varphi}{2}\right)$$

Умножая полученную формулу на j , получаем нечетную действительную функцию, которая может быть пеленгационной характеристикой моноимпульсного пеленгатора. Умножение на j соответствует введению фазового сдвига на девяносто градусов в канале суммы, как показано на рисунке 9.21.

Выходным элементом схемы является фазовый детектор, напряжение на выходе которого

$$U_{\text{Вых ФД}} = \frac{|\Delta|}{|\Sigma|} \cdot \cos(\Delta j),$$

где Δj - разность фаз сигналов на входе детектора.

бонаправленных неподвижных антенн и неследящего измерителя разности фаз. Структурная схема простейшего двухканального пеленгатора приведена на рисунке 1. , а формула, связывающая измеренную разность фаз j и пеленг a имеет вид

$$a = \arcsin\left(\frac{\varphi l}{2pl}\right). \quad (9.12)$$

Если антенна слабонаправленная, то пеленгация происходит практически мгновенно. Благодаря этому свойству фазовые пеленгаторы нашли широкое применение в системах контроля за радиоизлучениями и радиоэлектронной борьбы. Погрешность измерения угла связана с погрешностью измерения разности фаз формулой

$$s_{a^*} = \frac{s_j}{2p \frac{l}{l} \cos a}. \quad (9.13)$$

Как видно из формулы (9.13) точность пеленгования ухудшается при отклонении цели от нормали к антенной системе.

Приемлемый сектор пеленгования обычно не превышает $\pm 60^\circ$.

$$\text{Обозначим } \sin a = v. \text{ Тогда } s_{v^*} = \frac{s_j}{2p \frac{l}{l}}.$$

Недостаток фазовых пеленгаторов - неоднозначность, связанная с тем, что разность фаз определена только на интервале $2p$.

Пусть $\varphi \in (-p; p)$. Найдем соответствующий угловой сектор (сектор однозначности). На краю сектора

$$p = 2p \frac{l}{l} \sin\left(\frac{\Delta a_{\text{Одн}}}{2}\right), \text{ откуда } \sin\left(\frac{\Delta a_{\text{Одн}}}{2}\right) = \frac{l}{2l}.$$

Если сектор приема сигналов превосходит сектор однозначности, разность фаз сигналов превосходит $2p$, и формула,

связывающая ее с углом прихода сигналов, запишется в виде

$$\varphi + 2pk = \Phi = 2p \frac{l}{l} \sin a, \quad (9.14)$$

где Φ - полная разность фаз, k - целое число периодов разности фаз k , утраченных при измерении.

Сектор приема сигналов разбивается на ряд секторов однозначности, каждому из которых соответствует определенное число периодов разности фаз k , утраченных при измерении (см. рисунок 9.23).

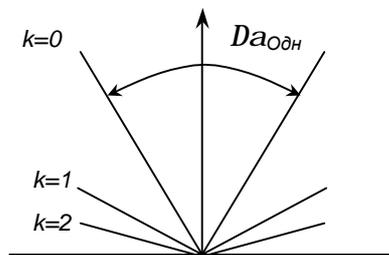


Рисунок 9.23. Секторы однозначности при $l = 2l$

Процесс нахождения k называется устранением неоднозначности. Один из методов устранения неоднозначности - включение в схему более грубых измерителей фазового типа, как показано на рисунке 9.24. На схеме УУН - устройство устранения неоднозначности. Φ_1, Φ_2 - фазометры, приемные устройства опущены.

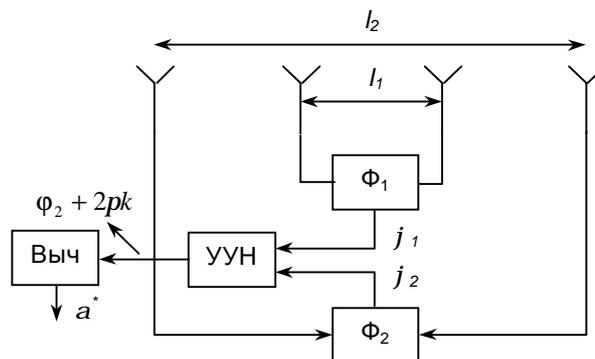


Рисунок 9.24. Структурная схема двухбазового пеленгатора

Существуют различные алгоритмы устранения неоднозначности. Один из них рассмотрен при изучении фазовых дальномеров. Применяя к фазовым пеленгаторам выкладки, сделанные ранее для дальномеров, отметим, что разность фаз j_1 на малой базе l_1 должна быть однозначной (то есть прием сигналов должен осуществляться в соответствующем секторе углов), а оценка полного числа периодов разности фаз на базе l_2 может быть вычислена по формуле,

$$k^* = \left[\frac{1}{2p} \left(\Phi_1 \frac{l_2}{l_1} - j_2 \right) \right], \quad (9.15)$$

где квадратная скобка означает округление до ближайшего целого. Аналогичным образом вводится понятие правильного устранения неоднозначности и вероятности правильного устранения неоднозначности,

$$P_0 = P\{k^* = k\}.$$

При нормально распределенных независимых погрешностях фазовых измерений с одинаковыми дисперсиями S_j^2 получаем,

$$P_0 = \Phi \left[\frac{\pi}{\sqrt{2}\sigma_\Phi \sqrt{1 + \left(\frac{l_2}{l_1}\right)^2}} \right],$$

где $\Phi(x)$ - интеграл вероятности.

Из этой формулы следует, что для обеспечения одновременно высокой точности пеленгования и вероятности правильного устранения неоднозначности двух измерителей может оказаться недостаточно.

Фазовые пеленгаторы, включающие в себя более двух измерителей, называют многобазовыми.

Распространенный алгоритм обработки сигналов в многобазовых пеленгаторах заключается в последовательном уст-

ранении неоднозначности от самой малой базы l_1 к самой большой l_n и использовании для расчета пеленга разности фаз J_n на самой большой базе. Связь между пеленгом a и разностью фаз J_n дается формулой (9.14),

$$j_n + 2pk_n = 2p \frac{l_n}{l} \sin a \quad (9.16)$$

где k_n целое число периодов разности фаз на базе l_n , восстанавливаемое в процессе устранения неоднозначности.

Среднеквадратическая погрешность измерения рассчитывается по формуле (9.13), в которой надо положить $l = l_n$. Самая малая база l_1 должна быть однозначной в рабочем угловом секторе, а вероятность правильного устранения неоднозначности может быть ориентировочно оценена по формуле

$$P_0 \cong P_{12} P_{23} \dots P_{n-1} P_n \quad (9.17)$$

где $P_{i, i+1}$ - вероятность правильного устранения неоднозначности при переходе от базы l_i к l_{i+1} .

Особенностью рассмотренного алгоритма обработки сигналов является то, что для получения точного значения пеленга используется только разность фаз, полученная на самой большой базе. Меньшие базы используются только для устранения неоднозначности. Часть информации о пеленге при этом теряется. Использование статистической обработки сигналов устраняет этот недостаток.

Применим метод максимального правдоподобия для обработки сигнала в многобазовых пеленгаторах.

Рассмотрим n -базовый пеленгатор. Найдем алгоритм обработки совокупности разностей фаз, измеренных n фазометрами, используя принцип максимального правдоподобия.

Будем считать, что фазовые погрешности на всех базах распределены нормально, независимы, имеют нулевые средние значения и одинаковые дисперсии S_ϕ^2 .

Обозначим d_i фазовую погрешность на базе l_i , j_{i0} - разность фаз в отсутствие погрешностей измерений, $j_i = j_{i0} + d_i$ - реально измеренную разность фаз на базе l_i . Тогда

$$\varphi_{i0} + 2pk_i = 2p \frac{l_i}{l} v.$$

Плотность распределения измеренной разности фаз на i -ой базе запишем в виде

$$W_1(j_i) = \frac{1}{\sqrt{2ps_\varphi}} e^{-\frac{1}{2s_\varphi^2} \left(\varphi_i + 2pk_i - 2p \frac{l_i}{l} v \right)^2}, \quad (9.18)$$

а совместную плотность распределения совокупности всех измеренных разностей фаз в виде

$$W_n(\varphi_1, \varphi_2, \mathbf{K}, \varphi_n / v) = \frac{1}{(\sqrt{2ps_\varphi})^n} e^{-\frac{1}{2ps_\varphi^2} \sum_{i=1}^n \left(\varphi_i + 2pk_i - 2p \frac{l_i}{l} v \right)^2}. \quad (9.19)$$

Будем далее рассматривать полученную n -мерную плотность распределения как функцию правдоподобия ее параметра v ,

$$W_n(\varphi_1, \varphi_2, \mathbf{K}, \varphi_n / v) = L_\varphi(v).$$

Составим уравнение правдоподобия,

$$\frac{d}{dv} L_\varphi(v) = 0. \quad (9.20)$$

В данном уравнении неизвестно не только v , но и k_i . Предположим сначала, что все k_i известны и перепишем уравнение правдоподобия в виде,

$$\frac{d}{dv} \sum_{i=1}^n \left(\varphi_i + 2pk_i - 2p \frac{l_i}{l} v \right)^2 = 0. \quad (9.21)$$

Решая его, получим оценку синуса пеленга v^* ,

$$v^* = \frac{\sum_{i=1}^n (\varphi_i + 2pk_i) l_i}{\frac{2p}{I} \sum_{i=1}^n l_i^2}; \quad (9.22)$$

Как следует из этой формулы, максимально правдоподобная оценка получается как весовое среднее разности фаз на всех базах, причём, чем больше база, тем больше вес.

Определим свойства полученной оценки.

Найдём сначала ее математическое ожидание.

$$M[v^*] = \frac{\sum_{i=1}^n M[\varphi_i + 2pk_i] l_i}{\frac{2p}{I} \sum_{i=1}^n l_i^2} = \frac{\sum_{i=1}^n 2p \frac{l_i}{I} v l_i}{\frac{2p}{I} \sum_{i=1}^n l_i^2} = v,$$

откуда следует, что оценка несмещенная.

Точность несмещенной оценки определяется ее дисперсией. Найдём дисперсию.

$$S_{v^*_{МП}}^2 = \frac{\sum_{i=1}^n D[(\varphi_i + 2pk_i)] l_i^2}{\left(\frac{2p}{I} \sum_{i=1}^n l_i^2\right)^2} = \frac{\sum_{i=1}^n s_{\varphi_i}^2 l_i^2}{\left(\frac{2p}{I}\right)^2 \left(\sum_{i=1}^n l_i^2\right)^2} = \frac{s_{\varphi}^2}{\left(\frac{2p}{I}\right)^2 \sum_{i=1}^n l_i^2}. \quad (9.23)$$

Из полученной формулы следует, что точность определяется не самой большой базой, а их совокупностью. Эквивалентная база для расчета погрешности может быть рассчитана по формуле

$$l_{\text{Экв}} = \sqrt{\sum_{i=1}^n l_i^2}.$$

Выигрыш в точности по сравнению с традиционным способом построения фазовых пеленгаторов составляет

$$\frac{s_{v^*}}{s_{v^*_{МП}}} = \sqrt{1 + \left(\frac{l_{n-1}}{l_n}\right)^2 + \dots + \left(\frac{l_1}{l_n}\right)^2}$$

Неоднозначность фазовых измерений также можно раз-

решить методом максимального правдоподобия, причем нет необходимости иметь одну базу однозначной. Так как для оценки пеленга используются полные разности фаз на всех базах, находится вектор неоднозначности

$$\mathbf{r} = \begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \\ \mathbf{M} \\ k_n \end{pmatrix}, \text{ элементам которого являются числа полных перио-}$$

дов разностей фаз на всех базах пеленгатора. Алгоритм раскрытия неоднозначности определяется формулой [19]

$$k_i \mathbf{r}^T \mathbf{G} k_i + 2\mathbf{r}^T \mathbf{G} \mathbf{r} = \inf, \quad (9.24)$$

где \mathbf{r} - вектор-столбец совокупности измеренных разностей фаз, термин \inf означает - точная нижняя граница,

\mathbf{G} - матрица размерами $n \times n$, определяемая по формуле

$$\mathbf{G} = \mathbf{B}_\varphi^{-1} - \frac{\mathbf{B}_\varphi^{-1} \mathbf{r} \mathbf{r}^T \mathbf{B}_\varphi^{-1}}{\mathbf{r}^T \mathbf{B}_\varphi^{-1} \mathbf{r}},$$

где $\mathbf{r} = \frac{1}{I} \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \\ \mathbf{M} \\ l_n \end{pmatrix}$ - вектор баз, \mathbf{B}_φ^{-1} - обратная корреляционная

матрица фазовых погрешностей.

Максимально правдоподобное устранение неоднозначности заключается в отыскании целочисленного вектора, минимизирующего правую часть формулы (9.24).

Структурная схема многобазового пеленгатора, построенного в соответствии с принципом максимального правдоподобия, представлена на рисунке 9.25. На рисунке УУН - устройство устранения неоднозначности, реализующее алгоритм (9.24).

Особенность схемы заключается в том, что все измеренные разности фаз используются для определения полного числа периодов разностей фаз на каждой из баз и оценки пеленга.

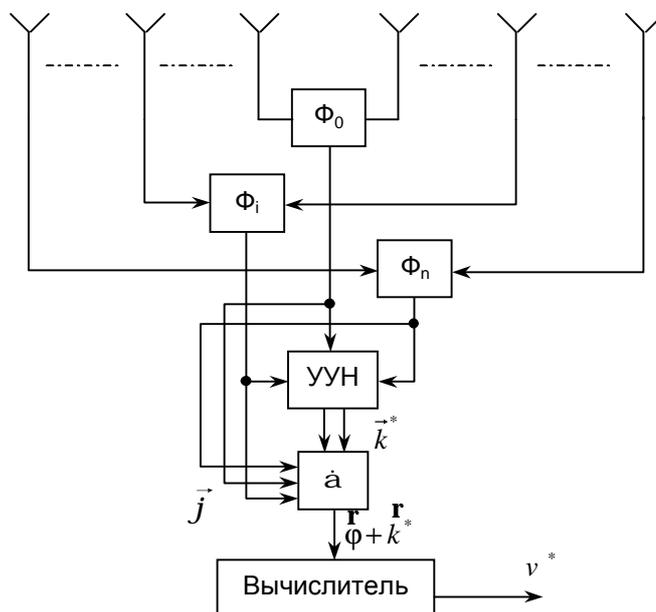


Рисунок 9.25. Структурная схема фазового пеленгатора, реализующего принцип максимального правдоподобия

Фазовый метод пеленгования применим и для определения угловых координат объектов в трехмерном пространстве. Для этого его антенны должны быть рассредоточены на плоскости или выпуклой поверхности [19].

10. ПАССИВНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ

10.1. Физические основы пассивной радиолокации

Пассивная радиолокация - обнаружение и определение координат объектов по их собственному излучению. Пассивная РЛС не содержит в своем составе передающих устройств, предназначенных для облучения цели.

Имеются два основных направления пассивной радиолокации:

- 1) радиотехническая разведка - обнаружение, определение координат и параметров излучения РТС противника.
- 2) радиотеплолокация - локация объектов по их тепловому радиоизлучению.

Отсутствие зондирующего сигнала исключает определение дистанции до цели по его задержке. Поэтому координаты целей измеряются базовыми методами, то есть методами, использующими разнесенные в пространстве пункты приема: пеленгационным, разностно-дальномерным и их модификациями.

Радиотехнической разведке и радиопротиводействию посвящен отдельный раздел книги. В данном разделе рассматриваются вопросы радиотеплолокации.

Физической моделью для изучения теплового радиоизлучения является абсолютно чёрное тело.

Спектральное распределение теплового излучения абсолютно черного тела для радиодиапазона задается законом Релея-Джинса [6]

$$p = \frac{2kT}{l^2}, \quad (10.1)$$

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц град (постоянная Больцмана);

T - температура в градусах Кельвина;

l - длина волны (см);

p - спектральная плотность мощности излучения (яркость) - излучение с единицы поверхности в полосе 1 Гц в телесном угле 1 стерадиан.



Рисунок 10.1. Закон Релея-Джинса (пунктир)

Закон Релея-Джинса не выполняется в области очень коротких длин волн, лежащих за пределами радиодиапазона (см. рисунок 10.1). Руководствуясь им в радиотелолокации используют предельно короткие волны радиодиапазона: сантиметровые и миллиметровые.

Абсолютно черное тело является наилучшим излучателем при фиксированной температуре. Однако реальные тела не являются абсолютно чёрными и излучают хуже. Их характеризуют излучательной способностью - отношением мощности излучения $P_{\Sigma T}$ данного тела в заданной полосе частот к мощности излучения $P_{\Sigma r}$ абсолютно черного тела при той же температуре и в той же полосе частот,

$$e = \frac{P_{\Sigma T}}{P_{\Sigma r}}, \quad e < 1.$$

Реальное тело излучает так же, как абсолютно чёрное с эквивалентной температурой $T_3 = eT$.

Реальные объекты не только излучают, но и отражают энергию, падающую на них из окружающей среды. Уровень этой энергии характеризуется отражательной способностью k , $k = 1 - e$.

Реальные объекты радиолокационного наблюдения характеризуются кажущейся температурой, учитывающей как их излучение, так и отражение энергии окружающей среды:

$$T_k = T_{\text{э}} + T_{\text{эср}} k .$$

Для радиотеплолокации первостепенное значение имеет температурный контраст объектов наблюдения - разность их кажущихся температур. Например, для травяного покрова и асфальта разность кажущихся температур составляет 50 - 100 градусов. Современные радиотеплолокаторы фиксируют температурный контраст в единицы градусов.

10.2. Оптимальная обработка теплового радиоизлучения

Тепловое радиоизлучение объектов наблюдения имеет ту же природу, что и собственный шум радиоприемных устройств, и не отличается от него ни по структуре временных реализаций, ни по спектральным характеристикам в полосе пропускания приемных устройств. Это определяет особенности и трудности обработки теплового радиоизлучения. Как и внутренний шум принимаемый тепловой радиосигнал может быть аппроксимирован нормальным стационарным случайным процессом с нулевым средним значением. Спектральную плотность мощности в полосе пропускания приемника можно считать постоянной. Единственным неизвестным параметром процесса является его дисперсия. Таким образом, задача оптимизации обработки сигналов теплового радиоизлучения включает в себя его обнаружение и оценку единственного параметра - дисперсии.

Принципиальной основой для оптимизации является теория статистических решений. Как известно, при фиксированном объеме выборки x_1, x_2, \dots, x_n процедура оптимального обнаружения заключается в вычислении отношения правдоподобия и сравнении его с порогом, зависящим от критерия оптимальности,

$$l[x(t)] = \frac{W_n(\mathbf{x}/s_1)}{W_n(\mathbf{x}/s_0)} \underset{\text{нет}}{\overset{\text{есть}}{>}} c, \quad c - \text{порог}.$$

В числителе этого выражения n -мерная нормальная плотность распределения с нулевым средним и дисперсией $s_s^2 + s_{ш}^2$,

в знаменателе - n -мерная нормальная плотность распределения с нулевым средним и дисперсией S_{III}^2 . Производя несложные выкладки, получаем из данного соотношения в предположении, что внутренний шум белый, следующее правило оптимального обнаружения:

$$\frac{2}{N_0} \int_0^T (x(t))^2 dt \underset{\text{нет}_1}{\overset{\text{есть}_1}{>}} c_1,$$

где c_1 - порог, зависящий от выбранного критерия оптимальности, T - время наблюдения.

Полученное соотношение показывает пути оптимальной обработки сигналов. Наиболее наглядный - квадратичное детектирование и последующее усреднение, то есть накопление энергии сигнала за время наблюдения, и сравнение ее с порогом. Второй путь предусматривает наличие двух независимых каналов приема. На выходах этих каналов будем иметь,

$$x_1(t) = s(t) + n_1(t),$$

$$x_2(t) = s(t) + n_2(t),$$

где $s(t)$ - полезный сигнал, $n_i(t)$ - внутренние шумы, независимые от канала к каналу.

Найдем корреляционный момент процессов $x_1(t)$ и $x_2(t)$. Учтем, что внешний сигнал и внутренние шумы приемных устройств статистически независимы.

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T x_1(t) x_2(t) dt &= \frac{1}{T} \int_0^T (s(t) + n_1(t))(s(t) + n_2(t)) dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T s(t) n_2(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T s(t) n_1(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T n_1(t) n_2(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt; \end{aligned}$$

Таким образом, вычисление взаимной корреляции при независимых каналах приема эквивалентно накоплению энер-

гии сигнала.

Оценку дисперсии сигнала теплового радиоизлучения найдем по формуле,

$$S_{S^*}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt - S_{ш}^2,$$

где $S_{ш}^2$ - известная дисперсия внутреннего шума приёмника.

10.3. Приёмники теплового радиоизлучения

Приемники теплового радиоизлучения называются радиометрами. Существуют радиометры, выполняющие оптимальную обработку сигналов теплового радиоизлучения, есть и более простые.

Оптимальные радиометры реализуют алгоритмы обработки сигналов, полученные в предыдущем подразделе. Существует два типа таких радиометров:

- 1) корреляционные,
- 2) компенсационные.

Структурная схема корреляционного приёмника представлена на рисунке 10.2. На схеме обозначено: МШУ - мал шумящий усилитель, УПТ - усилитель постоянного тока, И - индикатор.

Чтобы эта схема действительно была оптимальной, шумы в каналах должны быть независимыми. Поэтому в ней применены два отдельных канала приема, в каждом из которых своя антенна. По существу это схема радиотеплопеленгатора. Такие схемы используются, в частности, в радиоастронавигации.

