

**Н.Е. Быстров**

**ОСНОВЫ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ  
СИСТЕМ**



**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РФ  
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ  
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО  
ОБРАЗОВАНИЯ  
НОВГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ИМЕНИ ЯРОСЛАВА МУДРОГО**

**Н.Е. Быстров**

**ОСНОВЫ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ  
СИСТЕМ**

*Учебное пособие*

**Великий Новгород  
2017**

УДК 621.396.6(075/8)

Печатается по решению  
РИС НовГУ

ББК 33.73

Р 15

Рецензенты:

Профессор В.М. Кутузов, доцент В.К. Орлов  
(Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет)

Доктор технических наук, М.И. Бичурин  
(Новгородский государственный университет)

Р 15 **Быстров, Н.Е.** Основы радиотехнических систем: Учебное пособие /  
Н.Е. Быстров, НовГУ им. Ярослава Мудрого, Великий Новгород,  
2017 г. , с.132.

В учебном пособии изложены принципы построения систем радиолокации и радионавигации. Освещаются физические основы радиолокационного наблюдения объектов и дальности действия радиотехнических систем. Рассматриваются методы измерения дальности, скорости, угловых координат объектов и их местоположения. Приводятся описание радионавигационных систем наземного и космического базирования.

Учебное пособие отвечает новым образовательным стандартам и предназначено для подготовки бакалавров по направлению 1102.01.62 - «Радиотехника».

Пособие подготовлено и издано в рамках выполнения Госзадания Минобрнауки России.

УДК 621.396.6(075/8)

ББК 33.73

Р 15

© Новгородский государственный университет, 2017 г.

© Н.Е. Быстров.

# СОДЕРЖАНИЕ

|                                                                                                                    |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| ПРЕДИСЛОВИЕ .....                                                                                                  | 6  |
| 1 ХАРАКТЕРИКА И ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ .....                                                  | 7  |
| 1.1 Основные задачи и тактико-технические характеристики радиотехнических систем.....                              | 8  |
| 1.2 Принципы построения и виды радиолокационных систем .....                                                       | 10 |
| 1.3 Принципы построения радионавигационных систем.....                                                             | 14 |
| 2 ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ РАДИОСИСТЕМ.....                                                                              | 19 |
| 2.1 Физические основы радиолокационного наблюдения объектов .....                                                  | 19 |
| 2.2 Дальность действия радиосистем .....                                                                           | 23 |
| 2.3 Уравнение дальности импульсной РЛС в свободном пространстве .....                                              | 27 |
| 2.4 Зависимость характеристик обнаружения от дальности до целей . <b>Ошибка!</b><br><b>Закладка не определена.</b> |    |
| 2.5 Влияние условий распространения радиоволн на дальность действия радиосистем .....                              | 28 |
| 3 МЕТОДЫ ВЫЧИСЛЕНИЯ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ .....                                                                          | 32 |
| 3.1 Вычисление дальности и скорости цели .....                                                                     | 32 |
| 3.2 Вычисление дальности по угловым координатам цели.....                                                          | 33 |
| 3.3 Вычисление угловых координат по дальностям до цели .....                                                       | 33 |
| 3.4 Вычисление местоположения по пеленгам цели.....                                                                | 34 |
| 3.5 Вычисление местоположения по дальностям до цели .....                                                          | 35 |
| 3.6 Вычисление местоположения по дальности до цели и пеленгу .....                                                 | 36 |
| 3. 7 Точность измерения радионавигационного параметра .....                                                        | 37 |
| 4 МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ.....                                                                     | 43 |
| 4.1 Фазовый метод измерения дальности.....                                                                         | 43 |
| 4.2 Частотный метод измерения дальности .....                                                                      | 48 |
| 4.3 Импульсный метод измерения дальности .....                                                                     | 52 |
| 4.4 Следящий измеритель дальности .....                                                                            | 55 |
| 5 МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ..                                                               | 58 |
| 5.1 Фазовый метод измерения угловых координат .....                                                                | 58 |
| 5.2 Амплитудный метод измерения угловых координат .....                                                            | 61 |
| 5.3 Методы измерения угловых координат путем анализа огибающей .....                                               | 63 |
| 5.4 Следящие измерители угловых координат.....                                                                     | 66 |
| 6 МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ОБЪЕКТОВ.....                                                                          | 68 |
| 6.1 Измерители скорости при непрерывном излучении сигнала .....                                                    | 68 |
| 6.2 Измерители скорости при импульсном излучении сигнала .....                                                     | 69 |
| 6.3 Следящий измеритель скорости.....                                                                              | 72 |

|                                                                |     |
|----------------------------------------------------------------|-----|
| 6.4 Измерение путевой скорости летательного аппарата.....      | 74  |
| 7 МЕТОДЫ ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА И ПОИСКА СИГНАЛОВ .....           | 77  |
| 7.1 Поиск по угловым координатам, дальности и скорости.....    | 77  |
| 7.2 Методы последовательного обзора пространства .....         | 79  |
| 7.3 Многоканальный управляемый обзор пространства .....        | 84  |
| 7.4 Управление положением диаграмм направленности ФАР .....    | 85  |
| 8 СИСТЕМЫ НАВИГАЦИИ НАЗЕМНОГО БАЗИРОВАНИЯ .....                | 88  |
| 8.1 Системы дальней навигации .....                            | 88  |
| 8.2 Системы ближней навигации .....                            | 93  |
| 9 СПУТНИКОВЫЕ РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ .....                 | 97  |
| 9.1 Становление спутниковой навигации.....                     | 97  |
| 9.2 Характеристика спутниковых радионавигационных систем ..... | 100 |
| первого поколения .....                                        | 100 |
| 9.3 Общая структура и основные принципы работы .....           | 102 |
| современных СРНС.....                                          | 102 |
| 9.4 Навигационные задачи .....                                 | 106 |
| 9.5 Методы определения местоположения .....                    | 108 |
| 9.6 Назначение и задачи аппаратуры потребителей.....           | 111 |
| 9.7 Принципы построения аппаратуры потребителя .....           | 112 |
| 10 СИСТЕМЫ РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ .....                          | 114 |
| 10.1 Радиопротиводействие и контрпротиводействие .....         | 114 |
| 10.2 Системы радиотехнической разведки .....                   | 119 |
| 10.3 Скрытность и помехоустойчивость РЭС .....                 | 122 |
| 10.4 Борьба с организованными радиопомехами и .....            | 125 |
| эффективность средств радиопротиводействия.....                | 125 |
| ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....                                               | 130 |
| РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА.....                                  | 130 |

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Дисциплина «Радиотехнические системы» занимает важное место в программе подготовки специалистов по направлению «Радиотехника». Структура учебных планов подготовки бакалавров по направлению 110301.62 - «Радиотехника» характеризуется существенным сокращением числа часов, отводимых на лекционные занятия, в рамках которых необходимо изложить концептуальные основы дисциплины, перенеся изучение деталей и подробностей на самостоятельную работу. Это соображение и побудило автора к написанию учебного пособия, отвечающего изложенной выше стратегии преподавания.

Без овладения принципами построения радиотехнических систем различного назначения трудно рассчитывать на глубокое освоение специальных дисциплин и успешную научно-исследовательскую работу, которая является важным звеном образовательного процесса.

Изучение дисциплины «Радиотехнические системы» опирается на серьезную математическую подготовку и, особенно в области теории статистической радиотехники.

В пособии дана общая характеристика радиотехнических систем, приводятся основные понятия и определения тактико-технических характеристик. Особое внимание уделено физическим основам радиолокационного наблюдения, характеристикам радиолокационных целей и дальности действия радиотехнических систем. Достаточно полно отражены вопросы построения устройств измерения дальности, угловых координат и скорости объектов. Анализируются методы обзора пространства и поиска сигналов.

Завершается пособие разделами анализа радионавигационных систем наземного базирования, и рассматриваются принципы построения спутниковых радионавигационных систем.

Автор выражает искреннюю признательность профессору В.М. Кутузову и доценту В.К. Орлову кафедры радиотехнических систем СПбГЭТУ (ЛЭТИ) за рецензирование и полезные замечания, способствующие качественному изложению материалов пособия.

# 1 ХАРАКТЕРИКА И ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Радиотехнической системой (РТС) называют организованную совокупность устройств, предназначенных для передачи и извлечения информации с использованием радиоволн. Отличительный признак РТС - наличие радиоканала, состоящего из источника радиоволн, являющихся носителем информации, среды распространения радиоволн и приемника, извлекающего информацию путем соответствующей обработки радиоволн, достигающих антенны РТС. Радиоволны, несущие ту или иную информацию, называются радиосигналом. Таким образом, характерным признаком радиосистемы является использование радиосигнала в качестве носителя информации. В большинстве практических случаев сигнал можно рассматривать как функцию времени, на которую тем или иным способом наложено передаваемое сообщение. На приемной стороне (наблюдателю) сигнал доступен лишь в смеси с помехой, и задачей наблюдателя является извлечение с наибольшей достоверностью полезной информации, содержащейся в сигнале.

Радиотехнические системы относятся к классу информационно-управляющих технических систем. Одним из признаков *классификации радиосистем* является назначение информации. По этому признаку радиосистемы подразделяют на системы *передачи, извлечения и разрушения информации, а также системы радиоперехвата*.

Среди систем передачи информации различают системы радиосвязи, радиовещания, телевидения и телеметрии.

К системам извлечения информации относятся радиолокационные и радионавигационные системы.

*Радиолокацией* называют область науки и техники, объединяющую методы и технические средства обнаружения, измерения координат и параметров движения различных объектов с использованием радиоволн. Процесс обнаружения объектов, измерение их координат и параметров движения называют радиолокационным наблюдением. Используемые для этого радиотехнические системы называют радиолокационными станциями (РЛС) или радиолокаторами.

*Радионавигацией* называют область науки и техники, охватывающая методы определения местоположения объектов и обеспечения их движения по заданным траекториям с помощью радиосредств. Используемые для этого радиотехнические системы называют радионавигационными станциями (РНС).

Системы радиотехнического контроля излучения радиоволн или радиоразведки радиотехнических средств, а также системы разрушения информации или радиопротиводействия служат для постановки преднамеренных помех, затрудняющих или делающих невозможной работу радиосредств противника.

Системы радиоуправления служат для управления работой различных движущихся объектов с помощью радиосигналов.

При создании РТС стремятся получить наилучшие характеристики для определенных условий ее работы. Поскольку требования к системе многочисленны и часто противоречивы, желательно оптимизировать систему по какому-то обобщенному критерию, учитывающему основные требования к ней. В качестве такого обобщенного критерия может применяться *эффективность системы*, под которой имеют в виду количественную характеристику качества выполнения системой заданных функций, отнесенную к затратам (энергетическим, информационным и экономическим).

### **1.1 Основные задачи и тактико-технические характеристики радиотехнических систем**

Основными задачами РЛС и РНС являются:

1. Обнаружение - состоит в принятии решения о наличии или отсутствии объекта в заданной области пространства.

3. Измерение координат и параметров движения - сводится к получению оценок координат объектов и их производных (скорости, ускорения). Число и вид измеряемых координат определяются назначением РЛС и РНС и выбранной системой координат, в которой определяется местоположение объекта.

2. Разрешение - сводится к обнаружению, измерению координат и параметров движения объекта при наличии в исследуемом участке пространства других объектов.

4. Распознавание - состоит в установлении принадлежности объекта к определённым классам.

Радиолокация и радионавигация тесно связаны общностью, решаемой ими задач: измерение дальности, скорости, угловых координат и параметров движения объекта.

*Тактико-техническими* называют характеристики системы, определяющие ее функциональные возможности при практическом, в том числе и военном применении (откуда и произошло название «тактические характеристики»).

*К основным тактическим характеристикам РЛ и РН систем относят:*

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

*Зоной действия* или рабочей областью системы называют часть пространства, в которой система надежно выполняет функции, соответствующие ее назначению. Одним из параметров, определяющих рабочую зону, является дальность действия системы. Под дальностью действия системы понимают максимальное расстояние, на котором обеспечивается получение основных показателей системы не хуже заданных.

*Временем обзора* (поиска) называют время, необходимое для однократного обзора заданной зоны действия системы при заданном качестве. 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.

*Точность системы* характеризуется погрешностями при измерении координат и параметров движения объекта. Причинами погрешностей являются несовершенство применяемого метода измерения и измерительной аппаратуры, влияние внешних условий и радиопомех, субъективные качества оператора, если процессы получения информации и ее реализации не автоматизированы. Требования к точности системы зависят от ее назначения.

*Разрешающей способностью* системы называют способность отдельного обнаружения, измерения параметров двух или нескольких близкорасположенных в пространстве объектов. Различают разрешающую способность по дальности и угловым координатам, а также по соответствующим составляющим скорости.

*Пропускная способность* характеризуется числом объектов, обслуживаемых системой одновременно или в единицу времени. Пропускная способность зависит от принципа действия системы и ряда ее практических и технических параметров и, в частности, рабочей зоны, точности и разрешающей способности.

*Помехозащищенность* РЛС и РНС - способность выполнения ими заданных функций при воздействии непреднамеренных и специально организованных помех. Помехозащищенность определяется *скрытностью* работы системы и ее *помехоустойчивостью*. Под *скрытностью* системы понимают показатель, характеризующий трудность обнаружения ее работы и определения параметров используемых сигналов, а, следовательно, и создания при необходимости специально организованных (прицельных) помех. Под *помехоустойчивостью* понимают способность системы при воздействии на нее определенной совокупности помех сохранять значения показателей качества в заданных пределах. Количественной оценкой *помехоустойчивости* РЛС и РНС является отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности (СПМ) помехи на входе приемника в полосе частот, занимаемой сигналом, при котором погрешность измерения заданного параметра не превосходит допустимой с требуемой вероятностью.

*Надежность* - свойство системы и входящих в нее устройств сохранять во времени в установленных пределах значения параметров, характеризующих

способность выполнения требуемых функций в заданных режимах и условиях применения, хранения и транспортировки. В зависимости от причин, вызывающих отказы в работе системы, различают следующие разновидности надежности: аппаратную, связанную с состоянием аппаратуры, программную, обусловленную состоянием программ вычислительных устройств и функциональную, т. е. надежность выполнения отдельных функций обработки сигналов.

*Основными техническими характеристиками РЛ и РН систем являются:*

- метод обзора (поиска) и измерения координат и параметров движения объектов;
- рабочие частоты, их стабильность, мощность излучения, вид модуляции, ширина спектра излучаемых колебаний;
- форма и ширина диаграммы направленности антенны, ее коэффициент направленности;
- чувствительность, динамический диапазон и полоса пропускания приемника;
- вид и параметры устройств отображения и съема информации;
- потребление энергии устройствами, входящими в систему, их масса и габариты.

Рассмотрим основные принципы построения радиолокационных и радионавигационных систем.

## **1.2 Принципы построения и виды радиолокационных систем**

Физической основой радиолокации является рассеяние радиоволн объектами локации (цель), отличающимися своими электрическими характеристиками от соответствующих характеристик окружающей среды при их облучении. Вторичное электромагнитное поле состоит из поля отражения, распространяющегося в сторону облучающего первичного поля, и теневого поля, распространяющегося за объект. Интенсивность рассеяния или отражения радиоволн зависит от характеристик объекта и среды, от формы объекта, от соотношения его размеров и длины волны и от поляризации радиоволн. С помощью приемной антенны и приемного устройства можно принять часть рассеянного сигнала, преобразовать и усилить его для последующего обнаружения.

Разделяют РЛС на системы с непрерывным излучением и приемом сигналов на две антенны и системы с импульсным излучением и приемом радиосигналов на одну коммутируемую антенну. Функциональные схемы РЛС с непрерывным и импульсным режимом излучения сигналов представлены на рис. 1.1, а) и б) соответственно.

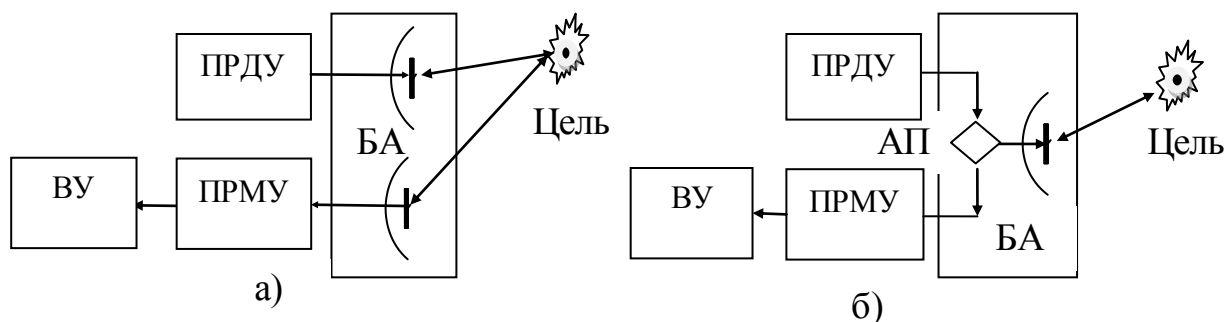


Рис. 1.1 Простейшие функциональные схемы РЛС

РЛС состоит из передающего устройства (ПРДУ), формирующего и генерирующего радиосигналы, блока приемно-передающей антенны (БА), излучающей и принимающей эти радиосигналы, приемного устройства (ПРМУ), усиливающего и преобразующего сигналы, а также выходного устройства (ВУ), отображающего полученную радиолокационную информацию. Отличие в структуре РЛС состоит в построении блока приемно-передающей антенны (БА). При непрерывном излучении передающая и приемная антенны пространственно разнесены, а при импульсном режиме одна антенна посредством антенного переключателя (АП) переключается на излучение радиоимпульса и на его прием в паузах излучения.

Как правило, мощность принимаемого сигнала мала, а сам сигнал имеет случайный характер. Малая мощность сигнала объясняется поглощением энергии сигнала при его распространении и большим расстоянием до объекта (цели). Случайный характер сигнала является следствием флуктуации отраженного сигнала за счет: сложной формы цели при отражении радиоволн; многолучевого распространения радиоволн и ряда других факторов.

Задачей РЛС является обнаружение полезного радиосигнала, т.е. вынесение решения о присутствии полезного сигнала в поступающей на вход приемного тракта смеси полезного сигнала с помехами. Эта статистическая задача решается специальным вычислительным устройством, в котором используется алгоритм оптимального обнаружения. Качество процесса обнаружения характеризуют вероятностью правильного обнаружения  $D$ , когда присутствующий во входной реализации сигнал обнаруживается, и вероятностью ложной тревоги  $F$ , когда за полезный сигнал принимается помеха, а сам сигнал отсутствует. Обнаружитель тем лучше, чем больше  $D$  и меньше  $F$ .

При радиолокационном определении местоположения объекта наиболее часто применяют местную сферическую систему координат, начало которой находится в точке размещения антенны РЛС. В наземной РЛС одна из осей координатной системы совпадает с северным направлением меридиана, проходящего через позицию антенны РЛС, поэтому местоположение цели (Ц) находится по результатам измерения наклонной дальности  $R$ , азимута  $\alpha$  и угла места  $\beta$  (рис. 1.2, а).

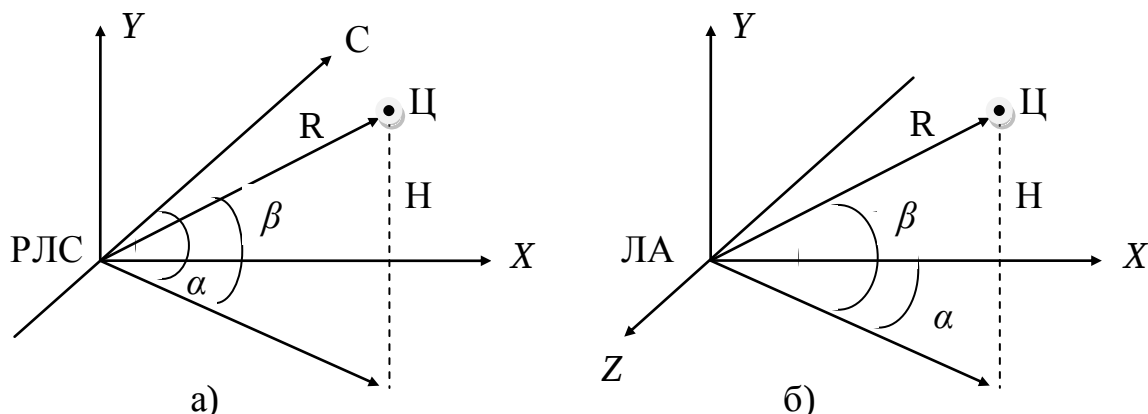


Рис. 1.2 Системы координат местоположения объекта

Если РЛС располагается на летательном аппарате (ЛА) и ось  $X$  координатной системы совмещается с продольной осью ЛА, а ось  $Z$  - с направлением правого крыла (рис. 1.2, б), то для определения местоположения цели измеряют наклонную дальность  $R$ , курсовой угол - азимут цели  $\alpha$  и угол места  $\beta$ . Такая связанная с ЛА система координат перемещается относительно земной поверхности со скоростью, равной скорости полета ЛА.

В зависимости от способа радиолокационного наблюдения различают: *активную, полуактивную, активную с активным ответом и пассивную радиолокацию.*

Как уже отмечалось, при *активной радиолокации* сигнал, принимаемый приемником РЛС, создается в результате отражения (рассеяния) объектом электромагнитных колебаний, излучаемых антенной РЛС и облучающих объект.

При *полуактивной радиолокации* носителем информации также является сигнал, отраженный объектом, но источник облучающих объект радиоволн вынесен относительно приемника РЛС и может действовать независимо от него.

При *активной радиолокации с активным ответом* применяют сигнал, ретранслируемый (переизлучаемый) специальным приемопередатчиком (ответчиком), установленным на объекте. Приемник ответчика принимает сигнал РЛС, который вызывает генерирование и излучение ответного сигнала. С помощью ответчика решается и задача опознавания объекта, т. е. отличия «своих» самолетов или кораблей от «чужих».

В пассивной радиолокации сигналом, принимаемым РЛС, является естественное излучение объектов в некотором радиодиапазоне частот.

Радиолокационные станции принято классифицировать по следующим признакам:

- используемому диапазону радиоволн (РЛС декаметрового, метрового, дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов);
- числу и виду измеряемых координат (одно, двух и трехкоординатные);

- числу применяемых каналов излучения и приема сигналов (одноканальные и многоканальные с частотным или пространственным разделением каналов);
- виду зондирующего сигнала (РЛС с непрерывным немодулированным или модулированным по частоте или фазе сигналом или с импульсным излучением сигналов большой или малой скважностью);
- когерентные и некогерентные (с внутриимпульсной частотной или фазовой модуляцией);

В импульсных некогерентных РЛС используется последовательность периодических радиоимпульсов, у которых значение начальной фазы являются случайными и взаимно независимыми. Схема обработки таких сигналов содержит обязательных элемент амплитудный детектор огибающей и устройство накопления про детектированных импульсов. В когерентных РЛС применяется периодическая последовательность когерентных радиоимпульсов, у которых начальная фаза излучаемых высокочастотных колебаний постоянна или меняется по определенному закону. Схема оптимальной обработки когерентных импульсов должна содержать синхронный квадратурных детектор и когерентный накопитель импульсов. Когерентная обработка дает возможность разрешать цели по скорости их движения, а также выделять движущиеся цели на фоне отражений от неподвижных объектов.

Некогерентные РЛС обычно имеют большую скважность излучаемых импульсов. Когерентные РЛС могут иметь как большую, так и малую скважность.

По характеру размещения частей аппаратуры РЛС в пространстве различают:

- *однопозиционные*;
- *двухпозиционные (бистатические)*;
- *многопозиционные*.

*Однопозиционные* радиолокационные системы (ОПРЛС) отличаются тем, что аппаратура располагается в одной точке пространства (в одной позиции). *Бистатическая* РЛС состоит из передающего и приемного устройств, разнесенных на некоторое расстояние  $d$ . В отличие от них *многопозиционные* радиолокационные системы (МПРЛС) могут объединять работу независимых *однопозиционных* РЛС, *бистатических* РЛС и *пассивных* РЛС, располагающихся на различных позициях (точках пространства), разнесенных на расстояния, называемые базами. Многопозиционная РЛС может иметь один передатчик в точке  $A$  (рис. 1.3) и несколько приемников в точках  $B$ ,  $C$ ,  $D$  на расстояниях от передатчика  $d_{AB}$ ,  $d_{AC}$  и  $d_{AD}$ , являющихся базами. Такая система будет уже многопозиционной, но ее можно считать также состоящей из трех бистатических РЛС.

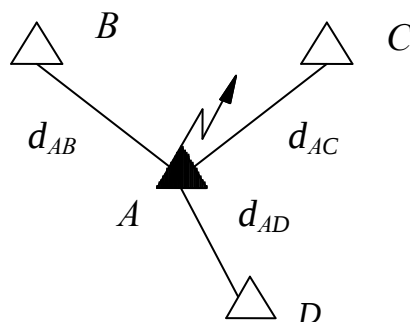


Рис. 1.3 Структура многопозиционной РЛС

МПРЛС отличаются тем, что эти РЛС могут функционировать как самостоятельно, так и совместно. В общем случае МПРЛС может включать радиолокационные устройства, использующие различные методы определения местоположения и параметров движения целей. При этом на позициях может размещаться аппаратура активных независимых РЛС, полуактивных РЛС или приемников пассивной радиолокации. Благодаря пространственному разнесению элементов в таких системах достигается высокая информативность и большая помехозащищенность.

Совместная обработка информации в МПРЛС имеет ряд преимуществ по сравнению с однопозиционными РЛС: более гибкое формирование зон обзора (рабочих зон) системы; повышение точности определения координат и параметров движения целей; улучшение разрешения и распознавания обнаруженных целей; повышение помехозащищенности от активных и пассивных помех.

Перспективным направлением развития МПРЛС является создание *радиолокационных сетей* с взаимным обменом данными между входящими в сеть РЛС. Образующие сеть локаторы могут иметь различную дальность действия, различные сигналы и алгоритмы их обработки, различные разрешающие способности по дальности, скорости и угловым координатам, различный темп обзора пространства. Наибольший выигрыш от объединения в сеть получается при совместной обработке данных разнотипных РЛС.

В связи с расширением задач радиолокации и усложнением помеховой обстановки интерес к радиолокационным сетям в последнее время возрастает.

### 1.3 Принципы построения радионавигационных систем

Принципы построения радионавигационных систем основаны на радиотехнических методах определения положения объектов в пространстве.

Свойство прямолинейности распространения радиоволн является основой радиотехнических методов определения координат по направлениям прихода сигнала. В радионавигации процесс определения направления на источник излучения называется *радиопеленгованием*. При этом используются направленные свойства антенных систем.

Таким образом, основой радиолокационного обнаружения, определения координат и скорости, а возможно, и некоторых других характеристик (размеров, формы, физических свойств) объектов является радиосигнал, отраженный, переизлученный или излученный объектом наблюдения. От вида и параметров сигнала (энергии, несущей частоты, длительности и ширины спектра) зависят основные характеристики РН и РЛ систем.

В радионавигации наибольшее распространение получили *позиционные системы*, в которых местоположение объектов определяется относительно *радиомаяков* (станций) с известными координатами (позицией). Для таких систем вводят понятия *радионавигационного параметра, поверхностей и линий положения*.

*Радионавигационным параметром* (РНП) называют величину, непосредственно измеряемую РНС (расстояние, разность расстояний, угол и т.д.). Под *поверхностью положения* понимают геометрическое место точек, имеющих одно и то же значение радионавигационного параметра. *Линия положения* есть линия пересечения двух поверхностей положения.

В соответствии с видом непосредственно измеряемых координат различают три основных метода определения местоположения объекта:

- *угломерный*;
- *дальномерный*;
- *разностно-дальномерный*;
- *комбинированный угломерно-дальномерный метод*.