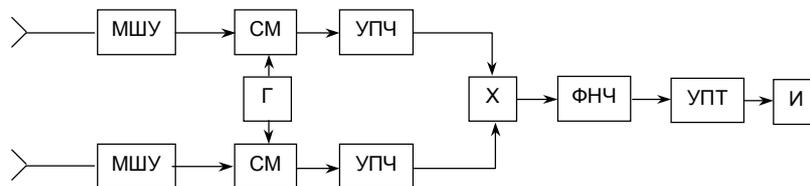


Рисунок 10.2. Структурная схема корреляционного радиометра

Можно использовать и одну антенну, но тогда приемные каналы должны быть развязаны с помощью вентиляей. Это вносит дополнительные потери и, следовательно, - уменьшает чувствительность. Усилитель постоянного тока имеет узкую полосу пропускания ΔF , которая определяется требуемым временем накопления t_H , $\Delta F = 1/t_H$. Обычно t_H имеет порядок единиц или долей секунды.

В компенсационных приёмниках реализуется алгоритм

$$y = \int_0^T x^2(t) dt - \int_0^T n^2(t) dt .$$

Первый член правой части этой формулы представляет собой энергию суммы сигнала и собственного шума приемника за время наблюдения. Из нее вычитается энергия собственного шума. Структурная схема компенсационного приёмника приведена на рисунке 10.3.

На схеме КУ - компенсационное устройство, выполняющее функцию вычитания энергии собственного шума из полной энергии входного воздействия.

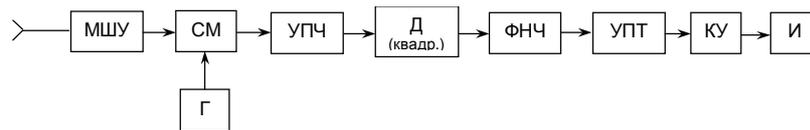


Рисунок 10.3. Структурная схема компенсационного радиометра

Недостаток схемы: требуется высокая стабильность усилительного тракта и постоянный, не зависящий от внешних факторов и времени коэффициент шума приемника, что трудно обеспечить.

Неоптимальные схемы можно построить по-разному. Один из вариантов - модуляционный приемник. Идея его построения заключается в том, что приемник периодически открывается и закрывается некоторым модулирующим сигналом. Если полезный сигнал на входе существует, то выходное напряжение изменяется, а если сигнала нет, то на выходе изменений

не произойдёт. Структурная схема одного из многих вариантов модуляционного приемника представлена на рисунке 10.4. На схеме М - модулятор, ФД - фазовый детектор.

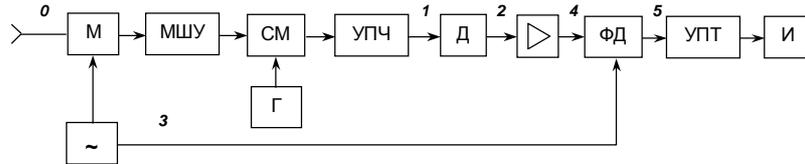


Рисунок 10.4. Структурная схема модуляционного радиометра

Ниже приведены эпюры напряжений в характерных точках схемы, построенные в предположении, что полезный сигнал на входе присутствует.

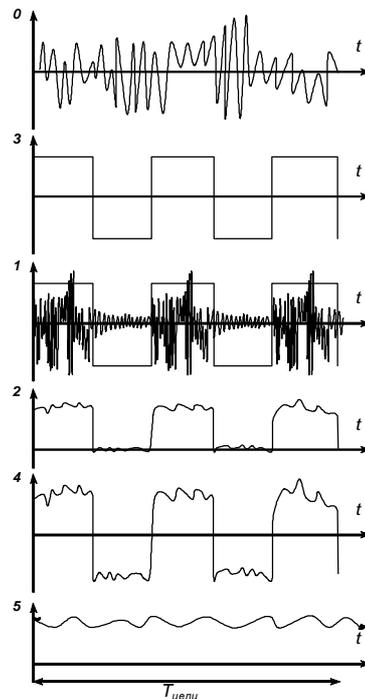


Рисунок 10.5. Эпюры напряжений в характерных точках модуляционного радиометра

Модуляционный приемник не требует особой стабильности усилительного тракта, но уступает оптимальным радиометрам по чувствительности.

Идея модуляционного радиометра заключается в том, что внешний шум модулируется, в то время как внутренний шум не подвергается модуляции, так как его источники расположены в схеме после модулятора. При наличии внешнего источника шума суммарный процесс на выходе УПЧ также оказывается модулированным. Модулирующий сигнал выделяется детектором и поступает на фазовый детектор, на второй вход которого подается модулирующий сигнал от генератора. В результате при наличии внешнего сигнала на входе радиометра на выходе фазового детектора появляется напряжение постоянного тока, которое усиливается и индицируется (см. рисунок 10.5).

10.4. Чувствительность приёмников теплового радиоизлучения

Корреляционный и компенсационный приемники реализуют одну и ту же (оптимальную) процедуру обработки сигналов. Их чувствительности одинаковы. Поэтому ограничимся расчетом чувствительности корреляционного приемника. Его упрощенная структурная схема представлена на рисунке 10.6.

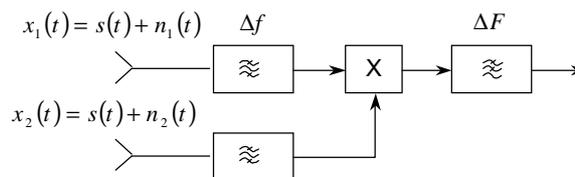


Рисунок 10.6. Упрощенная структурная схема корреляционного приемника

Определение минимально необходимой мощности сигнала на входе приемника связано с нахождением отношения сигнал/шум на выходе ФНЧ. Для этого последовательно вычисляют спектры сигнала и шума на выходах элементов приемного тракта. Частотную характеристику линейной части приемника (до перемножения) будем считать прямоугольной с централь-

ной частотой w_0 . Спектральная плотность мощности сигнала и шума на выходе линейного тракта описывается подобными же функциями. Коэффициент корреляции сигнала и коэффициент корреляции шума найдем как преобразование Фурье спектральной плотности мощности. Получим

$$r_c(t) = r_{ш}(t) = a_c(t) \cos w_0 t, \text{ где } a_c(t) = \frac{\sin \frac{\Delta w t}{2}}{\frac{\Delta w t}{2}}.$$

Схема умножения производит преобразование вида

$$y(t) = kx_1(t)x_2(t).$$

При наличии сигнала на входе на ее выходе имеем

$$y(t) = k[s^2(t) + s(t)][n(t) + n_{21}(t)] + n_1(t)n_2(t).$$

Функцию корреляции $B_y(t)$ процесса $y(t)$ найдем путем усреднения произведения $y(t)y(t+t)$. После выполнения промежуточных вычислений и исключения составляющих удвоенной частоты $2w_0$, получим функцию корреляции процесса на выходе ФНЧ,

$$B_y(t) = k^2 s_s^4 + \frac{1}{2} k^2 \left[2s_s^2 (s_{ш1}^2 + s_{ш2}^2) + s_{ш1}^2 s_{ш2}^2 \right] \frac{\sin^2 p \Delta f t}{p^2 (\Delta f)^2 t^2}$$

Первое слагаемое полученного выражения $B_s(t) = k^2 s_s^4$ зависит только от входного сигнала и определяет спектральные составляющие полезного сигнала на выходе ФНЧ. Соответствующую спектральную плотность мощности найдем как преобразование Фурье $B_s(t)$. Получим d -функцию (рисунок 10.7).

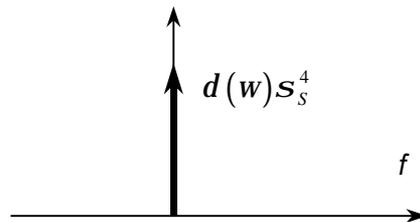


Рисунок 10.7. Спектр выходного полезного сигнала

Поскольку спектр полезного сигнала сосредоточен в бесконечно узкой полосе частот, он полностью проходит на выход ФНЧ. Таким образом, мощность полезного сигнала на выходе ФНЧ

$$P_s = k^2 S_s^4.$$

Второе слагаемое в формуле для $B_y(t)$ определяет спектральные составляющие шума на выходе ФНЧ,

$$B_{ш}(t) = \frac{1}{2} k^2 \left[2s_c^2 (s_{ш1}^2 + s_{ш2}^2) + s_{ш1}^2 s_{ш2}^2 \right] \frac{\sin^2 p \Delta f t}{p^2 (\Delta f)^2 t^2}$$

Полагая приемные каналы идентичными, так что $s_{ш1}^2 = s_{ш2}^2 = s_{ш}^2$, а также $s_s^2 = s_{ш}^2$, получим

$$B_{ш}(t) = \frac{1}{2} k^2 s_{ш}^4 \frac{\sin^2 p \Delta f t}{p^2 (\Delta f)^2 t^2}$$

Соответствующую спектральную плотность мощности найдем как преобразование Фурье $B_{ш}(t)$. График получившейся функции представлен на рисунке 10.8. В отличие от полезного сигнала спектр шума "размазан" по частоте.

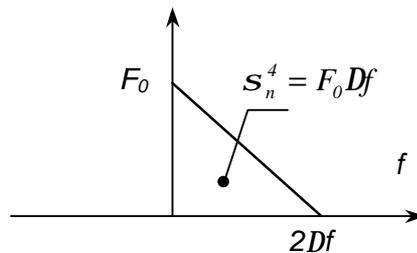


Рисунок 10.8. Спектр шума на входе ФНЧ

Мощность шума равна площади под кривой спектральной плотности. Приравнивая ее $B_{ш}(0)$, найдем значения спектральной

плотности в точке $f=0$. Получаем $F_0 = \frac{k^2 S_{ш}^4}{\Delta f}$. Полоса пропускания ФНЧ ΔF значительно уже полосы линейной части

приемника Δf . Примем, что в полосе пропускания ФНЧ спектральная плотность мощности шума постоянна и равна F_0 . Тогда

$$P_{Ш \text{ Вых}} \approx F_0 \Delta F = \frac{S_{Ш}^4}{\Delta f} \Delta F ;$$

$$\left(\frac{P_C}{P_{Ш}} \right)_{\text{Вых}} = \frac{S_S^4 \Delta f}{S_{Ш}^4 \Delta F} = \frac{P_{C \text{ Вх}}^2}{P_{Ш \text{ Вх}}^2} \cdot \frac{\Delta f}{\Delta F}, \quad (10.2)$$

Приравнивая правую часть полученной формулы минимально необходимому отношению сигнал/шум на выходе ФНЧ n_p , получаем

$$P_{C \text{ Min}} = P_{Ш \text{ Вх}} \sqrt{n_p \frac{\Delta F}{\Delta f}} = P_{Ш \text{ Вх}} \sqrt{\frac{n_p}{\Delta f \tau_e}}. \quad (10.3)$$

10.5. Дальность действия и различимость объектов при радиотеплолокации

Решим эту задачу при следующих предположениях. Пусть излучающий объект площадью $S_{И}$ полностью расположен в диаграмме направленности приемной антенны РЛС с эффективной приемной площадью S_A , причем поверхность излучателя и раскрыв антенны перпендикулярны соединяющей их линии. Положим, что расстояние R между объектом наблюдения и РЛС велико по сравнению с размерами антенны и объекта, так что из каждой точки объекта антенна видна под одним и тем же углом $\Omega = S_A / R^2$ (см. рисунок 10.9).

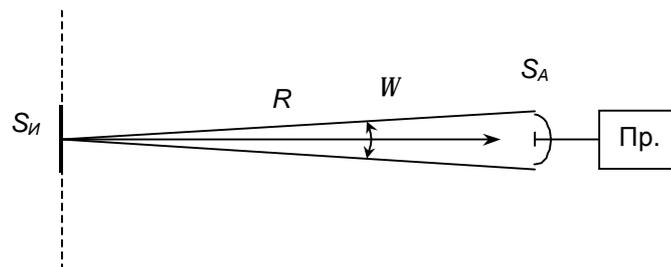


Рисунок 10.9. Исходные данные для расчета дальности действия радиотеплолокатора

Будем считать также, что излучаемая площадкой S_H энергия одинакова во всех направлениях.

При указанных условиях

$$P_{\text{пр}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2kT_K}{I^2} S_H \frac{S_A}{R^2} \Delta f. \quad (10.4)$$

Коэффициент 1/2 учитывает, что тепловое радиоизлучение неполяризовано (поляризовано случайно), следовательно, принимается половина его мощности. Составим уравнение для вычисления дальности действия R_{MAX} ,

$$P_{\text{пр}}(R_{\text{MAX}}) = P_{\text{сMIN}} = P_{\text{шВх}} \sqrt{\frac{n_p}{\Delta f t_\epsilon}},$$

где $P_{\text{шВх}} = K_{\text{ш}} k T_0 \Delta f$.

Решая его относительно R_{MAX} получаем,

$$R_{\text{MAX}} = \sqrt[4]{t_\epsilon \Delta f} \sqrt{\frac{T_K G S_H}{\sqrt{n_p K_{\text{ш}} T_0 4p}}}, \quad (10.5)$$

где G - коэффициент усиления приёмной антенны.

Рассмотрим пример. Пусть

$$\Delta f = 50 \text{ МГц}; n_p = 1,5; T_K = 300; K_{\text{ш}} = 1,5;$$

$$G = 15000; t_\epsilon = 3,2 \text{ с}; S_H = 15 \text{ м}^2.$$

Подставляя данные цифры в формулу (10.5) получаем

$$R_{\text{MAX}} = 10 \text{ км.}$$

Приведенный пример говорит о возможности разведки объектов, расположенных на земной поверхности с борта самолета.

Различимость объектов при радиотеплолокации - статистическая характеристика, зависящая от разности их кажущихся температур. Разность кажущихся температур ΔT , при которой объекты различаются с вероятностью 0,9 может быть вычислена по формуле [6]

$$\Delta T = 1,9T_{II} \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}} \cdot \frac{h}{k_{II}}, \quad (10.6)$$

где k_{II} - коэффициент использования площади антенны,

h - ее коэффициент полезного действия,

T_{II} - шумовая температура приемника, $T_{II} = k_{III} \cdot T_0$.

Расчеты по формуле (10.6) показывают, что возможно различение объектов с разностью кажущихся температур в единицы градусов.

11. ОСНОВЫ РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ И РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ

11.1. Общая характеристика средств радиопротиводействия и радиотехнической разведки

Радиотехническая разведка - это разведка РТС противника с помощью пассивных (неизлучающих) средств. Радиотехническая разведка (РТР) решает следующие задачи :

1. Обнаружение работающих РТС.
2. Определение параметров излучения РТС (вид модуляции, несущая частота, период повторения).
3. Определение местоположения работающих РТС. На основании полученных данных делаются выводы о расположении противника, его численности, вооружении, перемещениях и намерениях, что необходимо для планирования военных операций.

Объектами наблюдения для станций радиотехнической разведки могут быть РТС любого вида. При дальнейшем изложении материала мы будем ориентироваться на радиолокационную технику ввиду ее особого значения в вооружении современных армий.

РТР осуществляется наземными, корабельными, воздушными и космическими средствами.

Радиопротиводействие (РПД) - комплекс средств для уменьшения эффективности работающих радиотехнических станций противника.

РПД осуществляется следующими средствами:

1. Создание активных и пассивных помех.
2. Изменение электрических свойств среды распространения радиоволн.
3. Уменьшение видимости радиолокационных целей.

Радиотехническая разведка - область пассивной радиолокации. Для определения местоположения используют либо пеленгационный, либо разностно-дальномерный метод, либо их комбинации.

Пеленгационный метод может быть реализован при рас-

положении двух (или более) приемных пунктов на земной поверхности, кораблях или самолетах.

Недостатком такого построения станций разведки является необходимость иметь линию связи между разнесенными пунктами, что демаскирует их работу.

В некоторых случаях можно использовать один пеленгатор, расположенный на движущемся носителе (корабле, самолёте, спутнике), и создавать базу за счёт его движения.

При использовании разностно-дальномерного метода определения местоположения сигнал должен приниматься одновременно по крайней мере в двух приемных пунктах. В наземных разведывательных системах большой дальности действия это проблематично, так как они не могут одновременно облучаться главным лепестком ДНА локатора. В литературе описана американская разностно-дальномерная система PLSS, приемные пункты которой расположены на самолетах [20].

11.2. Дальность действия станций радиотехнической разведки

Радиотехническая разведка и радиопротиводействие являются важными составляющими радиоэлектронной борьбы, которая не объявляется и никогда не прекращается [20].

Дальность действия станции РТР находится по формулам, полученным в 1.9 для линий связи. Допустим, что между станцией РТР и разведываемой РЛС имеется прямая радиовидимость. Это типичный случай, если станция РТР находится на борту самолета или искусственного спутника Земли. Тогда расчет дальности действия можно провести по формуле 1.1, которую применительно к рассматриваемой ситуации запишем в виде

$$R_{MAX} = \sqrt{\frac{P_{РЛС} G_{РЛС} S_A}{4p P_{ПР MIN}}} \quad (11.1)$$

где S_A - эффективная приемная площадь антенны станции РТР,

$P_{Пр\ MIN}$ - её реальная чувствительность.

Значение коэффициента усиления антенны РЛС, подставляемое в формулу (11.1) зависит от того, по основному или боковому излучению должна быть обеспечена разведка.

При работе наземных (корабельных) станций РТР по наземным (корабельным) РЛС весьма вероятна ситуация, когда требуемая дальность действия превышает дальность радиогоризонта, то есть условия прямой радиовидимости не выполняются. Уменьшение мощности принимаемого сигнала относительно свободного пространства учитывается введением множителя ослабления L , который зависит от дальности, длины волны, метеоусловий и оценивается экспериментально [21],

$$P_{Пр} = P_{Пр.св.пр.} L.$$

При работе за пределами радиогоризонта множитель ослабления составляет десятки децибел как на наземных, так и на морских трассах. Обеспечение требуемой дальности действия в этих условиях - сложная техническая задача.

11.3. Структурная схема пеленгационного поста станции радиотехнической разведки

Структурная схема пеленгационного поста представлена на рисунке 11.1.

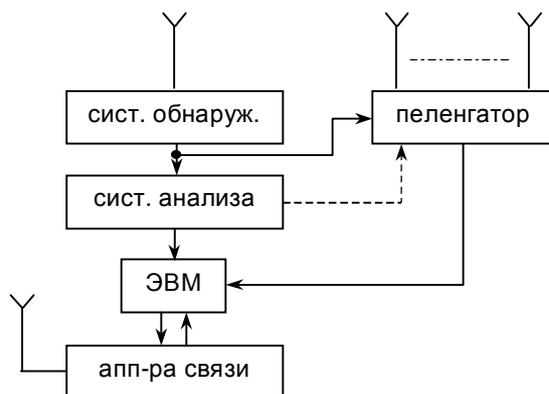


Рисунок 11.1. Структурная схема поста станции РТР

Задача обнаружения в пассивной локации иная, чем в активной. В разведке несущая частота, вид и параметры модуляции сигнала неизвестны. Поэтому невозможна согласованная фильтрация. Задача - обнаружить сигналы РТС в заданном диапазоне частот и параметров модуляции за короткое время её работы на излучение. При этом обычно пеленгование и обнаружение выполняются разными системами.

Система обнаружения обнаруживает сигнал, оценивает его несущую частоту и передаёт код частоты на пеленгатор для его настройки. Система анализа измеряет параметры сигнала (t_{II} , T_{II} , F_{Mod} и т.д.) с точностью, достаточной для определения типа РЛС или хотя бы ее назначения. Более сложной является задача идентификации РТС, то есть определения того, что сигналы, принятые в разнесенных точках пространства, принадлежат одному и тому же излучателю. Для идентификации может потребоваться исследование тонкой структуры сигнала.

В станциях РТР используются как моноимпульсные, так и одноканальные пеленгаторы.

В некоторых случаях система обнаружения объединяется с пеленгатором, если пеленгатор одноканальный.

Аппаратура связи используется для сбора на одном из пеленгационных постов всей разведывательной информации с целью идентификации сигналов и расчета координат РТС по измеренным пеленгам.

ЭВМ предназначена для анализа сигналов, определения типа РЛС и расчета координат по измеренным пеленгам.

11.4. Поиск и обнаружение сигналов станциями радиотехнической разведки

К системам обнаружения станций радиотехнической разведки предъявляются требования по следующим параметрам.

1. Угловой сектор разведки ($\Delta a_p : 60^\circ \div 90^\circ$);
2. Полоса частот разведки Δf_p . Радиолокационный диапазон $100 \div 18000$ МГц разбивается на ряд поддиапазонов.

Типичное требование: один поддиапазон должен быть не менее одной октавы ($f_{MAX} = 2f_{MIN}$);

3. Динамический диапазон входных сигналов. По расчетам он должен быть не менее 100 дБ.

4. Точность измерения частоты и разрешающая способность по частоте.

Станции разведки могут быть поисковыми по частоте и направлению или беспойсковыми.

11.4.1. Поиск по частоте

Поиск по частоте выполняется в перестраиваемых приемниках, у которых полоса пропускания значительно меньше полосы разведки. Такие приемники называют панорамными. Структурная схема приемника приведена на рисунке 11.2.

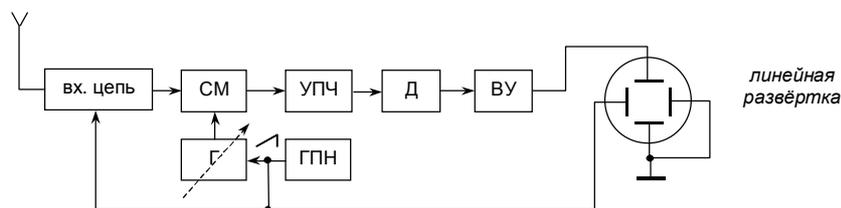


Рисунок 11.2. Структурная схема поискового приемника

Существуют следующие режимы поиска по частоте.