В *радиопеленгаторной системе*, представленной на рис.1.4, а), используется приемник с направленной антенной (радиопеленгатор), а источник сигнала (радиомаяк) имеет ненаправленное излучение. Определение направления на радиомаяк (РМ) производят в месте расположения радиопеленгатора (РП). Направление на радиомаяк характеризуется пеленгом  $\alpha$ . Если пеленг отсчитывается от географического меридиана (направление север-юг), то его называют *истинным пеленгом* или *азимутом*.

В *радиомаячной системе*, представленной на рис. 1.4, б), используют *радиомаяк* с направленной вращающейся антенной и ненаправленный приемник. В момент совпадения оси ДНА с направлением на север-юг вторая ненаправленная антенна маяка излучает нулевой (северный) сигнал, который принимается приемником и является началом отсчета углов. Фиксируя максимум сигнала в момент совпадения оси вращающейся ДНА маяка с направлением на приемник можно определить обратный пеленг  $\alpha_0$ .

Поверхностью положения угломерной РНС является вертикальная плоскость, проходящая через линию пеленга. При использовании наземных РП и РМ линией положения будет ортодромия - дуга большого круга, проходящего через пункты расположения РП и РМ. Она является линией пересечения поверхности положения с поверхностью Земли. При расстояниях, малых по сравнению с радиусом Земли, ортодромия аппроксимируется отрезком прямой линии.

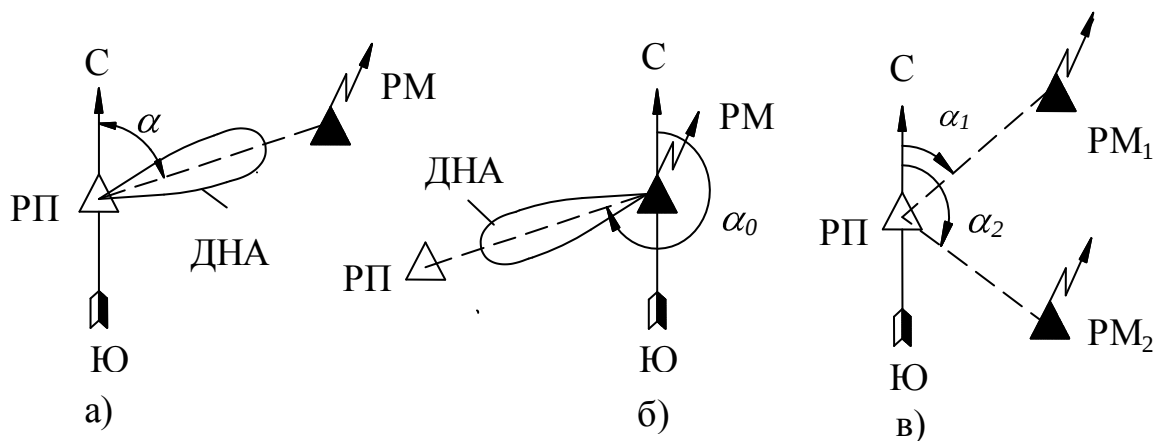


Рис. 1.4 Угломерная система пеленгования

Для определения местоположения РП (рис. 1.4, в) необходим второй РМ. По двум пеленгам (азимутам)  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  можно найти местоположение РП как точку пересечения двух линий положения (двух ортодромий).

При определении местоположения предполагают, что координаты радиомаяков известны.

*Дальномерный метод.* Принцип построения дальномерной навигационной системы представлен на рис. 1.5.

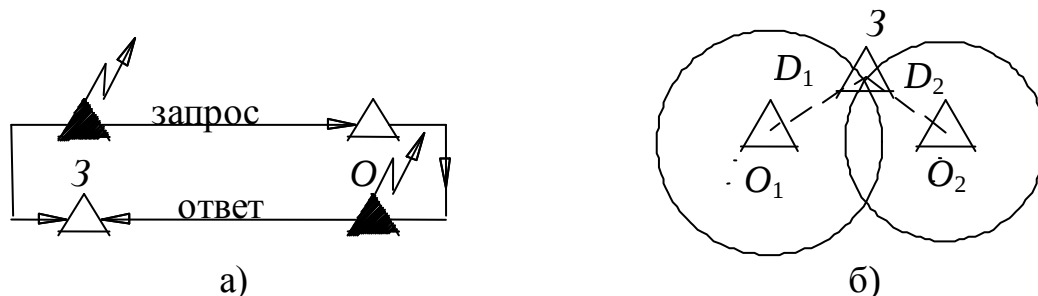


Рис. 1.5 Построение дальномерной навигационной

Этот метод основан на измерении расстояния  $D$  между точками излучения и приема радиосигнала по времени его распространения между этими точками. В радионавигации дальномерный метод используется в запросном режиме. При запросном методе дальность определяется измерением времени распространения сигнала запроса  $\tau_3$  от передатчика запросчика 3 (рис. 1.5, а) до приемника ответчика  $O$  и ответного сигнала  $\tau_o$ , формируемого ответчиком при приеме сигнала запросчика. Обычно пренебрегают временем формирования ответного сигнала и полагают  $\tau_3 = \tau_o$ . По измеренной задержке вычисляют дальности  $D$  в таком радиодальномере. Поверхностью положения дальномерной системы является поверхность сферы с радиусом равным  $D$ . При расположении дальномерной системы на плоскости (например, на

поверхности Земли при расстояниях  $D \ll R_{\text{земли}}$ ) образуются линии положения в виде окружностей, являющихся линиями пересечения сферы с плоскостью, на которой расположены запросчик и ответчик дальномерной системы. Поэтому дальномерные системы называют также круговыми.

Местоположение объекта, на котором расположен запросчик  $Z$  (рис. 1.5, б), определяется как точка пересечения двух окружностей с радиусами, равными дальностям  $D_1$  и  $D_2$  до ответчиков  $O_1$  и  $O_2$  с известными координатами. Имеющаяся при этом двузначность (две точки пересечения окружностей) устраняется применением дополнительных средств ориентирования, точность которых может быть невысокой, но достаточной для достоверного выбора одной из двух точек пересечения.

В качестве ответного сигнала может быть использован и отраженный сигнал, что имеет место при измерении дальности активной РЛС.

*Разностно-дальномерный метод.* Принцип построения разностно-дальномерной навигационной системы представлен на рис. 1.6.

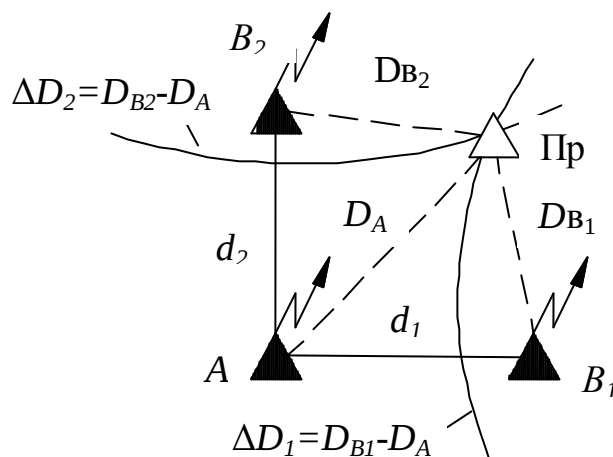


Рис. 1.6 Построение разностно-дальномерной навигационной системы

С помощью приемника (Пр), расположенного на объекте, определяют разность времени приема сигналов двух опорных станций  $A$  и  $B$ . Станцию  $A$  называют ведущей, т. к. ее сигналы используются для синхронизации ведомых станций. Расстояние  $d_1$  между ведущей и ведомой станциями называют базой.

Измерение разности расстояний до ведущей и ведомой станций, позволяет найти лишь поверхность положения, соответствующую этой разности и имеющую форму гиперboloида с фокусами в точках расположения станций  $A$  и  $B$ . Если приемник и станции  $A$  и  $B$  расположены на поверхности Земли, то измерение разности  $\Delta D = D_B - D_A$  позволяет получить линию положения на земной поверхности в виде гиперболы. Поэтому разностно-дальномерные РНС носят также название гиперболических.

Одна пара станций позволяет определить лишь линию положения, на которой расположен объект. Для определения его местоположения необходима вторая пара станций, база которой  $d_2$  должна располагаться под углом к базе

$d_1$  первой пары. Обычно ведущая станция  $A$  является общей и синхронизирует работу обеих ведомых станций  $B_1$  и  $B_3$ . Сетка линий положения такой системы образуется двумя семействами пересекающихся гипербол, позволяющих найти местоположение объекта.

В зависимости от вида сигналов наземных станций и методов измерения временного сдвига сигналов различают импульсные, фазовые и импульсно-фазовые разностно-дальномерные РНС.

*Комбинированный угломерно-дальномерный метод.* Достоинством этого метода является возможность определить координаты объектов из одной точки, что и используется в РЛС ближней навигации, измеряющих наклонную дальность  $D$ , азимут  $\alpha$  и угол места  $\beta$ , изображенных на рис. 1.7.

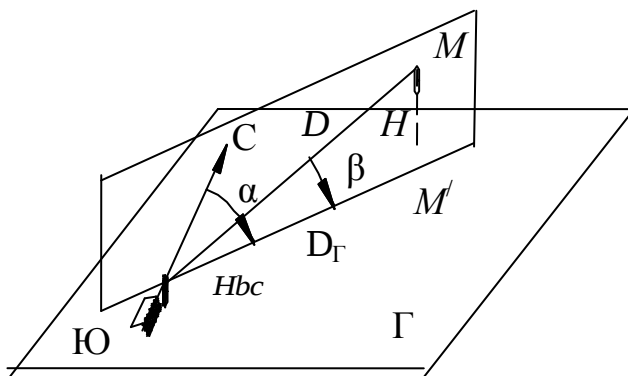


Рис. 1.7 Определение координат комбинированным угломерно-дальномерным методом

Из рис. 1.7 видно, что точка  $M$  расположения объекта является точкой пересечения вертикальной плоскости, заданной азимутом  $\alpha$ , конической поверхности, образующая которой составляет с горизонтальной плоскостью угол  $\beta$  (а с осью вращения угол  $\pi/2 - \beta$ ), и сферы с радиусом  $D$  и центром в точке расположения РЛС. Угол места  $\beta$  отсчитывается от горизонтальной плоскости до направления на точку  $M$  расположения объекта. Азимут  $\alpha$  отсчитывают от направления, принятого за нулевое (например, северного), до проекции наклонной дальности на горизонтальную плоскость. Путем пересчета непосредственно измеряемых координат  $D$ ,  $\alpha$  и  $\beta$  в полярной системе координат можно вычислить высоту  $H = D \cdot \sin \beta$  и горизонтальную дальность  $D_Г = D \cdot \cos \beta$ , а при необходимости перейти в другую систему координат (чаще всего прямоугольных  $x, y, z$ ).

По точности разностно-дальномерный метод местоопределения объектов несколько уступает дальномерному методу с запросным сигналом, но имеет бесспорное преимущество перед ним, обеспечивая неограниченную пропускную способность.

## 2 ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ РАДИОСИСТЕМ

### 2.1 Физические основы радиолокационного наблюдения объектов

В основе радиолокационного наблюдения лежит явление рассеяния радиоволн различными объектами. При падении облучающего поля на объект на его поверхности возникают электрические токи, которые, в свою очередь, излучают электромагнитную энергию, создавая тем самым рассеянное вторичное поле, которое распространяется во всех направлениях, в том числе, и обратно к источнику излучения.

Для описания явления рассеяния радиоволн вводят характеристики радиолокационного рассеяния (ХРЛР). Эти характеристики устанавливают связи между одноименными параметрами (энергетическими, фазовыми, частотными, поляризационными) падающего на цель и рассеянного ею полей.

В общем случае ХРЛР зависят от параметров РЛС, параметров цели, параметров, характеризующих условия наблюдения. Наиболее часто используются: *статические, динамические и статистические* ХРЛР.

Статические ХРЛР описывают свойства неподвижной относительно РЛС цели при различных ее ракурсах. Динамические ХРЛР описывают свойства движущейся относительно РЛС цели. Неопределенность ориентации цели в пространстве привела к необходимости введения статистического описания рассеивающих свойств, из которого вытекают статистические ХРЛР.

Исторически первой и по настоящее время широко используемой на практике ХРЛР является *эффективная площадь рассеяния (ЭПР)*.

#### 2.1.1 Эффективная площадь рассеяния (ЭПР)

Под эффективной площадью рассеяния (ЭПР) понимают площадь поперечного сечения гипотетического идеального изотропного отражателя, который, будучи помещен на место цели, создает на входе приемной антенны РЛС такую же плотность потока мощности, что и сама цель.

Если плотность потока мощности облучаемой цели равна  $\Pi_{\text{ц}}$ , то мощность потока рассеянной целью с ЭПР  $\sigma$  можно представить в виде

$$P_{\text{п}} = \Pi_{\text{п}} \cdot \sigma.$$

Плотность потока мощности рассеянной волны в месте нахождения антенны РЛС на расстоянии  $D$  от цели будет равна

$$\Pi_{\text{отр}} = \frac{P_{\text{п}}}{4\pi D^2} = \frac{\Pi_{\text{п}} \cdot \sigma}{4\pi D^2}.$$

Отсюда ЭПР определяется соотношением

$$\sigma = 4\pi D^2 \cdot P_{\text{отр}} / P_{\text{п}}. \quad (2.1)$$

Из этой формулы следует, что ЭПР имеет размерность площади.

При количественной оценке ЭПР применяют абсолютные и относительные единицы. Абсолютной единицей ЭПР является квадратный метр ( $\text{м}^2$ ), относительной – децибел (дБ). Часто ЭПР нормируют либо к  $1 \text{ м}^2$ :

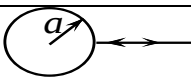
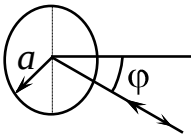
$$\sigma_1 = 10 \lg \sigma / \sigma_0 \text{ дБ, где } \sigma_0 = 1 \text{ м}^2, \text{ либо к квадрату длины волны}$$

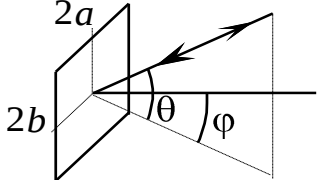
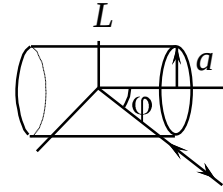
$$\text{облучающего поля: } \sigma_2 = 10 \lg \sigma / \lambda^2 \text{ дБ.}$$

Эффективная площадь рассеивания является исключительно энергетической характеристикой. ЭПР позволяет рассчитывать дальность действия радиотехнических систем.

При определении характеристик рассеяния радиолокационные цели в зависимости от их формы обычно делят на две группы. К первой группе относят отражатели простой формы (сфера, диск, конус, цилиндр, пластина, уголкового конструкции). Характеристики рассеяния целей первой группы изучены достаточно хорошо и могут быть определены для каждого конкретного их расположения относительно РЛС. Аналитические выражения диаграмм ЭПР и максимальных ЭПР некоторых отражателей простой формы представлены в таблице. 2.1.

Табл. 2.1

| Тип отражателя         | Максимальная ЭПР                                        | Диаграмма ЭПР                                                                                                                                                                                                                                         | Геометрия                                                                             |
|------------------------|---------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------|
| Сфера<br>$a > \lambda$ | $\sigma_{\text{max}} = \pi a^2$                         | Изотропная                                                                                                                                                                                                                                            |  |
| Диск<br>$a > \lambda$  | $\sigma_{\text{max}} = 4\pi^3 \frac{a^4}{\lambda^2}$    | $\sigma(\varphi) \approx \sigma_{\text{max}} \cos^2 \varphi \times \Lambda_1^2 \left( \frac{ka \sin \varphi}{x} \right)$<br>где $\Lambda_1 \left( \frac{ka \sin \varphi}{x} \right) \approx \frac{2}{x} I_1 \left( \frac{ka \sin \varphi}{x} \right)$ |  |
| Прямоугольная пластина | $\sigma_{\text{max}} = 64\pi \frac{a^2 b^2}{\lambda^2}$ | $\sigma(\varphi, \theta) \approx \sigma_{\text{max}} \cos^2 \varphi \times$                                                                                                                                                                           |                                                                                       |

|                                                                       |                                             |                                                                                                                                                           |                                                                                     |
|-----------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|
| $a, b > \lambda,$<br>$ \varphi ,  \theta  < 35^\circ$                 |                                             | $\times \cos \theta \frac{\sin x}{x} \frac{\sin y}{y} \Big]^2,$<br>$x = 2ka \sin \varphi \cos \theta,$<br>$y = 2kb \sin \theta$                           |  |
| Боковая<br>поверхность<br>цилиндра<br>$a > \lambda,$<br>$L > \lambda$ | $\sigma_{\max} = 2\pi \frac{aL^2}{\lambda}$ | $\sigma_{\varphi} = \sigma_{\max} \sin \varphi \times$<br>$\times \left[ \frac{\sin \left( \frac{L}{kL \cos \varphi} \right)}{kL \cos \varphi} \right]^2$ |  |

Ко второй группе относят подавляющее большинство реальных целей. Это цели сложной геометрической формы: самолеты, корабли и различные сооружения. Для целей сложной формы рассчитать характеристики рассеяния в общем виде не представляется возможным. Тем не менее, для некоторых из них такие характеристики получены экспериментально и приведены в таблице 2.2.

Табл. 2.2

| Радиолокационная цель:                             | ЭПР (м <sup>2</sup> ):    |
|----------------------------------------------------|---------------------------|
| Корабль водоизмещением $10^4$ тонн                 | $2 \cdot 10^4$            |
| Средний корабль водоизмещением $3 \cdot 10^3$ тонн | $10^4 \dots 3 \cdot 10^3$ |
| Малые корабли водоизмещением 200...60 тонн         | 250...50                  |
| Дальний бомбардировщик                             | 100...20                  |
| Средний бомбардировщик                             | 30...5                    |
| Танк                                               | 9...6                     |
| Лёгкий истребитель                                 | 5...2                     |
| Рубка подводной лодки                              | 1.0 – 1.5                 |
| Крылатая ракета                                    | 1.0 – 0.01                |
| Головка баллистической ракеты                      | 1.0 – 0.001               |

## 2.1.2 Методы управления интенсивностью рассеяния целей

*Уменьшение ЭПР целей.* Выделяют три метода, с помощью которых возможно уменьшение ЭПР целей. Первый метод связан с выбором оптимальной формы и конструкции обнаруживаемых объектов. Второй метод основан на применении материалов и покрытий, поглощающих электромагнитные волны. Третий метод основан на использовании реактивных нагрузок. Сущность - компенсация рассеянного поля путем размещения на поверхности металлического тела линейных элементов (антенн) в виде штырей, шлейфов, диполей и петель, а также щелей с поглощающими или комплексными нагрузками.

*Увеличение ЭПР целей.* Для увеличения ЭПР целей применяют пассивные радиолокационные отражатели. По типу конструкции различают отражатели уголкового и линзового, группы из уголкового отражателей и многоярусные решетки, отражатели-антенны и т. д. Уголкового отражатели обладают достаточно большой ЭПР.

## 2.1.3 Характеристика отражений от подстилающей поверхности

Подстилающая поверхность представляет собой распределенную мешающую цель, размеры которой существенно превышают размеры элемента разрешения РЛС по углу и дальности. При решении задачи обнаружения цели с малой ЭПР на фоне отражений от подстилающей поверхности могут возникнуть такие ситуации, при которых сигнал, отраженный от моря или суши, окажется намного интенсивнее сигнала, отраженного от цели.

Для характеристики специфических отражателей, таких как подстилающая поверхность или объемные цели (облака) вводят понятие *удельной ЭПР*. Удельная ЭПР поверхности и удельная ЭПР объемной цели определяются соотношениями:

$$\sigma_s = \sigma/S, \quad \sigma_V = \sigma/V,$$

где  $S$ ,  $V$  - площадь поверхности и объем цели, соответственно.

Рассеивающие свойства поверхностно-распределенных целей характеризует удельная ЭПР  $\sigma_{уд}$ . На вход антенны РЛС одновременно поступают сигналы от всех мешающих отражателей, находящихся внутри элемента разрешения РЛС, поэтому ЭПР фона можно описать выражением

$$\sigma_{\phi} = \sigma_{уд} \cdot S,$$

где  $S$  - площадь элемента разрешения РЛС.

Следовательно, для уменьшения помеховых сигналов от подстилающей поверхности следует увеличить разрешение РЛС, соответственно уменьшив площадь  $S$  ее элемента разрешения. Для уверенного обнаружения цели на фоне отражений от земной поверхности необходимо, чтобы ЭПР цели существенно превышала ЭПР подстилающей поверхности.

*Удельная ЭПР морской поверхности.* В связи со сложностью процессов рассеяния радиоволн на реальной морской поверхности установить простые аналитические соотношения между удельной ЭПР моря, характеристиками поверхности и параметрами РЛС не представляется возможным.

*Удельная ЭПР земной поверхности.* Задача оценки ЭПР земной поверхности более сложна. Это обусловлено не только разнообразием видов земных поверхностей, но и увеличением числа факторов, оказывающих влияние на ЭПР. Например, сезонная изменчивость отражательной способности суши, зависимость характеристик рассеяния от погодных условий, биомассы растительности, запаса влаги и т. д. В связи с этим основной объем информации об ЭПР суши получен с помощью измерений в натурных условиях.

## 2.2 Дальность действия радиосистем

Под дальностью действия радиотехнической системы понимают максимальное расстояние  $D = D_{\text{макс}}$ , на котором принимаемый сигнал достигает минимально допустимого (порогового) уровня  $P_c = P_{\text{смин}}$ , еще достаточного для выполнения радиотехнической системой основных функций с качественными показателями не хуже заданных.

Предположим, что в радиолинии используются радиоволны длиной  $\lambda_{\text{и}}$ , мощность излучаемых передающей антенной колебаний  $P_{\text{и}}$ , и ее коэффициент усиления  $G_{\text{и}}$ . Тогда плотность потока мощности, создаваемого излучаемым сигналом в месте расположения приемной антенны на расстоянии  $D$  от передающей, будет равна

$$\Pi = \frac{P_{\text{и}} \cdot G_{\text{и}}}{4\pi D^2}. \quad (2.2)$$

При коэффициенте усиления приемной антенны  $G_{\text{п}}$ , можно определить эффективную площадь приемной антенны

$$A_{\text{п}} = \frac{\lambda_{\text{и}}^2 \cdot G_{\text{п}}}{4\pi}.$$

Тогда мощность сигнала в приемной антенне будет равна:

$$P_c = \Pi \cdot A_{\Pi} = \frac{P_{\text{и}} G_{\text{и}} G_{\text{п}} \lambda^2}{4\pi^2 D^2}. \quad (2.3)$$

При увеличении дальности  $D$  мощность принимаемого сигнала  $P_c$  падает и достигает порогового уровня чувствительность приемника (мощность порогового сигнала)  $P_c = P_{\text{смин}}$ , ограничивающего максимальное значение дальности радиолинии

$$D_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{P_{\text{и}} G_{\text{и}} G_{\text{п}} \lambda^2}{4\pi^2 P_{\text{смин}}}}. \quad (2.4)$$

### 2.2.1 Радиосистемы с активным ответом

Радиолиния с активным ответом состоит из двух радиолиний - запроса и ответа. Для каждой из них можно найти максимальную дальность действия по формуле (2.4):

$$D_{\text{з\_макс}} = \sqrt{\frac{P_{\text{из}} G_{\text{из}} G_{\text{пз}} \lambda^2}{4\pi^2 P_{\text{сз\_мин}}}}, \quad (2.5)$$

$$D_{\text{о\_макс}} = \sqrt{\frac{P_{\text{ио}} G_{\text{ио}} G_{\text{по}} \lambda^2}{4\pi^2 P_{\text{со\_мин}}}}. \quad (2.6)$$

Результирующая дальность действия системы будет определяться радиолинией с меньшей дальностью действия.

Естественным является стремление сделать каналы запроса и ответа равнопрочными, а систему сбалансированной, т. е. обеспечить  $D_{\text{з\_макс}} = D_{\text{о\_макс}}$ .

Если в запросчике и ответчике для передачи и приема используется одна антенна и частоты запросного и ответного сигналов близки, т. е.  $\lambda_{\text{из}} \approx \lambda_{\text{по}}$ , то

$G_{из} \approx G_{по}$  и  $G_{пз} \approx G_{ио}$ , следовательно,  $G_{из} \cdot G_{пз} \approx G_{ио} \cdot G_{по}$ . Отсюда найдем условие баланса системы

$$P_{из}/P_{сзмн} \approx P_{ио}/P_{сомн}.$$

### 2.2.2 Дальность действия радиолокационных систем

Предположим, что РЛС излучает зондирующий сигнал мощностью  $P_{и}$ . Ответный сигнал создается при рассеянии радиоволн облучаемым объектом с ЭПР  $\sigma_{ц}$ . При расстоянии РЛС до цели  $D$  плотность потока мощности у цели равна

$$\Pi_1 = \frac{P_{и} \cdot G_{и}}{4\pi D^2},$$

а мощность, перехватываемая целью, определяется выражением

$$P_1 = \Pi_1 \cdot \sigma_{ц} = \frac{P_{и} \cdot G_{и} \cdot \sigma_{ц}}{4\pi D^2}.$$

Плотность потока мощности у антенны РЛС на расстоянии  $D$  от цели

$$\Pi_2 = \frac{P_1}{4\pi D^2} = \frac{P_{и} \cdot G_{и} \cdot \sigma_{ц}}{4\pi^2 D^4}.$$

Тогда мощность сигнала в приемной антенне будет равна:

$$P_{с} = \Pi_2 \cdot A_{п} = \frac{P_{и} G_{и} \sigma_{ц} A_{п}}{4\pi^2 D^4} = \frac{P_{и} G_{и} G_{п} \lambda^2 \sigma_{ц}}{4\pi^3 D^4}.$$

При увеличении дальности  $D$  мощность принимаемого сигнала  $P_{с}$  падает и достигает порогового уровня чувствительность приемника (мощность порогового сигнала)  $P_{с} = P_{смин}$ , ограничивающего максимальное значение дальности радиолинии

$$D = D_{\text{макс}} = 4 \sqrt{\frac{P_{\text{и}} G_{\text{и}} G_{\text{п}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{4\pi^3 P_{\text{смин}}}}. \quad (2.7)$$

Это выражение носит название *основного уравнения радиолокации* или *уравнения дальности РЛС* в свободном пространстве. Оно отражает связь дальности действия РЛС с ее основными параметрами и ЭПР цели. Чем больше ЭПР цели, тем больше радиолокационная заметность цели или дальность её обнаружения.

Из основного уравнения радиолокации видно, что при увеличении дальности  $D$  мощность принимаемого сигнала  $P_{\text{пр}}$  падает, достигая порогового уровня чувствительности приемника. Тогда при заданной ЭПР цели  $\sigma_{\text{ц}}$  получаем уравнения мощности принимаемого сигнала в зависимости от дальности до цели

$$P_{\text{пр}} D = \frac{P_{\text{зонд}} G_{\text{ан}}^2 \lambda^2 \cdot \sigma_{\text{ц}}}{4\pi^3 \cdot D^4}. \quad (2.8)$$

Следует отметить, что параметры  $P_{\text{смин}}$  и  $\sigma_{\text{ц}}$  имеют статистический характер и зависят от многих факторов.

### 2.2.3 Определение чувствительности приемника

Рассмотрим определение порогового уровня  $P_{\text{смин}}$  при воздействии нормального белого шума с равномерной спектральной плотностью мощности  $N_0$ . Как правило, источниками шума являются шумы антенны мощностью  $P_{\text{ша}}$  и шумы приемного тракта  $P_{\text{шп}}$ . Тогда полная мощность шумов на входе оптимального приемника равна:  $P_{\text{ш}} = P_{\text{ша}} + P_{\text{шп}}$ . Рассматривая данное равенство относительно шумов антенны можно ввести коэффициент шума приемника:  $k_{\text{ш}} = 1 + P_{\text{шп}} / P_{\text{ша}}$ . Обычно спектральную плотность шума  $N_0$  определяют через постоянную Больцмана  $K_B = 1.38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К и шумовую температуру  $T_{\text{ш}}$ :  $N_0 = K_B \cdot T_{\text{ш}}$ . Шумовая температура определяется выражением  $T_{\text{ш}} = T_{\text{а}} + T_0 \cdot k_{\text{ш}} - 1$ , где  $T_{\text{а}}$  - температура антенны,  $T_0 = 290^\circ \text{K}$ . - стандартная шумовая температура.

При оптимальном приеме сигналов с шириной спектра  $\Delta S_{\text{сигн}}$  полоса пропускания приемного тракта равна  $\Delta F_{\text{пр}} \approx \Delta S_{\text{сигн}}$ , поэтому полная мощность шума равна

$$P_{\text{ш}} = N_0 / 2 \cdot \Delta F_{\text{пр}} = K_B \cdot T_{\text{ш}} \cdot \Delta F_{\text{пр}}. \quad (2.9)$$

Таким образом, можно принять, что чувствительность приемника ограничена мощностью шума:  $P_{\text{смин}} \geq P_{\text{ш}}$ .

### 2.3 Уравнение дальности импульсной РЛС в свободном пространстве

Как известно, вероятность правильного обнаружения  $p_{\text{по}}$  при заданной вероятности ложной тревоги  $p_{\text{лт}}$  зависит от отношения сигнал/шум  $q = \sqrt{2E_c / N_0}$  на выходе оптимального устройства обработки, где:  $E_c$  - энергия обнаруживаемого сигнала,  $N_0$  - спектральная плотность мощности нормального белого шума.

В случае импульсной РЛС с зондирующим импульсом длительности  $\tau_{\text{и}}$  параметр обнаружения

$$q = \sqrt{2E_c / N_0} = \sqrt{2P_{\text{с}} \cdot \tau_{\text{и}} / N_0}.$$

Представляя мощность порогового сигнала  $P_{\text{смин}}$ , через параметр обнаружения

$$P_{\text{смин}} = q_{\text{мин}}^2 N_0 / 2 \cdot \tau_{\text{и}},$$

можно получить обобщенное уравнение дальности

$$D_{\text{макс}} = 4 \sqrt{\frac{2P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} G_{\text{и}} G_{\text{п}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{4\pi^3 q_{\text{мин}}^2 N_0 L_{\text{п}}}} = 4 \sqrt{\frac{2E_{\text{и}} G_{\text{и}} G_{\text{п}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{4\pi^3 q_{\text{мин}}^2 N_0 L_{\text{п}}}}, \quad (2.10)$$

где  $L_{\text{п}} > 1$  коэффициент потерь (коэффициент различимости), учитывающий отклонение характеристик приемно-передающего тракта от идеальных.

В импульсных РЛС при передаче и приеме обычно используется одна и та же антенна, поэтому  $G_{\text{и}} = G_{\text{п}} = G$ , и из формулы (2.9) получаем

$$D_{\text{макс}} = 4 \sqrt{\frac{2P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} G^2 \sigma_{\text{ц и}} \lambda^2}{4\pi^3 q_{\text{мин}}^2 N_0 L_{\text{п}}}}. \quad (2.11)$$

Отсюда видно, что увеличения  $D_{\text{макс}}$  в 2 раза можно достигнуть увеличением коэффициента усиления  $G$  в 4 раза.

В режиме обзора от цели за один обзор принимаются несколько (пачка) отраженных импульсов. Накоплением принимаемых импульсов можно улучшить в  $k_y$  раз требуемое отношение сигнала к шуму на входе приемника.

Поэтому уравнение дальности (2.9), с учетом накопления импульсов принимает вид

$$D_{\text{макс}} = 4 \sqrt{\frac{2P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} G^2 \sigma_{\text{ц и}} \lambda^2 \cdot k_y}{4\pi^3 q_{\text{мин}}^2 N_0 L_{\text{п}}}}. \quad (2.12)$$

Коэффициент улучшения  $k_y$  зависит от характера принимаемых сигналов (когерентный или некогерентный пакет). Использование когерентного накопления импульсов позволяет теоретически увеличить  $D_{\text{макс}}$  в  $\sqrt[4]{k_y}$  раза.

## 2.4 Влияние условий распространения радиоволн на дальность действия радиосистем

Обобщенное уравнение дальности может дать лишь приближенную оценку дальности действия РЛС, т. к. невозможно априори учесть все возможные причины, влияющие на ее величину. Поэтому расчет  $D_{\text{макс}}$  для реальных условий работы РЛС представляет достаточно сложную задачу, т. к. кроме упомянутых источников потерь должны быть учтены потери при распространении сигнала, а также влияние отражений от подстилающей поверхности.

*Влияние рефракции волн в атмосфере.* Рефракцией называется отклонение распространения радиоволн от прямолинейного при прохождении ими среды с изменяющимися электрическими параметрами. Преломляющие свойства среды характеризуются коэффициентом преломления  $n_r$ , определяемым ее

диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon$ . Вместе с  $\varepsilon$  коэффициент преломления  $n_r = \sqrt{\varepsilon}$  в атмосфере меняется с высотой  $H$ . Как правило, это обусловлено изменением температуры и влажности воздуха. Скорость изменения коэффициента преломления  $n_r$  с высотой характеризуется градиентом  $g_n = dn_r/dH$ , величина и знак которого характеризуют рефракцию. При  $g_n = 0$  рефракция отсутствует. Если  $g_n > 0$ , то рефракция называется отрицательной и траектория радиоволны искривляется в сторону от поверхности Земли. При  $g_n < 0$  рефракция положительна, и траектория радиоволны искривлена в сторону Земли, что приводит к ее сгибанию радиоволной и увеличению дальности действия радиосистем.

Для нормального состояния атмосферы  $g_n = -4 \cdot 10^{-8} \text{ м}^{-1}$ , что ведет к увеличению дальности радиогоризонта. Влияние нормальной рефракции учитывается кажущимся увеличением радиуса Земли в  $4/3$  раза, что равносильно увеличению дальности радиогоризонта («прямой радиовидимости») до  $D_{\Gamma} \approx 4,12 \left( \sqrt{h_A} + \sqrt{H_{\text{Ц}}} \right)$ , где дальность радиогоризонта  $D_{\Gamma}$  выражена в километрах;  $h_A$  и  $H_{\text{Ц}}$  – в метрах. Радиус кривизны траектории радиоволны обратно пропорционален градиенту  $g_n$ , т. е.  $\rho_k = -1/g_n$ . При  $g_n = -1/R_{\text{З}} = -1,57 \cdot 10^{-7} \text{ м}^{-1}$  радиус кривизны равен радиусу Земли, и радиоволна, направленная горизонтально, будет распространяться параллельно поверхности Земли, огибая ее. Это случай *критической рефракции*, при котором возможно значительное увеличение дальности действия РЛС.

При аномальных условиях в тропосфере (резкое увеличение давления, влажности, температуры) возможна *сверхрефракция*: радиус кривизны становится меньше радиуса Земли. При этом в тропосфере возможно волноводное распространение радиоволн на большие расстояния, если антенна РЛС и объект находятся в пределах слоя тропосферы, образующего волноводный канал.

*Влияние подстилающей поверхности.* Кроме атмосферной рефракции огибание Земной поверхности происходит в силу дифракции радиоволн. Однако в зоне тени (за горизонтом) напряженность радиоволн быстро падает из-за потерь в подстилающей поверхности, которые быстро растут с увеличением частоты радиосигнала. Поэтому только на волнах более 1000 м поверхностная волна может обеспечить большую дальность действия системы (несколько сотен и даже тысяч километров). В связи с этим в РНС дальнего действия используются волны длинноволнового и сверхдлинноволнового диапазонов.

Влияние подстилающей поверхности сказывается не только на дальности действия РНС, но и на их точности, поскольку фазовая скорость распространения радиоволн также зависит от параметров подстилающей поверхности. Создаются специальные карты поправок фазовой скорости в зависимости от параметров подстилающей поверхности.

*Влияние отражения радиоволн ионосферой.* Радиоволны, достигающие приемной антенны после отражения ионосферой, называются пространственными. Пространственные волны могут обеспечить очень большую дальность действия, что и используется в связных системах коротковолнового (декаметрового диапазона). На пространственных волнах осуществляется сверхдальнее радиолокационное обнаружение целей.

Явление приема таких сигналов было открыто в 1947 году Н. И. Кабановым и носит название эффекта Кабанова, а РЛС, основанные на этом эффекте, называются ионосферными, или загоризонтными.

В станциях, работающих на волнах длиной 10...100 м, как и в обычных РЛС, дальность цели определяется по времени запаздывания сигнала, а направление фиксируется с помощью направленной антенны. Зависимость высоты ионосферы от многих причин приводит к непредсказуемым изменениям задержки сигнала, что затрудняет использование пространственных волн для радионавигации. Более того, интерференция пространственных и поверхностных радиоволн ведет к искажению поверхностного сигнала и снижает точность местоопределения.

В силу ограниченности спектральных ресурсов декаметрового диапазона и неустойчивости характеристик ионосферы точность таких станций не превышает (3...5) км по дальности и (2...3) градуса по азимуту.

Степень влияния этих факторов зависит от частотного диапазона РТС и условий ее эксплуатации (время суток, географический район, высоты передатчика и приемника). В табл. 2.3 приведено распределение радиочастот по диапазонам с указанием особенностей распространения и областей применения.

Табл. 2.3

| Диапазон радиочастот                     | Диапазон радиоволн                 | Старое название диапазона | Особенности распространения, излучения и отражения                                                                        | Области применения                                                            |
|------------------------------------------|------------------------------------|---------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------|
| Очень низкие частоты (ОНЧ)<br>3...30 кГц | Мириаметровые волны<br>10...100 км | Сверхдлинные волны (СДВ)  | Проникают вглубь почвы и воды, огибают Землю, отражаются ионосферой днем и ночью. Огибают, не отражаясь, обычные объекты. | Глобальные системы радионавигации и связи, в том числе, с подводными лодками. |
| Низкие частоты (НЧ)<br>30...300 кГц      | Километровые волны<br>1...10 км    | Длинные волны (ДВ)        | Мало поглощаются в Земле и частично огибают ее. Отражаются от ионосферы ночью. Огибают, не отражаясь, обычные объекты.    | Системы дальней радионавигации (фазовые и импульсно-фазовые), радиовещание.   |

|                                              |                                     |                            |                                                                                                                                                                             |                                                                                                       |
|----------------------------------------------|-------------------------------------|----------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Средние частоты (СЧ)<br>0,3...3 МГц          | Гектометровые волны<br>100...1000 м | Средние волны (СВ)         | Поглощаются в Земле и частично огибают ее. Хорошо отражаются от ионосферы ночью. Огибают, не отражаясь, обычные объекты.                                                    | Радиовещание. Системы радионавигации средней дальности. Связь.                                        |
| Высокие частоты (ВЧ)<br>3...30 МГц           | Декаметровые волны<br>10...100 м    | Короткие волны (КВ)        | Сильно поглощаются в Земле. Интенсивно и избирательно отражаются от ионосферы. Слабо отражаются обычными объектами.                                                         | Системы дальней связи. Радиовещание. Загоризонтная радиолокация (10-15 м)                             |
| Очень высокие частоты (ОВЧ)<br>3...300 МГц   | Метровые волны<br>1...10 м          | Ультракороткие волны (УКВ) | Очень сильно поглощаются в Земле, почти не огибают ее. Отражаются от обычных объектов. Просто достигается направленность излучения и приема.                                | Наземные РЛС. Системы дальней радиовещания. Системы ближней навигации.                                |
| Ультравысокие частоты (УВЧ)<br>0,3...3 ГГц   | Дециметровые волны<br>0,1...1 м     | ДЦВ                        | Распространение в пределах прямой видимости, не отражаются ионосферой. Интенсивно отражаются от обычных объектов. Легко достигается направленность излучения и приема.      | Радиолокация. Ближняя радионавигация. Спутниковые РНС и системы связи. Радиорелейные линии.           |
| Сверхвысокие частоты (СВЧ)<br>3...30 ГГц     | Сантиметровые волны<br>1...10 см    | СМ волны                   | Распространяются в пределах прямой видимости, избирательно поглощаются в атмосфере. Интенсивно отражаются от объектов. Достижима высокая направленность излучения и приема. | Радиолокация. Системы УВД и посадки. Спутниковые системы связи и радионавигации. Радиорелейные линии. |
| Крайне высокие частоты (КВЧ)<br>30...300 ГГц | Миллиметровые волны<br>1...10 мм    | ММ волны                   | Сильно поглощаются в атмосфере. Достижима очень высокая направленность излучения и приема.                                                                                  | РЛС с высокой разрешающей способностью.                                                               |

Остановимся также на особенностях распространения радиоволн мириаметрового (сверхдлинноволнового) диапазона длиной 10...30 км, используемых в системах глобальной навигации наземного базирования. Эти волны слабо поглощаются подстилающей поверхностью и хорошо отражаются от нее, также как и от ионосферы, как ночью, так и днем. В результате сверхдлинные волны распространяются вокруг Земли, как в волноводе, ограниченном поверхностью Земли и ионосферой, на очень большие расстояния. При этом изменение скорости распространения и фазовые сдвиги можно прогнозировать, что обеспечивает точность местоопределения достаточную для судовождения в открытом море.

### 3 МЕТОДЫ ВЫЧИСЛЕНИЯ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ

В общем случае мгновенное положение объекта в пространстве характеризуется тремя координатами  $x_i$   $i=1, 2, 3$  в той или иной системе координат. Для характеристики движения объектов необходимы также производные координат: скорость объекта  $v_i = \dot{x}_i$  и ускорение  $a_i = \ddot{x}_i$ .

#### 3.1 Вычисление дальности и скорости цели

При определении координат в основу положено свойство радиоволн распространяться прямолинейно и с постоянной скоростью. в свободном пространстве (вакууме)  $c \approx 3 \cdot 10^8$  м/с. Постоянство скорости и прямолинейность распространения радиоволн позволяют вычислить дальность  $D$  от РЛС до цели по измеренному времени прохождения сигнала  $\tau_D$  (времени задержки сигнала) от РЛС до цели и обратно:

$$\tau_D = 2D / c \Leftrightarrow D = c \cdot \tau_D / 2. \quad (3.1)$$

Скорость движения цели  $V_{\text{ц}} = \sqrt{V_{\text{р}}^2 + V_{\text{т}}^2}$  удобно определять через её ортогональные составляющие: радиальную  $V_{\text{р}}$  и тангенциальную  $V_{\text{т}}$ .

Измерители радиальной  $V_{\text{р}}$  скорости основаны на различии частот излучаемого и отраженного от цели сигналов  $f_{\text{отр}} = f_{\text{и}} \left( 1 \pm V_{\text{р}} / c \right)$ . Частота принятых колебаний  $f_{\text{пр}}$  отличается от частоты отраженного сигнала на величину  $f_{\text{пр}} = f_{\text{отр}} \left( 1 \pm V_{\text{р}} / c \right)$  и, следовательно,  $f_{\text{пр}} = f_{\text{и}} \cdot \left( 1 \pm V_{\text{р}} / c \right)^2$ . Принимая во внимание, что  $V_{\text{р}} / c \ll 1$ , получим  $f_{\text{пр}} = f_{\text{и}} \cdot \left( 1 \pm 2V_{\text{р}} / c \right)$ , где знак «+» соответствует сближению цели, а знак «-» соответствует удалению цели. Таким образом, частота принятого сигнала отличается от частоты излученного сигнала на величину доплеровского смещения

$$F_{\text{д}} = f_{\text{и}} \cdot 2V_{\text{р}} / c = 2V_{\text{р}} / \lambda_{\text{и}}. \quad (3.2)$$

В приемном устройстве осуществляется измерение доплеровского смещения частоты и производится вычисление скорости

$$V_P = F_{\text{д}} \cdot \lambda_{\text{и}} / 2. \quad (3.3)$$

### 3.2 Вычисление дальности по угловым координатам цели

Представим себе, что имеются две РЛС, позволяющие измерять только угловые координаты целей (рис.3.1).

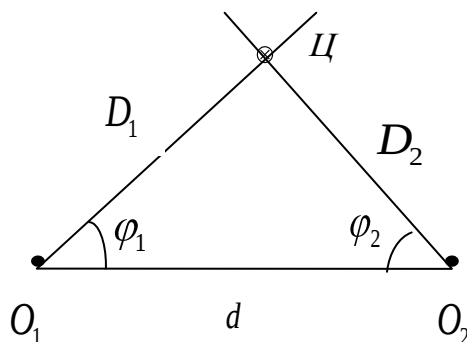


Рис. 3.1. Вычисление дальности по угловым координатам цели

Пусть эти РЛС находятся в одной (горизонтальной) плоскости и расположены в точках  $O_1$  и  $O_2$  на расстоянии  $d$  между ними. Тогда измерив, углы  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  между базой и направлением на цель можно определить расстояние до цели  $D_1$  и  $D_2$ :

$$D_1 = \frac{\sin \varphi_2}{\sin \varphi_1 + \varphi_2} \cdot d, \quad (3.4,a)$$

$$D_2 = \frac{\sin \varphi_1}{\sin \varphi_1 + \varphi_2} \cdot d. \quad (3.4,б)$$

### 3.3 Вычисление угловых координат по дальностям до цели

Угловые координаты цели можно определять с помощью РЛС, измеряющей только дальность. Если в точках  $O_1$  и  $O_2$  (рис.3.1) расположены

дальномерные РЛС, расстояние между которыми равно  $d$ , то, измерив, расстояние до цели  $D_1$  и  $D_2$ , можно рассчитать её угловые координаты

$$\varphi_1 = \arccos \left( \frac{D_1^2 - D_2^2 + d^2}{2D_1 \cdot d} \right), \quad (3.5, a)$$

$$\varphi_2 = \arccos \left( \frac{D_2^2 - D_1^2 + d^2}{2D_2 \cdot d} \right). \quad (3.5, б)$$

### 3.4 Вычисление местоположения по пеленгам цели

Рассмотрим систему, содержащую две угломерные РЛС, положение которых заданы координатами  $O_1 x_1, y_1$  и  $O_2 x_2, y_2$  (рис.3.2).

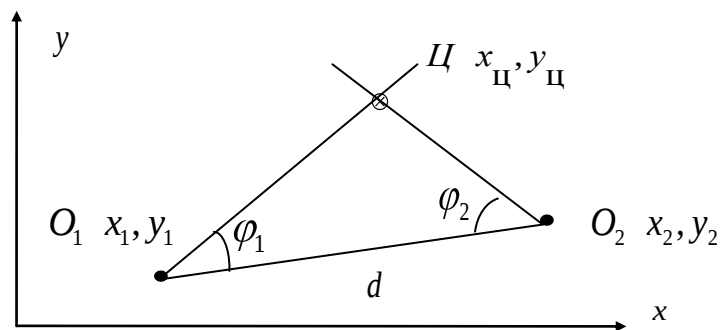


Рис. 3.2. Угломерная система определения местоположения объектов

Тогда, определив пеленги  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  на цель, можно определить и координаты местоположения цели  $Ц x_{ц}, y_{ц}$  как точку пересечения двух линий:

$$L_1 x = y_1 + k_1 \cdot x \quad \text{и} \quad L_2 x = y_2 + k_2 \cdot x, \quad (3.6)$$

где коэффициенты  $k_1 = \tan \varphi_1$  и  $k_2 = \tan \varphi_2$ .

Приравняв  $L_1 x = L_2 x$ , можно получить

$$x_{\text{ц}} = \frac{k_1 x_1 - k_2 x_2 - y_1 - y_2}{k_1 - k_2}; \quad (3.7)$$

$$y_{\text{ц}} = y_1 + k_1 x_{\text{ц}} - x_1$$

или

$$y_{\text{ц}} = y_2 + k_2 x_{\text{ц}} - x_2. \quad (3.8)$$

### 3.5 Вычисление местоположения по дальностям до цели

Рассмотрим теперь систему, содержащую две дальномерные РЛС, положение которых заданы координатами  $O_1 x_1, y_1$  и  $O_2 x_2, y_2$  (рис. 3.3).

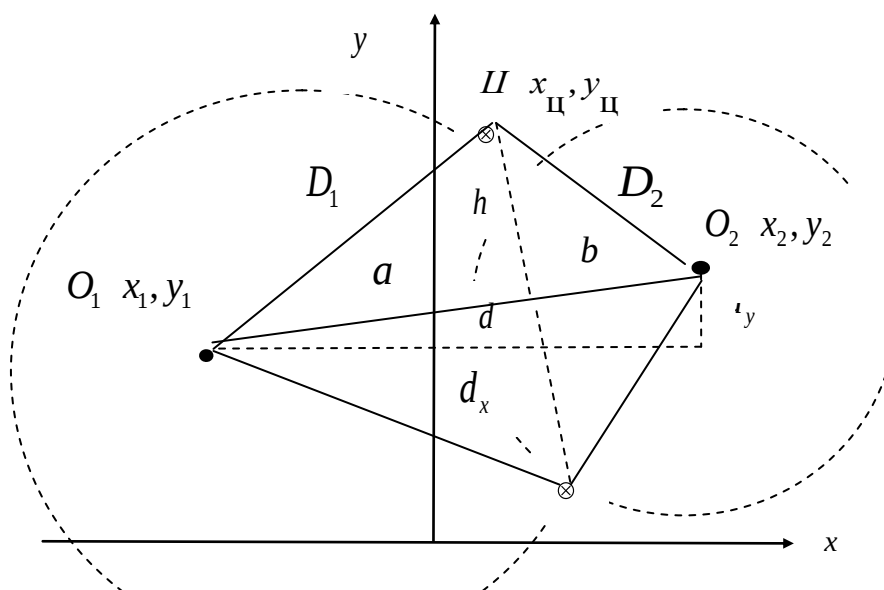


Рис. 3.3. Дальномерная система определения местоположения объектов

Координаты местоположения цели  $Ц x_{\text{ц}}, y_{\text{ц}}$  можно определить как точку пересечения двух окружностей

$$x_{\text{ц}} - x_1 + y_{\text{ц}} - y_1 = D_1^2 \quad \text{и} \quad x_{\text{ц}} - x_2 + y_{\text{ц}} - y_2 = D_2^2. \quad (3.9)$$

Определим расстояние между станциями  $d = \sqrt{d_x^2 + d_y^2}$ , где составляющие равны  $d_x = x_1 - x_2$  и  $d_y = y_1 - y_2$ . Из равенств  $d = a + b$  и  $h^2 = D_1^2 - a^2 = D_2^2 - b^2$  можно выразить значение  $a = \frac{D_1^2 - D_2^2 + d^2}{2d}$ . Следовательно, измерив дальности до цели  $D_1$  и  $D_2$ , можно определить пространственные координаты

$$x_{\text{ц}} = x_1 + \frac{d_x}{d}a \pm \frac{d_y}{d}h = x_1 + \frac{d_x}{d}a \pm \frac{d_y}{d}\sqrt{D_1^2 - a^2}, \quad (3.10)$$

$$y_{\text{ц}} = y_1 + \frac{d_y}{d}a \pm \frac{d_x}{d}h = y_1 + \frac{d_y}{d}a \pm \frac{d_x}{d}\sqrt{D_1^2 - a^2}. \quad (3.11)$$

Двузначность вычисления координат цели может устраняться применением дополнительной (третьей) РЛС, введенную в рассматриваемую систему для достоверного выбора одной из двух точек пересечения.

### 3.6 Вычисление местоположения по дальности до цели и пеленгу

Рассмотрим комбинированный угломерно-дальномерный метод определения местоположения объекта из одной точки. Радиолокационная система с известными координатами  $O \ x_0, y_0$  измеряет дальность до цели  $D_{\text{ц}}$  и пеленг  $\alpha_{\text{ц}}$  (рис. 3.4).

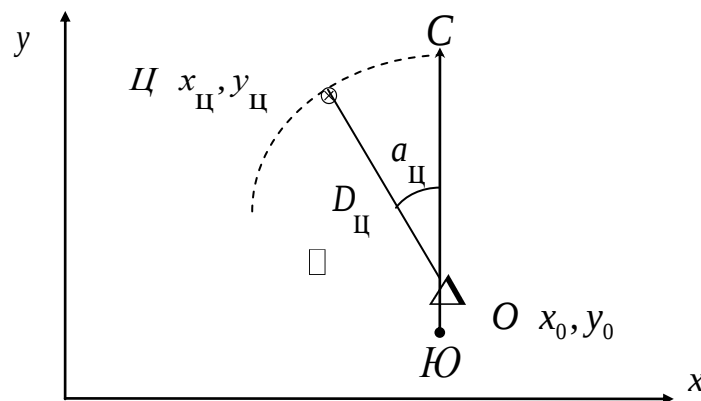


Рис. 3.4. Комбинированный угломерно-дальномерный метод определения местоположения объектов

Координаты местоположения цели  $x_{\text{ц}}, y_{\text{ц}}$  определим как точку пересечения дальномерной окружности и линии пеленга на цель

$$x - x_0 + y - y_0 = D_{\text{ц}}^2 ; \quad y = y_0 + k_0 \cdot x, \quad (3.12)$$

где коэффициент  $k_0 = \tan \alpha_{\text{ц}}$ .

Решив систему уравнение (3.12) можно определить пространственные координаты цели

$$x_{\text{ц}} = D_{\text{ц}} \cdot \sqrt{\frac{1}{k_0^2 + 1}} + x_0 = D_{\text{ц}} \cdot \cos \alpha_{\text{ц}} + x_0; \quad (3.13)$$

$$y_{\text{ц}} = -k_0 \cdot D_{\text{ц}} \cdot \sqrt{\frac{1}{k_0^2 + 1}} + y_0 = -D_{\text{ц}} \cdot \sin \alpha_{\text{ц}} + y_0. \quad (3.14)$$

Определение местоположения из одной точки и с помощью одной станции с остронаправленной антенной является большим преимуществом комбинированного метода, который широко используется в радиотехнических системах ближней навигации.

### 3. 7 Точность измерения радионавигационного параметра

Точность измерения координат объекта является важнейшей характеристикой радиолокационных и радионавигационных систем. Она определяется погрешностями измерений радионавигационного параметра (РНП) - параметра радиосигнала, несущего информацию о координате объекта.

В дальномерных и разностно-дальномерных системах измеряемым параметром может быть временной, частотный или фазовый сдвиг колебаний принимаемого сигнала относительно опорного, формируемого в системе.

В угломерных системах РНП является угол между направлением на объект и опорным направлением.

По характеру проявления погрешности подразделяют на систематические и случайные. Систематические погрешности постоянны от измерения к измерению или медленно меняются во времени по определенному закону; они могут быть исключены или сведены к допустимому минимуму при калибровке системы. Случайные погрешности полностью неустранимы, но рациональным построением системы могут быть снижены до приемлемого уровня.

### 3.7.1 Погрешности определения положения радионавигационных систем

В дальномерных системах измеряется время задержки сигнала  $\tau_D$ . Это время связано с навигационным параметром  $D$  формулой  $D = c \cdot \tau_D$  для беззапросного дальмера и  $D = c \cdot \tau_D / 2$  для дальмера с запросом, активной РЛС с активным или пассивным ответом и радиовысотомера.

При измерении дальности линии положения имеют форму окружностей радиусом  $D$  (рис. 3.5) при расположении ответчика в точке  $O$ , а объекта с запросчиком - в точке  $M$ .