1. Медленный гарантированный.
2. Быстрый гарантированный.
3. Поиск со средней скоростью (вероятностный).

Рассмотрим эти режимы.

На приведенной ниже диаграмме по горизонтальной оси отложено время, по вертикальной - частота настройки приемника (рисунок 11.3). Штриховая линия показывает время существования импульсов периодической последовательности входных сигналов, излученных РЛС.

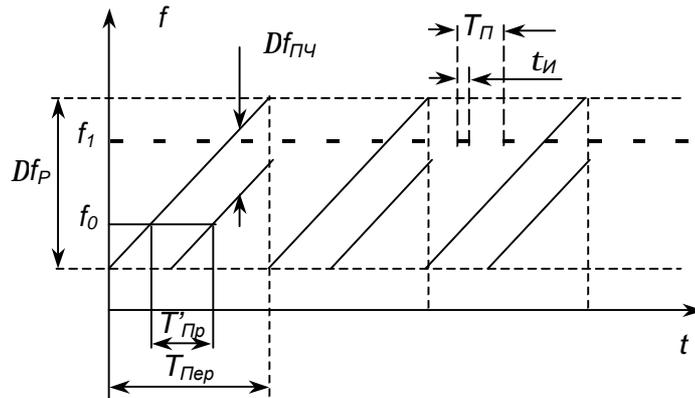


Рисунок 11.3. Диаграмма перестройки приемника

На рисунке 11.3 обозначено:

Δf_P - полоса разведки;

$T_{Ппер}$ - время перестройки приемника на полосу разведки;

$T'_{Ппр}$ - время перестройки приемника на полосу пропускания. В течении этого времени приёмник может принимать сигнал фиксированной частоты.

Условие медленного гарантированного поиска записывается в виде $T'_{Ппр} \geq T_{П MAX}$, то есть за время перестройки приемника на полосу пропускания гарантируется прием хотя бы одного импульса РЛС с самым большим периодом повторения $T_{П MAX}$. Отсюда можно найти время медленного гарантированного поиска $T_{Ппер}$:

$$T_{Ппер} : T_{Ппер} \geq T_{П MAX} \frac{\Delta f_P}{\Delta f_{ПЧ}}.$$

Например, $T_{П} = 1/200$ с; $\Delta f_P = 2$ ГГц; $\Delta f_{ПЧ} = 2$ МГц; $T_{Ппер} = 5$ с.

Получившееся время поиска приемлемо на практике. Однако приведенный расчет справедлив, если входная последовательность существует непрерывно в течение времени анализа. Такие условия существуют при разведке наземных РЛС с борта самолета, когда прием ведется как по основному, так и боковому излучению РЛС. На трассах "земля-земля" чувствительности приемных устройств, как правило, хватает только для

работы по основному излучению. Поэтому в полученную формулу для времени поиска вместо периода повторения импульсов $T_{П\ MAX}$ следует подставить период сканирования $T_{СК}$, что делает время поиска недопустимо большим.

Условие быстрого гарантированного поиска записывается в виде $T_{Пер} \leq t_{И\ MIN}$, то есть перестройка на полосу разведки выполняется за время самого короткого ожидаемого импульса.

Скорость перестройки по частоте - $g = \frac{\Delta f_p}{t_{И\ MIN}}$, при этом оказывается очень высокой. Например, если $\Delta f_p = 2$ ГГц, $t_{И\ MIN} = 0,5$ мкс, то $g = 4$ ГГц/мкс.

Генераторы электромагнитной энергии, перестраивающиеся с такой скоростью, существуют, например, лампы обратной волны, митроны [22]. Проблемы возникают с обеспечением разрешающей способности, так как полоса пропускания фильтров промежуточной частоты расширяется с увеличением скорости перестройки. Поведение амплитудно-частотной характеристики фильтра при увеличении скорости перестройки иллюстрируется рисунком 11.4. Расширение полосы и уменьшение максимума наступают, когда время перестройки фильтра на полосу пропускания становится соизмеримым с его постоянной времени $t_e = 1 / \Delta f_{ПЧ}$.

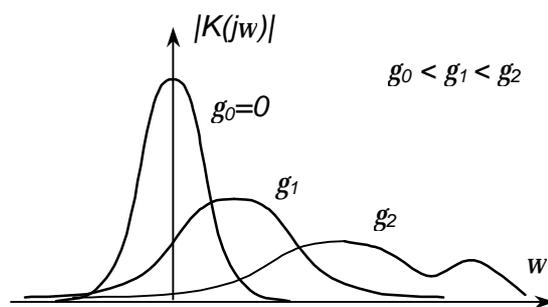


Рисунок 11.4. Трансформация АЧХ узкополосного фильтра при увеличении скорости перестройки

Соответствующая скорость перестройки

$$g = \frac{\Delta f_{ПЧ}}{t_e} = \Delta f_{ПЧ}^2,$$

откуда $\Delta f_{ПЧ} = \sqrt{g}$ - минимальная полоса пропускания при скорости перестройки g .

При $g = 4$ ГГц/мкс, $\Delta f_{ПЧ} = 65$ МГц. Такая полоса пропускания во многих случаях не обеспечивает требуемой точности измерения частоты.

Для увеличения точности можно использовать тот факт, что при быстрой перестройке гетеродина сигнал на выходе смесителя приобретает линейную частотную модуляцию. Устанавливая на выходе смесителя фильтр, согласованный с этим сигналом, сжимаем сигнал по времени, улучшая тем самым точность измерений.

Поиск со средней скоростью имеет место, когда не выполняются условия ни медленного ни быстрого гарантированного. Время, необходимое для уверенного обнаружения сигнала в этом режиме, приближается ко времени медленного гарантированного поиска.

11.4.2. Бесписковые по частоте разведывательные приемники

В простейшем случае это приемники прямого усиления с параллельно включенными полосовыми фильтрами, перекрывающими всю полосу разведки (рисунок 11.5).

Проблемы возникают при разработке разветвителей СВЧ-сигналов и фильтров с достаточно узкой полосой пропускания и частотной характеристикой, достаточно равномерной в полосе прозрачности и имеющей достаточно крутые скаты.

Обычно крутизну скатов фильтра подбирают так, что в пределах динамического диапазона системы сигнал может регистрироваться в одном или двух соседних фильтрах. Если сигнал попал только в один фильтр, то принимается $f = f_i$, если в два, то принимается

$$f = \frac{f_i + f_{i+1}}{2}.$$

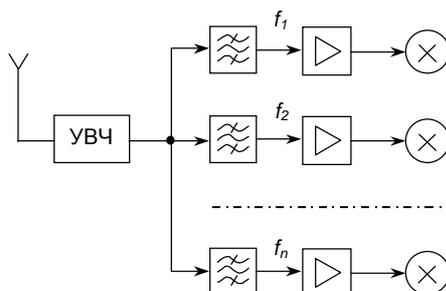


Рисунок 11.5. Структурная схема беспойскового по частоте разведывательного приемника

Максимальная погрешность измерения оказывается равной $df = \frac{\Delta f}{2}$, где Δf - полоса пропускания на уровне верхней границы динамического диапазона. При $\Delta f_p = 2$ ГГц, $df = 2$ МГц, число фильтров $N = 500$.

Число фильтров можно уменьшить, используя матричную схему приемника, принцип построения которой иллюстрируется рисунком 11.6.

Входной сигнал расфильтровывается m первыми фильтрами и индицируется на их выходах m первыми индикаторами. m первых преобразователей частоты приводят сигналы в каждом из каналов к одной и той же полосе частот со средним значением $f_{0,1}$. Эти сигналы объединяются и процедура расфильтрации повторяется, причем вторые фильтры имеют полосу пропускания $\Delta f_p / m^2$. Данная процедура повторяется N раз.

Полоса пропускания фильтров последнего "столбца", определяющая точность измерения частоты, рассчитывается по формуле

$$\Delta f = \frac{\Delta f_p}{m^N}.$$

Совокупность показаний индикаторов (нулей либо единиц) представляет собой код частоты.

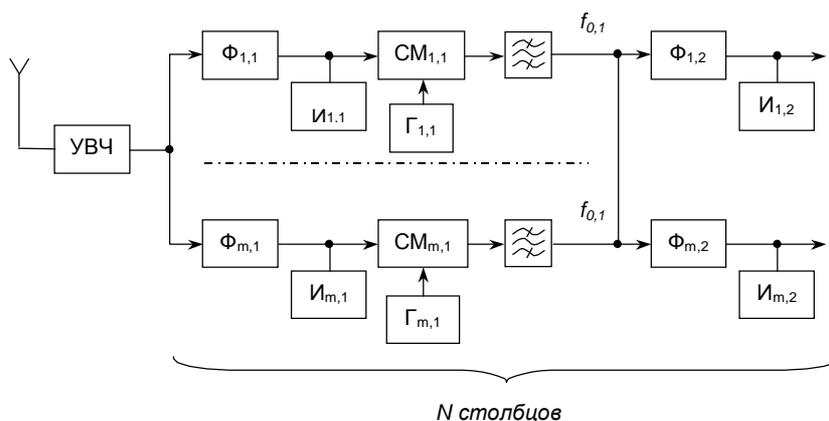


Рисунок 1.6. Структурная схема матричного приемника

Сокращение числа фильтров в матричной схеме по сравнению с обычной параллельной расфилтровкой сигналов может быть рассчитано по формуле

$$x = \frac{1}{N} \left(\frac{\Delta f_p}{\Delta f} \right)^{\frac{N-1}{N}},$$

где N - количество "столбцов".

В широкополосных беспойсковых по частоте приемниках измерение несущей частоты можно производить фазовым (интерференционным) методом, как показано на рисунках 11.7 а), б) [23].

Сигналы с выхода УВЧ поступают на две параллельные линии передачи различной длины. Разность фаз сигналов на выходе линий будет зависеть от частоты. В схеме на рисунке 11.7 а) она измеряется фазометром Φ , в схеме на рисунке 11.7 б) сигналы с линий передачи суммируются и поступают на амплитудный детектор АД. Амплитуда суммарного сигнала зависит от разности фаз, а следовательно и от частоты.

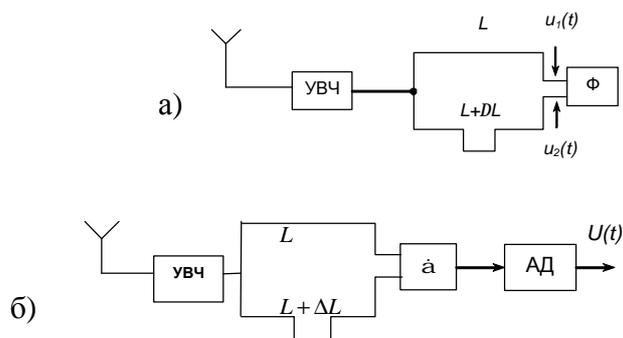


Рисунок 11.7. Структурная схема фазового (интерферометрического) измерителя частоты. Ф - фазометр, АД - амплитудный детектор.

Пусть

$$u_1(t) = U \cos\left(w_0 t - 2p \frac{L}{I_s}\right); \quad u_2(t) = U \cos\left(w_0 t - 2p \frac{L + \Delta L}{I_s}\right);$$

$$I_s = \frac{v}{f_0}, \quad v - \text{ скорость распространения волны в фидере.}$$

$$\text{Тогда} \quad j = 2p \frac{DL}{I_s} = 2p \frac{DL}{v} f_0.$$

$$\text{Откуда} \quad f_0 = \frac{jv}{2pDL}.$$

Пользуясь полученной формулой, оценим среднеквадратическую погрешность измерения частоты:

$$S_{f_0} = \frac{S_\phi v}{2p\Delta L};$$

Если $L > l$, возникает неоднозначность отсчёта фазы, так что

$$f_0 = \frac{(j + 2pk)v}{2pDL},$$

где k - целое число периодов разности фаз, утраченное при измерениях.

Для получения высокой точности в широком частотном диапазоне используют многошкальные системы.

11.5. Классификация и общая характеристика средств радиопротиводействия

Радиопротиводействие - комплекс средств, уменьшающих эффективность РЛС.

Средства радиопротиводействия делятся на следующие группы:

1. Создание активных и пассивных помех;
2. Изменение электрических свойств среды (ионизация пространства и использование поглощающих веществ (дымов));
3. Изменение отражающих свойств объектов (применение объектов специальной формы и противорадиолокационных покрытий).

Активные помехи по назначению делятся на заградительные и прицельные.

Заградительные рассчитаны на подавление всех РЛС определённого диапазона.

Прицельная помеха рассчитана на подавление конкретной РЛС.

Активная помеха может быть маскирующей или имитирующей.

Маскирующая помеха ухудшает условия наблюдаемости для оператора РЛС и может представлять собой широкополосный непрерывный сигнал, например имеющий характер шума.

На экране индикатора типа А такая помеха создает сплошную яркую полосу.

Недостаток маскирующих помех: станция помех себя демаскирует.

Имитирующая помеха аналогична сигналам реальных радиолокационных целей и рассчитана на отвлечение оператора (или автомата) от действительных целей.

По виду излучения помехи классифицируют на непрерывные и импульсные.

Импульсные помехи делятся на синхронные (с сигналами подавляемой РЛС) и несинхронные. Имитирующие помехи могут быть только синхронными.

Непрерывная помеха может быть широкополосной или представлять собой немодулированное гармоническое колебание. В последнем случае ее воздействие заключается в уменьшении чувствительности приемника РЛС.

Синхронная помеха создаёт неподвижные отметки на экране, несинхронная - бегущие вдоль развертки дальности импульсы.

Наиболее эффективны имитирующие помехи. Для создания имитирующих помех необходимо знать параметры сигналов подавляемой РЛС. Поэтому станция помех должна иметь в своем составе разведывательный приемник (см. рисунок 11.8).

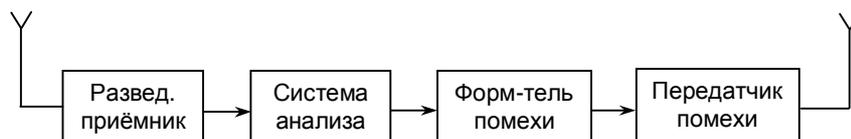


Рисунок 11.8. Укрупнённая структурная схема станции помех

Противорадиолокационные покрытия наносятся на объекты военной техники для уменьшения их ЭПР. Различают покрытия градиентного типа и покрытия интерференционного типа.

Покрытия градиентного типа поглощают падающие на них радиоволны. Для уменьшения отражений падающей волны ко-

эффициент преломления $n = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}}$ плавно изменяется от еди-

ницы на внешней поверхности до необходимой величины.

Материал покрытия состоит из двух составляющих: основа (стеклопластик, каучук и т.д.) и поглощающий материал (например, специальный феррит).

Противорадиолокационные покрытия не должны ухудшать боевые качества защищаемых объектов. Для этого они должны быть прочными, термостойкими, и иметь небольшую толщину. Для уменьшения отражений поверхность делается неровной (рисунок 11.9).



Рисунок 11.9. Покрытие градиентного типа

Действие покрытий интерференционного типа основано на взаимной компенсации сигналов, отраженных от их внешней поверхности и поверхности защищаемого объекта (рисунок 11.10).

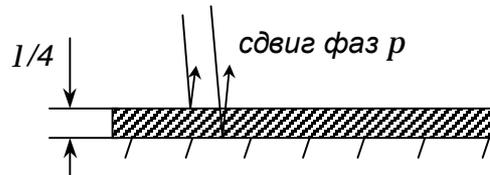


Рисунок 11.10. Интерференционное покрытие

Материалом для интерференционных покрытий может быть специальная керамика. Интерференционные покрытия эффективны в узкой полосе частот.

Есть данные, что при толщине покрытия $d = 8$ мм в диапазоне частот (300-1000) МГц отражается 1% падающей энергии электромагнитной волны, а при $d = 2,5$ мм - 10% [20].

В Соединенных Штатах Америки выпускаются боевые самолеты, изготовленные по программе Stealth, цель которой - уменьшение заметности объектов военной техники. Для уменьшения ЭПР существенно изменены формы самолетов. Уголки заменены плавными линиями, плоскости - кривыми поверхностями. Наряду с применением неметаллических (композиционных) материалов в элементах конструкций и поглощающих покрытий это позволило снизить ЭПР истребителей и бомбардировщиков с 10-100 м² до одного квадратного метра [20].

Для обнаружения самолётов, изготовленных по технологии Stealth эффективны разнесённые РЛС.

11.6. Расчёт зон подавления РЛС

Определим мощность станции помех, необходимую для подавления РЛС. Рассмотрим сначала критерии эффективности постановки помех [23].

Они делятся на две группы:

1. Критерии информационные, основанные на оценке информационного ущерба;
2. Критерии оперативно-тактические, связанные с выполнением боевой задачи.

Мерой информационного ущерба может служить объем или площадь пространства, прикрытого помехами от радиолокационного наблюдения. Помеха наносит заданный информационный ущерб при условии

$$k = \left(\frac{P_{\Pi}}{P_C} \right)_{BX} \geq k_{\Pi} ,$$

где k_{Π} - коэффициент подавления данного радиолокационного средства данным видом помех.

Рассчитаем коэффициент подавления. Для этого введем следующие обозначения (рисунок 11.11).

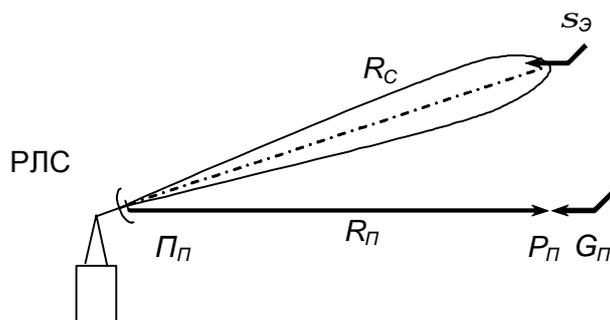


Рисунок 11.11. К расчету зон подавления РЛС

R_{Π} - дальность от РЛС до постановщика помех;

R_C - дальность от РЛС до цели;

Π_{Π} - плотность потока мощности помех у РЛС;

Плотность потока мощности помехи у РЛС найдем по формуле

$$\Pi_{II} = \frac{P_{II} G_{II}}{4\pi R_{II}^2};$$

Считая далее, что мощность помехи равномерно распределена в полосе Δf_{II} , найдем мощность помехи P_{II} в полосе пропускания приемника РЛС Δf_{IIp} ,

$$P_{II} = \Delta f_{IIp} \Pi_{II} S_a \frac{1}{\Delta f_{II}} F_E^2(a, b) g.$$

где $F_E(a, b)$ - нормированная ДНА РЛС по полю;

g - коэффициент, учитывающий разность поляризаций.

В реальных условиях учитывается коэффициент поглощения энергии радиоволн в среде.

Из двух последних соотношений получаем,

$$P_{II} = \frac{\Delta f_{IIp}}{\Delta f_{II}} \cdot \frac{P_{II} G_{II} S_a}{4\pi R_{II}^2} F_E^2(a, b) g, \quad (11.1)$$

Мощность сигнала на входе приемника, отраженного от цели с эффективной поверхностью рассеяния S_{σ} , находящейся в главном луче ДНА РЛС на расстоянии R_C от нее, вычислим по формуле

$$P_C = \frac{P_{II} G_{II} S_{\sigma} S_a}{(4\pi R_C^2)^2}. \quad (11.2)$$

Из (11.1), (11.2) имеем

$$\frac{P_{II}}{P_C} = \frac{P_{II} G_{II} S_a F_E^2(a, b) \Delta f_{IIp} g}{\Delta f_{II} 4\pi R_{II}^2 P_{II} G_{II} S_{\sigma} S_a} (4\pi R_C^2)^2; \quad (11.3)$$

Данная формула получила название уравнения противорадиолокации.

Перепишем её в виде

$$\left(\frac{P_{II}}{P_C} \right)_{BX} = a \frac{R_C^4}{R_{II}^2},$$

где a - коэффициент, зависящий от параметров РЛС и постановщика помех.

Из полученной формулы видно, что при фиксированном расстоянии между РЛС и постановщиком помех отношение мощности помехи к мощности сигнала на входе локационного

приемника пропорционально четвертой степени дальности до цели. На рисунке 11.12 дальность наблюдения цели равна $R_{C.KP}$, если расстояние до источника помех равно $R_{П1}$. Помеха эффективна, если $R_C > R_{C.KP}$.

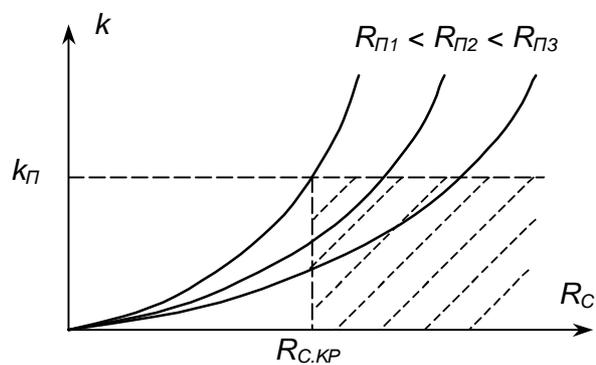


Рисунок 11.12. Зависимость отношения $P_{П} / P_C$ от расстояния РЛС-цель

Реальная мощность передатчика заградительных помех
 $P_{П} = (0,5 \div 1)$ кВт.

12. СИСТЕМЫ ПОСАДКИ САМОЛЁТОВ

12.1. Общие сведения

Функции оборудования, предназначенного для автоматической посадки самолетов, сводятся к следующему:

- определение с требуемой точностью отклонений корабля от заданной траектории посадки в вертикальной и горизонтальной плоскостях, а также высоты и вертикальной скорости;
- минимизация в момент приземления отклонения от оси взлётно-посадочной полосы (ВПП), боковой составляющей скорости и угла между продольной осью корабля и ВПП в вертикальной плоскости.

Состав посадочной аппаратуры определяется категорией посадки, зависящей от метеоминимума, при котором допускается посадка. Международная организация гражданской авиации ИКАО определяет три категории. Системы первой категории выдают информацию для управления посадкой до высоты 60 метров (это высота нижней границы облачности). Системы второй категории обеспечивают то же до высоты 15 метров. Системы третьей категории пригодны для посадки с приземлением при ограниченной или отсутствующей видимости и при движении по ВПП.

12.2. Системы посадки метрового диапазона

В настоящее время эксплуатируются радиосистемы посадки метрового диапазона, обеспечивающие посадку по неизменной заданной на земле траектории. Система состоит из наземной и бортовой частей. Наземная часть задаёт траекторию движения в двух плоскостях с помощью курсового и глиссадного маяков. Бортовая часть определяет отклонения от заданной радиозоны в двух плоскостях с выдачей информации на индикаторы лётчика и штурмана.

Курсовой маяк задает линию снижения самолета в горизонтальной плоскости, глиссадный - в вертикальной. Линия кур-

са совпадает с осью ВПП, глисада наклонена к горизонту под углом 2-4 градуса. Наибольшее распространение получили амплитудные радиомаяки - передающие навигационные устройства с направленным излучением. В таких маяках обычно используются две пространственно разнесенные пересекающиеся диаграммы излучения, по которым излучаются сигналы с различной модуляцией. Линия курса (планирования) определяется путем сравнения на борту самолета сигналов, принятых по этим диаграммам.

Наибольшее распространение получили системы, использующие методы сравнения глубины модуляции несущего сигнала в разнесенных диаграммах. К ним относится ряд отечественных систем СП-48, СП-50, СП-68, СП-70 и т.д., а также варианты международной системы *ILS* (Instrument Landing System). При этом СП-48, СП-50, СП-50М соответствуют системам первой категории, СП-68 — второй, СП-70 и *ILS* — третьей.

В отдельных точках траектории производится дублирующий контроль действительного движения посредством двух или трёх маркерных маяков.

Маркерные радиомаяки формируют воронкообразную в вертикальном направлении диаграмму направленности. Излучаемые колебания модулированы по амплитуде и манипулированы определённым кодом в соответствии с местом расположения маяка.

Расположение маяков относительно ВПП представлено на рисунке 12.1. Здесь КРМ — курсовой радиомаяк, ГРМ — глисадный радиомаяк, МРМ — маркерный радиомаяк (БМРМ — ближний, СМРМ — средний, ДМРМ — дальний). Некоторые системы комплектуются двумя маркерными маяками — СМРМ и ДМРМ, устанавливаемыми на удалениях 1050 и 4000 м.

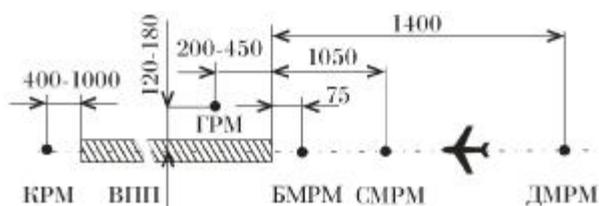


Рисунок 12.1. Схема расположения радиомаяков системы посадки

Принцип действия канала курса отечественных систем типа СП-48...СП-68 следующий: по заданному направлению глубина модуляции сигнала маяка равна нулю, угловое отклонение от курса связано с ростом глубины модуляции, а сторона уклонения задаётся фазой модулирующего сигнала. Антенная система маяка создаёт три диаграммы направленности, расположенные относительно курса посадки так, как показано на рисунке 12.2,а. Узкие лепестки получены двумя разнесёнными излучателями, запитанными противофазными токами боковых частот (частота амплитудной модуляции — 60 Гц). По широкой диаграмме излучается сигнал, промодулированный поднесущей (10000 Гц), которая несёт информативный сигнал (60 Гц) с опорной фазой. Опорная фаза совпадает с фазой информативного сигнала одной из узких диаграмм, с фазой сигнала другой узкой диаграммы она оказывается противоположной. Спектры принятых на борту сигналов от пар диаграмм для разных сторон уклонения от заданного курса приведены на том же рисунке.

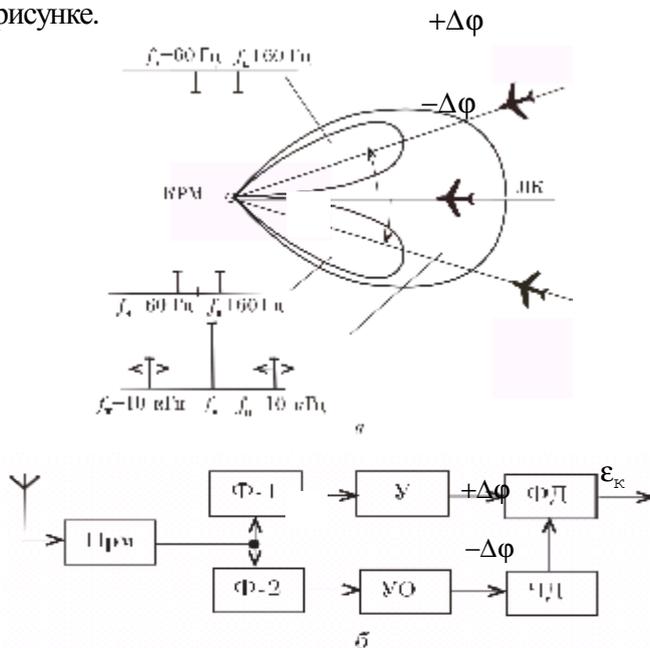


Рисунок 12.2. Построение канала курса системы СП-50:
 а — диаграммы направленности центрального и боковых излучателей и спектры излучаемых сигналов; б — структурная схема бортового приемника

На выходе амплитудного детектора бортового приёмника Прм (рисунок 12.2,б) появляются два сигнала: один имеет частоту 60 Гц, другой — 10000 Гц. Сигналы разделяются фильтрами Ф-1 и Ф-2. Второй сигнал после усиления и ограничения в блоке УО подвергается частотному детектированию в блоке ЧД. На фазовый детектор ФД поступают два сигнала частотой 60 Гц. Выходное напряжение детектора ϵ_k пропорционально амплитудам (амплитуда опорного сигнала постоянна, амплитуда другого зависит от глубины модуляции, т.е. от углового отклонения от линии курса ЛК), а полярность определяется разностью фаз, т.е. стороной уклонения.

Принцип действия канала курса системы *ILS* поясняет рисунок 12.3. Антенная система формирует две пересекающиеся по линии курса (ЛК) диаграммы, либо две диаграммы, минимум (нуль) одной и максимум другой которых совпадают с линией курса (рисунок 12.3,а). Радиомаяки, построенные по первому варианту, получили название равносигнальных, а по второму — с опорным нулём. В любом случае маяки реализуют метод сравнения глубины пространственной модуляции двух сигналов. Формат сигналов в точке приёма при любом варианте построения маяков аналогичен, и на борту применяется одна и та же аппаратура.

Равносигнальный маяк излучает по двум частично перекрывающимся диаграммам синфазные амплитудно-модулированные сигналы с разными частотами модуляции: 90 и 150 Гц. Уровень сигналов и глубина модуляции по диаграммам одинаковы, а вдоль линии курса они равны. Угловое расположение диаграмм и спектры излучаемых сигналов приведены в верхней части рисунка 12.3,а. Маяк с опорным нулём антенной с широкой диаграммой излучает амплитудно-модулированный сигнал с двумя частотами модуляции. Вторая (двухлепестковая) антенна излучает балансно-модулированный теми же двумя частотами сигнал. Фазы боковых частот в лепестках диаграммы противоположны (см. рисунок 12.3,а). В пространстве эти антенны создают полный сигнал с угловым распределением параметров, аналогичным первому варианту маяка. Приёмное бортовое устройство после амплитудного детектирования разделяет фильтрами информативные сигналы и сравнивает их. Структурная схема бортового приёмника представлена на рисунке 12.3,б.

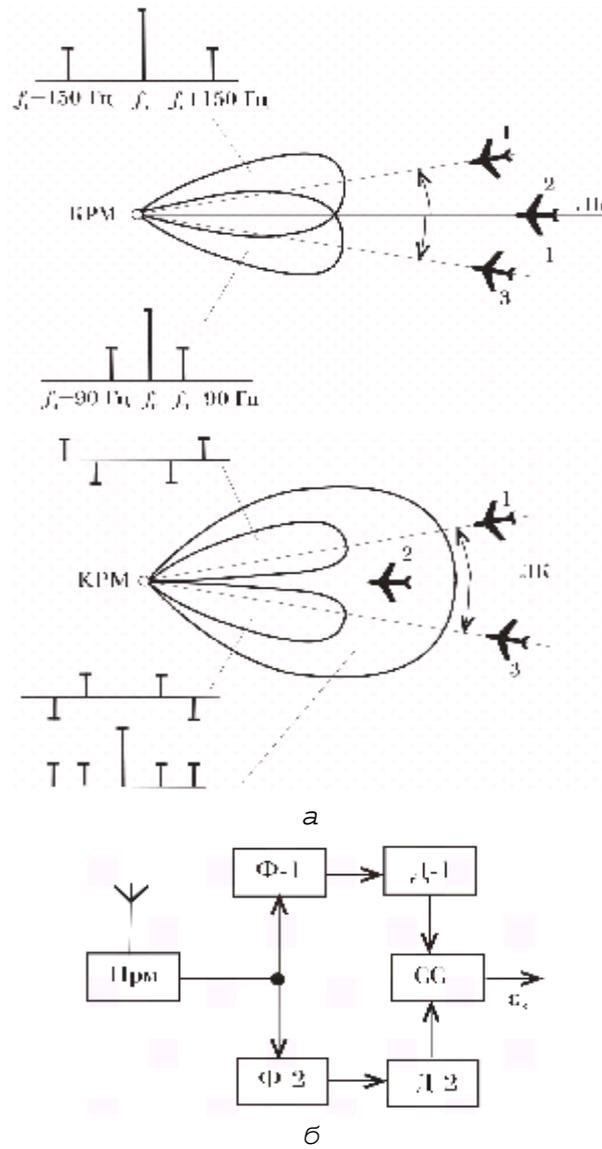


Рисунок 12.3. Построение канала курса в системах ILS:
 а — диаграммы направленности излучателей и спектры излучаемых сигналов; б — структурная схема бортового приемника

Принцип действия канала глиссады отечественных систем совпадает с принципом действия равносигнального курсового маяка системы *ILS*. Антенны одновременно формируют в пространстве две пересекающиеся диаграммы. Верхняя диаграмма создаётся верхней антенной, излучающей балансно-модулированные колебания с частотой модуляции 45 Гц, нижняя диаграмма — с частотой модуляции 75 Гц. Принимаемый сигнал проходит детектор бортового приёмника, на нагрузке которого возникают колебания с удвоенными частотами 90 и 150 Гц. Эти сигналы разделяются фильтрами и поступают на схему сравнения и стрелочный индикатор.

Канал глиссады системы *ILS* по принципу действия аналогичен каналу курса этой системы. Здесь реализуется метод сравнения глубин пространственной модуляции. Глиссада задаётся с помощью либо равносигнальных радиомаяков (диаграммы пересекаются по линии глиссады), либо радиомаяков с опорным нулём (линии глиссады соответствует максимум одной диаграммы и минимум другой). В любом случае в бортовом приёмнике амплитудным детектором и фильтрами выделяются сигналы модулирующих частот, затем сравниваются и индицируются. При этом верхнему лепестку диаграммы соответствует частота 150 Гц, нижнему — 90 Гц.

Бортовое оборудование обычно является многофункциональным. Так, отечественная аппаратура «КУРС-МП2» работает по сигналам всех перечисленных выше систем, а также канал курса способен принимать сигналы азимутального пеленгового маяка *VOR* международной системы ближней навигации *VOR/DME*. Аналогично строится и зарубежная бортовая аппаратура.

Международными нормами определены следующие частотные диапазоны работы маяков любых систем посадки: курсовые — 108–111,975 МГц, глиссадные — 328,6–335,4 МГц, маркерные — 75,0 МГц.

Недостатком систем посадки метрового диапазона является формирование единственной траектории снижения под уг-

лом 2–4 градуса к горизонту, что неприемлемо для самолётов с укороченным взлётом и вертолётов. Кроме этого, система подвержена значительному влиянию погодных условий на задаваемый угол посадки, поскольку диаграмма направленности антенны глиссадного маяка формируется с участием земной поверхности.

Свободными от указанных недостатков являются системы посадки сантиметрового диапазона, в которых требуемая данному типу летательных аппаратов глиссада формируется на борту.

12.3. Системы посадки сантиметрового диапазона *MLS* (Microwave Landing System)

Различные варианты *MLS* разработаны с целью замены систем посадки типа *ILS*, обладающих следующими недостатками: 1) малые размеры секторов посадки; 2) непригодность для самолётов с вертикальным и укороченным взлётом и посадкой; 3) зависимость параметров каналов курса и глиссады от характера местности вблизи маяков и от метеоусловий; 4) малое число частотных каналов; 5) высокая стоимость строительно-монтажных работ и эксплуатации.

В состав системы входит наземное и бортовое оборудование. Полный комплект наземного оборудования состоит из угломерной и дальномерной подсистем. Угломерная подсистема состоит из четырёх каналов: двух азимутальных и двух угломестных. Состав маяков следующий: 1) азимутальный радиомаяк для задания курса посадки РМА-1; 2) азимутальный радиомаяк для задания курса ухода от полосы для захода на второй круг посадки РМА-2; 3) угломестный радиомаяк для задания глиссады РМУ-1; 4) угломестный радиомаяк для выравнивания самолёта перед приземлением РМУ-2. Радиомаяки передают на борт также некоторую служебную информацию (функции маяка, метеоусловия, координаты антенн маяков, тест для проверки бортовой аппаратуры и т.д.) В состав дальномерной подсистемы входит бортовой запросчик дальности, работающий с наземным ответчиком системы ближней навигации *VOR/DME*.

Бортовое оборудование измеряет углы относительно оси посадочной полосы и относительно земной поверхности, дальности до точки приземления и производит формирование требуемой траектории снижения.

В зависимости от вида информативного параметра сигнала MLS делятся на временные и частотные. Временные радиомаяки излучают импульсный сигнал антенной с узкой сканирующей диаграммой направленности. Частотные маяки вводят доплеровское изменение частоты сигнала, пропорциональное измеряемому углу. В качестве международной принята первая система.

Принцип действия временных систем посадки состоит в определении углового положения корабля по курсу θ и глассаде h путём измерения в бортовом вычислителе временного интервала между двумя импульсами И–А и И–Б (рисунок 12.4), появляющимися на выходе приёмника от сканирующей узконаправленной антенны маяка во время прямого и обратного хода. Углы в вертикальной и горизонтальной плоскостях соответственно равны:

$$h = M_h(t_h - T_{0h}), \quad \theta = M_\theta(t_\theta - T_{0\theta}),$$

где t_h, t_θ — временной интервал между импульсами И–А и И–Б в измеряемой плоскости при произвольном положении самолета; M_h, M_θ — масштабные коэффициенты, равные половине скорости сканирования луча соответствующей антенны; $T_{0h}, T_{0\theta}$ — временной интервал между импульсами И–А и И–Б в соответствующей плоскости при требуемом положении самолета.

Отсчёт времени в бортовом вычислителе начинается с момента приёма стартового импульса И–О. Этот импульс передаётся ненаправленной антенной маяка перед началом сканирования в прямом направлении. На борту фиксируется также момент t_π , соответствующий середине цикла сканирования. Интервал времени T_π между стартовым импульсом и серединой цикла не зависит от углового положения корабля и называется кодовым интервалом. Величина кодового интервала определяет принадлежность принятой информации соответствующему маяку.

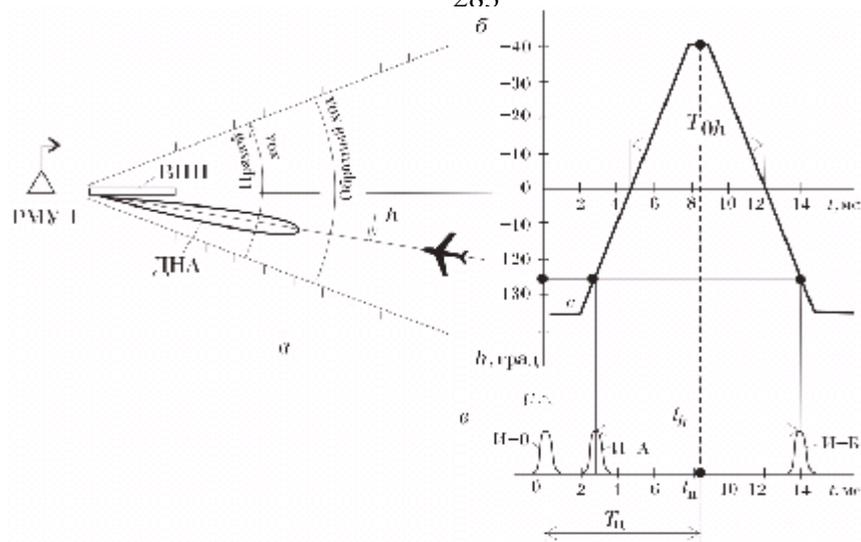


Рисунок 12.4. Принцип действия временной системы *MLS*:
 а — зона сканирования луча антенны (заштрихованы границы зоны);
 б — временная диаграмма сканирования луча;
 в — отсчет времени в бортовом устройстве

12.4. Перспективы развития систем посадки

В настоящее время эксплуатируются в основном радиомаячные системы посадки метрового диапазона. Совместно с ними работает светотехническое оборудование, обозначающее края посадочной полосы и траекторию снижения на её конечном участке. В эксплуатацию вводятся маячные системы сантиметрового диапазона, обладающие лучшими тактико-техническими характеристиками.

Кроме маячных систем существуют, но не нашли широкого применения следующие типы систем посадки.

1. Спутниковые системы посадки, реализующие дифференциальный режим работы спутниковых навигационных систем второго поколения («Глонасс», «Навстар»). Системы разработаны в 1995 году и являются системами первой категории.

2. Системы посадки с бортовой РЛС миллиметрового диапазона, являющиеся системами второй и третьей категорий.

Индикация результатов обзора производится на лобовом стекле пилотской кабины. Системы начинают работу на расстоянии 3 км от полосы.

3. Системы посадки с бортовым локатором инфракрасного диапазона. Системы подобны радиолокационным.

4. Маячные системы посадки ультрафиолетового диапазона. Они не нашли применения, однако в тумане и облаках обеспечивают в три раза лучшую видимость, чем оптические.

5. Лазерные системы посадки. Курсовые и глиссадные маяки задают цветом два уровня углов, например, выше глиссадны — белый, ниже — красный.

6. Телевизионные системы посадки. Системы являются бортовыми автономными, соответствуют требованиям второй и третьей категорий.

Предполагается, что развитие систем посадки будет происходить с учётом следующих положений.

1. Будут выводиться из эксплуатации системы метрового диапазона с заменой сантиметровыми системами.

2. Системы с бортовыми локаторами широкого распространения не получат из-за малой дальности действия.

3. Наиболее перспективными являются спутниковые системы первой и второй категорий.

4. Спутниковые системы третьей категории могут быть только комплексными, т.е. иметь в своём составе высотомер.

5. Лучшими характеристиками обладают комплексные системы, состоящие из спутниковой и телевизионной подсистем.

13. РАДИОСИСТЕМЫ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ.

13.1. Назначение

Радиосистемой ближней навигации (РБН) называют систему, состоящую из наземных радиомаяков и бортового оборудования и обеспечивающую на удалениях до 300-400 км информацию об азимуте и (или) дальности самолета на его борту. Азимут и дальность определяются относительно радионавигационной точки, в которой расположен радиомаяк и координаты которой известны. Для определения требуемой точности местоопределения РБН работают в диапазоне УКВ. Волны этого диапазона распространяются в пределах прямой радиовидимости, поэтому расстояния 300-400 км обеспечиваются при высотах полета 6-10 км.

Наземное оборудование РБН состоит из пеленгового и дальномерного радиомаяков. Пеленговый маяк позволяет определять на борту азимут на самолет из места расположения маяка. Дальномерный маяк является ответчиком, с которым работает бортовой запросчик дальности. Бортовое оборудование РБН предназначено для измерения азимута и дальности для последующего определения в навигационно-посадочном комплексе координат самолета или отклонения от заданного маршрута движения.

Система в целом состоит из двух радионавигационных устройств: угломерного (азимутального) устройства и дальномерного устройства. Каждое из этих устройств имеет наземную и бортовую части. Бортовая часть находится на каждом корабле, а наземная часть представляет собой разветвленную сеть радиомаяков, либо объединённых азимутально-дальномерных, либо только азимутальных или только дальномерных.

Местоположение самолета может определяться по результатам определения двух линий положения: прямой и окружности при работе по одному объединённому маяку. Возможно определение одинаковых линий положения при работе по разнесённым маякам.

Наибольшее распространение получили отечественные системы, называемые РСБН, и международная система *VOR/DME*.