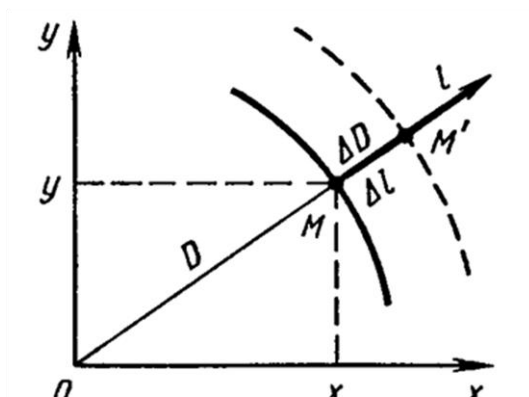


Рис. 3.5. Оценка погрешности определения линий положения для дальномерного метода.

Найдем среднеквадратическое значение погрешности определения линии положения  $\sigma_l$ , при погрешности измерения РНП, равной  $\Delta D$ .

В декартовой системе координат  $D = \sqrt{x^2 + y^2}$  и  $\Delta l = \Delta D$ . Отсюда следует, что

$$\sigma_l = \sigma_D = c/2 \cdot \sigma_\tau, \quad (3.15)$$

где  $\sigma_D$  - среднеквадратическое значение погрешности измерения  $D$ ;

$\sigma_\tau$  - среднеквадратическое значение погрешности измерения временной задержки сигнала  $\tau_D$ ;  $c$  - скорость распространения радиоволн.

В угломерных РНС измеряемым РНП является угол  $\alpha$  (рис. 3.6), а погрешность его измерения  $\Delta\alpha$ . Линией положения будет прямая  $OM$ .

Найдем среднеквадратическую погрешность определения линии положения  $\sigma_l$ .

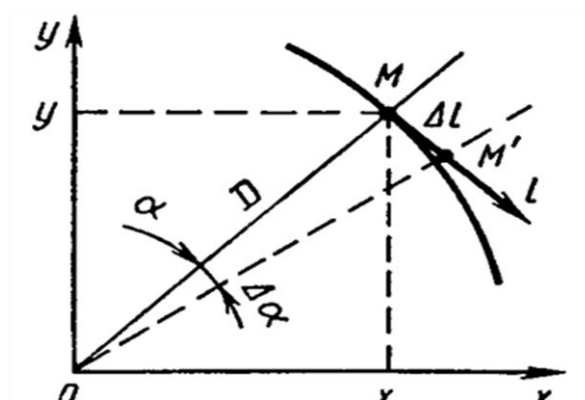


Рис. 3.6. Оценка погрешности определения линий положения для угломерного метода.

При  $\alpha = \arctg x/y$  с учетом рис. 3.6 найдем

$$g_{\alpha} = |\text{grad } \alpha| = \frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2}} = \frac{1}{D}. \quad (3.16)$$

Тогда

$$\Delta l = \frac{\Delta \alpha}{g_{\alpha}} = D \cdot \Delta \alpha \quad (3.17)$$

и, следовательно,

$$\sigma_l = D \cdot \sigma_{\alpha}. \quad (3.18)$$

В разностно-дальномерных РНС измеряемым параметром является разность расстояний  $D_P = D_A - D_B$  объекта от ведущей А и ведомой В станций с расстоянием между ними (базой)  $d$  (рис. 3.7). Здесь линия положения - гипербола, а  $\psi$  - угол, под которым из точки расположения объекта М видна база.

Согласно рис. 3.7, получаем

$$D_P = \sqrt{x + d/2^2 + y^2} - \sqrt{-x + d/2^2 + y^2}. \quad (3.19)$$

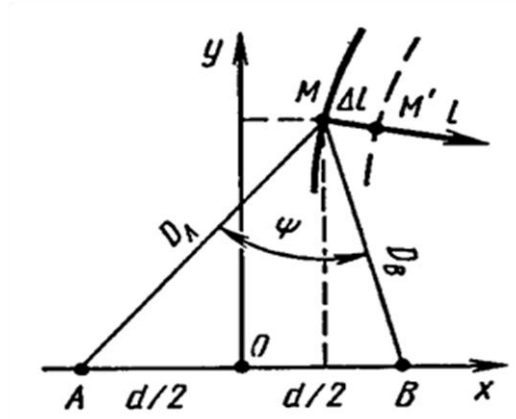


Рис. 3.7. Оценка погрешности определения линий положения для разностно-дальномерного метода.

Следовательно,

$$g_{D_P} = \left| \text{grad } D_P \right| = \sqrt{2 \cdot \left( 1 - \frac{x^2 + y^2 - d^2/4}{D_A D_B} \right)} = \sqrt{2 \cdot \left( 1 - \frac{D_A^2 + D_B^2 - d^2}{2 \cdot D_A D_B} \right)}.$$

Но  $D_A^2 + D_B^2 - d^2 = 2 \cdot D_A D_B \cos \psi$  и справедливо равенство

$$g_{D_P} = \sqrt{2 \cdot 1 - \cos \psi} = 2 \sin \psi/2. \quad (3.20)$$

Отсюда смещение линий положения, вызванное погрешностью  $\Delta D_P$  измерения разности расстояния  $D_P$ ,

$$\Delta l = \frac{D_P}{g_{D_P}} = \frac{\Delta D_P}{2 \sin \psi/2}. \quad (3.21)$$

Среднеквадратическое значение погрешности определения линии положения

$$\sigma_l = \frac{\sigma_{D_P}}{2 \sin \psi/2}. \quad (3.22)$$

Учитывая, что среднеквадратическое значение погрешности измерения РНП

$\sigma_{D_P} = c \cdot \sigma_\tau$ , получим

$$\sigma_l = \frac{c \cdot \sigma_\tau}{2 \sin \psi / 2}. \quad (3.23)$$

Следовательно, станции необходимо располагать так, чтобы в рабочей зоне системы угол  $\psi$  был по возможности больше.

### 3.7.2 Погрешность определения координат объекта позиционным методом

Местоположение объекта позиционным методом определяется как точка пересечения, по крайней мере, двух линий положения различных семейств. Погрешность определения линий положения приводит к погрешности нахождения координат объекта.

Если объект  $M$  находится на значительном расстоянии от наземных станций, то погрешности  $\Delta l_1$  и  $\Delta l_2$  определения пересекающихся линий положения  $AB$  и  $CD$  (рис. 3.8) считают малыми по сравнению с расстояниями от объекта до станций, а линии положения  $AB'$  и  $CD'$ , полученные в результате измерения, - параллельными линиям  $AB$  и  $CD$ .

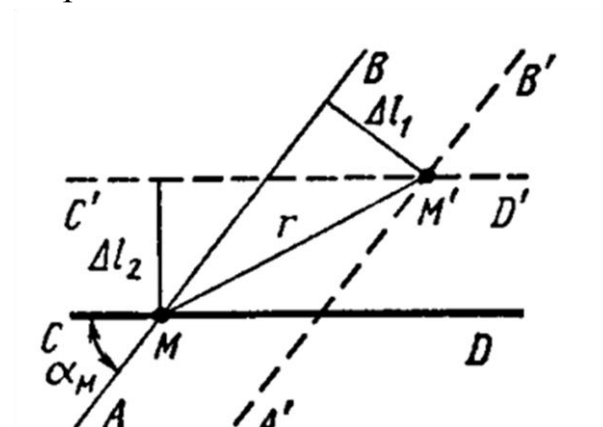


Рис. 3.8. Погрешность определения координат объекта позиционным методом

Точка  $M'$ , соответствующая оценке положения объекта, найденной в результате измерения, оказывается на расстоянии  $r$  от точки  $M$ , отражающей истинное положение объекта.

Таким образом, расстояние  $r$  есть *радиальная погрешность* измерения. Так как  $\Delta l_1$  и  $\Delta l_2$  перпендикулярны линиям положения, то, согласно рис. 3.8, радиальная погрешность

$$r = \frac{\sqrt{\Delta l_1^2 + \Delta l_2^2 + 2 \cdot \sigma_{11} \cdot \sigma_{12} \cdot \rho \cdot \cos \alpha_M}}{\sin \alpha_M}, \quad (3.24)$$

где  $\alpha_M$  - угол, под которым пересекаются линии положения.

Так как погрешности  $\Delta l_1$  и  $\Delta l_2$  - величины случайные, то случайна и радиальная погрешность  $r$  и ее среднеквадратическое значение

$$\sigma_r = \frac{\sqrt{\sigma_{l1}^2 + \sigma_{l2}^2 + 2 \cdot \sigma_{l1} \cdot \sigma_{l2} \cdot \rho \cdot \cos \alpha_M}}{\sin \alpha_M}, \quad (3.25)$$

где  $\rho$  - коэффициент взаимной корреляции погрешностей определения линий положения. При некоррелированности измерений линий положения  $\rho = 0$  среднеквадратическое значение погрешности измерения местоположения

$$\sigma_r = \frac{\sqrt{\sigma_{l1}^2 + \sigma_{l2}^2}}{\sin \alpha_M}. \quad (3.26)$$

Таким образом, точность нахождения местоположения растет при уменьшении погрешностей определения линий положения  $\sigma_{l1}^2$  и  $\sigma_{l2}^2$ , а также при приближении угла пересечения  $\alpha_M$  к  $90^\circ$ .

В завершении введем понятие рабочей зоны радионавигационных систем.

Рабочая зона (область) РНС - часть пространства (поверхности), в пределах которой обеспечивается нахождение координат объекта с погрешностью, не превышающей максимально допустимой  $\sigma_m$ . При этом принимаемый сигнал должен превышать пороговое значение  $P_{\text{смин}}$ , соответствующее максимальной дальности действия системы. Таким образом, границы рабочей зоны определяются равенствами  $D = D_{\text{макс}}$  и  $\sigma_r = \sigma_{rm}$ , где  $\sigma_r$  - среднеквадратическое значение радиальной погрешности;  $\sigma_{rm}$  - ее максимально допустимое значение.

Обычно границы рабочей зоны РНС рассчитывают из условия заданной точности местоопределения  $\sigma_r \leq \sigma_{rm}$ , условие  $D \leq D_{\text{макс}}$  является проверочным, поскольку максимальная дальность действия РНС в отличие от РЛС обнаружения зависит от порогового сигнала, необходимого для получения точности местоопределения не ниже заданной.

## 4 МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ

В основе определения дальности  $D$  между объектами лежит измерение времени задержки  $\tau_D$  распространения радиосигнала от источника излучения до приемного устройства -  $D = f \tau_D$ . Известны различные подходы к классификации методов измерения времени задержки  $\tau_D$  до объектов. В соответствии с параметрами сигналов существуют фазовый, частотный и импульсный методы измерения временной задержки.

### 4.1 Фазовый метод измерения дальности

Измерение времени задержки сигнала  $\tau_D$  фазовым методом заключается в определении соответствующего фазового сдвига  $\varphi_D$  колебаний масштабной частоты  $\omega_M = 2\pi f_M$ , в качестве которой может быть использована несущая частота сигнала, частота модуляции или частота биений несущих частот.

Фазовый сдвиг сигнала при его задержке на время  $\tau_D$  равен

$$\varphi_D = \omega_M \tau_D = 2\pi f_M \tau_D,$$

отсюда получаем

$$\tau_D = \varphi_D / \omega_M = \varphi_D / 2\pi f_M. \quad (4.1)$$

В случае применения фазового метода измерения дальности в активной РЛС или РНС с ответным сигналом задержка равна  $\tau_D = 2D/c$ . Поэтому получаем выражение измеряемой дальности

$$D = c \cdot \tau_D / 2 = c \cdot \varphi_D / 4\pi f_M = \varphi_D \cdot M_D, \quad (4.2)$$

где  $M_D = c / 4\pi f_M = \lambda_M / 4\pi$  - масштабный коэффициент.

В РНС, работающих в дальномерном беззапросном режиме, фаза принимаемых сигналов радиомаяков сравнивается в приемоиндикаторе с фазой опорного колебания генератора, поэтому время задержки связано с дальностью соотношением  $\tau_D = D/c$  и, следовательно,

$$D = c \cdot \varphi_D / 2\pi f_M .$$

В разностно-дальномерных РНС измеряется задержка сигнала ведомой станции  $B$  относительно ведущей  $A$ , следовательно, разность дальностей  $\Delta D$  связана с измеряемым фазовым сдвигом  $\varphi_{\Delta D}$  выражением

$$\Delta D = D_A - D_B = c \frac{\varphi_{\Delta D}}{2\pi f_M} = \lambda_M \frac{\varphi_{\Delta D}}{2\pi} .$$

Функциональная схема простейшего фазового дальномера активной РЛС изображена на рис. 4.1. В этом случае сравнение фаз излучаемых и принимаемых сигналов осуществляется на несущей частоте с помощью фазового детектора путем измерения напряжения на его выходе. Поскольку однозначное измерение фазового сдвига возможно только в пределах  $0 \leq \varphi_D \leq 2\pi$ , то при временной задержке  $\tau_D$ , превышающей период масштабных колебаний  $T_M = 1/f_M$ , возникает неоднозначность ее измерения.

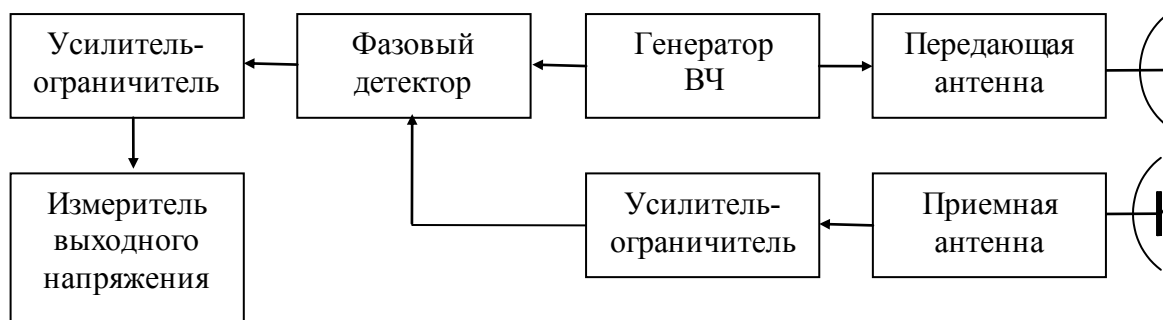


Рис. 4.1. Функциональная схема фазового дальномера

Допустив, что  $\varphi_D \approx 2\pi$ , из формулы (4.2) получим, что диапазон однозначного измерения дальности определяется соотношением:

$$D_{\text{макс}} = c / 2f_M . \quad (4.3)$$

Из соотношения (4.3) следует, что значение масштабной частоты должно удовлетворять условию:  $f_M \leq c / 2D_{\text{макс}}$ .

Выполнение этого условия обычно невозможно непосредственно на несущей частоте радиосигнала. Так, при  $D_{\text{макс}} = 150$  км, частота  $f_M \leq 1$  кГц. Даже сверхдлинноволновые РНС работают на частотах  $f_{\text{и}} \geq 10$  кГц.

Для увеличения диапазона однозначного определения дальности рассмотрим сначала вариант, когда излучаемый сигнал на несущей частоте  $f_0$  модулируется по амплитуде колебаниями с масштабной частотой  $f_M$ , которая выделяется при детектировании принимаемых ответных сигналов. На рис. 4.2. приведена функциональная схема фазового измерителя дальности с использованием модулятора на низкой частоте  $\Omega$ , выполняющей функцию масштабной частоты  $f_M \Rightarrow \Omega$ , на которой осуществляется измерение фазового сдвига  $\varphi_D$ .

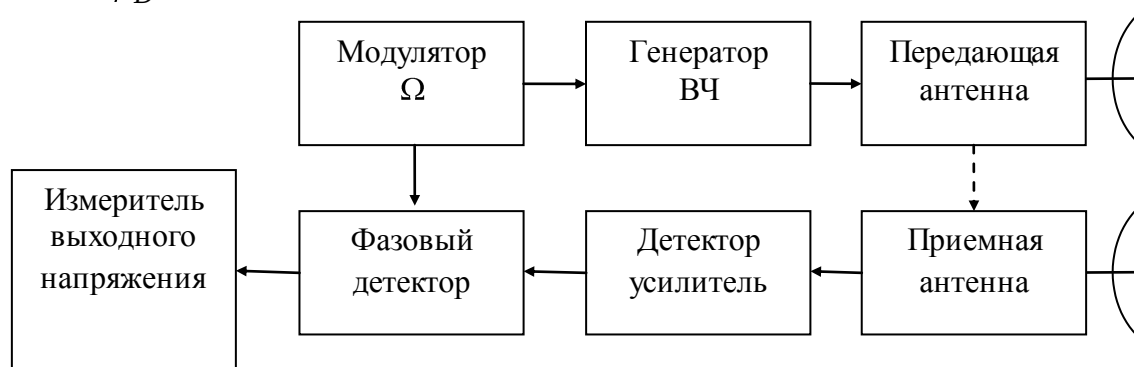


Рис. 4.2. Функциональная схема фазового измерителя дальности с использованием модулятора на низкой

Модулятор создаёт синусоидальное напряжение  $U_{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_{\Omega}$ , модулирующее по амплитуде колебания генератора высокой частоты

$$u(t) = U_0 \left[ 1 + m \cdot U_{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_{\Omega} \right] \cdot \cos 2\pi f_0 t + \varphi_0,$$

где  $m$  - коэффициент модуляции;  $\varphi_0$  - фаза несущей частоты радиосигнала.

Модулированные колебания излучаются в пространство.

Отраженные от цели сигналы после усиления детектируются, и выделяется их огибающая и фаза  $\varphi_{\Pi} = \varphi_{\Omega} + \Omega t - \tau_D$ , которая сравнивается с фазой колебаний модулятора. Разность фаз низкочастотных колебаний  $\varphi_D = \Omega \tau_D = 2\Omega/c \cdot D$  позволяет определить дальность цели

$$D = \varphi_D \cdot c / 2\Omega = \varphi_D \cdot M_D, \quad (4.4)$$

где  $M_D = c / 2\Omega$  - масштабный коэффициент.

Частота модуляции может быть выбрана достаточно низкой, что обеспечит большой диапазон однозначно измеряемых дальностей. Так, при частоте модуляции  $\Omega \leq 1$  кГц максимальная дальность  $D_{\text{макс}} \geq 150$  км.

Для увеличения диапазона однозначного измерения дальности возможно измерение фазового сдвига на частотах биений двух несущих. Рассмотрим вариант двухчастотного фазового дальномера, функциональная схема которого изображена на рис. 4.3.

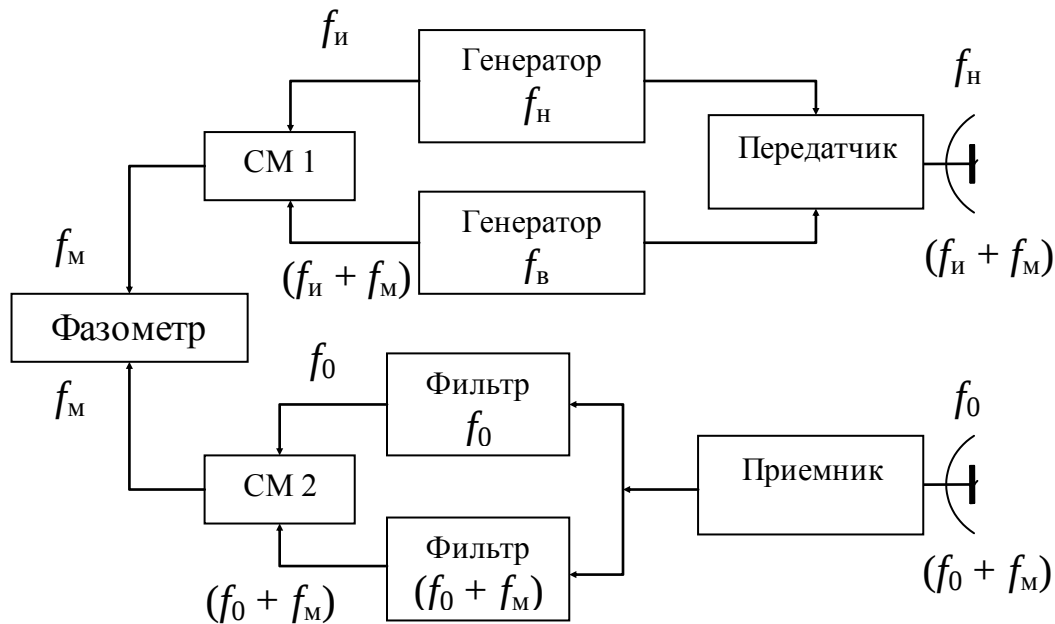


Рис. 4.3. Функциональная схема двухчастотного фазового дальномера

В этом случае для измерения фазы  $\varphi_D$  излучаются два гармонических сигнала на частотах  $f_H$  и  $f_B$ , значения которых отличаются на величину на частоте биений:  $f_M = f_B - f_H$ . В передающем канале на выходе смесителя СМ1 выделяется опорный сигнал на частоте биений  $f_M$ , фаза которого соответствует излучаемым сигналам.

В приемном канале на выходе второго смесителя СМ2 колебания ответного сигнала будут на той же частоте  $f_M$ . При условии, что излучаемые частоты мало отличаются друг от друга, фазовые сдвиги при отражении от цели на обеих частотах можно считать одинаковыми, т. е.  $\varphi_B \approx \varphi_H$ . Измерение фазового сдвига позволяет определить дальность до цели

$$D = \varphi_D \cdot c / 2\pi f_M = \varphi_D \cdot M_D, \quad (4.5)$$

где  $M_D = c / 2\pi f_M$  - масштабный коэффициент.

В ряде случаев для сохранения однозначного измерения дальности приходится использовать несколько масштабных частот  $f_M$  (иметь несколько шкал дальности). Обычно достаточно иметь три шкалы дальности: грубую на  $f_{MG}$ , точную на  $f_{MT}$  и промежуточную на  $f_{MP}$ .

На грубой шкале дальности масштабная частота выбирается из условия однозначности измерения дальности  $f_{MG} \leq c/2D_{\max}$ . На точной шкале выбор

$f_{MT}$  определяется заданной погрешностью измерения дальности  $\Delta D = \frac{2\Delta\tau_D}{c} \leq \frac{2\Delta\varphi_D}{cf_{MT}}$ , отсюда  $f_{MT} \geq \frac{2\Delta\varphi_D}{c\Delta D}$ . Промежуточная шкала обычно

необходима для выполнения условия согласования смежных шкал, которое заключается в том, чтобы удвоенная максимальная погрешность измерения на грубой шкале не превышала всего интервала измерения на соседней более точной шкале. Это позволяет исключить возникновение грубых (аномальных) ошибок измерения при изменении фазы на величину, превышающую  $2\pi$  на более точной шкале.

Следует отметить, что при фазовом методе отсутствует разрешение по дальности, так как при наличии одновременно двух целей их сигналы раздельно наблюдать нельзя.

*Точность измерения дальности.* Неточность измерения фазового сдвига  $\Delta\varphi_D$  фазометром приводит к погрешности измерения временной задержки  $\Delta\tau_D = \Delta\varphi_D/2\pi f_M$ . Дадим оценку точности измерения дальности фазовым методом

$$\frac{\Delta D}{D} = \frac{\Delta M_D}{M_D} + \frac{\Delta\varphi_D}{\varphi_D}$$

или при независимости  $\Delta M_D$  и  $\Delta\varphi_D$  получаем

$$\sigma_D = \sqrt{\left(\varphi_D \cdot \sigma_{M_D}\right)^2 + M_D \cdot \sigma_{\varphi_D}^2},$$

где  $\sigma_{M_D}^2$  и  $\sigma_{\varphi_D}^2$  - дисперсии измерения масштабного коэффициента и измерения фазы соответственно. Погрешность измерения фазы можно оценить как  $\sigma_{\varphi_D} \approx 1/\sqrt{2q}$ , где  $q$  - отношение сигнал/шум на выходе измерителя фазы.

Таким образом, при известной погрешности фазометра  $\Delta\varphi_D$  снижение погрешности  $\Delta\tau_D = \Delta\varphi_D / 2\pi f_M$  может быть достигнуто только увеличением масштабной частоты  $f_M$ .

## 4.2 Частотный метод измерения дальности

Частотный метод определения дальности основан на использовании частотной модуляции излучаемых непрерывных колебаний. Определение дальности сводится к измерению изменения частоты излучаемых колебаний за время распространения сигнала до отражающего объекта и обратно.

Рассмотрим работу частотного дальномера при использовании симметричной линейной модуляции. Функциональная схема простейшего частотного дальномера изображена на рис. 4.4, а), а принцип работы поясняет временная диаграмма на рис. 4.5, б).

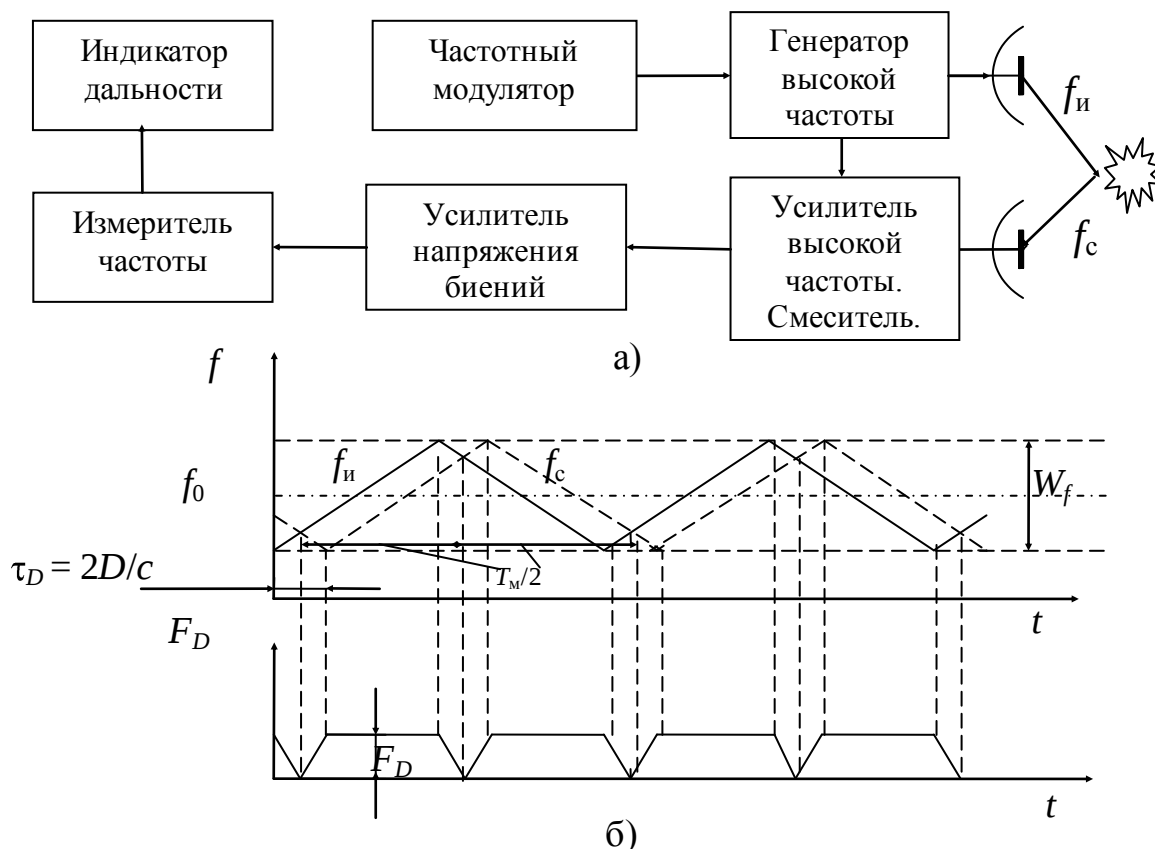


Рис. 4.4. Функциональная схема частотного дальномера

Генератор высокой частоты, управляемый частотным модулятором, вырабатывает частотно-модулированный излучаемый сигнал. Верхний график диаграммы (рис. 4.4, б) изображает закон изменения частоты излучаемого сигнала

$$f_{\text{и}} = f_0 + \frac{2W_f}{T_{\text{м}}} t, \quad (4.6)$$

имеющего частоту  $f_0$ , период модуляции  $T_{\text{м}}$  и девиацию частоты  $W_f$ .