13.2. Принцип действия пеленгового канала

В пеленговом канале систем типа РСБН применяется временной метод задания угла. Пеленговый радиомаяк имеет антенную систему, диаграмма направленности которой в горизонтальной плоскости состоит из двух лепестков (рисунок 13.1) и вращается со скоростью 100 оборотов в минуту, что соответствует частоте 1,66 Гц. Антенная система питается немодулированными колебаниями. Кроме этого, маяк через ненаправленную антенну излучает опорный сигнал, состоящий из двух последовательностей импульсов. По количеству импульсов, приходящихся на один оборот направленной антенны, последовательности называются опорными сигналами 35 и 36. В момент, когда минимум диаграммы направленной антенны проходит через северное направление, импульсы обеих последовательностей совпадают. В этот момент на борту создается импульс северного совпадения, который используется в качестве начала отсчёта времени при измерении азимута. Каждый одиночный сигнал из серии 35 или 36 представляет собой кодовую группу, состоящую из двух импульсов, разнесённых на различное время для серии 35 и серии 36.

Азимутальный сигнал от направленной антенны, принимаемый на борту, имеет форму сдвоенного колоколообразного импульса. Время между импульсами северного совпадения и азимутальным, как часть периода вращения направленной антенны маяка, и есть азимут самолета из места расположения маяка.

В системе *VOR/DME* для определения азимута используется пеленговый радиомаяк *VOR* (very high omnidirectional radio range).

В стандартном азимутальном маяке излучаемый сигнал формируется антенной системой, имеющей в горизонтальной плоскости слабо выраженную направленность (рисунок 13.2). Вращение диаграммы направленности с частотой $F_{вр} = 30$ Гц приводит к амплитудной модуляции принимае-

мого сигнала с этой же частотой. В точке с произвольным азимутом θ фаза огибающей амплитудно-модулированного сигнала U_c запаздывает относительно фазы такого же сигнала, принимаемого в северном направлении, на величину θ .

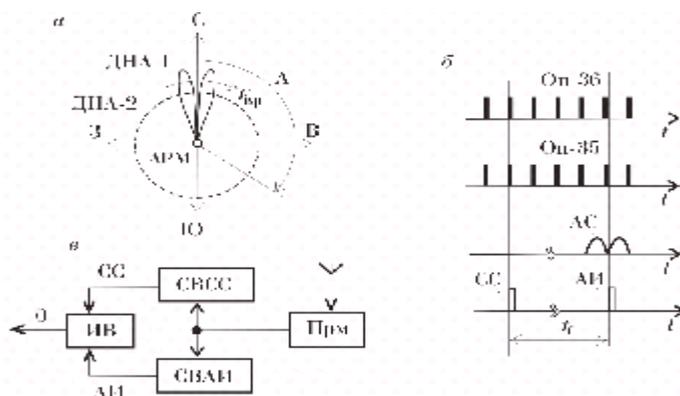


Рисунок 13.1. Канал азимута системы типа РСБН:

a — диаграммы направленности антенн ДНА-1 и ДНА-2 азимутального радиомаяка АРМ; *б* — графики основных сигналов (Оп-36 и Оп-35 — опорные сигналы 36 и 35, АС — азимутальный сигнал, СС — импульс северного совпадения, АИ — азимутальный импульс, t_θ — временной интервал, пропорциональный азимуту θ); *в* — упрощенная структурная схема бортового оборудования (θ — информация об азимуте, ИВ — измеритель времени, СВСС — схема выделения сигнала северного совпадения, СВАИ — схема выделения азимутального импульса, Прим — приемник)

Опорный сигнал, излучаемый маяком, имеющий частоту 30 Гц и фазу, не зависящую от азимута точки приёма и равную фазе азимутального сигнала при $\theta = 0$, излучается маяком путём частотной модуляции поднесущего колебания с частотой $f_n = 9960$ Гц. Поднесущей, в свою очередь, промодулирована по амплитуде основная несущая частота f_n . Этот дважды модулированный сигнал является единственным излучаемым азимутальным маяком сигналом.

13.3. Принцип действия канала дальности

Каналы дальности всех РБН используют запросный импульсный метод измерения. В состав канала (рис.13.3) входит

бортовое оборудование (запросчик и измеритель дальности) и наземный дальномерный радиомаяк (ответчик дальности). Несущие частоты запросного $f_{н1}$ и ответного $f_{н2}$ сигналов различны. Импульсный характер сигналов позволяет маяку работать одновременно с несколькими запросчиками.

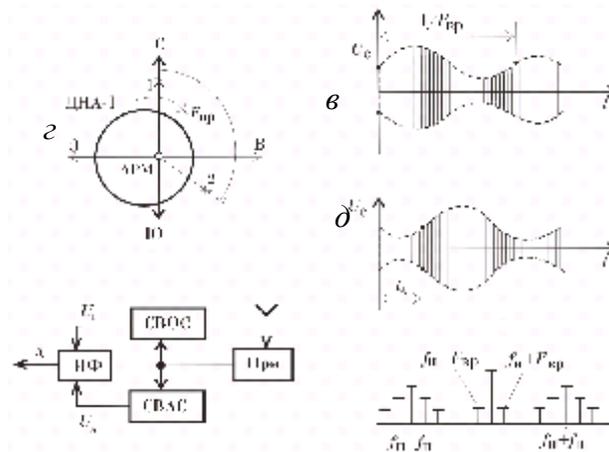


Рисунок 13.2. Стандартный канал азимута системы VOR/DME: а — диаграмма направленности антенны ДНА азимутального радиомаяка АРМ; б, в — форма сигнала, принимаемого в точках 1 и 2; г — упрощенная структурная схема бортового оборудования (Прм — приемник, СВОС — схема выделения опорного сигнала, СВАС — схема выделения азимутального сигнала, ИФ — измеритель фазы, θ — информация об азимуте); д — спектр излучаемого сигнала

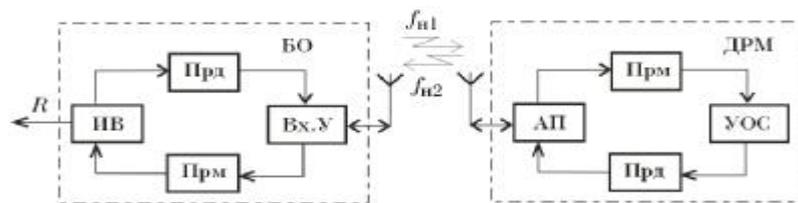


Рисунок 13.3. Укрупненная структурная схема канала дальности: R — информация о дальности, БО — бортовое оборудование, ИВ — измеритель времени, Прд — передатчик, Прм — приемник, Вх.У — входное устройство, ДРМ — дальномерный радиомаяк, АП — антенный переключатель, УОС — устройство обработки сигналов

14. РАДИОСИСТЕМЫ ДАЛЬНЕЙ НАВИГАЦИИ

14.1. Назначение и типы радиосистем

Радиосистемы дальней навигации предназначены для определения местоположения корабля на расстояниях до 1500 км и более. Системы состоят из радиопередающих устройств (опорных станций), стационарно расположенных на земной поверхности в точках с известными координатами, и бортового оборудования. Последнее производит измерение разности расстояний до опорных станций и вычисляет координаты кораблей, воздушных и надводных, разностно-дальномерным (гиперболическим) методом.

Получили распространение системы, основанные на измерении разности времени приема излучаемых импульсных сигналов (импульсные), системы, основанные на измерении разности фаз излучаемых гармонических колебаний (фазовые), а также системы, основанные на комбинации временных и фазовых.

Для реализации возможности измерения на корабле разности расстояний временным или фазовым методами необходимо, чтобы пара опорных точек излучала синхронные или синфазные сигналы соответственно. В классическом варианте временного разностно-дальномерного устройства импульсные сигналы излучаются не только синхронно, но и одновременно.

Для этого необходим канал синхронизации излучаемых импульсов в разнесенных точках. Выполняется это с помощью одной радиолинии или с помощью системы единого времени, локальной или государственной.

На корабле момент излучения не известен, а принимаются только два импульсных сигнала с временной задержкой, определяемой разностью пройденных расстояний. Если сигналы радиомаяков одинаковые, то определить по разности расстояний до какого из маяков расстояние меньше невозможно. Это приводит к тому, что измеренному Δt или ΔR соответствует две симметрично расположенные относительно центра базы ги-

перболы. Для устранения такой двужначности сигналы радиомаяков маркируются. Существует другой вариант работы пар радиомаяков, называемый «ведущая плюс ведомая станция». В этом случае радиосигнал одного маяка (ведущего) является синхронизирующим для другого (ведомого). В результате радиоимпульсы излучаются синхронно, но с постоянной известной задержкой, равной величине базы поделенной на скорость распространения радиоволны. Канал синхронизации значительно упрощается, одновременно с этим устраняется двужначность нахождения гиперболы.

Разностно-дальномерная система местоопределения имеет несколько баз. В этом случае один из маяков является ведущим, остальные ведомые. Излучение ведомых выполняется последовательно с известными задержками относительно сигнала ведущего маяка. При обработке сигналов в аппаратуре потребителя (на корабле) эти введенные задержки учитываются.

Аналогично строятся фазовые разностно-дальномерные системы. Пара станций излучает когерентные радиосигналы либо с нулевой разностью фаз, либо с известным фазовым сдвигом. Фазовые измерители имеют недостаток в виде неоднозначности измерения, состоящий в том, что гиперболы повторяются через интервал разности расстояний, равный длине волны радиосигнала. Однако точность определения гипербол и места корабля при фазовом методе измерения значительно выше временного с импульсными сигналами.

К радиосистемам дальней навигации (РДН) относятся фазовые и импульсно-фазовые длинноволновые и сверхдлинноволновые системы, а также импульсные средневолновые системы. Наибольшее распространение получили системы «Лоран-С», «Омега». Системы «Лоран» (LORAN -long range navigation) обеспечивают навигацию в наиболее важных районах земного шара (побережье США, район Японии, район Скандинавии и др.), а система «Омега» обеспечивает глобальную навигацию.

Система «Лоран-С» относится к классу импульсно-фазовых разностно-дальномерных (гиперболических) РДН и образуется, как и система «Лоран-А», цепочками, состоящими из нескольких пе-

редающих станций.

Система «Омега» относится к классу фазовых разностно-дальномерных (гиперболических) РДН и образуется сетью из восьми станций, размещённых в различных точках земного шара.

14.2. Принцип действия систем «Лоран»

Системы «Лоран» образуются цепочками из ведущей и ведомых опорных станций. Для определения одной линии положения необходимы ведущая и одна ведомая станции. Сигнал ведомой станции дополнительно задерживается на некоторую (кодovou) величину для обеспечения однозначной разности времени прихода сигналов во всей рабочей зоне системы.

Система «Лоран-С» имеет синхронную работу станций, т.е. каждая цепочка состоит из одной ведущей и двух, трёх, четырёх ведомых станций. Сигналы ведущей станции синхронизируют работу всех ведомых. Станции цепочки и всей системы работают на одной несущей частоте 100 кГц, а частоты повторения сигналов в каждой цепочке разные. Каждый импульсный сигнал представляет собой пачку из восьми или девяти импульсов. Когерентность колебаний несущей частоты всех импульсов обеспечивает возможность фазовых измерений в аппаратуре потребителя. Кроме этого, импульсы группы имеют фазовое кодирование для опознавания сигналов ведущей и всех ведомых станций.

В целом система «Лоран-С» относится к многошкальным системам, или системам с грубым и точным определением навигационного параметра. Грубое определение использует импульсный метод, т.е. определяется временная задержка по огибающей сигнала, а точное определение производится фазовым методом по высокочастотному заполнению импульсных сигналов. Точность измерения разности расстояний по фазовому сдвигу примерно на порядок выше, чем по огибающей импульсов, однако результат измерения однозначен лишь в пределах длины волны несущего сигнала. Такая зона однозначного измерения называется фазовой дорожкой. Задачей грубого измерителя является определение номера фазовой дорожки.

Бортовое оборудование «Лоран-С» обеспечивает автомати-

зированный поиск сигналов опорных станций, слежение за огибающей этих сигналов (грубое измерение навигационного параметра) и за фазой заполнения импульсов (точное измерение). Поиск и опознавание сигналов ведущей и ведомых станций основаны на определении соответствия принятого сигнала и создаваемого в бортовом устройстве аналога принимаемого сигнала. Аналог сигнала учитывает число импульсов и их длительности и кодовое изменение фазы импульсов конкретного сигнала опорных станций. Степень соответствия сигналов определяется корреляционным методом. Для фазовых измерений импульсных разнесённых во времени сигналов применяется метод запоминания фазы сигнала ведущей станции до появления сигнала ведомой. Метод предполагает использование внутреннего генератора сигнала с навязыванием фазы принятым сигналом.

14.3. Принцип действия системы «Омега»

Восемь опорных станций системы обозначаются латинскими буквами A, B, C, \dots, H . Они излучают немодулированные сигналы на трёх частотах: 10,2, 11,33 и 13,6 кГц. Для разделения сигналов используется частотно-временной принцип. Все станции излучают колебания каждой несущей частоты, например основной 10,2 кГц, последовательно от A до H за период времени $T_{ц}$, равный 10 с. При этом длительность сигнала каждой станции различна и является признаком, по которому производится опознавание станций (рис.14.1). Сигналы всех станций когерентны, что обеспечивается высокостабильными генераторами и службой единого времени.

Система является фазовой, точное измерение разности расстояний производится на основной частоте 10,2 кГц. Частоты 11,33 и 13,6 кГц используются для устранения неоднозначности путём измерения разности фаз на разностных частотах.

Бортовое оборудование системы обеспечивает автоматизированный поиск и синхронизацию внутренних генераторов с сигналами опорных станций, измерение разности фаз и определение

координат корабля. Режим поиска и синхронизации заключается в совмещении аналога принимаемого сигнала U_a и самого сигнала U_c (см. рисунок 14.1). Совмещение производится корреляционным методом. Режим измерения характерен тем, что сигналы опорных станций на любой частоте никогда не принимаются одновременно. Поэтому на борту производится запоминание фазы принимаемых сигналов от каждой станции на всех трёх частотах путём навязывания фазы сигналов внутренним генераторам. Разность фаз измеряется между сигналами этих генераторов.

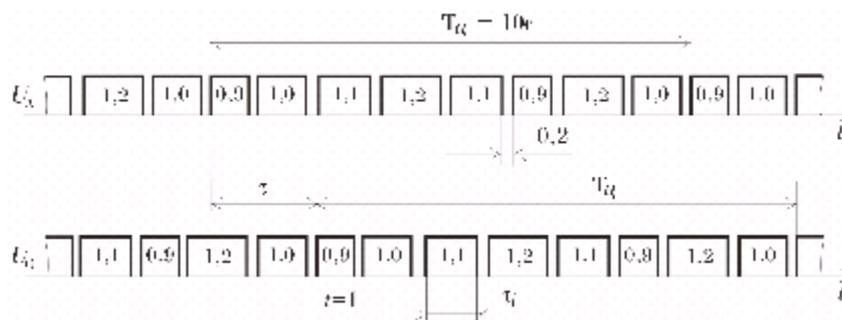


Рисунок 14.1. Временная диаграмма излучения станций системы «Омега» на основной частоте 10,2 кГц

Система «Омега» может работать как дальномерная система дальней навигации. Для этого необходимо у каждого потребителя создать когерентный опорный сигнал, например, с помощью системы единого времени.

Параметры системы «Омега»

Частотный диапазон 10–14 кГц.

Количество основных частотных каналов 3.

Максимальная дальность действия не менее 9000 км.

Погрешность определения линии положения
(среднеквадратическая) не более ... 0,93 км днём
..... и 1,9 км ночью.

14.4. Отечественные системы дальней навигации

Системы дальней навигации, подобные рассмотренным выше, были созданы и в СССР. Система «Чайка» полностью

повторяет технические параметры системы «Лоран-С» и обеспечивает возможность совместной работы радиомаяков в объединенной сети маяков в качестве ведущих или ведомых станций. Согласно международному соглашению совместная работа была обеспечена в акватории Охотского и Японского морей, когда радиомаяк на о.Итуруп работал в объединенной сети. Предполагалась совместная работа систем в районе Северного моря. Система «Чайка» разворачивалась также для целей навигации на суше в европейской части СССР, хотя и «Лоран-С» и «Чайка» разрабатывались для морской навигации.

Система РСДН-10 была построена по принципу работы системы «Омега», но с несколько отличными техническими характеристиками. Система имела ограниченную зону действия, так как имела минимальное число баз и радиомаяков. Линия баз проходила в направлении запад-восток над всей территорией СССР. Зона действия располагалась в южном и северном (и далее, за Северный полюс) направлениях. В настоящее время система выведена из эксплуатации.

Были разработаны и другие системы, но широкого распространения они не получили.

15. АВТОНОМНЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

15.1. Назначение и типы систем

Автономные радионавигационные системы получают первичную навигационную информацию на борту корабля без использования сторонних источников радиоизлучения. Кроме радиосистем, в навигации к автономным относятся инерциальные системы и системы, анализирующие физические поля Земли и Космоса.

Автономные системы, как правило, реализуют метод счисления пути, реже — обзорно-сравнительный метод. Возможны системы, использующие метод позиционных линий.

Метод счисления пути основан на измерении вектора скорости или вектора ускорения. При этом скорость и ускорение должны быть определены в системе координат, в которой решается навигационная задача, т.е. интегрированию подлежат путевая скорость или путевое ускорение. Широко распространены системы, которые используют информацию о воздушной скорости; в этом случае необходима дополнительная информация о векторе скорости ветра для пересчета воздушной скорости в путевую. Всё сказанное относится и к морской навигации. Повсеместно применяются инерциальные системы с измерителями вектора ускорения; здесь ускорение определяется в инерциальной системе координат.

Однократное или двукратное интегрирование непрерывно измеряемых вектора скорости или вектора ускорения (векторных функций) производится по составляющим в принятой системе координат. Выполняется это с помощью электромеханических или электронных вычислителей.

Вектор путевой скорости в аэронавигации измеряется с помощью доплеровских измерителей скорости, работающих в радиодиапазоне. В морской навигации измерения выполняются акустическими устройствами. Радиодоплеровский измеритель определяет модуль путевой скорости и угол сноса самолёта, т.е. вектор скорости относительно продольной оси корабля.

Скорость в топоцентрической системе координат, в которой решается навигационная задача, определяется относительно направления на север. Это означает, что информация с доплеровского измерителя должна быть дополнена результатом измерения курсового угла самолёта. Последний определяется каким-либо компасом: магнитным, индукционным или гироскопическим.

Доплеровский измеритель представляет собой приёмопередатчик с направленной антенной, излучающей и принимающей сигнал под некоторым углом к земной поверхности. В зависимости от количества составляющих вектора скорости различают доплеровские измерители вектора полной скорости и доплеровские измерители путевой скорости и угла сноса (ДИСС). Первые обычно используются на вертолётах, вторые — на самолётах.

Измерители воздушной скорости используют датчики в виде трубок Пито, выдающие напряжение, пропорциональное давлению набегающего потока воздуха. Воздушная скорость определяется в направлении тяги двигателей, т.е. в направлении продольной оси корабля. Следовательно, измерители вектора воздушной скорости привлекают угловую информацию от компаса.

Измерители вектора ускорения могут быть только инерциального типа.

15.2. Доплеровская навигационная система

Доплеровская навигационная система позволяет определять координаты самолета в автономном режиме без использования сигналов от сторонних радиомаяков. Такие системы измеряют вектор скорости объекта относительно земной поверхности (горизонтальную составляющую полной скорости), называемую путевой скоростью W . Интегрирование скорости с учетом направления (курса) движения позволяет определить пройденный путь и координаты объекта. Так реализуется метод навигации, называемый методом счисления пути.

Путевая скорость W складывается из двух составляющих:

воздушной скорости V , т.е. скорости движения летательного аппарата относительно воздушной среды, и скорости ветра U , т.е. скорости движения воздушной среды относительно земли. Направление вектора воздушной скорости практически совпадает с направлением оси летательного аппарата. Векторы $\bar{W}, \bar{V}, \bar{U}$ образуют так называемый навигационный треугольник скоростей (рисунок 15.1).

Угол δ между направлениями векторов \bar{W} и \bar{V} называется углом упреждения или углом сноса.

Классическим средством измерения W и δ является бортовой приемо-передатчик с устройством обработки сигналов, работа которого основана на использовании эффекта Доплера при отражении излученных бортовым передатчиком радиоволн от земной поверхности и их приеме.

Эффект Доплера заключается в том, что при взаимном перемещении излучателя и приемника (или отражателя) радиоволн частота колебаний, воспринимаемая приемником, отличается от частоты излученных колебаний тем больше, чем больше скорость

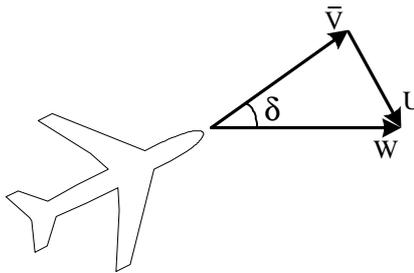


Рисунок 15.1. Навигационный треугольник скоростей их относительного перемещения. В случае их сближения приемник воспринимает частоту колебаний более высокую, чем излученная, а при удалении-более низкую. Разность частот излученного (f_o) и принятого (f_{np}) колебаний называется доплеровским приращением (смещением) частоты (f_d).

Простейшим измерителем W и δ является однолучевой (одноканальный) прибор с облучением земной поверхности под некоторым углом α (см. рисунок 15.2).

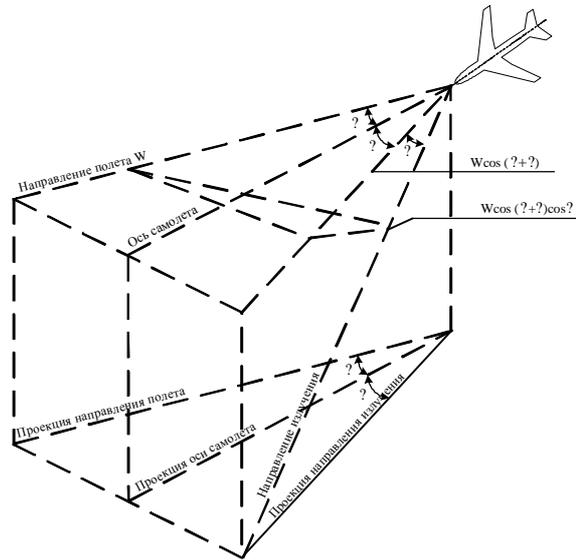


Рисунок 15.2. Принцип измерения скорости

Предположим, что самолет летит строго горизонтально, а диаграмма направленности антенны может поворачиваться в горизонтальной плоскости в пределах угла $\pm b$.

Доплеровский сдвиг частоты f_d определяется проекцией вектора путевой скорости на направление оси диаграммы направленности антенны. При наличии углов a , b и d (см. рисунок 15.2) выражение для приращения частоты имеет вид:

$$f_d = \frac{2W}{l} \cdot \cos(b + d) \cdot \cos a ,$$

где W - путевая скорость; l - длина волны.

Однолучевой измеритель работает следующим образом. Поскольку доплеровский сдвиг определяется двумя искомыми величинами, то необходимо выполнить хотя бы два разнесенных во времени измерения. В реальных устройствах диаграмма

направленности поворачивается в горизонтальной плоскости до получения максимального значения $f_{\text{д}}$, что соответствует $(b + d) = 0$. При этом положении антенны по значению $f_{\text{д}}$ можно рассчитать W , а измеряя угол между продольными осями антенны и самолета, определить угол сноса d . Однако такая система обладает рядом существенных недостатков.

Поэтому в современных бортовых измерителях путевой скорости и угла сноса применяются только многолучевые системы, в которых размещаются несколько каналов излучения и приема сигналов по различным направлениям, а также несколько измерителей доплеровских частот.

Наиболее распространенной является четырехлучевая система с X -расположением лучей, приведенная на рисунке 15.3.

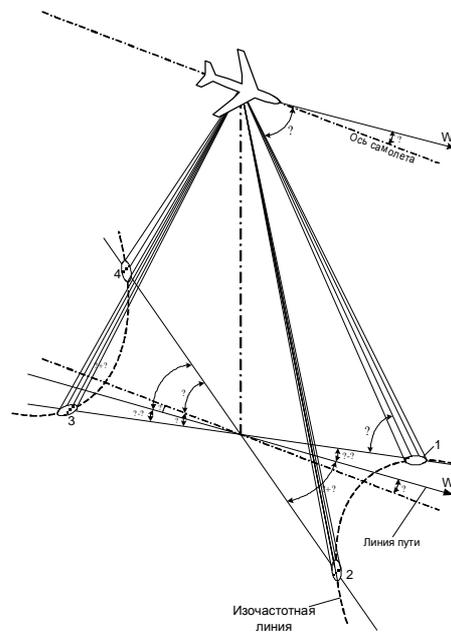


Рисунок 15.3. Расположение в пространстве четырех лучей

Запишем средние значения частот доплеровских спектров для каждого луча при наличии угла сноса d в горизонтальном полете

$$f_{д1} = \frac{2 \cdot W}{I} \cdot \cos a \cdot \cos(b - d)$$

$$f_{д2} = \frac{2 \cdot W}{I} \cdot \cos a \cdot \cos(b + d)$$

$$f_{д3} = -\frac{2 \cdot W}{I} \cdot \cos a \cdot \cos(b - d)$$

$$f_{д4} = -\frac{2 \cdot W}{I} \cdot \cos a \cdot \cos(b + d)$$

Наличие четырех результатов измерения $f_{д}$ позволяет мгновенно определять с минимальной избыточностью трехмерный вектор скорости и с двукратной избыточностью двумерный вектор W в виде составляющих W и d в связанной с самолетом системе координат. Наличие избыточности позволяет значительно повысить точность измерения путевой скорости и надежность всей системы по сравнению с однолучевой. С другой стороны, избыточность позволяет упростить систему и измерять только две частоты, образованные разностями доплеровских частот по двум противоположно направленным лучам: 1-3 и 2-4. В измерительной схеме от каждой пары лучей будет получено значение удвоенных доплеровских частот. Для лучей 1-3 это будет

$$f_{д(1-3)} = 2 \cdot \frac{2 \cdot W}{I} \cdot \cos a \cdot \cos(b - d),$$

для лучей 2-4 -

$$f_{д(2-4)} = 2 \cdot \frac{2 \cdot W}{I} \cdot \cos a \cdot \cos(b + d).$$

Два последних выражения образуют систему уравнений с двумя неизвестными; решение ее дает величины W и d .

Реальные антенны имеют конечную ширину диаграммы направленности, в частности в вертикальной плоскости. Согласно формуле для доплеровского смещения частоты принятой такой антенной сигнал несет информацию не об одной ча-

стоте, а о спектре доплеровских частот. Огибающая этого спектра соответствует форме диаграммы направленности. В расчетные формулы следует подставлять средние значения спектра частот. Для этого измерители доплеровских частот построены таким образом, что результат измерения есть среднее значение частоты за некоторый интервал времени. Такие измерители реализуют метод "счета нулей" широкополосного сигнала (считается число пересечений сигналом нулевого уровня, т.е. число периодов сигнала на известном интервале измерения).

Доплеровская аппаратура создает на борту направление полета (линии пути) по отношению к продольной оси самолета, т.е. в связанной системе координат. Определение координат методом счисления пути требует знание вектора скорости и интегрирование его в той системе координат, в которой производится навигация - например, в географической системе координат. Для определения линии пути и путевой скорости в такой системе необходимо знание курсового угла (угол между продольной осью самолета и направлением на север). Курсовой угол измеряется курсовой системой.

Непрерывное измерение вектора путевой скорости (модуля и курса) позволяет путем интегрирования скорости определять пройденный путь, а при известных координатах точки начала измерения и текущие координаты объекта. Эти расчеты выполняются в навигационном вычислителе.

Следовательно, тремя основными частями автономной доплеровской системы навигации являются:

- 1) доплеровский измеритель W и d ;
- 2) курсовой прибор;
- 3) навигационный вычислитель координат объекта.

Одна из разработок доплеровской навигационной системы ДИСС-3 имеет следующие характеристики.

Диапазон измерения путевой скорости 200-1300 км/час, угла сноса 0-25 град.

Среднеквадратическая погрешность измерения путевой скорости 0,7 %, угла сноса 30 мин.

Диапазон рабочих высот 20-20000 м.

Вид излучения - непрерывное немодулированное.

Мощность излучения - 5 Вт.

Чувствительность приемника - минус 133 дБ/ Вт.

Число лучей - 4.

Частота коммутации лучей - 5 Гц.

Несущая частота - в диапазоне 10 ГГц.

В состав измерителя входят: высокочастотный и электронный блоки, вычислитель, индикатор и блок питания. Функциональная схема высокочастотного и электронного блоков приведена на рисунке 15.4, где введены следующие обозначения: А-1 и А-2 передающая и приемная антенны; ВЧБ высокочастотный блок; К коммутаторы; БС балансные смесители; УПЧ усилители промежуточной частоты; УНЧ усилитель низкой частоты; АРУ автоматическая регулировка усиления; ДС детекторная секция; ФВн ферритовый вентиль; ГВЧ генератор высокой частоты; ФВ фазовращатель; УС узел стабилизации частоты; ЭБ электронный блок; См смесители; УПФ узкополосный фильтр; ПУ полосовой усилитель; ФИ формирователь импульсов; СЗ схема захвата; ГК генератор контроля; СИ счетчик импульсов; СС схема слежения; И интеграторы; П сигнал "Память"; ВУ вычислитель; ПУпр пульт управления; ПК пульт контроля; НВ навигационный вычислитель; УпрС управляющий сигнал.

Высокочастотный блок измерителя конструктивно объединяет антенную систему, передатчик и приемник. Антенная система состоит из двух волноводно-щелевых частотно-независимых антенн, работающих в режиме стоячей волны. Каждая из антенн в зависимости от фазы (0 или 180 град) питающего напряжения одновременно формирует два диаметрально противоположных луча (1 и 3 или 2 и 4). Соответствующие выводы антенн подключаются к передатчику и приемнику коммутаторами. Угол наклона лучей к горизонту 60 град, угол поворота пар лучей к продольной оси корабля 45 град, ширина луча в вертикальной плоскости около 4,5 град, в другой - около

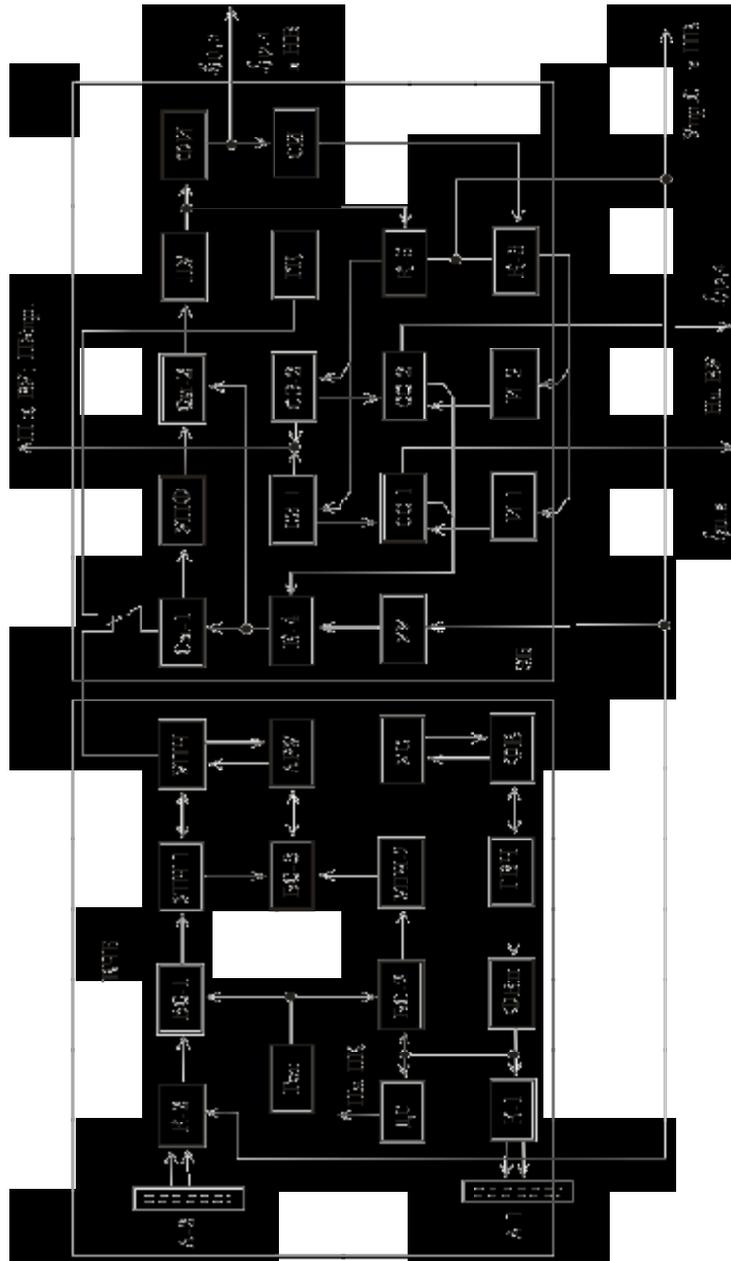


Рисунок 15.4. Структурная схема высокочастотного и электронного блоков измерителя ДИСС-3

7 град. Передатчик представляет собой магнетронный генератор с устройствами стабилизации (УС) частоты. Защита магнетрона осуществляется ферритовым вентилем ФВн. Мощность генерируемых колебаний контролируется через детекторную секцию ДС. Приемник собран по супергетеродинной схеме с двойным преобразованием частоты, в качестве гетеродина используется клистронный генератор. Сигнал доплеровской частоты после второго преобразования выделяется и усиливается в блоке УНЧ со схемой АРУ.

Электронный блок предназначен для выдачи в вычислитель и сопряженные с ДИСС бортовые системы сигналов, несущих информацию о доплеровских частотах, а также для синхронизации коммутаторов. На входе блока стоит схема узкополосной фильтрации, состоящая из фильтра со средней частотой 70 кГц с полосой пропускания примерно равной максимальной ширине спектра сигнала, и преобразователей частоты, переносящих спектр на частоту 70 кГц и обратно. Схема измерения частоты построена по принципу счета числа переходов через ноль и служит для получения пропорционального частоте постоянного тока для управления генератором схем слежения. Средняя частота следования переходов через ноль равна средней доплеровской частоте. Схема захвата предназначена для перехода из режима поиска в режим слежения, а схемы слежения вместе с соответствующими интеграторами замыкают цепи обратной связи при слежении и вырабатывают пропорциональный доплеровской частоте сигнал постоянного тока для вычислителя ДИСС. Генератор контроля ГК служит для получения колебаний двух частот, имитирующих доплеровский сдвиг в режиме "Контроль".

Вычислитель представляет собой аналоговое электромеханическое устройство, вырабатывающее напряжения постоянного тока, пропорциональные путевой скорости и углу сноса. В дальнейшем эти напряжения поступают на указатели угла и скорости и на бортовую ЭВМ, где вычисляются текущие координаты.

15.3. Инерциальные навигационные системы

Движение корабля, находящегося в гравитационном поле Земли, описывается векторным дифференциальным уравнением

$$\frac{d^2 R}{dt^2} = a + a_r + a_{\text{ц}},$$

где R — расстояние от центра масс корабля до начала инерциальной системы координат (центр Земли); a — ускорение под действием внешних сил; a_r — гравитационное ускорение; $a_{\text{ц}}$ — центробежное ускорение.

При навигационных определениях влияние гравитационного и центробежного ускорений учитывается эквивалентным ускорением свободного падения

$$g = a_r + a_{\text{ц}} = g_0 R_3^2 R^{-2},$$

$$g_0 = 978,049(1 + 0,00053 \sin \varphi) \text{ см/с}^2,$$

где φ — географическая широта; g_0 , R_3 — ускорение свободного падения на земной поверхности и радиус Земли соответственно.

Принцип действия инерциальных систем, реализующих метод счисления пути, основан на измерении вектора текущего ускорения \dot{a} (при известном векторе ускорения свободного падения) с последующим решением вышеприведённого дифференциального уравнения. Для решения нужны начальные условия (постоянные интегрирования) в виде начальных координат корабля.

Инерциальным датчиком ускорения является механический прибор, называемый акселерометром. Для измерения горизонтальных составляющих ускорения прибор представляет собой груз, закреплённый на пружинных растяжках на горизонтальной платформе, жестко связанной с кораблём. При отсутствии горизонтального ускорения груз занимает некоторое положение, соответствующее нулевому выходному сигналу. Наличие ускорения корабля и платформы приводит к смещению груза, так как он стремится оставаться неподвижным в инерциаль-

ном пространстве. Величина (и знак) смещения и выходного сигнала пропорциональны величине (и знаку) составляющей ускорения вдоль линии подвески груза. Таков же принцип измерения вертикальной составляющей ускорения, только в этом случае необходимо исключить ускорение свободного падения.

Обобщенная структурная схема инерциальной навигационной системы (рисунок 15.5) содержит установленные на стабилизированной платформе акселерометры, измеряющие три составляющие ускорения, бортовую ЭВМ и эталон времени. Стабилизированная платформа, сохраняющая с помощью гироскопов и следящих систем пространственную ориентацию парциальных акселерометров, обеспечивает независимость показаний этих акселерометров от угловых перемещений корабля и удерживает их оси чувствительности в фиксированных относительно Земли направлениях. Обычно две оси акселерометров в горизонтальной плоскости совпадают с северным и восточным направлениями, а третья ось в вертикальной плоскости совпадает с вектором свободного падения. Бортовая ЭВМ рассчитывает скорость и местоположение корабля, корректирует текущее значение вектора ускорения свободного падения и формирует командные сигналы на гироскопы, благодаря чему стабилизированная платформа сохраняет ориентацию относительно Земли.



Рисунок 15.5. Структурная схема инерциальной навигационной системы

Таким образом, для определения местоположения кораб-

ля на основе измерения текущих составляющих вектора ускорения необходимо иметь информацию о начальных координатах и скорости корабля, а также об осевом и горизонтальном положении (крен, тангаж и курс) и скорости изменения ориентировки стабилизированной платформы. Введение начальных навигационных параметров может производиться до начала движения и в полёте. В последнем случае, как правило, используется информация от радионавигационных систем.

Инерциальные системы по сравнению с радионавигационными обладают следующими преимуществами:

- непрерывность определения местоположения и скорости;
- абсолютная помехоустойчивость;
- практически, глобальность действия;
- независимость точности навигационной информации от маневрирования корабля;
- максимальный объём навигационной информации (местоположение, скорость, направление и местная вертикаль);
- высокая точность измерения курса и местной вертикали;
- автономность.

Принципиальный недостаток инерциальных систем состоит в том, что погрешность определения начальных навигационных параметров, несовершенство акселерометров и гироскопов, возможная погрешность установки этих приборов на стабилизированной платформе, неточная информация об изменении гравитационного поля вдоль трассы движения вызывают накапливающиеся со временем погрешности местоопределения независимо от того, находится корабль в полёте или на земле. Эта причина приводит к необходимости периодической коррекции скорости и места, т.е. требует построения навигационных комплексов.

16. СПУТНИКОВЫЕ РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

16.1. Принципы построения спутниковых радионавигационных систем

Системы дальней и глобальной навигации, описанные в разделе 12 и системы автономной навигации (раздел 14) обеспечивают определение координат с низкой точностью (доли и единицы км). Это приводит к необходимости на ответственных участках траектории движения обращаться к системам ближней навигации (раздел 11), системам посадки и т. д.

Низкая точность систем дальней навигации обусловлена следующим. Реализуемый в них метод позиционных линий при местоопределении требует наличия сети радиомаяков на земной поверхности; минимизация их числа для уменьшения стоимости всей системы приводит, с одной стороны, к прямому ухудшению точности, с другой стороны – к выбору низкочастотных сигналов для перекрытия больших территорий. Последнее обстоятельство опять же приводит к низкой точности местоопределения. Желательный переход на высокие частоты (диапазон УКВ) связан с увеличением числа маяков на несколько порядков, т. к. распространение УКВ происходит в пределах прямой видимости между маяком и объектом навигации.

Появление искусственных спутников Земли (ИСЗ) породило идею расположения радиомаяков на них. Такие маяки работают в диапазоне УКВ и каждый ИСЗ при достаточной высоте полета обеспечивает передачу навигационного сигнала на территорию, почти равную половине земной поверхности.

Основной сложностью реализации такой идеи является необходимость знания текущих координат ИСЗ, как места расположения маяка, при решении навигационной задачи на объекте. Здесь использован следующий принцип: на объект доставляются не текущие координаты (объем этой информации чрезвычайно велик), а некоторая совокупность данных, по которой

можно рассчитать координате ИСЗ на момент навигационных измерений (определений) между ИСЗ и объектом. Минимальная совокупность данных состоит из шести чисел, одно из которых является временной характеристикой. Совокупность данных называется эфемеридами ИСЗ и является характеристикой конкретного ИСЗ, справедливой на определенном временном интервале.

Для создания глобальной спутниковой навигационной системы необходимо было решить следующие проблемы:

1) обеспечить определение совокупности данных для каждого ИСЗ (эфемерид ИСЗ), которая позволяет рассчитать координаты ИСЗ в любой момент времени;

2) обеспечить доведение координат ИСЗ (эфемерид) до каждого потенциального потребителя навигационной информации;

3) обеспечить доведение до всех потребителей шкалы единого времени и синхронизацию работы всех включенных в систему ИСЗ.

Первая проблема, заключающаяся в получении эфемерид ИСЗ, решается с помощью системы обеспечения полета всех спутников государства, состоящей из сети измерительных пунктов и координационно-вычислительного центра.

Вторая проблема, связанная с доведением эфемерид потребителю, решается путем передачи их через все навигационные ИСЗ, входящие в систему. При пролете каждого ИСЗ над измерительными пунктами или пунктами передачи информации из координационно-вычислительного центра на борт заносятся эфемериды всех спутников - так называемый альманах эфемерид и уточненные эфемериды этого спутника. Периодически эфемериды корректируются из центра. Каждый спутник регулярно излучает на основных рабочих частотах альманах эфемерид и свои эфемериды.

Последняя проблема также успешно решена. Синхронизация шкал времени на борту всех ИСЗ производится с высокой степенью точности из координационно-вычислительного ком-

плекса. Шкала времени на объект может доводиться по специальным радиоканалам системы единого времени, либо по сигналам самих спутников. Возможен вариант применения на объектах высокостабильных эталонов времени, которые синхронизируются периодически и сохраняют постоянство шкалы времени с достаточной точностью в течение нескольких суток, месяцев и более.

Спутниковую навигационную систему принято делить на три подсистемы или сегмента: подсистему ИСЗ, подсистему управления и подсистему потребителей.

Подсистема ИСЗ (подсистема космических аппаратов – КА) - это совокупность спутников, движущихся по определенным орбитам и излучающих навигационные сигналы. На рисунке 16.1 представлены ИСЗ системы «Навстар».