Частота сигнала, отражённого от неподвижной цели, будет изменяться по такому же закону, но только со сдвигом по временной оси на время запаздывания  $\tau_D = 2D/c$

$$f_{\text{с}} = f_0 + \frac{2W_f}{T_{\text{м}}} t - \tau_D = f_0 + \frac{2W_f}{T_{\text{м}}} t - 2D/c. \quad (4.7)$$

Диаграмма, отражающая закон изменения частоты принятого сигнала представлена пунктирной линией.

Отражённые сигналы, задержанные на время  $\tau_D$ , поступают на усилитель высокой частоты и далее совместно с колебания генератора подводятся к смесителю. На выходе смесителя образуется разностная частота (частота биений) пропорциональна дальности до цели

$$F_D = f_{\text{и}} - f_{\text{с}} = \frac{4W_f}{cT_{\text{м}}} D. \quad (4.8)$$

Сигнал биений поступает на измеритель частоты, который фиксирует среднюю частоту биений за период модуляции. При выполнении условия  $\tau_D \ll T_{\text{м}}$  и  $F_{D \text{ ср}} \approx F_D$  получаем измеряемую дальность

$$D = \frac{c \cdot F_{D \text{ ср}}}{4W_f F_{\text{м}}} \approx \frac{c}{4W_f} \frac{F_D}{F_{\text{м}}} = F_D \cdot M_D, \quad (4.9)$$

где  $M_D = c / (4W_f \cdot F_{\text{м}})$  - масштабный коэффициент.

Обычно в частотных системах измерения дальности одного объекта в качестве частотомера используется счетчик импульсов, который фиксирует число биений за период модуляции  $n_D = F_D T_{\text{м}}$ . Минимальная частота биений

$F_{D \text{ min}}$  равна частоте модуляции  $F_{\text{м}}$ . Следовательно, минимальная дальность,

измеряемая частотным дальномером, равна

$$D_{\text{мин}} = \frac{c}{4W_f}. \quad (4.10)$$

Следует отметить, что частота спектра биений  $F_D$  может измеряться с дискретностью частоты модуляции  $F_M$ , что в соответствии с формулой (4.9) определяет дискретность измерения дальности

$$\Delta D = \frac{c}{4W_f} = \frac{\lambda_w}{4}, \quad (4.11)$$

где величина  $\lambda_w = c/W_f$  называется модуляционной длиной волны.

Погрешность дискретности  $\Delta D$  является методической погрешностью системы и может достигать значительной величины. Так при девиации частоты  $W_f = 1 \text{ МГц}$   $\Delta D = 75 \text{ м}$ , что неприемлемо при измерении малых дальностей. Очевидным путем уменьшения этой погрешности является увеличение девиации частоты. Однако в силу ряда причин возможности увеличения  $W_f$  ограничены.

Следует отметить, что причина дискретности частоты модуляции заключается в дискретности спектра периодического сигнала, используемого в ЧМ дальномерах. Таким образом, точность и разрешающая способность ЧМ дальномера, а также  $D_{\text{мин}}$  определяются девиацией частоты  $W_f$  излучаемого сигнала, т. е. шириной его спектра.

*Измерение дальности многих объектов.* При наличии в зоне облучения антенны РЛС нескольких объектов, имеющих различные дальности, на вход приемника поступает целый спектр частот, составляющие которого будут определяться величинами дальностей до объектов. Для обнаружения объектов и измерения их дальностей необходимо произвести анализ спектра частот принимаемого сигнала. Для анализа используются анализаторы спектра как параллельного, так и последовательного типа. В настоящее время решение этой задачи осуществляется цифровыми методами на основе быстрого преобразования Фурье.

Движение объекта приводит к появлению доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала  $F_v$  которое можно использовать для определения радиальной скорости объекта  $v_r$ , если измерить отдельно дальностное  $F_D$  и скоростное  $F_v$  приращение частоты.

В случае  $F_D > F_v$ , т. е. дальностное приращение во всем диапазоне измеряемых дальностей и скоростей превышает скоростное, то результирующая частота биений равна

$$F_{\text{б}} = F_D \pm F_v = \frac{4W_f}{cT_M} D \pm \frac{2f_{\text{и}}}{c} v_r \approx \frac{4W_f}{cT_M} D \pm \frac{2f_0}{c} v_r. \quad (4.12)$$

Если не учитывать относительно кратковременные провалы частоты биений, то среднее значение измеряемой частоты будет пропорционально дальности  $F_{\text{бср}} \approx F_{\text{бв}} + F_{\text{бн}} / 2 = F_D$ , а скорость  $v_r$  будет пропорциональна  $F_v \approx F_{\text{бв}} - F_{\text{бн}} / 2$ . Здесь  $F_{\text{бв}}$  и  $F_{\text{бн}}$  - высокая и низкая частоты биений. Таким образом, для измерения  $D$  и  $v_r$  необходимы два счетчика, фиксирующих дальность и скорость объекта.

Таким образом, частотный измеритель дальности позволяет одновременно определять и радиальную скорость объекта. Для однозначного измерения дальности и скорости объекта во всем заданном диапазоне дальностей и скоростей необходимо выбрать соответствующие значения частоты излучения  $f_0$  и девиации  $W_f$ .

Однако необходимость расширения спектра для повышения точности и разрешающей способности при измерении дальности ведет к ухудшению этих параметров при измерении скорости.

*Точность измерения дальности.* Рассмотрим точность измерения дальности частотным методом

$$\frac{\Delta D}{D} = \frac{\Delta M_D}{M_D} + \frac{\Delta F_D}{F_D}. \quad (4.13)$$

На основании основного уравнения дальности (4.9) и в предположении случайного характера и независимости составляющих суммарной погрешности получаем

$$\sigma_D = \sqrt{\left(F_D \cdot \sigma_{M_D}\right)^2 + \left(M_D \cdot \sigma_{F_D}\right)^2}, \quad (4.14)$$

где  $\sigma_{M_D}^2$  и  $\sigma_{F_D}^2$  - дисперсии измерения масштабного коэффициента и измерения частоты соответственно. Погрешность измерения частоты можно оценить как  $\sigma_{F_D} \approx 1/\sqrt{q} \cdot \Delta t_{\text{СК}}$ , где  $q$  - отношение сигнал/шум по мощности на выходе измерителя частоты;  $\Delta t_{\text{СК}}$  - среднеквадратическая длительность сигнала.

Недостатком дальномеров с частотной модуляцией является необходимость использования двух антенн. Однако дальмеры с частотной модуляцией позволяют использовать передатчики с малой мощностью излучения и определять очень малые дальности. Непрерывное излучение с ЧМ используется в радиовысотомерах (РВ) на малых и средних высотах.

### 4.3 Импульсный метод измерения дальности

В радиотехнических системах с излучением импульсных радиосигналов определение дальности заключается в измерении времени задержки радиоимпульса  $\tau_D = 2D/c$  пропорционально удвоенному расстоянию  $D$  до цели.

Рассмотрим устройство дальномерной РЛС, представленное на рис. 4.5, а) и эюры сигналов на рис. 4.5, б) (u1) - (u5), иллюстрирующие метод измерения временной задержки.

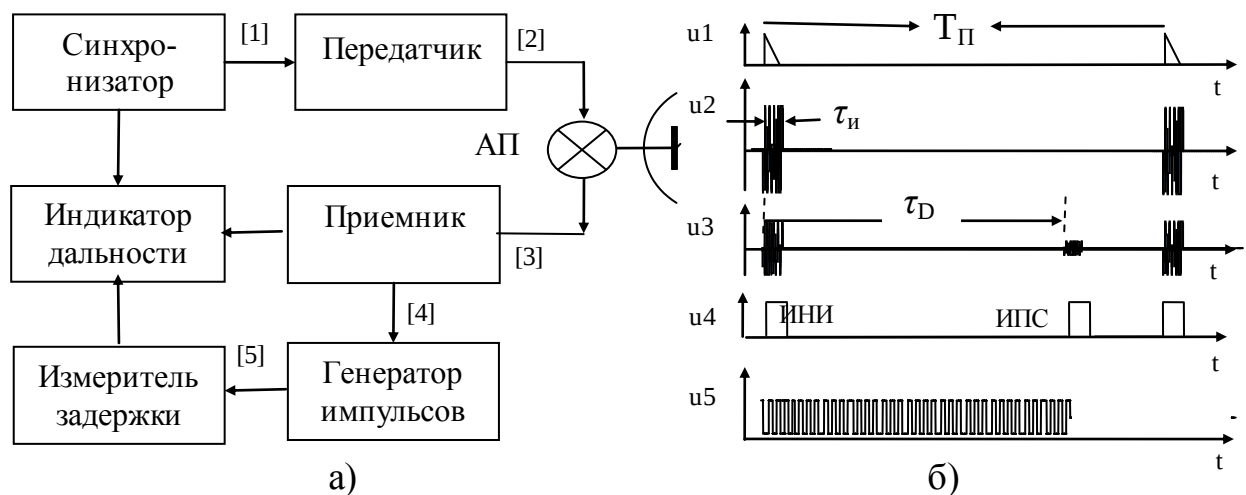


Рис. 4.5. Устройство импульсной дальномерной РЛС

В РЛС импульсами (эюра u1) синхронизирующего устройства [1] запускаются одновременно передатчик [2] (эюра u2) и система развертки индикатора дальности. В качестве индикатора дальности может использоваться линейный индикатор (ЛИ), индикатор кругового обзора (ИКО) или панорамный (ПИ). Передатчик генерирует радиоимпульсы длительностью  $\tau_{\Pi}$  с периодом

повторения  $T_{\Pi}$  (эпюра u2). Выбор периода повторения  $T_{\Pi}$  зондирующих импульсов определяется требованием однозначного измерения дальности и допустимым временем обзора пространства  $T_0$ . Если задана максимальная дальность  $D_{\text{макс}}$ , то однозначное измерение обеспечивается при выполнении условия

$$T_{\Pi} \geq \tau_{D_{\text{макс}}} = 2D_{\text{макс}}/c. \quad (4.15)$$

Антенный переключатель (АП) [3] подсоединяет антенну к передатчику на время излучения импульса сигнала и к приёмнику на всё остальное время. Отражённые от цели и задержанные на время  $\tau_D$  радиоимпульсы поступают на вход приёмника (эпюра u3). В приёмнике производится их амплитудное детектирование, пороговое обнаружение сигнала и выдачи импульса яркости (амплитуды сигнала) на индикатор дальности. При обнаружении сигнала производится формирование видеоимпульсов начала излучения и момента приема сигнала (эпюра u4). По импульсу начала излучения (ИНИ) одновременно запускается генератор импульсов (эпюра u5) и счетчик измерителя задержки, а по импульсу приема сигнала (ИПС) снимаются код счетчика  $\langle KC \rangle$  и определяется задержка сигнала  $\tau_D = \langle KC \rangle \cdot T_{\text{и}}$ , где  $T_{\text{и}}$  - период повторения импульсов в генераторе. Измерив, время задержки сигнала  $\tau_D$ , можно определить расстояние до цели

$$D = c \cdot \tau_D / 2. \quad (4.16)$$

Для визуализации отображения цели на мониторе индикатора осуществляется «привязка» яркостной отметки к измеренной дальности.

*Погрешность измерения дальности.* Обсудим, какие причины влияют на погрешность измерения дальности временным методом. Измерив, время задержки сигнала  $\tau_D$ , можно определить расстояние до цели  $D$  с относительной погрешностью

$$\frac{\Delta D}{D} = \frac{\Delta c}{c} + \frac{\Delta \tau_D}{\tau_D}. \quad (4.17)$$

Полагая  $\Delta c$  и  $\Delta \tau_D$  случайными независимыми величинами, находим относительную точность измерения дальности

$$\frac{\sigma_D}{D} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_c}{c}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{\tau_D}}{\tau_D}\right)^2}. \quad (4.18)$$

Для вакуума относительная погрешность скорости распространения радиоволн  $\sigma_c/c \approx 10^{-9}$ . Потенциальная точность измерения дальности на фоне нормального белого шума определяется эффективной шириной спектра  $\Delta f_{\text{сп}}$  сигнала и отношением сигнал/шум  $q = E_c/N_0$  на выходе устройства обработки

$$\sigma_{\tau_D} = \frac{c/2}{\sqrt{q} \cdot 2\pi \cdot \Delta f_{\text{сп}}}. \quad (4.19)$$

Реальная точность измерения дальности будет связана с задержкой сигнала в приемном тракте  $\tau_{\text{пт}}$ , с погрешностью синхронизации измерителя задержки  $\tau_{\text{из}}$  и нестабильностью генератора импульсов  $\sigma_{\text{нг}}$ . При независимости указанных ошибок, погрешность измерения дальности будет определяться величиной:

$$\sigma_{\tau_D} = \sqrt{\sigma_{\text{пт}}^2 + \sigma_{\text{из}}^2 + \sigma_{\text{нг}}^2}. \quad (4.20)$$

Более высокую точность измерения дальности можно получить, выбирая соответствующую шкалу дальности и параметры сигнала.

Сравнивая достоинства и недостатки частотного и импульсного методов измерения дальности, следует отметить более сложное решение задачи наблюдения многих объектов частотным методом и трудность эффективной развязки приемного и передающего тракта частотной РЛС. В то же время частотный метод позволяет при малой пиковой мощности излучаемого сигнала получить высокую точность и разрешающую способность по дальности, дает возможность измерения весьма малых дальностей. Преимущества частотного метода особенно ощутимы при измерении дальности и скорости единственного объекта на небольших расстояниях, что и определило широкое применение частотных дальномеров для измерения высоты летательных аппаратов над поверхностью Земли. Импульсный метод используется в радиолокационных системах среднего и дальнего обнаружения. Для этого необходима достаточно большая мощность излучаемых импульсов. Увеличение длительности импульса приводит к росту «мертвой» ближней зоны.

#### 4.4 Следящий измеритель дальности

Следящий измеритель дальности (СИД) предназначен для автоматического измерения времени запаздывания отражённых сигналов, пропорционального текущей дальности до цели. Работа следящего измерителя дальности протекает в тесном взаимодействии с основными элементами приёмо-передающего тракта РЛС.

Для лучшего понимания принципа построения систем автоматического сопровождения целей по дальности целесообразно рассмотреть аналоговый вариант такой системы. Структурная схема следящего измерителя дальности в составе импульсной РЛС представлена на рис. 4.6, а).

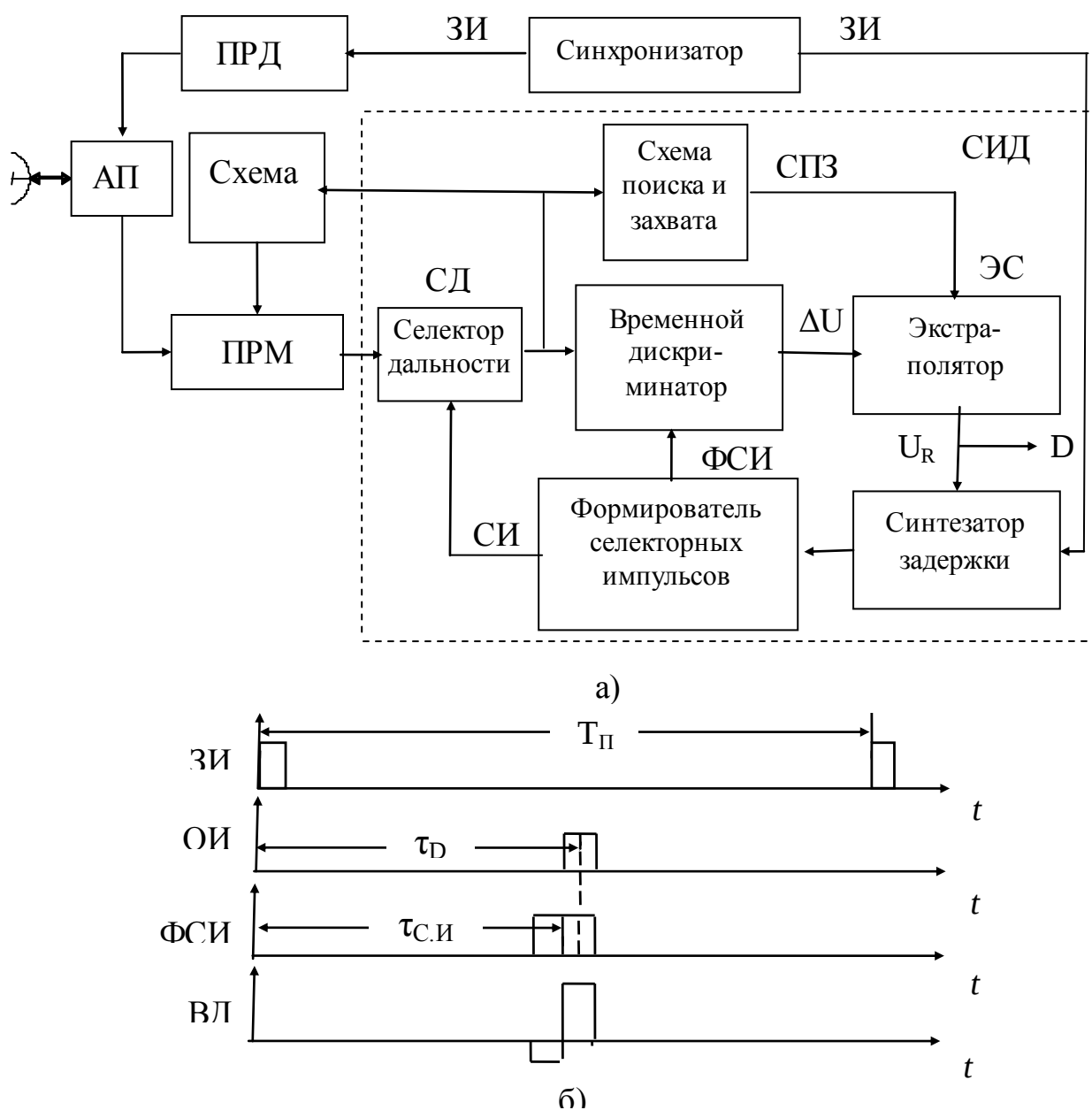


Рис. 4.6. Структурная схема следящего измерителя дальности

Непосредственно схема СИД выделена пунктиром. СИД включает в себя кольцо слежения, состоящее из временного дискриминатора (ВД), экстраполятора сигнала (ЭС) и синтезатора задержки (СЗ), формирователя селекторных импульсов, а также схему поиска и захвата (СПЗ) и другие элементы РЛС. Под воздействием запускающих импульсов (ЗИ), поступающих от синхронизатора, передатчик (ПРД) излучает зондирующие радиоимпульсы. Эти импульсы после отражения от цели через антенну поступает на вход приёмника (ПРМ) РЛС. Отражённые импульсы (ОИ) очень слабы и искажены шумом. Их временное положение относительно запускающих импульсов, пропорциональное дальности цели, испытывает случайные отклонения относительно истинного значения. Поэтому непосредственный отсчёт дальности по отражённым импульсам приводит к ошибкам.

Задачей СИД является формирование следящих селекторных импульсов (СИ), временное положение которых отображает плавное закономерное изменение дальности до цели и почти не изменяется под воздействием хаотических шумовых возмущений

Режиму слежения (измерения) предшествует режим поиска и захвата сигнала. Так как временное положение отражённого импульса неизвестно и рассогласование между отражённым и следящим импульсами настолько велико, что они не перекрываются и кольцо слежения разорвано. В этом случае программное устройство синтезатора задержки (СЗ) медленно во времени смещает следящий импульс. Вместе с ним перемещается формируемый селекторный импульс (СИ), стробирующий селектор дальности (СД) и, тем самым, осуществляется перестройка по дальности.

Когда в процессе перестройки по дальности произойдёт совпадение отражённого и следящего импульсов, селектор дальности (СД) пропустит несколько отражённых импульсов на вход схемы поиска и захвата (СПЗ). Так как селектор дальности открывается на короткие интервалы времени синхронно с поступлением импульсов цели, отражённые импульсы накапливаются в (СПЗ). Когда накопленный сигнал превысит порог захвата, поиск сигнала прекращается. При этом рассогласование по задержке между отражённым и следящим импульсом будет мало. На выходе временного дискриминатора (ВД) выделяется сигнал рассогласования ( $\Delta U$ ) и кольцо слежения замыкается. Происходит захват сигнала и СИД переходит в режим слежения.

Временные диаграммы работы СИД приведены на рис. 4.6, б). В режиме слежения отражённый импульс с выхода приёмника (ПРМ) через селектор дальности (СД) поступает на вход временного дискриминатора (ВД), опорным сигналом которого является селекторный импульс (СИ). Временной дискриминатор выдаёт на вход экстраполятора сигнал рассогласования ( $\Delta U$ ). Чтобы исключить зависимость сигнала рассогласования от интенсивности отражённого импульса, производится автоматическая регулировка усиления (АРУ) приёмника по сигналу отслеживаемой цели.

Под воздействием сигнала рассогласования ( $\Delta U$ ) экстраполятор вырабатывает напряжение  $U_R$ , управляющее синтезатором задержки. В синтезаторе задержки запускающий импульс задерживается на величину  $\tau_U$ , и запускает формирователь селекторных импульсов, который через временной дискриминатор замыкает кольцо слежения. Благодаря действию обратной связи в этом кольце рассогласование между временем запаздывания  $\tau_{отр}$  отражённого импульса и задержкой  $\tau_U$  следящего импульса в среднем сводится к нулю. В установившемся режиме задержка следящего импульса  $\tau_U = \tau^{\wedge}$  становится оценкой времени запаздывания (дальности).

Оценка выдаётся в виде напряжения  $U_R$  на выходе экстраполятора, которым пропорциональна задержка  $\tau_U$ . Как правило, экстраполятор состоит из интегрирующих и корректирующих звеньев. Обычно число интеграторов в схеме экстраполятора не превышает двух, что достаточно для исключения динамических погрешностей по положению и скорости.

При работе СИД в условиях воздействия флюктуационных помех полезно сужать ее полосу пропускания, однако при этом следует учитывать, что значительную часть времени СИД работает в переходном режиме, требующем расширения полосы.

## 5 МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

Для измерения угловых координат в радиолокации и радионавигации используются методы радиопеленгования, т. е. определение направления на источник принимаемого радиосигнала. Методы пеленгования, основанные на измерении амплитуд принимаемого сигнала в зависимости от направления прихода в антенну, называются *амплитудным*. Методы определения направления измерением фазовых сдвигов сигналов в антеннах называются *фазовыми*. Существует и комбинированный *амплитудно-фазовый* метод измерения угловых координат. При использовании частотной модуляции сигнала возможно использование и *частотного* метода определения направления на объект.

Рассмотрим основные методы пеленгования, предполагая, что источник сигнала и антенна приемника находится в одной (горизонтальной) плоскости.

### 5.1 Фазовый метод измерения угловых координат

Рассмотрим пеленгование объекта фазовым методом при использовании двух ненаправленных антенн  $A_1$  и  $A_2$ . На рис. 5.1 показан путь распространения радиосигнала относительно двух разнесенных антенн.

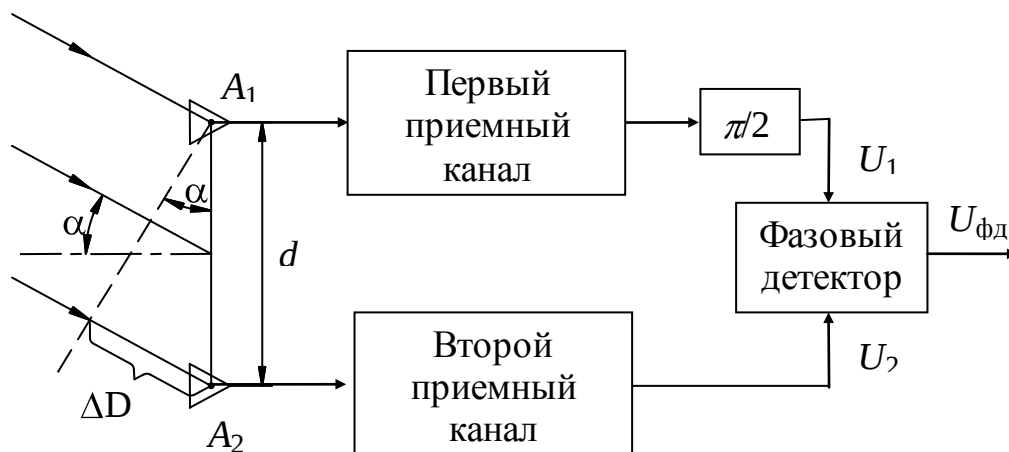


Рис. 5.1. Схема пеленгование объекта фазовым методом

Пусть расстояние между антеннами, которое называется базой, равно  $d$ , и пеленгуемый объект удален от центра базы на расстояние  $D \gg d$ .

В этом случае направления прихода сигналов от объекта к антеннам  $A_1$  и  $A_2$  можно считать параллельными и записать разность расстояний в виде

$\Delta D = d \sin \alpha$  где  $\alpha$  - угол между направлением на объект и нормалью к базе, проходящей через ее середину. Таким образом, зная величину базы и измеряя разность расстояний  $\Delta D$ , можно определить направление на пеленгуемый объект  $\alpha$ .

При фазовом методе измеряется разность фаз  $\varphi$  колебаний, возбуждаемых в антеннах  $A_1$  и  $A_2$ . Если длина волны принимаемых колебаний равна  $\lambda_{\text{и}} = c/f_{\text{и}}$ , то разность фаз будет равна

$$\varphi = 2\pi f_{\text{и}} \cdot \Delta \tau_D = 2\pi f_{\text{и}} \cdot \frac{\Delta D}{c} = 2\pi \frac{d}{\lambda_{\text{и}}} \sin \alpha. \quad (5.1)$$

Из приведенного выражения получаем угол на пеленгуемый объект

$$\alpha = \arcsin \left( \frac{\varphi}{2\pi d / \lambda_{\text{и}}} \right). \quad (5.2)$$

Для измерения разности фаз применяют фазовые детекторы с эффективной системой АРУ или ограничителем. В этом случае напряжение на выходе фазового детектора можно описать выражением в виде

$$U_{\text{фд}}(\alpha) = U_0 \cdot \cos \varphi = U_0 \cdot \cos \left( 2\pi \frac{d}{\lambda_{\text{и}}} \sin \alpha \right), \quad (5.3)$$

где  $U_0$  - амплитуда сигнала на входе детектора. Поскольку косинус - функция четная, то знак напряжения на выходе фазового детектора не зависит от стороны отклонения оси антенны от направления на объект. Для устранения этого недостатка в один из приемных каналов вводят цепь сдвига фазы на  $\pi/2$ , благодаря чему зависимость  $U_{\text{фд}}(\alpha)$  от угла рассогласования  $\alpha$  приобретает вид дискриминационной характеристики

$$U_{\text{фд}} \alpha = U_0 \cdot \sin \left( 2\pi \frac{d}{\lambda_{\text{и}}} \sin \alpha \right). \quad (5.4)$$

При малых значениях  $\alpha$  зависимость  $U_{\text{фд}}(\alpha)$  имеет приближенно линейный характер

$$U_{\text{фд}} \alpha \approx U_0 \cdot 2\pi \frac{d}{\lambda_{\text{и}}} \alpha \quad (5.5)$$

и позволяет непосредственно по напряжению на выходе фазового детектора определить величину и знак угла рассогласования. Зависимость относительного значения напряжения рассогласования  $U_{\text{фд}}/U_0$  от угла рассогласования  $\alpha$  называется *пеленгационной характеристикой* угломера

$$F \alpha = \frac{U_{\text{фд}} \alpha}{U_0} = 2\pi \frac{d}{\lambda_{\text{и}}} \alpha, \quad (5.6)$$

а ее производная при  $\alpha = 0$  носит название *крутизны пеленгационной характеристики* или *чувствительности пеленгования*

$$S_{\alpha} = \left| \frac{dF \alpha}{d\alpha} \right|_{\alpha=0} = 2\pi \frac{d}{\lambda_{\text{и}}}. \quad (5.7)$$

Таким образом, чувствительность и точность пеленгования растут с увеличением отношения  $d/\lambda_{\text{и}}$ . Однако при отношении  $d/\lambda_{\text{и}} > 0.5$  появляется неоднозначность измерения угла.

Для определения азимута  $\alpha$  и угла места  $\beta$  фазовый радиопеленгатор должен иметь две пары антенн с базами  $d_1$  и  $d_2$  соответственно в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Возможно, также измерение углов  $\alpha$  и  $\beta$  с одинаковыми взаимно-перпендикулярными базами. При этом  $\alpha$  и  $\beta$  определяются измерением разности фаз первой и второй пары антенн  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  по формулам

$$\alpha = \text{arctg } \varphi_2 / \varphi_1$$

и

$$\beta = \arccos \left( \frac{\lambda_{\text{и}}}{2\pi d} \sqrt{\varphi_2^2 - \varphi_1^2} \right).$$

Если база первой пары совпадает с направлением север-юг, а второй – восток-запад, то угол  $\alpha$  будет истинным азимутом.

Следует подчеркнуть, что рассмотренный фазовый угломер с ненаправленными антеннами не обладает разрешающей способностью по углу, поскольку два или несколько источников сигнала, расположенных на различных направлениях, создадут в антеннах единый результирующий сигнал, что исключает возможность их раздельного наблюдения и измерения пеленгов.

## 5.2 Амплитудный метод измерения угловых координат

При пеленговании с помощью двух разнесенных ненаправленных антенн  $A_1$  и  $A_2$  могут быть использованы и амплитудные соотношения.

Различают *суммарную, разностную и суммарно-разностную* системы, изображенные на рис. 5.2.

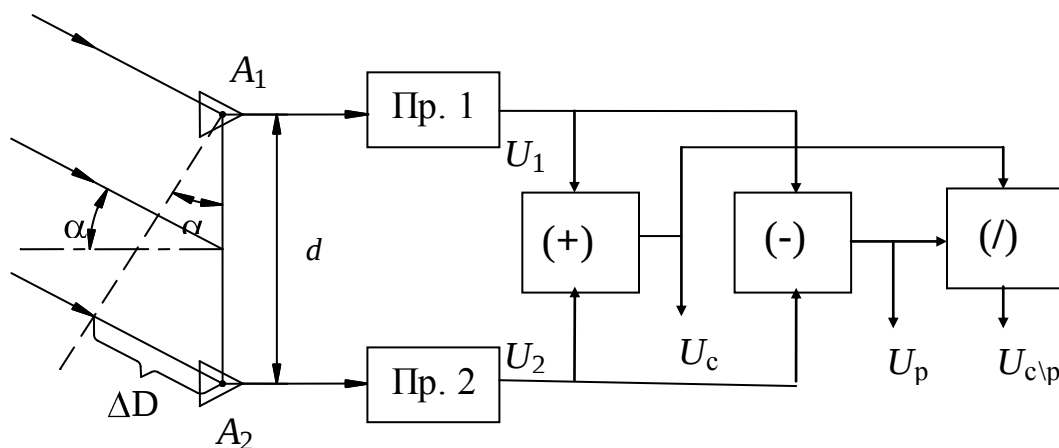


Рис. 5.2. Амплитудный метод пеленгования объекта

Напряжения сигналов на выходе каналов приема можно записать в виде

$$U_1 = U \exp j\varphi/2 \quad \text{и} \quad U_2 = U \exp -j\varphi/2, \quad (5.8)$$

где  $\varphi = 2\pi \frac{d}{\lambda_{\text{и}}} \sin \alpha$  - разность фаз принимаемых сигналов.

В *суммарной системе* формируется сумма комплексных огибающих на выходе приемников Пр1 и Пр3. Сигнал описывается выражением

$$U_c = U_1 + U_2 = 2U \cos \frac{\varphi}{2} = 2U \cos \left( \pi \frac{d}{\lambda_{\text{и}}} \sin \alpha \right) \quad (5.9)$$

и позволяет определить направление по максимуму его амплитуды. Определение направления по максимуму амплитуды сигнала называется *методом максимума*.

Метод максимума обладает следующими недостатками:

- низкая пеленгационная чувствительность, поскольку пеленгование ведется в области максимума косинусоидальной функции, где ее крутизна минимальна;
- непосредственно не определяется сторона уклонения оси антенной системы от направления на объект (косинус - функция четная);
- амплитуда суммарного сигнала зависит не только от величины отклонения  $\alpha$ , но и от неизвестной амплитуды принимаемых сигналов.

В *разностной системе* формируется разность комплексных огибающих на выходе приемников Пр1 и Пр2:

$$U_p = U_1 - U_2 = 2U \sin \left( \pi \frac{d}{\lambda_{\text{и}}} \sin \alpha \right). \quad (5.10)$$

Момент пеленга здесь соответствует минимальной амплитуде сигнала, поэтому такой метод пеленгования называется *методом минимума*.

Метод минимума также обладает существенным недостатком, заключающемся в том, что в области пеленга результирующий сигнал  $U_p$  близок к 0, что затрудняет его наблюдение при наличии шумов.

В *суммарно-разностной системе* формируется отношение разностного сигнала к суммарному и создается пеленгационная характеристика вида

$$F_{\alpha} = \frac{U_p}{U_c} = \operatorname{tg} \left( \pi \frac{d}{\lambda_{\text{и}}} \sin \alpha \right). \quad (5.11)$$

Суммарно-разностная пеленгационная характеристика позволяет исключить влияние меняющейся амплитуды входных сигналов, определить сторону уклонения (тангенс - функция нечетная) и обеспечить высокую точность пеленгования. Крутизна пеленгационной характеристики равна

$$S_{\alpha} = \left| \frac{dF_{\alpha}}{d\alpha} \right|_{\alpha=0} = \pi \frac{d}{\lambda_{\text{и}}} \alpha \quad (5.12)$$

и может быть сделана достаточно высокой выбором базы угломера.

### 5.3 Методы измерения угловых координат путем анализа огибающей

Перейдем к рассмотрению методов пеленгования, основанных на использовании направленных свойств диаграммы антенн. Для определения направления прихода радиоволн можно использовать зависимость амплитуды принимаемого сигнала от отклонения на цель оси направления антенны.

Пусть функциями  $G \alpha$  и  $G \beta$  описываются ДНА в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Зависимость напряжения принимаемого радиосигнала от направления прихода радиоволн, можно представить выражением

$$U(t - \tau_D, \alpha, \beta) = \operatorname{Re} \left[ U_m(t - \tau_D) \cdot G(\alpha) \cdot G(\beta) \exp -j \left[ 2\pi f_{\text{И}}(t - \tau_D) + \varphi(t - \tau_D) \right] \right],$$

где:  $\tau_D$  - задержка сигнала;  $f_{\text{И}}(t - \tau_D)$  - частота принимаемого сигнала;  $\varphi(t - \tau_D)$  - фаза колебаний радиосигнала.

При сканировании пространства в обзорных РЛС диаграмма направленности проходит направление на объект как показано на рис. 5.3,а). Если объект имеет малую протяженность сравнительно с шириной диаграммы (малоразмерная или точечная цель), то амплитуда сигнала на входе приемника РЛС изменяется в соответствии с формой ДНА  $G \alpha$ , изображенной на рис. 5.3,б).

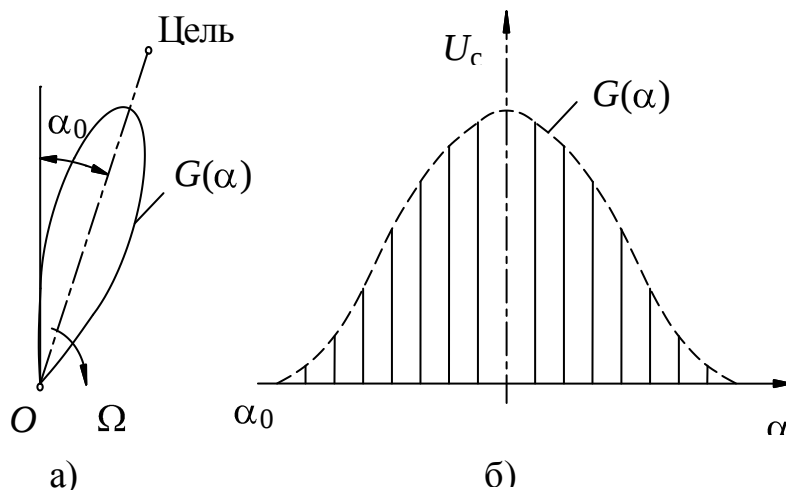


Рис. 5.3. Диаграммы направленности антенны при направлении на цель

Анализ огибающей принимаемого сигнала позволяет зафиксировать максимум амплитуды сигнала и определить соответствующее ему направление на объект. В связи с этим метод максимума часто называется *методом максимума огибающей*.

*Точность измерения угловых координат.* Рассмотрим точность оценки угловой координаты методом пеленгации, при котором отсчет угловой координаты происходит в момент времени  $t_0$ , когда интенсивность принимаемых колебаний достигает максимального значения. Будем считать, что излучаемый сигнал имеет вид

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \exp \left[ j 2 \pi f_H t \right] \sum_{i=-\infty}^{\infty} \dot{S}_0(t - iT_{\Pi}) \right\}, \quad (5.13)$$

где:  $f_H$  - несущая частота;  $\dot{S}(t)$  - комплексная огибающая одиночного сигнала;

$T_{\Pi}$  - период повторения, и выполняется условие  $\frac{L}{\lambda_H} \leq \frac{f_H}{\Delta f_c}$ , где  $L$  - линейная

протяженность антенны по направлению, соответствующему измеряемому углу;  $\Delta f_c$  - ширина спектра сигнала;  $\lambda_H$  - длина волны, соответствующая  $f_H$ , т. е.  $\lambda_H = c/f_H$ . Выполнение этого условия позволяет считать диаграмму направленности антенны для сигнала (5.13) совпадающей с ДН для монохроматического сигнала с несущей частотой  $f_H$ . Тогда отраженный от цели сигнал описывается выражением

$$s(t; \tau, F, \theta_{\Pi}, A, \varphi) = \operatorname{Re} \left\{ A \gamma \left[ \Omega(t - t_0) \right] \sum_{i=-\infty}^{\infty} \dot{S}_0(t - \tau - iT_{\Pi}) \exp \left[ j 2 \pi f_0 + F(t + \varphi) \right] \right\}, \quad (5.14)$$

где:  $\theta_{\Pi} = \Omega t_0$  - подлежащая оцениванию угловая координата в момент времени  $t_0$ , в который максимум ДН  $\gamma(\theta)$  направлен на цель, а  $\Omega$  - угловая скорость сканирования ДН;

$\tau$  - временное запаздывание и  $F$  - частотный сдвиг;  $A$  и  $\varphi$  - несущественные параметры, характеризующие, соответственно, интенсивность сигнала и начальную фазу, которые считаются независимыми случайными величинами, причем  $\varphi$  распределена равномерно в интервале  $-\pi, \pi$ .

Можно полагать, что временная протяженность огибающей пачки импульсов  $T_{\gamma}$ , образующейся при сканировании ДН, значительно превышает

период повторения импульсов:  $T_\gamma \gg T_\Pi$ . При выполнении условия ФН по параметрам  $\tau, \theta_\Pi$  и  $F$  примет вид

$$\Psi_{\gamma, \theta_\Pi, F} = \left| \dot{\psi}_{\gamma, \theta_\Pi, F} \right| \left| \dot{\psi}_0(\tau, 0) \right|, \quad (5.15)$$

где:

$$\dot{\psi}_{\gamma, \theta_\Pi, F} = c \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(\Omega t) \cdot \gamma^*(\Omega t - \theta_\Pi) \exp(j2\pi F t) dt$$

- корреляционная функция ДН;  $c$  - нормирующий множитель, обеспечивающий выполнение условия  $\left| \dot{\psi}_\gamma(0, 0) \right| = 1$ ;  $\left| \dot{\psi}_0(\tau, 0) \right|$  - модуль корреляционной функции одиночного (элементарного) сигнала.

Из (5.15) можно заключить, что потенциальная точность и разрешающая способность по угловым координатам определяются корреляционной функцией ДН  $\Psi_{\gamma, \theta_\Pi} = \left| \dot{\psi}_{\gamma, \theta_\Pi, 0} \right|$ . Так как  $\theta_\Pi$  является неэнергетическим параметром, то дисперсия оценки угла равна

$$\sigma_{\theta_\Pi}^2 = -\frac{1}{q^2 \cdot \Psi''_\gamma(0)}, \quad (5.16)$$

а разрешающая способность по угловой координате будет определяться шириной главного лепестка, а также уровнем побочных лепестков функции  $\Psi_{\gamma, \theta_\Pi}$ . Если ДН описывается гауссовской кривой

$$\Psi_{\gamma, \theta} = \exp(-\theta^2 / \Delta\theta^2), \quad (5.17)$$

где  $\Delta\theta$  характеризует ширину ДН, то

$$\Psi_{\gamma, \theta} = \exp(-2\theta^2 / \Delta\theta^2) \quad (5.18)$$

и ошибка оценивания угловой координаты равна

$$\sigma_{\theta_\Pi} = \frac{\Delta\theta}{2q}. \quad (5.19)$$

Если выразить ширину ДН через относительный раскрыв антенны  $d_{\theta}/\lambda_{\text{н}}$ , то выражение (5.19) примет вид

$$\sigma_{\theta_{\text{ц}}} = \frac{\lambda_{\text{н}}}{\sqrt{\pi q d_{\theta}}} . \quad (5.20)$$

Входящее в (5.19) отношение сигнал/шум вычисляется с учетом числа импульсов, образующих пачку при сканировании ДН и может быть записано в форме  $q = k\sqrt{N}q_0$ . Здесь  $N$  - число импульсов, образующих пачку;  $q_0$  - отношение сигнал/шум для наибольшего по амплитуде из импульсов в пачке;  $k$  - коэффициент, определяемый формой ДН.

#### 5.4 Следящие измерители угловых координат

Различают два типа РЛС с автоматическим сопровождением цели по угловым координатам. В РЛС автоматического сопровождения единственной цели осуществляется непрерывное совмещение оси антенной системы с направлением на цель, выбранную в предшествующем режиме поиска по дальности и угловым координатам. При переходе в режим точного сопровождения селекторный импульс по дальности определяет выбранную цель на данном направлении. После этого замкнутые следящие системы по дальности и угловым координатам осуществляют непрерывное слежение за перемещением цели. В РЛС второго типа автоматическое сопровождение осуществляется в режиме обзора, т. е. ДНА продолжает сканирование в заданном секторе и определение угловых координат производится в моменты, когда ось ДНА (точнее опорное направление) проходит направление на цель. При этом система работает в разомкнутом режиме и возможно осуществлять автоматическое сопровождение одновременно нескольких объектов.

Различают две разновидности таких РЛС: РЛС автоматического обнаружения и сопровождения и РЛС автоматического сопровождения при сканировании ДНА в узком секторе обзора.

В общем случае задачей следящего измерителя направления (СИН) является непрерывное совмещение опорного направления антенны измерителя

$\alpha_0 t, \beta_0 t$  с направлением прихода волны  $\alpha t, \beta t$  от источника сигнала к антенне измерителя. Таким образом, СИН имеет два канала, осуществляющих слежение в азимутальной плоскости и по углу места. Каждый канал содержит угловой дискриминатор, экстраполятор и синтезатор поворота, образующие замкнутую следящую систему по угловой координате. Угловой дискриминатор вырабатывает сигнал, пропорциональный рассогласованию между направлением на источник излучения (цель) и

опорным направлением. *Экстраполятор* преобразует сигнал рассогласования, обеспечивая требуемый закон управления электродвигателями, являющегося в этом случае *синтезатором* управления диаграммой направленности антенны (ДНА), совмещающим опорное направление с направлением на цель. При электронном управлении (в случае применения ФАР) синтезатор управления изменяет угол наклона фазовой характеристики антенны относительно раскрыва до совмещения опорной оси с направлением на пеленгуемый объект.

При больших отношениях сигнала к шуму и малых рассогласованиях измеряемого и опорного параметров позволяет воспользоваться результатами линейной теории.

Схема построения таких устройств зависит от принятого метода определения угловых координат. При методе максимума и линейном перемещении луча антенны устройство автоматического сопровождения цели представляет собой аналоговую или цифровую следящую систему. Аналоговая система имеет в своём составе дискриминатор (Д), усилитель сигнала ошибки (У), интегратор (И), схему сравнения напряжений (ССН), схему формирования угловых импульсов (СФУИ) (рис. 5.4).

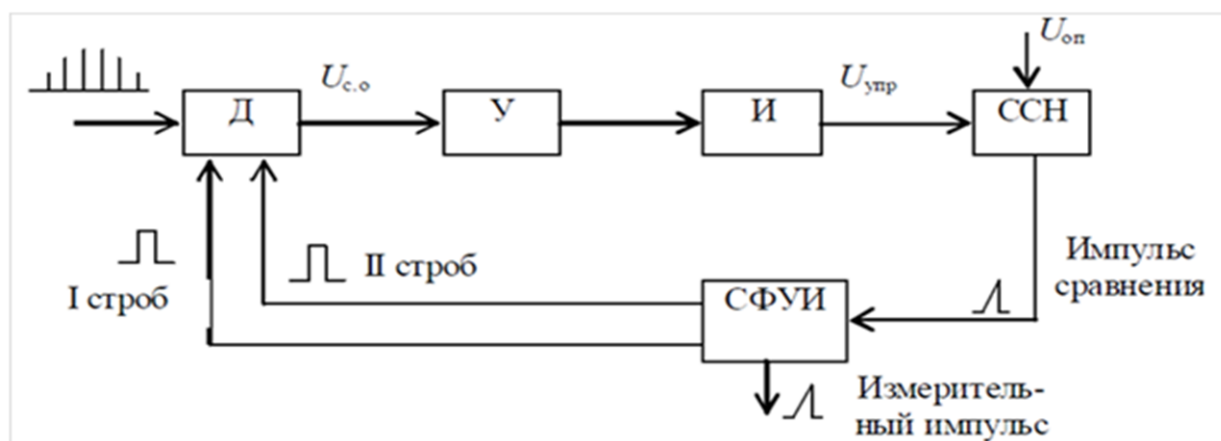


Рис. 5.4. Структурная схема следящего измерителя угловых координат

Луч антенны, перемещающийся в некотором секторе по углу места (азимуту) формирует пакеты (пачки) импульсов, отражённых от цели. Максимум пачки соответствует моменту совпадения максимума луча антенны с направлением на цель. После прохождения приёмника и детектирования импульсы пачки подаются на дискриминатор, куда поступают также стробы сопровождения со схемы формирования угловых импульсов.

В дискриминаторе происходит сравнение временного положения энергетического центра пачки импульсов с серединой стробов сопровождения. В результате вырабатывается напряжение сигнала ошибки, величина и знак которого соответствует величине и знаку временного рассогласования между энергетическим центром пачки и серединой стробов сопровождения.

Напряжение сигнала ошибки после дискриминатора подаётся на интегратор, преобразующий это напряжение в управляющее  $U_{упр}$ .

## 6 МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ОБЪЕКТОВ

### 6.1 Измерители скорости при непрерывном излучении сигнала

Измерители скорости основаны на различии частоты излученного сигнала и частоты принятого сигнала на величину доплеровского смещения

$$F_v = f_{\text{и}} 2v_r / c = 2v_r / \lambda_{\text{и}}, \quad (6.1)$$

зависящего от радиальной скорости цели и частоты излучаемого сигнала.

В приемном устройстве осуществляется измерение доплеровского смещения частоты и производится вычисление скорости

$$v_r = F_v \cdot \lambda_{\text{и}} / 2. \quad (6.2)$$

Для выделения доплеровского смещения  $F_v$  частота принимаемого сигнала сравнивается с частотой излучаемого. Наиболее просто это сделать в РЛС непрерывного излучения, в которых излучаемый сигнал существует и во время приема отраженных. Типовая функциональная схема устройства измерения скорости приведена на рис. 6.1.

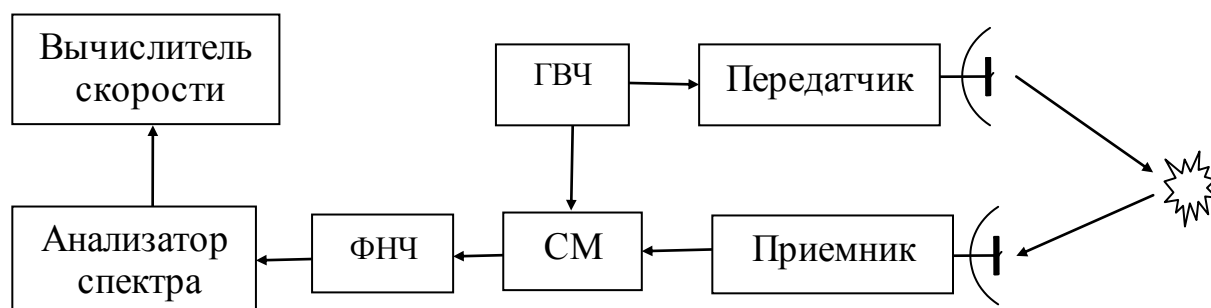


Рис. 6.1. Функциональная схема устройства измерения скорости

Генератор высокой частоты (ГВЧ) формирует высокостабильное гармоническое колебание с частотой излучаемого  $f_{\text{и}}$  сигнала. Принимаемый сигнал с частотой  $f_{\text{пр}}$  поступает в приемное устройство. После усиления сигнал поступает на первый вход смесителя (СВ), на второй вход которого подается опорный гармонический сигнал с ГВЧ. На выходе смесителя образуется сигнал с разностной частотой излученного и принятого сигналов. После низкочастотной фильтрации (ФНЧ) сигнал поступает на анализатор спектра, где производится оценка доплеровского сдвига частоты.

На основании полученных оценок производится вычисление скорости объекта. При наличии в зоне облучения антенны РЛС нескольких объектов, находящихся на различных дальностях и движущихся с различными скоростями, на вход приемника поступает целый спектр частот, составляющие которого будут определяться значениями скоростей объектов. Для обнаружения объектов и измерения их скоростей необходимо произвести анализ спектра частот принимаемого сигнала. В настоящее время решение этой задачи осуществляется цифровыми методами на основе быстрого преобразования Фурье.

## 6.2 Измерители скорости при импульсном излучении сигнала

Для измерения скорости объектов наибольшее практическое применение находят импульсные зондирующие сигналы, которые могут обеспечить высокую точность при измерении скорости и разрешающую способность по частоте. Число импульсов в пачке  $N_{\text{пач}}$  и ее длительность определяется шириной основного лепестка ДНА  $\alpha_a$  и угловой скоростью сканирования  $\Omega_a$ :

$$T_{\text{пач}} = \alpha_a / \Omega_a = N_{\text{пач}} T_{\text{п}}. \quad (6.3)$$

В качестве иллюстрации на рис. 6.2 изображен сигнал из 8-ми радиоимпульсов при интервале между соседними импульсами  $T_{\text{п}} = 5 \cdot \tau_{\text{и}}$ .

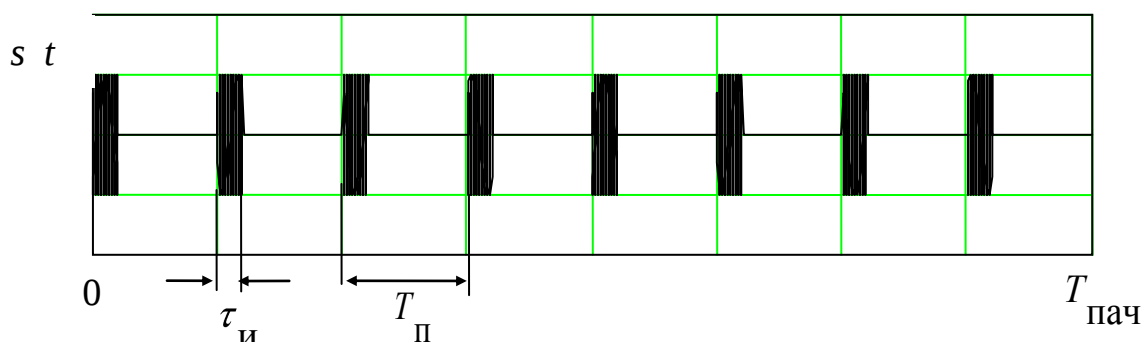


Рис. 6.2. Временная диаграмма пачки импульсов

Пачка импульсов, отраженных от движущегося объекта, сжимается при удалении объекта или растягивается при его приближении к РЛС. Это означает, что импульсы, отраженные от движущейся цели, имеют длительность  $\tau_{\text{ид}} = \tau_{\text{и}} / (1 + 2v_r/c)$ , частоту повторения  $F_{\text{пд}} = F_{\text{п}} (1 + 2v_r/c)$  и несущую частоту  $f_{\text{ид}} = f_{\text{и}} (1 + 2v_r/c)$ . Следовательно, для выделения сигналов движущейся цели можно использовать изменение любого из этих параметров.

Однако из-за малости абсолютного изменения частоты повторения  $F_{\Pi}$  или длительности импульсов  $\tau_{\text{и}}$  выявить их трудно и практически реализуемо только смещение центральной частоты. При этом должно выполняться только одно общее условие - сигнал в пределах последовательности излучаемых импульсов должен быть когерентным.

Спектральные характеристики излучаемых и принимаемых когерентных радиоимпульсов приведены на рис. 6.3. В отличие от непрерывного гармонического сигнала спектр пачки излучаемых радиосигналов имеет гребенчатый вид (точечная линия). Наряду с центральной спектральной компоненты  $S_{f_{\text{и}}}$  на частоте излучаемого сигнала  $f_{\text{и}}$  имеются спектральные компоненты  $S_{f_k}$  большой интенсивности (пики) на частотах  $f_k = f_{\text{и}} + k \cdot f_{\Pi}$ , кратных частоте повторения импульсов  $f_{\Pi} = 1/T_{\Pi}$  в пачке сигнала.

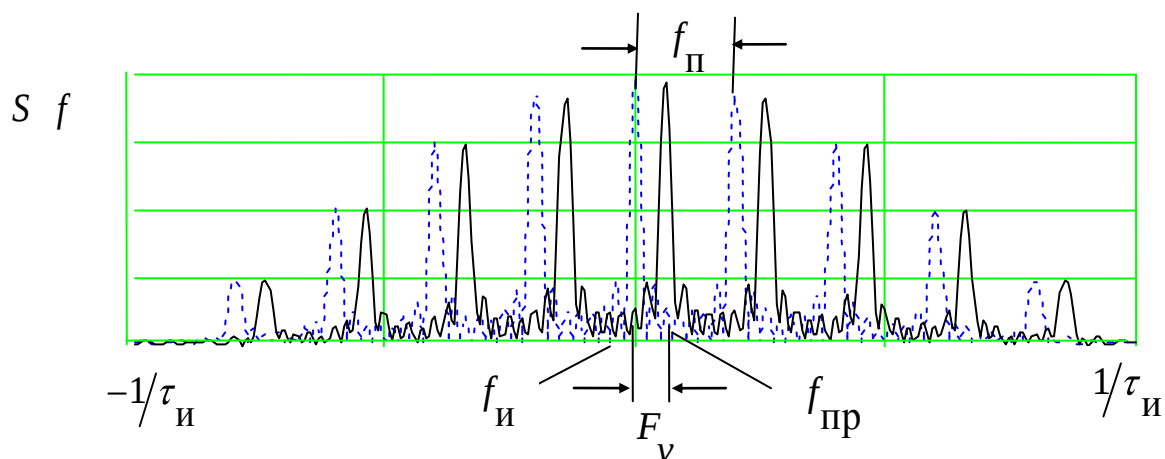


Рис. 6.3. Спектр пачки зондирующего и отраженного сигнала при доплеровском смещении частоты

Пики в спектральной плотности объясняются тем, что спектральные составляющие различных импульсов с указанными выше частотами складываются с фазовыми сдвигами кратными  $2\pi$ . Таким образом, при частотах  $f_k$  модуль спектральной плотности в  $N_{\text{пач}}$  раз больше модуля спектральной плотности одиночного импульса  $S[f_k] = \frac{N}{\Pi} \cdot a \cdot [S]$ . Расстояние между пиками в спектральной плотности определяются интервалом следования импульсов  $f_{\Pi}$ . Ширина пиков в спектральной плотности и, следовательно, разрешающая способность по частоте определяется длительностью пачки  $\Delta f = 1/T_{\text{пач}}$ .