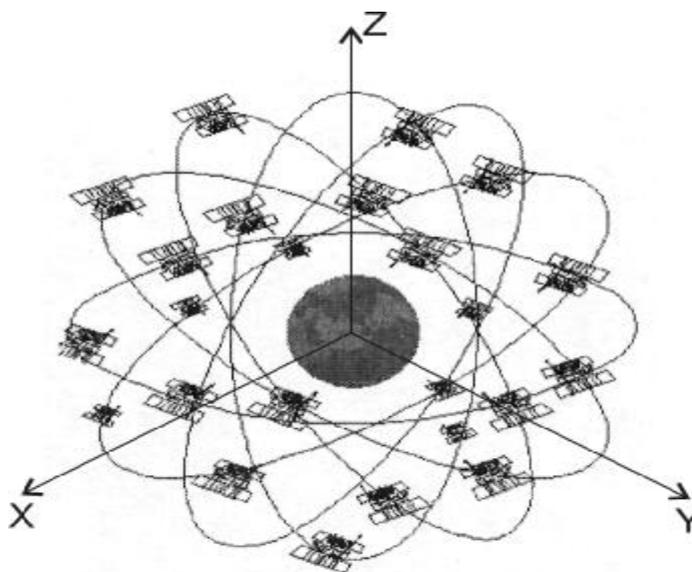


Рисунок 16.1. Подсистема ИСЗ «Навстар»

Подсистема управления представляет собой наземные средства проведения измерений параметров движения спутни-

ков и контроля за их состоянием (измерительные пункты), центра управления (координационно-вычислительного центра), куда стекаются результаты траекторных измерений и рассчитываются эфемеридные данные, а также средства передачи на борт спутников информации.

Подсистема потребителей представляет собой все множество разнообразных типов навигационных приемников – вычислителей (аппаратура потребителя), используемых на объектах в самых различных целях.

Полная структура навигационной системы приведена на рисунке 16.2.

Были созданы и находились в технической эксплуатации спутниковые навигационные системы (СРНС) первого поколения «Транзит» (США) и «Цикада» (СССР). Несмотря на существенное повышение точности и достижение почти полной глобальности действия, в спутниковых системах первого поколения сохранились многие недостатки наземных навигационных систем, в частности, невозможность измерения скорости объекта.

Опыт, накопленный при разработке и эксплуатации СРНС первого поколения, позволил сформировать основные концепции СРНС второго поколения. Такими системами в настоящее время являются среднеорбитальные дальномерно-доплеровские радионавигационные системы «Глонасс» (глобальная навигационная спутниковая система) и «Навстар» (NAVSTAR - Navigational Satellites Time and Ranging) или GPS (Global Positioning System).

Отметим, что навигационные спутниковые системы способны решать обратную задачу: путем приема сигнала, излучаемого кораблем (например, сигнала бедствия) и измерения на борту ИСЗ тех же самых навигационных величин определять координаты корабля.

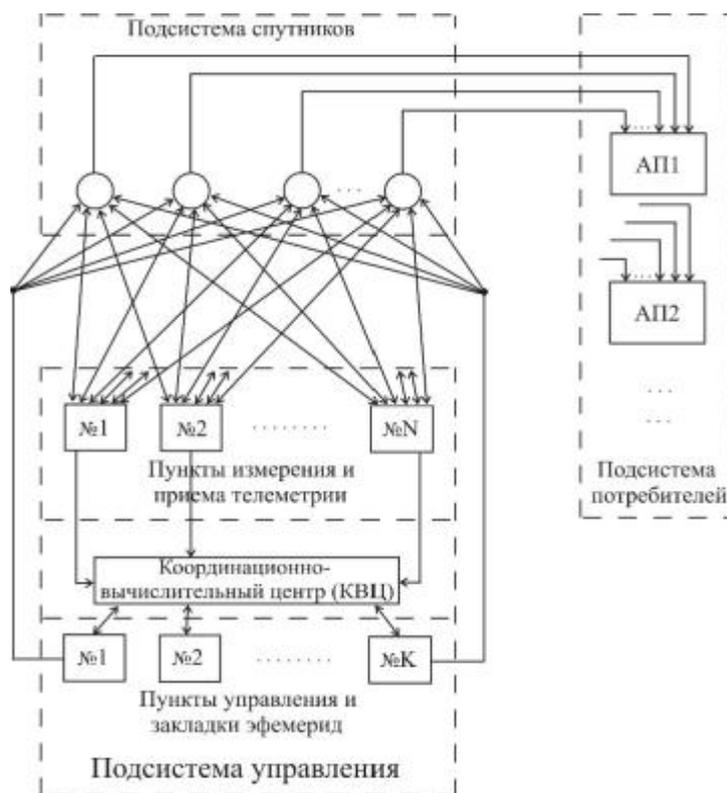


Рисунок 16.2 Структура навигационной системы

16.2. Методы радионавигационных определений

Для определения места корабля по сигналам ИСЗ применяются следующие методы, классифицируемые по измеряемой в аппаратуре потребителя (АП) величине:

- 1) радиально-скоростной;
- 2) разностно-дальномерный;
- 3) дальномерный.

Радиально-скоростной метод ориентирован на использование быстро перемещающихся низкоорбитальных спутников, которые обуславливают значительный и быстроменяющийся

доплеровский сдвиг частоты в месте приема. При излучении спутником сигнала известной частоты и приеме его в АП доплеровский сдвиг частоты f_d однозначно определяет радиальную составляющую V_R полной скорости спутника V :

$$f_d = \frac{V_R}{l} = \frac{V}{l} \cos \alpha, \quad (16.1)$$

где α - угол в месте расположения ИСЗ между направлением вектора скорости и направлением на АП.

Постоянным значениям f_d и V_R , а также α соответствует поверхность положения в виде кругового конуса с вершиной в месте расположения ИСЗ в момент измерения f_d . Пересечение конуса с земной поверхностью происходит по линии, близкой к сферической гиперболе, на которой и находится наземный объект с АП. Перемещение спутника приводит к перемещению гиперболы и изменению ее формы. Последовательное получение двух и более гипербол позволяет определить точку их пересечения, т.е. место объекта. На практике за один сеанс получения информации от одного спутника производится измерение большого числа гипербол, что позволяет значительно увеличить точность местоопределения.

Разностно-дальномерный метод основан на измерении разности расстояний между объектом и двумя положениями одного и того же спутника в последовательные моменты времени. Измеренной разности расстояний соответствует поверхность положения в виде гиперболоида относительно прямой линии, соединяющей две точки траектории ИСЗ, а пересечение его с земной поверхностью дает линию положения в виде искаженной гиперболы. Последовательно получаемые гиперболы имеют значительное изменение кривизны, а точка пересечения их определяет место АП на земной поверхности. Место объекта на некоторой высоте над поверхностью Земли определяется пересечением трех и более гиперболоидов.

Разность расстояний получают путем подсчета числа колебаний доплеровского сдвига частоты за временной интервал, соответствующий двум точкам траектории. Такой подсчет ма-

тематически представляет собой интегрирование частоты f_d по времени на интервале $t_2 - t_1$ где t_1 и t_2 - моменты времени нахождения ИСЗ в двух точках траектории.

В общем случае измеряемая частота, кроме f_d содержит еще и составляющую d , равную уходу частоты излучаемого сигнала и погрешности измерителя. Учитывая, что доплеровский сдвиг вызывается радиальной скоростью в каждый момент времени, выражение для определения числа периодов измеряемой доплеровской частоты имеет вид:

$$\begin{aligned} N &= \int_{t_1}^{t_2} (f_d + \delta) dt = \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{V_p}{\lambda} \pm \delta \right) dt = \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{1}{\lambda} \frac{dR}{dt} + \delta \right) dt = \\ &= \frac{R_2 - R_1}{\lambda} + \delta(t_2 - t_1). \end{aligned} \quad (16.2)$$

Погрешность по разности расстояний $d(t_2 - t_1)$ обычно устраняется путем выполнения избыточного измерения.

Метод реализован в системах первого поколения.

В дальномерном методе измеряемой величиной является наклонная дальность от объекта до спутника, поверхностью положения - сфера с центром в ИСЗ и радиусом, равным измеренной дальности. При пересечении сферы с поверхностью Земли образуется линия в виде окружности, на которой находится наземный объект. Для определения места наземного объекта нужно иметь две окружности, которые можно получить путем одновременного измерения относительно двух ИСЗ или путем повторного измерения (с разнесением во времени) по одному и тому же спутнику. Местоопределение воздушного объекта требует выполнения трех измерений.

Измерение расстояния в АП возможно активным (запросным) или пассивным (беззапросным) методами. Требование простоты аппаратуры потребителя определяет выбор пассивного метода, для чего необходимо согласование шкал времени в АП и на спутниках. Возможен более простой вариант навигационной системы, в котором отсутствуют на объекте средства

создания шкалы единого времени. В таком квазидальномерном режиме работы системы обеспечивается синхронизация излучения всех спутников, а в АП измеряются одновременно временные задержки сигналов относительно собственной шкалы времени на основе низкостабильного опорного генератора. Это обеспечивает получение расстояний с одинаковым смещением каждого, которое может быть вычислено за счет выполнения еще одного измерения дальности.

Обозначим координаты потребителя в геоцентрической экваториальной системе (см. рисунок 16.1) на момент приема через X_n, Y_n, Z_n , а координаты j -го спутника на момент времени, предшествующий моменту приема на время распространения, - через X_{cj}, Y_{cj}, Z_{cj} . Тогда можно составить следующую систему нелинейных уравнений:

$$\frac{1}{c} \sqrt{(X_{cj} - X_n)^2 + (Y_{cj} - Y_n)^2 + (Z_{cj} - Z_n)^2} + \Delta t_n = t_{j\text{ИЗМ}},$$

$$j = 1, 2, 3, 4 \quad (16.3)$$

где Δt_n - разница шкал времени потребителя и спутникового времени;

$t_{j\text{ИЗМ}}$ - значение задержки спутникового сигнала относительно меток времени шкалы потребителя.

Если число спутников не менее четырех, то вышеуказанная система может быть разрешена относительно четырех неизвестных X_n, Y_n, Z_n и Δt_n .

Таким образом, помимо координат одновременно определяется Δt_n , т.е. производится синхронизация шкал времени АП и системы. Необходимые для решения уравнения координаты спутников X_{cj}, Y_{cj}, Z_{cj} извлекаются из навигационных данных.

Предыдущее выражение можно переписать следующим образом:

$$R_j + \Delta R_n = R_{j\text{ИЗМ}} \quad (16.4)$$

$$\text{где } R_j = \sqrt{(X_{cj} - X_{\Pi})^2 + (Y_{cj} - Y_{\Pi})^2 + (Z_{cj} - Z_{\Pi})^2};$$

$$\Delta R_{\Pi} = C \Delta t_{\Pi};$$

$R_{\text{изм}}$ - измеренное значение дальности или псевдодальность;

$$R_{\text{изм}} = t_{\text{изм}} C.$$

Развитием дальномерного метода является дальномерно-доплеровский, в котором определяются местоположение, величина и направление вектора скорости потребителя в любой момент времени и в любой точке на поверхности Земли и околоземного пространства. Для этого в системе обеспечивается одновременная связь потребителя не менее чем с четырьмя спутниками. Все спутники ведут синхронное излучение дальномерных сигналов (ошибки синхронизации малы и не превышают 10-20 нс). В аппаратуре потребителя измеряется задержка спутникового сигнала относительно меток времени местной шкалы. Кроме этого измеряется доплеровское смещение частоты сигналов от четырех спутников; эти данные позволяют определять трехмерный вектор скорости и уточнять синхронизацию шкал времени.

Дальномерно-доплеровский метод реализован в системах второго поколения.

16.3. Система второго поколения «Глонасс»

Спутниковая радионавигационная система «Глонасс» предназначена для всепогодного, пассивного, непрерывного в реальном масштабе времени, глобального, высокоточного навигационно-временного обеспечения всевозможных потребителей на поверхности Земли, в приземном и ближайшем космическом пространстве.

Подсистема космических аппаратов «Глонасс» в полной комплектации состоит из 24 спутников, располагающихся в трех орбитальных плоскостях с номерами 1, 2, 3 по восемь спутников в каждой плоскости. Номер плоскости нарастает в направ-

лении вращения Земли. Орбитальные плоскости развернуты в плоскости экватора на 120° друг относительно друга. Наклонение всех плоскостей к экваториальной плоскости составляет $64,8^\circ$. Период обращения спутников равен $11 \text{ ч } 15 \text{ мин } 44 \text{ с } \pm 5 \text{ с}$. Высота орбиты спутников 18840-19940 км (средняя - 19100 км). Эксцентриситет орбиты $0 \pm 0,01$.

Способ разделения сигналов, излучаемых различными спутниками системы «Глонасс» – частотный. Спутники идентифицируются по значению номинала их несущей частоты. Номинальные значения рабочих частот радиосигналов, передаваемых в частотных диапазонах L_1 и L_2 , определяются следующими выражениями:

$$f_{k1} = f_1 + k \cdot \Delta f_1$$

$$f_{k2} = f_2 + k \cdot \Delta f_2$$

Здесь $k = 1, \dots, 24$ - номера литеров рабочих частот спутников;

$$f_{k1} = 1602 \text{ МГц}, \Delta f_1 = 9/16 \text{ МГц} = 0,5625 \text{ МГц};$$

$$f_{k2} = 1246 \text{ МГц}, \Delta f_2 = 7/16 \text{ МГц} = 0,4375 \text{ МГц}.$$

Каждый ИСЗ системы излучает радиосигналы в обоих диапазонах для реализации двухчастотного способа исключения ионосферной погрешности измерений навигационных параметров. Рабочие частоты радиосигналов диапазонов L_1 и L_2 формируются от общего эталона частоты. Отношение рабочих частот несущий каждого спутника $f_{k1} / f_{k2} = 9/7$. Номинальное значение частоты бортового эталона равно 5 МГц.

Для массовых потребителей системы «Глонасс» все ИСЗ излучают радиосигналы, модулированные грубым дальномерным кодом и служебной информацией, только в диапазоне L_1 . Наряду с этим в диапазонах L_1 и L_2 передаются сигналы, модулированные специальным кодом с более высокими точностными показателями, но закрытым из соображений национальной безопасности.

Энергетика системы характеризуется эффективной мощностью излучаемого сигнала, которая в направлении на центр Земли равна 25 дБ/Вт, а при углах отклонения 15° от направления на центр

Земли 27 дБ/Вт. Учитывая, что угловое положение и удаленность используемых в данном сеансе спутников от потребителя различны, мощность сигнала в точке приема на изотропную антенну составляет минус 56 - минус 161 дБ/Вт. Излучаемые сигналы имеют круговую правостороннюю поляризацию.

В диапазоне L_1 каждый спутник излучает два несущих колебания одной и той же частоты, сдвинутые друг относительно друга по фазе на 90° . Одно из них подвергается бифазной модуляции; модулирующий сигнал получается сложением по модулю 2 трех двоичных сигналов:

- грубого дальномерного кода, передаваемого со скоростью 511 кбит/с;

- последовательности данных, передаваемой со скоростью 50 бит/с;

- меандрового сигнала, передаваемого со скоростью 100 бит/с.

Временные интервалы синхроимпульсов и дальномерного кода в пределах одной секунды показаны на рисунке 16.3. При этом на каждом двухсекундном интервале времени, называемом строкой, описанный выше модулирующий сигнал занимает 1,7 с. Остающиеся 0,3 с занимают специальный сигнал, называемый меткой времени (МВ). МВ представляет собой псевдослучайную последовательность (ПСП) из 30 символов с тактовой частотой 100 Гц ($T=10\text{мс}$). Задний фронт символа сигнала метки времени соответствует моменту времени, отстоящему от начала суток по московскому декретному времени на целое четное число секунд по шкале времени спутника.

Второе квадратурное несущее колебание диапазона L промодулирована по фазе также смесью информативных сигналов, среди которых место грубого дальномерного кода занимает специальный (точный) код.

Грубый дальномерный код представляет собой псевдослучайную последовательность (ПСП) максимальной длины с 511 символами на периоде. Тактовая частота генератора грубой последовательности равна 511 кГц, поэтому длительность периода грубого дальномерного кода равна 1 мс, а длительность

одного символа равна 1,9569471 мкс. Начальный символ в периоде ПСП привязан к миллисекундной метке шкалы спутникового времени.

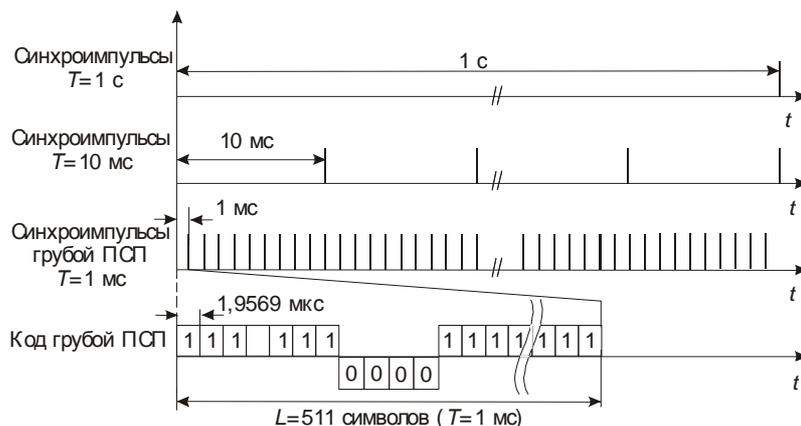


Рисунок 16.3. Временная структура модулирующего сигнала

Навигационные сообщения (последовательность данных) спутников системы «Глонасс» необходимы потребителям для навигационных определений и планирования сеансов связи со спутниками. По своему содержанию навигационные сообщения делятся на оперативную и неоперативную информацию.

Оперативная информация относится к спутнику, из сигналов которого она выделяется, и содержит:

- оцифровку меток времени спутника;
- сдвиг шкалы времени данного спутника относительно шкалы времени системы «Глонасс»;
- относительное отличие несущей частоты спутника от опорной частоты хранителя времени;
- эфемеридную информацию.

Неоперативная информация относится к характеристикам системы в целом. Содержит ее альманах системы, включающий:

- данные о состоянии всех спутников системы (альманах состояния);

- сдвиг шкалы времени каждого спутника относительно шкалы времени системы (альманах фаз);
- параметры орбит всех спутников системы (альманах эфемерид);
- поправку к шкале времени системы «Глонасс» относительно универсальной шкалы времени UTC (SU).

Навигационные сообщения спутников структурированы в виде суперкадров длительностью 2,5 мин. Суперкадр состоит из 5 кадров длительностью 30 с, и каждый кадр содержит 15 строк длительностью 2 с. Из двух секунд длительности строки (см. выше) последние 0,3 с занимает метка времени. Остальная часть строки длительностью 1,7 с содержит 85 символов цифровой информации, передаваемой с символьной частотой 50 Гц. В пределах каждого суперкадра передается полный объем неоперативной информации (альманаха) для всех 24 спутников системы. В пределах каждого кадра передается полный объем оперативной информации для данного спутника и часть неоперативной информации. Таким образом, за время одного суперкадра (2,5 мин) полный объем оперативной информации повторяется 5 раз.

Структура суперкадра показана на рисунке 16.4. Навигационные кадры с первого по четвертый идентичны. В пятом кадре две последние строки для передачи информации не используются.

В каждом кадре информация, содержащаяся в строках с первой по четвертую, относится к тому спутнику, с которого она поступает, и является оперативной информацией. Эта информация повторяется во всех кадрах суперкадра.

Строка с шестой по пятнадцатую каждого кадра заняты неоперативной информацией (данными альманаха) для всех 24 спутников системы; по пять спутников в кадрах с первого по четвертый и по четыре спутника в пятом кадре. Неоперативная информация для одного спутника занимает две строки.

321

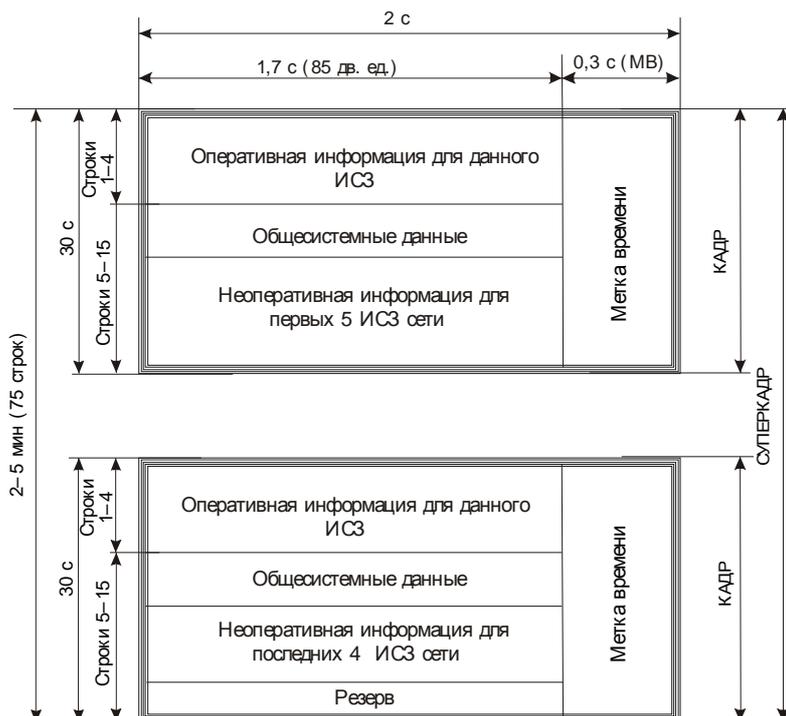


Рисунок 16.4. Структура суперкадра

В каждой строке цифровой информации передается избыточные символы, позволяющие производить проверку достоверности информации в строке.

16.4. Система второго поколения «Навстар»

Спутниковая радионавигационная система «Навстар», именуемая также *GPS*, предназначена, как и система «Глонасс», для всепогодного, пассивного, непрерывного в реальном масштабе времени, глобального, высокоточного навигационно-временного обеспечения всевозможных потребителей на поверх-

ности Земли, в приземном и ближайшем космическом пространстве. Принцип действия, построение и технические характеристики систем во многом одинаковы.