Спектр принимаемого сигнала (сплошная линия) смещается на величину доплеровского сдвига частоты  $F_v$ . Следовательно, для однозначного измерения скорости частота повторения импульсов должна быть больше максимально возможного доплеровского смещения частоты сигнала, отраженного от цели:

$$F_{\Pi} \geq F_{v \text{ макс}} = 2v_{\text{с макс}} / \lambda_{\text{и}}. \quad (6.4)$$

Типовая функциональная схема устройства измерения скорости приведена на рис. 6.4.

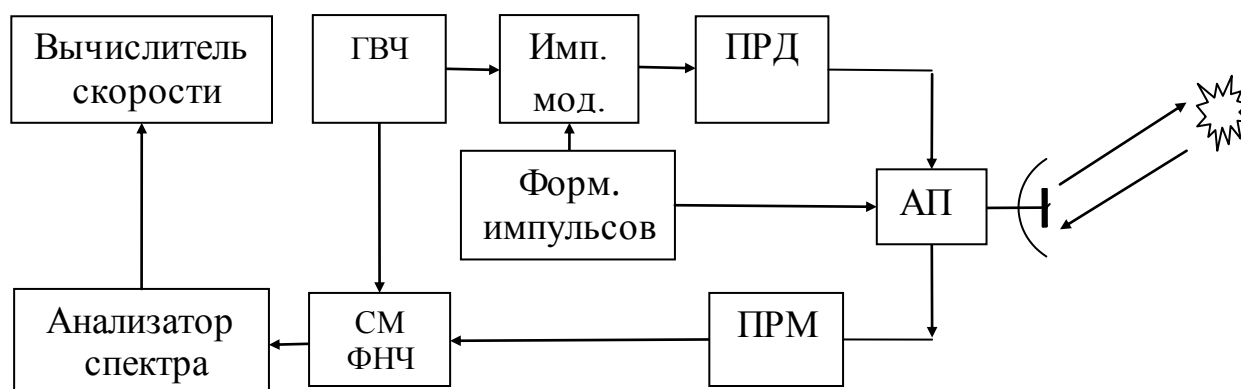


Рис. 6.4. Функциональная схема устройства измерения скорости

Генератор высокой частоты (ГВЧ) формирует непрерывное гармоническое колебание с частотой излучаемого  $f_{\text{и}}$  сигнала, которое подается на импульсный модулятор. На второй вход импульсного модулятора поступает последовательность видеосигналов, задающих длительность  $\tau_{\text{и}}$  и период повторения  $T_{\text{п}}$  высокочастотных импульсов, формируемых генератором высокой частоты (ГВЧ).

Высокочастотные импульсы поступают в передающее устройство и далее через антенный переключатель (АП) поступают к излучателю антенной системы. На время излучения импульса АП блокирует вход приемника.

По окончании излучения импульса АП открывает вход приемника и осуществляется прием отраженных сигналов в течении времени  $T_{\text{п}} - \tau_{\text{и}}$ . Принятый радиосигнал от цели усиливается в приемнике непосредственно на радиочастоте принимаемого сигнала  $f_{\text{пр}}$ , которая при наличии радиальной скорости цели  $v_r$  отличается на величину доплеровского смещения

$F_v = \pm f_{\text{и}} \frac{2v_r}{c}$  от несущей частоты излучаемого импульса  $f_{\text{и}}$ . Знак плюс

соответствует приближению цели, а минус ее удалению. Сигнал с выхода приемного тракта поступает на смеситель (СМ) и фильтр нижних частот (ФНЧ). На второй вход смесителя подается опорный гармонический сигнал с ГВЧ, а на его выходе образуется сигнал с разностной частотой излученного и принятого сигналов. После низкочастотной фильтрации сигнал поступает на анализатор и на устройство вычисления скорости.

### 6.3 Следящий измеритель скорости

Следящие измерители скорости (СИС) предназначены для отслеживания частоты принимаемого сигнала, которая имеет доплеровский сдвиг, пропорциональный радиальной скорости. Существует две основных разновидности схем СИС: с частотной автоподстройкой (ЧАП) и фазовой автоподстройкой (ФАП). Эти схемы различаются типом применяемого дискриминатора. В первом случае используется частотный дискриминатор, а во втором - фазовый.

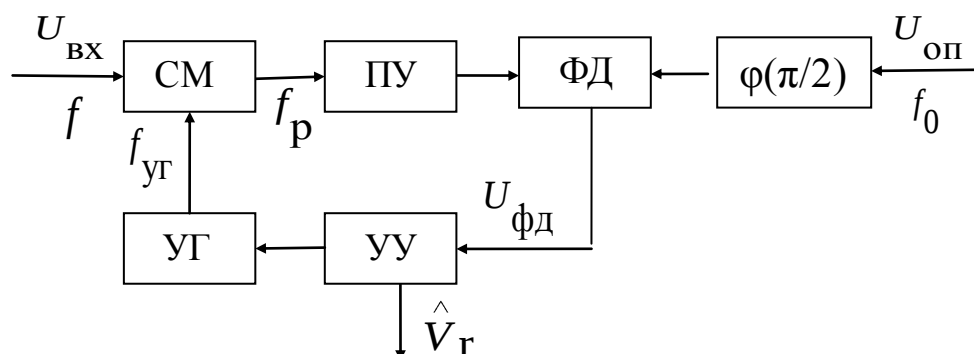


Рис. 6.5. Схема следящего измерителя скорости

Общим для всех следящих измерителей скорости является наличие управляемого генератора (УГ), подстраиваемого с помощью устройства управления (УУ) под частоту входного сигнала. Частота этого генератора

представляет собой оценку частоты входного сигнала, вырабатываемую измерителем. Особенность СИС состоит в том, что выдаваемая ими оценка частоты смещена относительно измеряемой частоты на постоянную величину  $f_0$ . В смесителе измерителя (См) образуется преобразованный сигнал, частота

которого равна разности частот колебания (УГ) и входного сигнала  $f_p = f_{УГ} - f_0$ . Преобразованный сигнал отфильтровывается и усиливается полосовым усилителем (ПУ), настроенным на номинальное значение разностной частоты  $f_p$ . На фазовый детектор (ФД) кроме преобразованного сигнала разностной частоты поступает также опорное напряжение частоты  $f_0$ .

В установившемся режиме, в отсутствии рассогласования частот преобразованного и опорного сигналов  $f_p = f_0$ , фазы этих сигналов имеют сдвиг  $\pi/2$ . Этот постоянный фазовый сдвиг на структурной схеме учитывается с помощью фазовращателя. При этом условиями уравновешенного состояния СИС будут  $f_p = f_0$  и  $\varphi_p = \varphi_0$ , где  $\varphi_p$  и  $\varphi_0$  - начальные фазы колебаний преобразованного и опорного сигналов соответственно. Напряжение на выходе ФД будет равно

$$U_{фд} = k_{фд} \cdot U_p \cdot U_0 \sin(\varphi_p - \varphi_0), \quad (6.5)$$

где  $U_p$  и  $U_0$  - амплитуды соответственно преобразованного и опорного напряжений;  $k_{фд}$  - коэффициент пропорциональности.

В состоянии равновесия напряжение на выходе ФД равно нулю. В случае неравенства частот  $f_p \neq f_0$  возникает фазовый сдвиг между преобразованным сигналом и опорным напряжением. На выходе ФД появляется напряжение рассогласования, величина и знак которого определяются величиной и знаком рассогласования  $\Delta\varphi = \varphi_p - \varphi_0$ . Напряжение рассогласования  $U_{фд}$  интегрируется и усиливается в устройстве управления (УУ). Под воздействием выходного сигнала (УУ) происходит перестройка частоты (УГ) таким образом, чтобы обеспечить восстановление баланса частот и фаз сигналов в СИС. Измеритель с ФАП, таким образом, следит за частотой и фазой входного сигнала измерителя. Выходное напряжение (УУ) используется в качестве приборного эквивалента скорости.

Режиму слежения предшествует режим поиска, в котором частота (УГ) перестраивается по линейному закону в пределах рабочего диапазона частот измерителя. Управление (УГ) в режиме поиска производится схемой поиска. При возникновении в процессе поиска преобразованного сигнала, частота

которого попадает в полосу пропускания (ПУ), схема захвата прерывает поиск, замыкает контур автосопровождения измерителя и переводит его в режим слежения.

Точность следящего измерителя с ФАП в существенной мере зависит от точности установки и стабильности частоты опорного сигнала  $f_0$ . Часто для этого используется кварцевая стабилизация.

## 6.4 Измерение путевой скорости летательного аппарата

Путевой скоростью называется горизонтальная проекция скорости ЛА относительно земной поверхности. Путевая скорость  $W$  связана с воздушной скоростью  $V$  и скоростью ветра  $U$  так называемым навигационным треугольником, в котором угол  $\varphi$  между векторами воздушной и путевой скорости называется *углом сноса*, поскольку его причиной является ветер. При горизонтальном полете ЛА применяется наклонное облучение земной поверхности (рис. 6.6, а), чтобы обеспечить достаточно большую проекцию вектора скорости  $W$  на направление облучения.

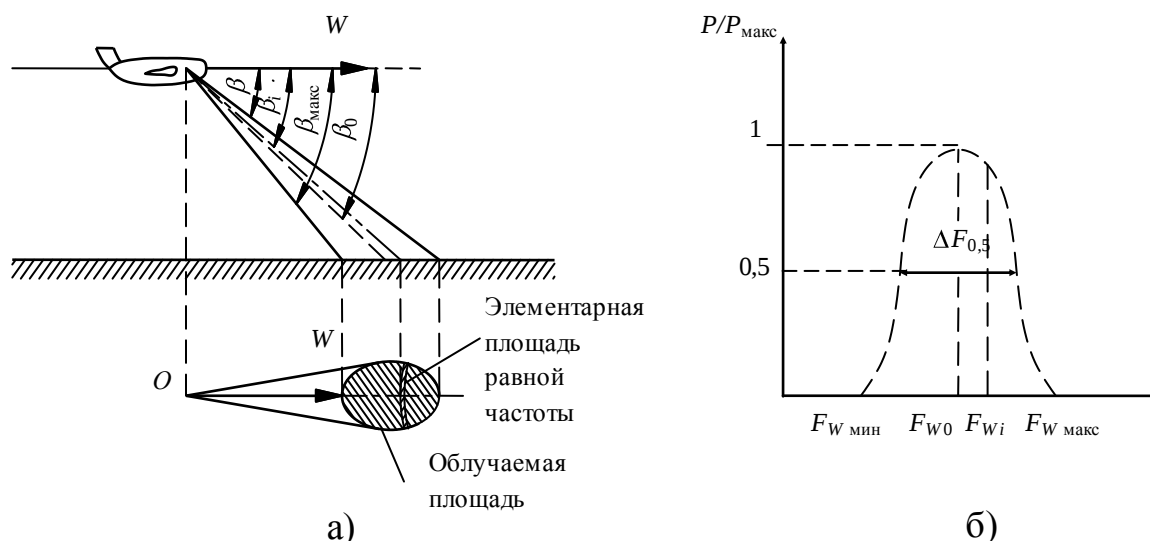


Рис. 6.6. Диаграмма наклонного облучения земной поверхности

Доплеровский измеритель позволяет непосредственно определить путевую скорость по спектру частот сигнала, отраженного земной поверхностью. Для определения спектра частот отраженного сигнала вырежем из облучаемой площади элементарную полоску, все точки которой расположены на направлениях, составляющих угол  $\beta_i$  с вектором скорости  $W$ . При наклонном облучении границы этих полосок имеют форму гипербол. Все точки такой элементарной полоски имеют одинаковый доплеровский сдвиг частоты

$$F_{Wi} \approx \frac{2W}{\lambda_i} \cos \beta_i.$$

Поскольку каждой из элементарных полосок соответствует доплеровский сдвиг частоты  $F_{Wi}$ , то можно для всей облучаемой площади получить спектр (рис. 6.6, б) отраженного сигнала виде последовательности частот.

Форма огибающей спектра будет определяться формой ДНА измерителя в вертикальной плоскости. Максимальную мощность имеет сигнал на средней частоте спектра, соответствующей направлению  $\beta_0$  (оси ДНА).

Для измерения путевой скорости ЛА необходимо определить среднюю частоту доплеровского спектра  $F_{W0}$ . Если вектор  $W$  горизонтален (рис. 6.7) и составляет с осью ДНА угол  $\gamma$  в горизонтальной и  $\beta_0$  в вертикальной плоскостях, то доплеровский сдвиг частоты будет равен

$$F_{W0} = \frac{2W}{\lambda_{и}} \cos \beta_0 \cos \gamma. \quad (6.6)$$

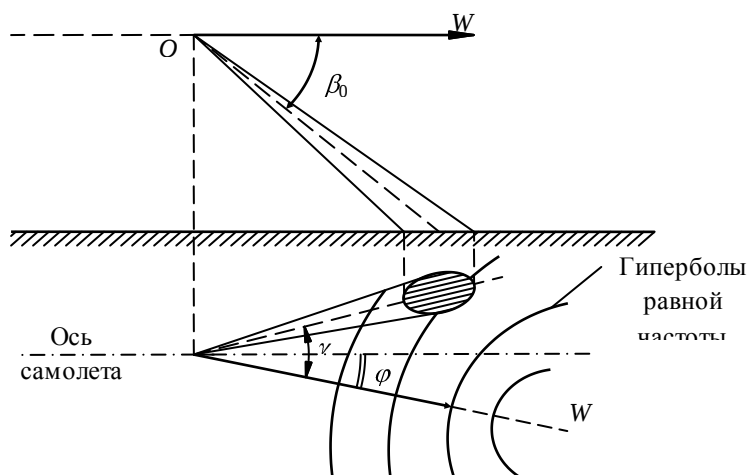


Рис. 6.7. Диаграмма полета летательного аппарата при наклонном облучении земной поверхности

При совмещении направления облучения в горизонтальной плоскости с вектором  $W$  угол  $\gamma = 0$ , и приращение частоты достигает максимума

$$F_{W0} = 2W / \lambda_{и} \cdot \cos \beta_0. \quad (6.7)$$

При известных  $\lambda_{и}$  и  $\beta_0$  путевую скорость  $W$  можно определить непосредственным измерением  $F_{Wm}$

$$W = F_{Wm} \cdot \lambda_{и} / 2 \cos \beta_0 \cos \gamma. \quad (6.8)$$

Погрешность в измерении  $F_{Wm}$  вызывает и погрешность измерения путевой скорости, величина которой может быть найдена непосредственно из выражения

$$\frac{\Delta W}{W} = \frac{\Delta F_{Wm}}{F_{Wm}}.$$

Однолучевая система обладает недостаточно высокой точностью измерения путевой скорости, связанной с углами сноса и крена ЛА.

Для выяснения влияния погрешности в определении частоты  $F_{Wm}$ , предположим, что в момент измерения  $F_{Wm}$  угол  $\gamma \neq 0$ . При этом доплеровское смещение отличается от  $F_{Wm}$  на величину

$$\Delta F_w = F_{Wm} - F_w = \frac{2W}{\lambda_{\text{и}}} \cos \beta_0 - \frac{2W}{\lambda_{\text{и}}} \cos \beta_0 \cos \gamma = \frac{2W}{\lambda_{\text{и}}} \cos \beta_0 (1 - \cos \gamma) \approx F_{Wm} \frac{\gamma^2}{2}.$$

Отсюда можно определить погрешность измерения угла сноса

$$\Delta \varphi = \gamma \approx \sqrt{2 \Delta F_w / F_{Wm}}, \quad (6.9)$$

вызванную неточностью совмещения оси ДНА с вектором  $W$ .

Далее рассмотрим погрешность однолучевых измерителей из-за крена ЛА. При крене истинное значение угла  $\beta$  отличается от расчетного  $\beta_0$  на величину  $\Delta \beta$ . Дифференцируя выражение (6.7) по параметру  $\beta$ , получим

$$\frac{dF_{Wm}}{d\beta} = -\frac{2W}{\lambda_{\text{и}}} \sin \beta. \quad (6.10)$$

При конечных приращениях можно записать

$$\Delta F_{Wm} = -\frac{2W}{\lambda_{\text{и}}} \sin \beta \cdot \Delta \beta. \quad (6.11)$$

Отсюда следует следующая зависимость

$$\left| \frac{\Delta W}{W} \right| = \frac{\Delta F_{Wm}}{F_{Wm}} = -\frac{\sin \beta_0}{\cos \beta_0} \Delta \beta = -\Delta \beta \cdot \operatorname{tg} \beta_0. \quad (6.12)$$

## 7 МЕТОДЫ ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА И ПОИСКА СИГНАЛОВ

Поиск сигналов в радиолокационных и радионавигационных системах предшествует режиму точного измерения их параметров, несущих информацию о координатах и скорости объектов, определяемых с помощью РЛС или РНС.

В случае РНС обычно заранее известно расположение опорных радиомаяков системы, поэтому на борту объекта, определяющего свое место, как правило, нет необходимости выяснять присутствует ли сигнал того или иного маяка и поиск сводится к грубому определению РНП. Эта особенность отличает поиск сигналов в РНС от поиска сигналов радиолокационной цели, о наличии которой в зоне обзора в большинстве практических случаев неизвестно. В связи с этим целесообразно сначала рассмотреть общий случай обзора пространства в РЛС.

### 7.1 Поиск по угловым координатам, дальности и скорости

Рассмотрим случай обзора РЛС, осуществляющей поиск сигнала в рабочей зоне, называемой в радиолокации *зоной* или *сектором обзора*. Размеры рабочей зоны определяются предельными значениями измеряемых координат и скорости объекта, т. е. дальности  $D_{\min} \div D_{\max}$ , азимута  $\alpha_{\min} \div \alpha_{\max}$ , угла места  $\beta_{\min} \div \beta_{\max}$  и радиальной скорости  $v_{r\min} \div v_{r\max}$ . Протяженность каждого из этих интервалов удобно представить числом содержащихся в нем элементов разрешения по дальности  $\Delta D_{\min}$ , азимуту  $\Delta \alpha_{\min}$ , углу места  $\Delta \beta_{\min}$  и радиальной скорости  $\Delta v_{r\min}$ :

$$N_D = \frac{D_{\max} - D_{\min}}{\Delta D_{\min}}; \quad N_\alpha = \frac{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}{\Delta \alpha_{\min}};$$
$$N_\beta = \frac{\beta_{\max} - \beta_{\min}}{\Delta \beta_{\min}}; \quad N_v = \frac{v_{r\max} - v_{r\min}}{v_{r\min}}.$$

В процессе обзора осуществляется проверка наличия цели в каждом из элементов разрешения, причем последовательность обзора задается методом (программой) обзора, выбор которого определяется назначением РЛС. Станции обнаружения работают в режиме непрерывного обзора, в процессе которого производится не только обнаружение, но и измерение координат обнаруженных целей. В станциях точного измерения координат обзор прекращается при обнаружении цели, затем станция переводится в режим точного измерения координат цели.

При выборе способа обзора РЛС учитываются размеры ее рабочей зоны, определяемые координаты и точность их измерения, разрешающая способность станции по дальности, скорости, угловым координатам и требуемое время обзора рабочей зоны.

Обзор элементов рабочей зоны РЛС может производиться последовательно во времени (последовательный обзор) или одновременно (параллельный или одновременный обзор). Применяется также комбинированный параллельно-последовательный метод обзора.

При параллельном обзоре обработка сигналов может производиться одновременно во всех элементах разрешения зоны обзора, поэтому обнаружение цели происходит сразу же при ее появлении в зоне обзора РЛС. Обзор рабочей зоны по дальности  $D_{\min} \div D_{\max}$  происходит в процессе распространения сигнала до цели и обратно. При расположении цели на максимальной дальности  $D_{\max}$  время от излучения до приема отраженного сигнала равно  $\tau_{\max} = 2D_{\max} / c$ . За это время происходит просмотр всех элементов разрешения по дальности, соответствующих определенному положению ДНА станции. Обработка сигналов, соответствующих всем  $N_D$  элементам разрешения, за время  $\tau_{\max}$  требует создания сложной  $N_D$  - канальной системы обработки.

Малое время обзора при параллельном способе достигается существенным усложнением оборудования, что не всегда целесообразно.

Чаще используют значительно меньшее число каналов обработки  $k < N_D$ . Поэтому используются более простые в реализации методы параллельно-последовательного обзора. Такая параллельно-последовательная обработка сигналов естественно связана с энергетическими потерями, увеличивающимися с ростом отношения  $N_D/k$ . Таким образом, снижение аппаратных затрат приводит к ухудшению качественных показателей системы.

Обзор рабочей зоны по радиальной скорости становится необходимым, если ширина спектра сигнала  $\Delta f_{\text{и}}$  меньше диапазона возможных изменений

доплеровского смещения частоты  $F_{\text{вмин}} - F_{\text{вмакс}}$ . В этом случае в системе

обработки должно быть предусмотрено  $N_v = (F_{\text{вмин}} - F_{\text{вмакс}}) / \Delta F_{\text{вмин}}$

частотных каналов (фильтров) при одновременной обработке или один перестраиваемый в диапазоне  $F_{\text{вмин}} \div F_{\text{вмакс}}$  фильтр с полосой пропускания

не шире требуемого разрешаемого интервала по частоте  $\Delta F_{\text{вмин}}$  при

последовательном обзоре. Последовательный обзор по скорости также связан с энергетическими потерями и может быть использован при сильных сигналах, например, в системах с активным ответом.

Обзор рабочей зоны по угловым координатам также может быть параллельным, последовательным или параллельно-последовательным. При параллельном обзоре РЛС должна иметь  $N_{\alpha\beta} = N_{\alpha} \cdot N_{\beta}$  угловых каналов, т. е.  $N_{\alpha\beta}$  - лучевую ДНА, перекрывающую всю зону обзора с соответствующим числом приемных каналов.

Если заданы широкий сектор обзора и высокая разрешающая способность по угловым координатам, то требуемое число лучей и каналов обработки становится слишком большим, а система трудно осуществимой. В этом случае используют последовательный одноканальный (или параллельно-последовательный) метод обзора со сканированием (развертыванием) луча во всей зоне обзора. Последовательный обзор проще и дешевле реализуется, однако не всегда приемлем из-за низкого темпа поступления информации, поскольку скорость обзора ограничена временем  $\tau_{\text{макс}} = 2D_{\text{макс}} / c$ , в течение которого ДНА должна быть направлена на объект, для того, чтобы принять хотя бы один отраженный целью сигнал. Таким образом, время однократного обзора всей зоны обзора не может быть меньше  $T_{\text{о}} \geq \tau_{\text{макс}} \cdot N_{\alpha\beta}$ . Ниже рассматриваются основные методы равномерного обзора пространства: круговой, секторный, винтовой, спиральный и конический.

## 7.2 Методы последовательного обзора пространства

Наиболее часто в РЛС используется последовательный одноканальный обзор, при котором ДНА отклоняется в пределах заданного сектора (зоны) обзора. Такое отклонение (сканирование) ДНА может осуществляться различными способами, которые носят название методов обзора пространства. Во многих РЛС определение координат осуществляется непосредственно в процессе обзора, поэтому выбор способа и параметров обзора оказывается связанным с основными тактическими и техническими характеристиками системы.

*Время обзора заданного сектора*, являющееся основным параметром в режиме поиска цели, тесно связано с необходимыми дальностью действия, точностью и разрешающей способностью системы. Обозначим величину сектора обзора в горизонтальной плоскости  $\theta_{\alpha} = \alpha_{\text{макс}} - \alpha_{\text{мин}}$ , в вертикальной  $\theta_{\beta} = \beta_{\text{макс}} - \beta_{\text{мин}}$ , а ширину ДНА в точках половинной мощности, соответственно,  $\alpha_A$  и  $\beta_A$ .

Имея в виду, что  $\Delta\alpha_{\text{мин}} \approx \alpha_A$ , а  $\Delta\beta_{\text{мин}} \approx \beta_A$ , запишем формулу времени обзора в виде

$$T_0 \geq \frac{2D_{\text{макс}}}{c} \cdot \frac{\theta_{\alpha}}{\alpha_A} \cdot \frac{\theta_{\beta}}{\beta_A}. \quad (7.1)$$

*Круговой и секторный обзор.* При круговом обзоре ширина ДНА в вертикальной плоскости  $\beta_A$  полностью перекрывает заданный сектор  $\theta_{\beta}$ . При вращении ДНА в горизонтальной плоскости (вокруг вертикальной оси) осуществляется последовательный обзор сектора  $\theta_{\alpha} = 2\pi$ , т. е. круговой обзор. Если сектор обзора  $\theta_{\alpha} < 2\pi$ , то обзор называется секторным.

Время (период) обзора при круговом обзоре равно  $T_{\text{ок}} = 2\pi/\Omega_{\alpha}$ , а при секторном  $T_{\text{ос}} = k_c \theta_{\alpha}/\Omega_{\alpha}$ , где  $\Omega_{\alpha}$  - угловая скорость сканирования луча, а  $k_c$  - коэффициент, учитывающий потери времени при изменении направления отклонения ДНА (или ее холостой ход). Таким образом, для характеристики обзора необходимо определить угловую скорость  $\Omega_{\alpha}$ . Пусть ДНА имеет ширину  $\alpha_A$ , а число импульсов, принимаемых за время поворота ДНА на угол  $\alpha_A$ , должно быть равно  $N$ . При выполнении условия однозначного измерения дальности  $\tau_{\text{макс}} \leq T_{\text{п}}$  найдем необходимую угловую скорость

$$\Omega_{\alpha} \leq \frac{\alpha_A}{T_{\text{п}} N} = \frac{\alpha_A F_{\text{п}}}{N}. \quad (7.2)$$

Таким образом, время при круговом обзоре будет

$$T_{\text{ок}} \geq \frac{2\pi N}{\alpha_A F_{\text{п}}}, \quad (7.3)$$

а при секторном

$$T_{\text{ос}} = \frac{\theta_{\alpha} N k_c}{\alpha_A F_{\text{п}}}. \quad (7.4)$$

Полученные формулы показывают, что уменьшение времени обзора заданного сектора возможно за счет увеличения  $\alpha_A$  и  $F_{\text{п}}$ . Однако эти параметры определяются требованиями разрешающей способности, точности и однозначности измерения.

При использовании единственной ДНА в одноканальной системе при круговом или секторном обзоре определяются две координаты: дальность и азимут. Потому такие РЛС называются двухкоординатными.

При необходимости измерения третьей координаты цели - угла места  $\beta$  применяются трехкоординатные РЛС.

Рассмотрим теперь методы обзора пространства в трехкоординатных РЛС.