Подсистема ИСЗ состоит из 24 спутников, равномерно располагающихся в шести орбитальных плоскостях (см. рисунок 16.1). Наклонение орбитальных плоскостей к плоскости экватора составляет 55 град. Орбитальные плоскости развернуты друг относительно друга на угол 60 град. Период обращения спутников точно равен половине звездных суток и составляет 717,9882 мин, высота полета равна 20189 км.

Спутники системы «Навстар» излучают фазоманипулированные радиосигналы на частотах f_1 и f_2 , получаемых из общего эталона частоты умножением на 154 и 120 соответственно. Номинальное значение частоты этого эталона с точки зрения наблюдателя, находящегося на поверхности Земли, равно 10,23 МГц. Номинальные значения несущих частот равны: $f_1=1575,42$ МГц и $f_2=1227,6$ МГц. Измерения на двух несущих частотах используют для учета влияния ионосферы и для облегчения процедуры разрешения многозначности фазовых измерений.

Несущие колебания модулируют кодовыми сигналами: *C/A*-кодом (от англ. clear acquisition - легко обнаруживаемый - для гражданских пользователей) и *P*-кодом (*Protected* – защищенный - для военных). При этом *P*-кодом модулируют оба несущих колебания; *C/A*-кодом модулируют только колебания первой несущей частоты. Тактовая частота *P*-кода равна частоте колебаний опорного генератора; тактовую частоту *C/A*-кода получают делением частоты колебаний опорного генератора на десять. Поэтому коды когерентны и согласованы во времени. Кроме того, несущие колебания модулированы навигационным спутниковым сообщением *D* (*date* – навигационные данные).

В системе «Навстар» используется кодовое разделение спутниковых сигналов, и поэтому все спутники этой системы излучают на одних и тех же частотах (f_1 и f_2). На частоте f_1 передаются два квадратурные компонента, бифазно манипулированные двоичными последовательностями. Первая последова-

тельность является суммой по модулю 2 точного дальномерного кода P и навигационных данных D . Вторая последовательность также является суммой по модулю 2 грубого C/A кода и той же последовательности навигационных данных.

Радиосигнал на частоте f_2 бифазно манипулирован точным измерительным кодом P , а также кодом служебной и навигационной информации D . Выбор модулирующей последовательности осуществляется по команде с Земли. Каждый спутник использует свойственные только ему дальномерные коды C/A и P , что и позволяет разделять спутниковые сигналы. В процессе формирования дальномерного кода одновременно формируются метки времени спутникового сигнала.

16.5. Аппаратура потребителя систем второго поколения

К числу потребителей СРНС второго поколения относятся наземные объекты (подвижные и неподвижные), летательные аппараты (высокодинамичные и низкодинамичные) и др. В зависимости от типа потребителя требования к точностным характеристикам, числу измеряемых координат и составляющих скорости, допустимому времени вхождения в синхронизм, массогабаритным показателям и стоимости аппаратуры потребителя колеблются в широких пределах. Для наземных и морских объектов достаточно ограничиться измерением двух координат и двух составляющих скорости. Для летательных аппаратов число измеряемых координат и составляющих скорости возрастает до трех. Поэтому номенклатура модификаций бортовой аппаратуры весьма обширна.

Основными задачами, решаемыми аппаратурой потребителя, являются: выбор рабочего созвездия ИСЗ, поиск и опознавание навигационных сигналов ИСЗ, введение в синхронизм систем слежения по времени запаздывания дальномерных сигналов и фаз несущих частот, измерение времени запаздывания и доплеровского сдвига частоты, выделение и расшифровка содержания навигационного (информационного) сообщения, рас-

чет координат ИСЗ на момент навигационных измерений, решение навигационной задачи (определение координат и составляющих вектора скорости потребителя, поправок к сдвигу шкал времени и частот), отображение вычисленных данных на информационном табло.

На вход аппаратуры потребителя поступают сигналы от навигационных спутников, находящихся в зоне радиовидимости. Так как для решения навигационной задачи необходимо измерить псевдодальности и псевдоскорости относительно, как минимум, четырех ИСЗ, то АП должна быть многоканальной (от 4 до 12 каналов при работе по одной из систем и более 12 при совмещенной работе по системам «Глонасс» и «Навстар»).

Современные АП являются аналого-цифровыми системами, сочетающими аналоговую и цифровую обработку сигналов. Переход на цифровую обработку осуществляется на одной из промежуточных частот.

Основой типового варианта АП являются антенный блок, радиочастотный тракт, коррелятор и вычислительное устройство, схематически представленные на рисунке 16.5.

В антенном блоке совокупность сигналов от ИСЗ, принятых антенной, усиливается в предварительном усилителе и фильтруется во всей полосе (от 1570 до 1625 МГц в совмещенной АП) несущих частот полосовым фильтром.

В качестве антенны часто используется микрополосковая, что обусловлено ее малой массой и габаритными размерами, простотой изготовления и дешевизной. Микрополосковая антенна состоит из двух параллельных проводящих слоев, разделенных диэлектриком; нижний проводящий слой является заземленной плоскостью, верхний – собственно излучателем антенны. По форме излучатель может быть прямоугольником, эллипсом, пятиугольником и т.д.). антенна имеет диаграмму направленности, обеспечивающую прием сигналов правосторонней круговой поляризации из верхней полусферы. Применяются и другие типы слабонаправленных антенн.



Рисунок 16.5. Структурная схема аппаратуры потребителя

Полосовой фильтр осуществляет фильтрацию сигналов в полосе частот $\Delta f = 60$ МГц.

Радиочастотный тракт навигационного приемника является многоканальным устройством, в котором, как отмечалось выше, проводится аналоговое усиление сигналов, фильтрация и преобразование несущей частоты сигналов ИСЗ (понижение частоты), а также преобразование аналогового сигнала в цифровую форму. Так как в «Глонасс» сигнал от каждого из спутников имеет свою несущую частоту, то каждый канал должен быть настроен на частоту сигнала одного из ИСЗ и подавлять частоты сигналов других. Схема такого приемника приведена на рисунке 16.6.

Одним из принципиальных моментов разработки навигационного приемника является выбор частотного плана. Под частотным планом подразумевается выбор частоты задающего генератора, частот гетеродинирования и дискретизации для того, чтобы минимизировать уровень паразитных гармоник, возникающих в схеме из-за различных нелинейностей и влияния цифровой части приемника. Частоту дискретизации выбирают кратной частоте задающего генератора и всем промежуточным частотам.

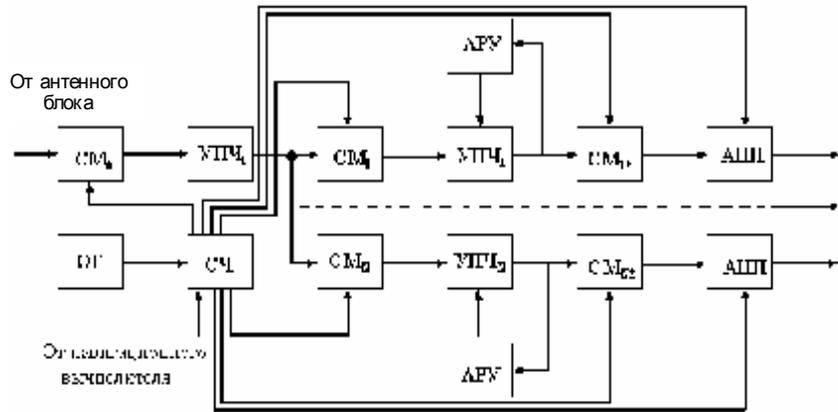


Рисунок 16.6. Радиочастотный тракт навигационного приемника

В приведенной на рисунке 16.6 схеме использовано трехкратное понижение частоты сигналов (используется и двукратное понижение частоты). Первое понижение частоты до уровня $f_{\text{пр1}} \approx 200$ МГц проводится, для всех принятых сигналов, смесителем $СМ_0$. После общего усиления и фильтрации сигналов усилителем промежуточной частоты $УПЧ_0$ с полосой пропускания для совмещенной АП $\Delta f_{\text{УПЧ}_0} \approx 60$ МГц, сигнал поступает в N каналов, в каждом из которых проводится второе преобразование частоты (до значения $f_{\text{пр2}} \approx 40$ МГц), ориентированное на прием сигнала от конкретного НС. Полосу пропускания канального УПЧ $\Delta f_{\text{УПЧ}_i} \approx 500$ МГц выбирают таким образом, чтобы выделялся сигнал одного из ИСЗ. Третье понижение частоты проводят до уровня $f_{\text{пр3}} \approx 4$ МГц.

Опорные сигналы, поступающие на смесители, формируются синтезатором частот из опорной частоты $f_{\text{оп}}$ опорного генератора ОГ. Управление работой синтезатора частот осуществляется по сигналам, поступающим от навигационного вычислителя. Опорный генератор – это устройство, во многом

определяющее качество работы АП в целом. От ОГ в значительной степени зависят такие параметры, как время получения первого отсчета, точность определения координат потребителя, надежность, уровень потребления энергии, масса и габариты аппаратуры.

На выходе приемника аналоговые сигналы частоты $f_{\text{прз}} \approx 4$ МГц в АЦП преобразуются в цифровую форму.

Коррелятор выполняет одну из основных задач. Для оценки координат и вектора скорости потребителя необходимо измерить радионавигационные параметры сигнала: задержку распространения и доплеровское смещение частоты. Эти параметры нужно измерить для сигналов, приходящих от каждого спутника. Для упрощения приемной аппаратуры задачу получения оценок координат и вектора скорости потребителя разбивают на два этапа обработки: первичную и вторичную. На этапе первичной обработки решается задача измерения навигационных параметров, а на этапе вторичной обработки вычисляются координаты и вектор скорости потребителя с использованием полученных на первом этапе оценок радионавигационных параметров и других навигационных функций. Большая часть алгоритмов первичной обработки производится в блоке цифровой обработки сигнала навигационного приемника — в корреляторе.

Навигационный вычислитель решает следующие задачи: цифровая обработка синфазной и квадратурной составляющих сигнала с выхода коррелятора для решения задач поиска сигналов по задержке и частоте, а также слежения за фазой и задержкой сигнала (алгоритмы первичной обработки); преобразование радионавигационных параметров в навигационные (алгоритмы вторичной обработки); демодуляция навигационного сообщения; форматирование и дешифрация эфемеридной информации; расчет прогнозируемых значений ошибок; накопление и хранение альманаха. Навигационному вычислителю переданы также диспетчерские функции управления первичной обработкой, что необходимо из-за наличия многих спутников в зоне видимости и возможности работы по всем или части НС.

В современной и перспективной АП, работающей по сигналам систем «Глонасс» и «Навстар», возникает дополнительная необходимость управления работой по двум системам. В настоящее время навигационные вычислители реализуются на базе сигнальных процессоров.

17. КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ СРЕДСТВ

Современное состояние развития навигационной техники характеризуется значительным усложнением её, дублированием различных измерителей, наличием избыточной информации, использованием бортовых ЭВМ для ее обработки. Такие сложные системы называются комплексами и строятся по новым принципам.

Избыточные системы и устройства навигации в зависимости от структуры обработки информации можно разделить на комбинированные и комплексные.

Комбинированные системы состоят из нескольких различных по физической природе датчиков информации автономного или неавтономного типа. Выходы датчиков через фильтры подключены к единому вычислительному устройству (рисунк 17.1,а). В вычислительном устройстве производится весовое суммирование параметров с учетом статистических характеристик погрешностей измерений. Получение оптимальных результатов зависит от знания природы сигналов и помех, инструментальных погрешностей и степени совершенства алгоритма обработки. Комбинирование позволяет полностью использовать ранее внедрённую аппаратуру. С другой стороны, во всей аппаратуре наблюдается большая избыточность приборов, узлов и деталей, а вместе с тем большой вес, объём, стоимость.

В комплексной аппаратуре навигации предусматриваются перекрестные информационные связи между отдельными измерителями для компенсации ошибок и изменения динамических характеристик системы в целом (рисунк 17.1,б). В результате рационального подбора свойств отдельных измерителей удаётся получить оптимальную систему как по составу и количеству измерителей, так и по точности, помехозащищённости и другим параметрам.

Существуют различные варианты классификации комплексных систем. В основу классификации может быть положен метод навигации, и тогда говорят о сочетании методов, напри-

мер: счисление и позиционные линии, позиционные линии и обзорно-сравнительный метод и т.п. Аналогично классифицируются комплексы для трех и более методов. Более информативной следует считать классификацию по применяемым навигационным измерителям. Примерами комплексов являются: инерциально-доплеровский, инерциально-спутниковый, радионавигационно-астрономический, а также инерциально-доплеровский спутниковый и т.д.

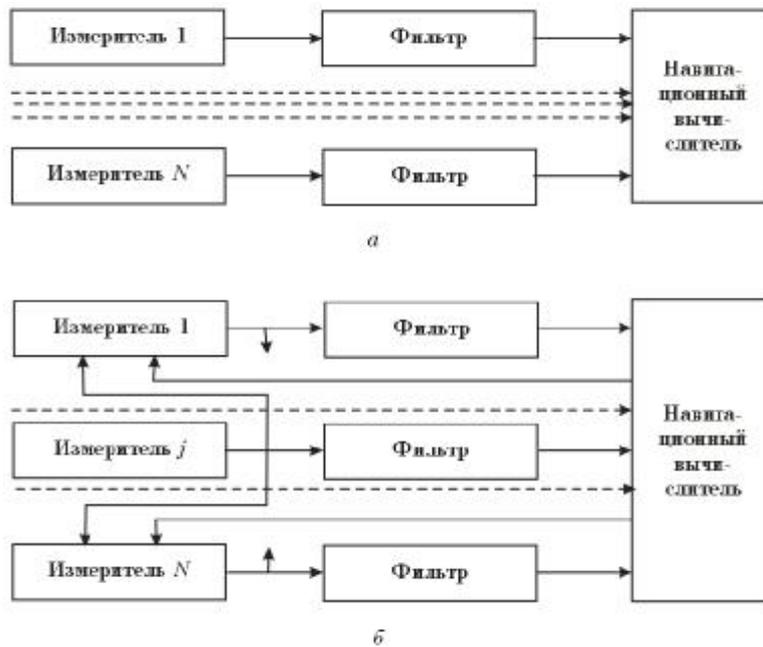


Рисунок 17.1. Комбинирование (а) и комплексирование (б) измерителей

Навигационная аппаратура современных кораблей строится исключительно как комплексная система с автоматическим или полуавтоматическим выполнением навигационных задач на большинстве этапов движения. В аэронавигации комплексируются как отдельные измерители, так и все системы местоопределения с пилотажной системой. В последнем случае говорят о навигационно-пилотажном комплексе.

Рассмотрим кратко некоторые варианты навигационных комплексов.

1. Комплексные измерители скорости движения. Из двух основных вариантов построения таких измерителей (воздушно-доплеровских и инерциально-доплеровских) лучшими характеристиками (стоимость, надежность и точность) обладает инерциально-доплеровский. Комплекс состоит из двух акселерометров, курсового и вертикального гироскопов, доплеровского измерителя путевой скорости и угла сноса и нескольких вычислителей. В схеме используется скоростной сигнал от ДИСС в каналах инерциальных измерителей и некоторые другие информационные связи.

2. Комплексная система навигации, сочетающая метод счисления пути и астрономические поверхности положения. Астрономические приборы являются хорошими датчиками углов, особенно на больших высотах. Счисление ведется по данным акселерометров.

3. Пилотажно-навигационный комплекс (ПНК). Обобщенная структурная схема типового ПНК, основанного на инерциально-доплеровском методе счисления пути, представлена на рисунке 17.2.

В состав измерителей ПНК такого типа входят: инерциальная навигационная система (ИНС), доплеровский измеритель скорости (ДИСС), радиосистема ближней навигации (РСБН), радиосистема дальней навигации (РСДН), радиовысотомер, а также ряд других измерителей. Помимо этого в состав ПНК включены система автоматического управления (САУ), устройства связи с сопрягаемыми системами, индикаторные приборы, а также пульты управления и коммуникации. В комплексе предусмотрены обратные связи, идущие к измерителям (на схеме не указаны). Они обеспечивают выставку платформы ИНС, предварительную настройку ДИСС по априорным данным о путевой скорости, установку осей визирных приборов в направлении предполагаемого местоположения ориентиров и т.д.

Подобные ПНК установлены на отечественных лайнерах.

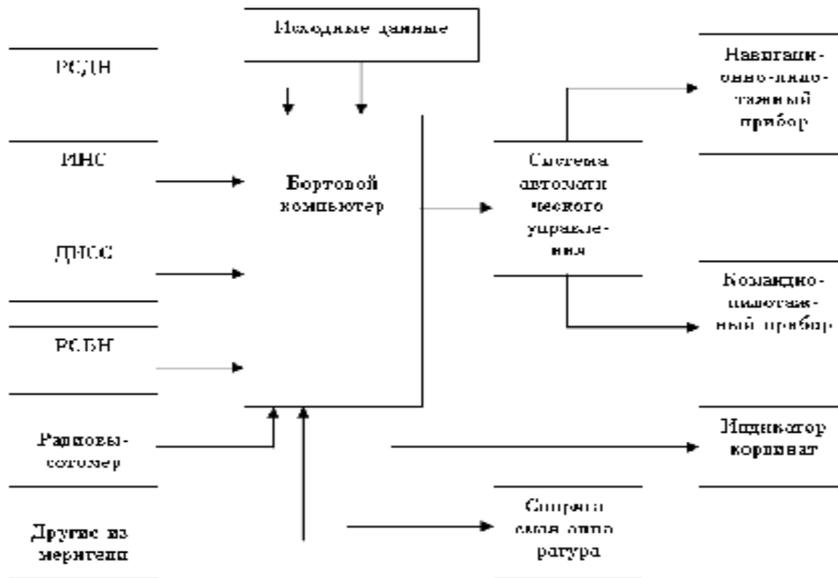


Рис. 17.2. Схема пилотажно-навигационного комплекса самолета

4. Комплексы, использующие спутниковые навигационные системы. Массовое применение спутниковых навигационных систем привело к включению в состав ПНК приемников спутниковых сигналов. В целом схема ПНК соответствует схеме на рисунке 17.2 с соответствующим добавлением. Высокая точность определения координат спутниковой системой, особенно при работе в дифференциальном режиме, позволяет в перспективе производить даже посадку самолёта в автоматическом режиме.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гуд Г.Х., Макол Р.Э. Систематехника. Введение в проектировании больших систем. Перевод с англ. под ред. Г.Н.Поварова. - М.: Сов. радио, 1962.
2. Джон Д.Краус. Радиоастрономия. Перевод с англ. В.Т.Федорова под ред. В.В.Железнякова. - М.: Сов. радио, 1973, 456 с.
3. Дымова А.И., Альбац М.Е., Бонч-Бруевич А.М. Радиотехнические системы. // Под ред. А.И.Дымовой. - М.: Сов. радио, 1975, 439 с.
4. Радиотехнические системы. Учебник для вузов. // Под ред. Ю.М.Казаринова. Изд-во Высшая школа. - М., 1968 г., 1990 г.
5. Черданцев В.А. Радиотехнические системы. - Минск, 1988.
6. Коростелев А.А., Ключев А.Ф., Мельник Ю.А. Теоретические основы радиолокации /Под ред. В.Е.Дулевича - М.: Сов. радио, 1964, 1978 г.
7. Белавин О.В. Основы радионавигации. - М.: Сов.радио, 1977.
8. Дудко Б.П. Радионавигация: Учебное пособие. - Томск, ТУСУР, 2003 г.
9. Пестряков В.Б., Кузенков В.Д. Радиотехнические системы. Изд-во «Радио и связь». - М., 1985, 376 с.
10. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. Изд-во «Радио и связь». - М., 1984.
11. Васин В.В., Степанов Б.М. Справочник-задачник по радиолокации. Изд-во «Сов. радио». - М., 1977, 320 с.
12. Ширман Я.Д., Голиков В.Н. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерения их параметров. Изд-во «Сов. радио». - М., 1963.
13. Справочник по радиолокации /Под ред. М.Сколника. - Нью-Йорк, 1970. Пер. с англ (в четырех томах). Под общей редакцией К.Н.Трофимова.
14. Современная радиолокация. /Перевод с англ. под редакцией Ю.Б.Кобзарева. - М.: Сов. радио, 1969.

15. Бакулев П.А. Сосновский А.А. Радиолокационные и радионавигационные системы: Учебное пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1986.

16. Информационные технологии в радиотехнических системах. Учебное пособие /В.А.Васин, И.Б.Власов, Ю.М.Егоров и др. Под ред. И.Б.Федорова. - М.: Изд-во МГТУ им.Баумана, 2003. - 672 с.

17. Радиолокационные станции воздушной разведки /Под ред. Г.С.Кондратенкова. - М.: Воениздат, 1983. - 152 с.

18. Родс Д.Р. Введение в моноимпульсную радиолокацию: Пер. с англ. под ред. Л.Д.Бахраха. - М.: Сов. радио, 1960. - 159 с.

19. Денисов В.П., Дубинин Д.В. Фазовые радиопеленгаторы. - Изд-во ТУСУР. Томск, 2002 г.

20. Палий А.И. Радиоэлектронная борьба. Воениздат - М.: 1989 - 349 с.

21. Калинин А.И., Черенкова Е.Л. Распространение радиоволн и работа радиолиний.

22. Кукарин С.В. Электронные приборы СВЧ. - М.: Сов.радио, 1981. - М.: Изд-во «Связь», 1971.

23. Вакин С.А., Шустов Л.Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. - М.: Сов.радио, 1968.

24. Сетевые спутниковые радионавигационные системы /Под ред. В.С.Шебшаевича. - М.: Радио и связь, 1993.