*Винтовой обзор.* При винтовом обзоре каждая точка ДНА (точка  $O$  на рис. 7.1) описывает линию, близкую к винтовой. Движение диаграммы представляет собой комбинацию кругового вращения по азимуту с угловой скоростью  $\Omega_\alpha$  и постепенного подъема по углу места со скоростью  $\Omega_\beta$ . Обратный ход по углу места может осуществляться значительно быстрее.

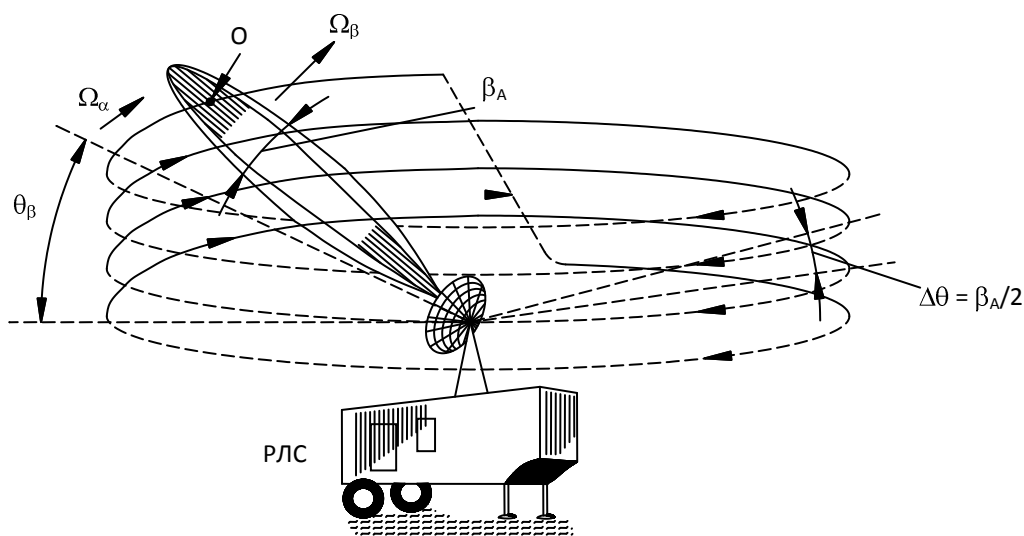


Рис. 7.1. Винтовой обзор пространства

При винтовом обзоре важно не только согласование скорости вращения  $\Omega_\alpha$  с частотой повторения импульсов  $F_\Pi$  и шириной ДНА  $\alpha_A$ , но и обеспечение перекрытия диаграмм на смежных витках при отклонении по углу места. Для исключения возможности пропуска целей практически обеспечивается двойное перекрытие, т. е. при ширине ДНА в вертикальной плоскости  $\beta_A$  за один оборот антенны по азимуту диаграмма смещается по углу на  $\Delta\theta = \beta_A/2$ . Так как один оборот ДНА по азимуту совершается за время  $t_1 = 2\pi / \Omega_\alpha$ , то скорость ее отклонения по углу места с учетом двойного перекрытия должна быть

$$\Omega_\beta = \frac{\Delta\theta}{t_1} = \frac{\beta_A}{2t_1} = \frac{\beta_A \Omega_\alpha}{4\pi}.$$

Если по углу места задан сектор обзора  $\theta_\beta$ , то время  $T_{\text{ОВ}}$  при винтовом обзоре равно

$$T_{\text{ОВ}} = \frac{\theta_\beta}{\Omega_\beta} = \frac{4\pi\theta_\beta}{\beta_A \Omega_\alpha}. \quad (7.5)$$

Подставляя значение  $\Omega_\alpha \leq \alpha_A F_\Pi / N$ , получим

$$T_{\text{ОВ}} \geq \frac{4\pi\theta_\beta N}{\alpha_A \beta_A F_\Pi}. \quad (7.6)$$

Так, например, при  $\alpha_A = 4^\circ$ ;  $\beta_A = 5^\circ$ ;  $\theta_\beta = 60^\circ$ ;  $N = 5$  и  $F_\Pi = 1000$  Гц получим  $T_{\text{ОВ}} \geq 10$  с.

Следует отметить, что при узких диаграммах и достаточно большом секторе обзора информация о цели будет поступать с большой дискретностью, что приводит к снижению точности определения параметров движения цели.

*Спиральный метод обзора*, так же как и винтовой, представляет комбинацию вращения диаграммы с одновременным изменением угла  $\gamma$  между осью вращения и осью диаграммы. Спиральный метод обзора иллюстрируется на рис. 7.2. Различие заключается в величине угла  $\gamma$ : при винтовом обзоре  $\gamma > 45^\circ$ , а при спиральном  $\gamma < 45^\circ$ .

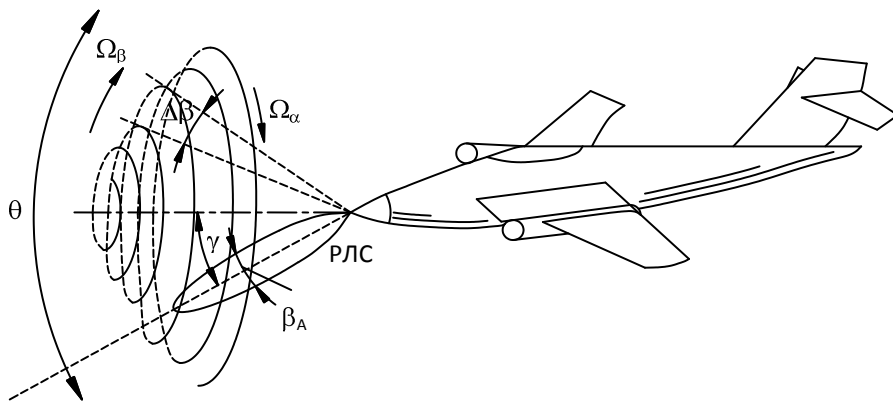


Рис. 7.2. Спиральный метод обзора пространства

Пусть  $\theta_\alpha = \theta_\beta = \theta$  - сектор обзора в горизонтальной и вертикальной плоскостях;  $\Omega_\alpha$  - угловая скорость вращения вдоль витка спирали;  $\Omega_\beta$  - угловая скорость отклонения от оси вращения.

Считая по-прежнему перекрытие витков спирали двойным, запишем

$$T_{\text{осп}} = \frac{2\pi\theta}{\beta_A \Omega_\alpha}. \quad (7.7)$$

Угловая скорость вращения находится так же, как и при круговом обзоре, но для диаграммы спроектированной на плоскость вращения:

$$\Omega_\alpha \leq \frac{\alpha_A F_\Pi}{N \sin \gamma} \quad (7.8)$$

Тогда

$$T_{\text{осп}} \geq \frac{2\pi\theta N \sin \gamma}{\alpha_A \beta_A F_\Pi}. \quad (7.9)$$

Для часто применяемых симметричных диаграмм  $\alpha_A = \beta_A$  и

$$T_{\text{осп}} \geq \frac{2\pi\theta N \sin \gamma}{\alpha_A^2 F_\Pi}. \quad (7.10)$$

Конический обзор является частным случаем спирального. Угол  $\gamma$  обычно не превышает величины  $\alpha_A/2$  и, следовательно, сектор обзора равен  $\theta = \alpha_A + 2\gamma$ . Обзор заданного сектора осуществляется здесь за один оборот ДНА, поэтому

$$T_0 = \frac{2\pi}{\Omega_\alpha} \geq \frac{2\pi N \sin \gamma}{\alpha_A F_\Pi}. \quad (7.11)$$

Коническое сканирование чаще всего используется в режиме точного и автоматического измерения угловых координат цели равносигнальным методом (при так называемом автоматическом сопровождении цели).

Растровый обзор. В некоторых типах РЛС находит применение растровый обзор, при котором ДНА отклоняется по зигзагообразному закону. Время обзора в этом случае можно найти по формуле

$$T_{\text{ор}} \geq \frac{2\theta_\alpha \theta_\beta N}{\alpha_A \beta_A F_\Pi}. \quad (7.12)$$

Управление движением ДНА при больших углах сканирования чаще всего осуществляется механическим качанием или вращением всей антенной системы, а сканирование в небольших пределах производится качанием или вращением облучателя или рефлектора антенной системы. В настоящее время все большее применение находят электрические методы сканирования и их комбинации с механическими.

### 7.3 Многоканальный управляемый обзор пространства

В ряде современных трехкоординатных РЛС обзора пространства с малым временем решается комбинацией параллельного многоканального обзора по углу места с последовательным обзором по азимуту. В такой станции антенна формирует ДН, содержащую несколько лепестков шириной  $\beta_A$ , перекрывающих весь заданный сектор обзора по углу места  $\theta_\beta$ . Необходимое число лепестков при этом должно быть  $N_\beta \geq \theta_\beta / \beta_\alpha$ , а ширина ДНА  $\beta_\alpha$  выбирается исходя из требований к точности и разрешающей способности РЛС по углу места.

Необходимое число лепестков, смещенных по углу места, может быть сформировано применением соответствующего числа облучателей, смещенных относительно фокуса параболического зеркала, формирующего ДНА с заданными параметрами. Для этой цели может быть использована также антенная система в виде плоской антенной решетки, формирующей заданную ДНА. При использовании антенной решетки сканирование по углу места может быть обеспечено переключением несущей частоты излучаемых колебаний (частотное сканирование). При этом создается  $N_\beta$  смещенных по углу места и перекрывающихся лепестков ДНА, приведенных на рис. 7.3.

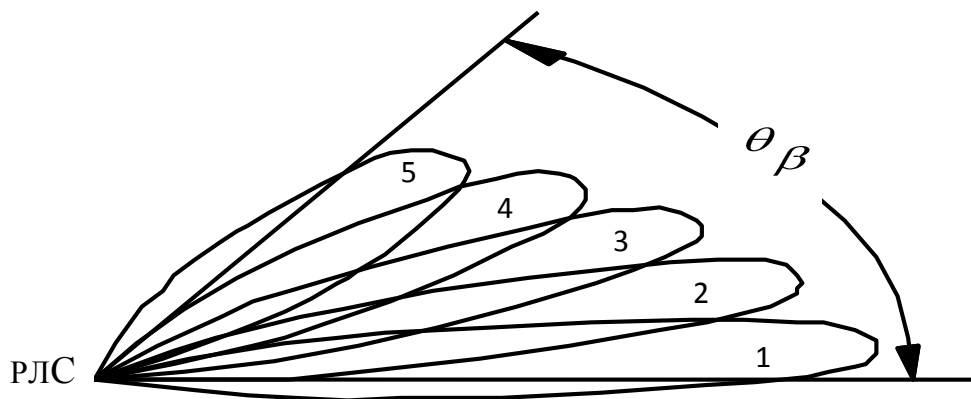


Рис. 7.3 Управляемый обзор пространства

Соответственно отраженные сигналы обрабатываются в  $N_\beta$  приемных каналах, настроенных на соответствующие несущие частоты. При вращении антенной системы по азимуту осуществляется круговой обзор, время которого  $T_{ок}$  и определяет темп обновления информации РЛС.

Недостатком многолучевой РЛС с частотным сканированием является то, что получаемая информация содержится в частотных и временных параметрах сигнала. Для устранения этого недостатка используются две антенны - основная, осуществляющая круговой обзор всего заданного сектора и обнаружение цели на больших дальностях, и дополнительная в виде антенной решетки, формирующей ДНА, которая при частотном сканировании производит обзор данного сектора по углу места. Диаграмма антенной решетки смещена по азимуту относительно ДН основной антенны на  $180^\circ$ , поэтому информация о дальности и азимуте цели, получаемая по основному каналу, используется в качестве априорной для включения и соответствующей настройки канала измерения угла места цели. Для извлечения информации об угле места принятый сигнал в такой станции переносится на промежуточную частоту и обрабатывается в каналах приемника, число которых соответствует числу лучей  $N_\beta$  ДНА угломерного канала.

#### **7.4 Управление положением диаграмм направленности фазированных антенных решеток**

Электронное управление положением ДНА открывает большие возможности, особенно при использовании решеток с большим числом элементов (до нескольких тысяч) и фазовращателей, управляемых от компьютера. В частности с помощью фазированных антенных решеток (ФАР) можно осуществить более эффективный управляемый поиск цели.

В процессе обзора пространства осуществляется отклонение (сканирование) ДНА во времени по заданному закону. При этом обычно имеют в виду изменение положения главного лепестка ДНА. ФАР позволяет формировать и управлять положением нескольких лучей, что делает возможным реализовать разнообразные методы обзора при наличии соответствующей схемы процессора управления обзором.

Применяется фазовое и частотное управление положением луча ФАР.

В ФАР с фазовым управлением отклонение формируемого луча достигается изменением сдвига фаз между соседними элементами антенной решетки с помощью управляемых фазовращателей. На рис. 7.4 приведена линейная ФАР, имеющая  $N = 2n + 1$  излучателей, расположенных на расстояниях  $l$  один от другого. Излучатели питаются от передатчика высокочастотными колебаниями с длиной волны  $\lambda$  через фазовращатели, обеспечивающие сдвиг фаз между соседними излучателями, равный  $\varphi$ .

Величина фазового сдвига  $\varphi$  устанавливается сигналами от схемы управления обзором.

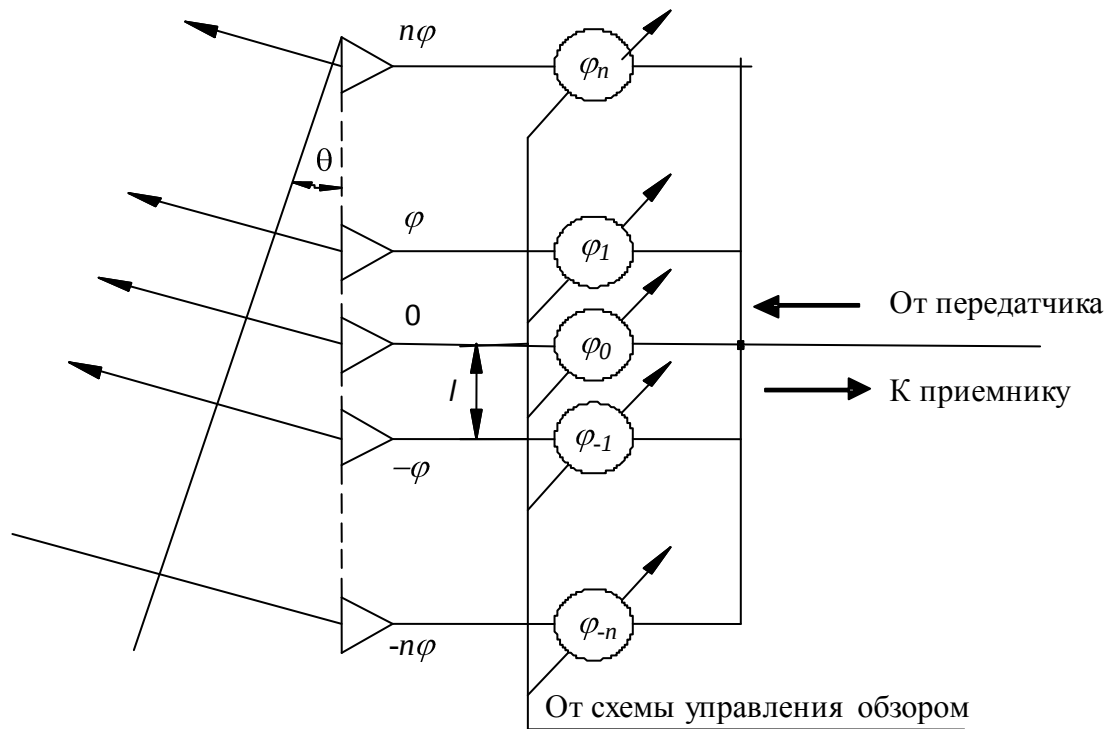


Рис. 7.4. Фазовое управление лучом ДНА.

Направление оси главного лепестка ДН ФАР определяется углом отклонения  $\theta_0$ , который связан с фазовым сдвигом  $\varphi$  соотношением

$\theta_0 = \arcsin \frac{\lambda}{2\pi l} \varphi$ . При малых углах  $\theta_0$  можно полагать

$$\theta_0 \approx \frac{\lambda}{2\pi l} \varphi. \quad (7.13)$$

Следует заметить, что при отклонении оси ДН от нормали к плоскости раскрыва ФАР ширина главного лепестка  $\theta_a$  увеличивается в соответствии с формулой

$$\theta_a \approx \lambda / d \cos \theta_0 = \lambda / nl \cos \theta_0. \quad (7.14)$$

Расширение связано с уменьшением действующего раскрыва ФАР.

Управление фазовращателями обычно осуществляется цифровым процессором, при этом фаза  $\varphi$  изменяется дискретно с шагом  $\Delta\varphi$ , определяемым разрядностью процессора.

При частотном управлении лучом ФАР необходимый фазовый сдвиг колебаний, питающих излучатели антенны, обеспечивается изменением частоты колебаний  $\omega$  в соответствии с формулой

$$\sin \theta_0 = \frac{\lambda \cdot \varphi \cdot \omega}{2\pi \cdot l} = \frac{c \cdot \varphi \cdot \omega}{l \cdot \omega}. \quad (7.15)$$

Линейную зависимость  $\theta_0$  от частоты  $\omega$  можно получить, используя отрезки волновода между излучателями ФАР. Набег фазы в отрезке волновода  $\varphi_0$  связан с его длиной  $l_{\text{в}}$  и длиной волны в волноводе  $\lambda_{\text{в}}$  формулой  $\varphi_0 = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{в}}} l_{\text{в}}$ , которая позволяет выбрать параметры отрезка волновода и изменение частоты колебаний, необходимое для получения заданного сектора обзора. Для сканирования по двум угловым координатам  $\theta_{\alpha}$  и  $\theta_{\beta}$  используются плоские ФАР с многорядным расположением элементов решетки. При этом возможны различные варианты управления положением луча: фазовым по обеим угловым координатам (фазо-фазовое), фазовым по одной и частотной по другой (фазо-частотное). Достоинством фазового сканирования является быстродействие управления и широкополосность при излучении и приеме сигналов. Недостатком является сложность и высокая стоимость при большом числе элементов ФАР. Более просты конструктивно антенны с частотным сканированием луча, но они сравнительно узкополосны, что ограничивает возможность использования сложных широкополосных сигналов.

Достижения в области микроволновой техники и создании высокопроизводительных цифровых процессоров позволяет все шире применять ФАР в РЛС различного назначения и особенно в multifunctional РЛС. Если в РЛС с ФАР имеется возможность использования многоканального приемника с числом каналов, соответствующим числу элементов ФАР, возможно формирование характеристик направленности в цифровом виде. В цифровом виде формирование многолучевой ДН ФАР эквивалентно дискретному преобразованию Фурье от сигналов отдельных приемных каналов (элементов ФАР). Цифровые технологии формирования характеристик направленности позволяют применять различные алгоритмы пространственной обработки, в том числе, адаптивные к помеховой обстановке и обеспечивающие высокое угловое разрешение.

## 8 СИСТЕМЫ НАВИГАЦИИ НАЗЕМНОГО БАЗИРОВАНИЯ

Навигационные системы наземного базирования выполняют задачи навигации кораблей в морских просторах и управления полетами самолетов в условиях воздушного пространства в любой части мира. Необходимо навигационное обеспечение глобальной рабочей зоны от уровня моря до больших абсолютных высот. Глобальные навигационные системы должны функционировать в условиях различной плотности любых типов объектов и гарантировать требуемые точности при измерении координат и параметров движения объектов.

Наиболее широкое распространение получили фазовые и импульсно-фазовые радионавигационные системы (ФРНС и ИФРНС).

В нашей стране разработан и эксплуатируется целый ряд РНС: фазовые - РСДН-20 «Маршрут», импульсно-фазовая РНС (ИФРНС) с наземным базированием «ЧАЙКА», многочастотная фазовая разностно-дальномерная система навигации «МАРС-75», многочастотная разностно-дальномерная локационно-навигационная система «БРАС-3» и др.

В эксплуатации находятся четыре цепи системы «ЧАЙКА». Общая площадь рабочих зон всех цепей РНС «ЧАЙКА» составляет около 20 млн. км<sup>3</sup>. В 1970 году были завершены работы по созданию объединённой российско-американской цепи «ЧАЙКА»/LORAN-C в составе двух российских станций и одной американской станции LORAN-C. Благодаря последовательной модернизации, аппаратура передающих станций РНС LORAN-C и «ЧАЙКА» соответствует современному уровню развития радиоэлектроники, причём большинство станций РНС LORAN-C могут работать в полуавтоматическом режиме и на них требуется присутствие лишь дежурного оператора.

В настоящее время ведутся разработки новых образцов отечественных приёмоиндикаторов РНС «ЧАЙКА»/LORAN-C.

Рассмотрим принципы построения радионавигационных систем наземного базирования

### 8.1 Системы дальней навигации

Для устранения многозначности фазовых измерений в ФРНС наибольшее распространение получил многошкальный метод. Для его реализации нужно, чтобы сигналы излучались на нескольких частотах, находящихся между собой в определенном численном соотношении.

В импульсно-фазовых радионавигационных системах применяют метод устранения многозначности, основанный на измерении радионавигационного параметра по огибающим сигнальных радиоимпульсов, форма которых близка к колоколообразной, а несущее колебание жестко синхронизовано с некоторой характерной точкой огибающей.

### 8.1.1 Системы фазовой радионавигации

Классическим примером многочастотных ФРНС являются сверхдлинноволновые (СДВ) системы, работающие в диапазоне очень низких частот (10...15 кГц). Особенностью радиоволн этого диапазона является слабая зависимость затухания напряженности поля от расстояния. Выбор типа измерений для решения радионавигационной задачи в значительной мере определяется стабильностью бортового эталона частоты и точностью априорных сведений о сдвиге временной шкалы потребителя относительно шкалы опорных РМ. Применение дальномерных измерений оправдано лишь в тех случаях, когда временной сдвиг шкалы отсутствует или заранее известен. При невыполнении этого условия используются квазидальномерные или разностно-дальномерные измерения, которые дают одинаковые погрешности местоопределения координат потребителя при полной априорной неопределенности о сдвиге временных шкал.

Наибольший вклад в погрешность местоопределения в СДВ ФРНС системах вносит изменчивость фазовой скорости распространения радиоволн на трассе радиомаяк-потребитель. Погрешность, обусловленная изменчивостью условий распространения радиоволн, может быть представлена как функция регулярной и случайной составляющих фазового сдвига. Регулярная составляющая фазового сдвига зависит от времени года и суток, типа подстилающей поверхности и т. п. Она рассчитывается для различных районов Земного шара и должна учитываться при радионавигационных измерениях. Случайная составляющая, если не осуществляются специальные меры, полностью входит в результирующую погрешность местоопределения. Поэтому точность СДВ ФРНС невелика: среднеквадратическая погрешность местоопределения достигает нескольких километров. Несмотря на низкую точность, СДВ ФРНС находят широкое применение, так как обладают практически глобальной зоной действия, неограниченной пропускной способностью и сравнительно невысокой стоимостью бортового оборудования потребителей.

Действующая в настоящее время СДВ ФРНС «Омега» (США) при наличии 8 опорных радиомаяков (РМ) обеспечивает надежное местоопределение потребителей практически в любом районе Земного шара. Опорные РМ излучают последовательно во времени основную и дополнительные частоты. Дополнительные частоты предназначены для реализации многошкального метода устранения многозначности. Для определения радионавигационного параметра (РНП), как правило, используют основную частоту, но не исключается возможность повышения точности местоопределения за счет привлечения к фазовым измерениям сигналов дополнительных частот. В многочастотных ФРНС используют частотно-временное разделение сигналов.

Диаграмма излучения сигналов ФРНС «Омега» представлена на рис. 8.1.

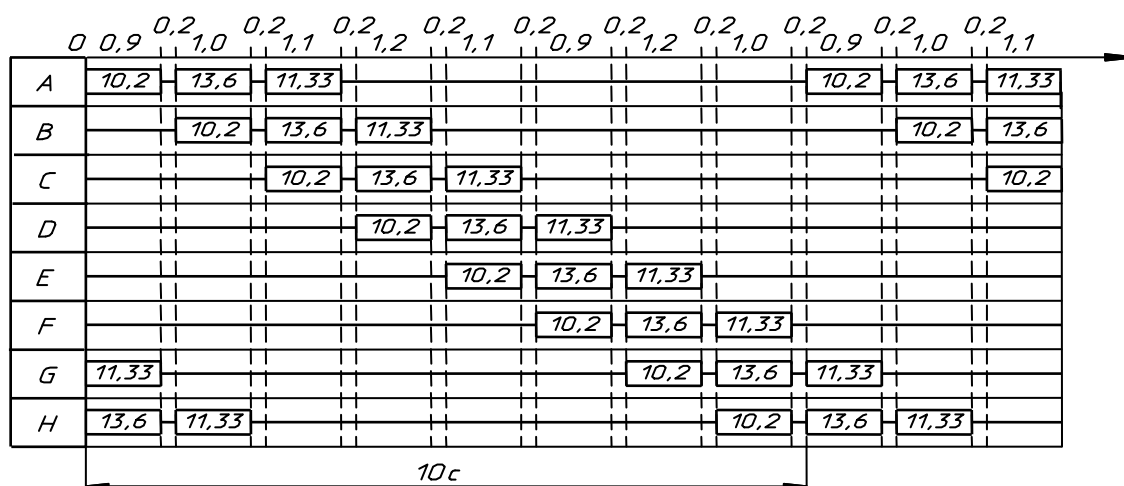


Рис. 8.1. Диаграмма излучения сигналов ФРНС «Омега»

Наземные опорные РМ синхронизованно излучают импульсные радиосигналы большой длительности (0,9...1,2 с) на частотах 10,2; 13,6; 11,33 кГц. Период излучаемых сигналов 10 с. Сигналы частотой 10,2 кГц применяют для формирования шкалы высокой точности. Для создания грубой шкалы используются биения колебаний на частотах 13,6 и 10,2 кГц, а для сверхгрубой - биения на частотах 11,33 и 10,2 кГц.

Устранение многозначности измерений в СДВ ФРНС «Омега» заключается в установлении целого числа циклов в фазовом сдвиге, который и определяет оценку РНП. При этом отдают предпочтение разностно-дальномерному методу, что экономически выгодно, так как не требует размещения на борту потребителя дорогостоящего эталона частоты.

Колебания дополнительных частот  $f_1 = 11,33$  кГц и  $f_2 = 13,6$  кГц позволяют получить биения с колебанием основной частоты  $f_0 = 10,2$  кГц. Частоты биений  $F_{1,0} = f_1 - f_0 = 1,13$  кГц и  $F_{2,0} = f_2 - f_0 = 3,4$  кГц. Колебания частот  $F_{1,0}$  и  $F_{2,0}$  используются для устранения многозначности результатов измерения на частоте  $f_0$ .

Устранение многозначности может быть осуществлено отдельно по линиям положения с помощью многоступенчатого алгоритма. При этом измерения производятся на частотах  $F_{1,0}$  (сверхгрубая шкала - 132 км),  $F_{2,0}$  (грубая шкала - 44 км) и  $f_0$  (точная шкала - 14,7 км). Коэффициент сопряжения шкал  $k = F_{2,0}/F_{1,0} = f_0/F_{2,0} = 2$ . Последовательное уточнение результатов отсчета РНП от шкалы к шкале позволяет получить однозначный отсчет по точной шкале.

Применение многоступенчатого алгоритма дает правильное однозначное решение при условии, что погрешность сверхгрубой шкалы не выходит за пределы грубой шкалы, а погрешность грубой - за пределы точной шкалы. При

действию помех это условие может быть нарушено, что приводит к принятию ошибочного решения.

В настоящее время внедрение ЦВМ в аппаратуру потребителей позволяет перейти от рассмотренного алгоритма к более сложным, в основу которых положены правила оптимального оценивания, и задача устранения многозначности решается одновременно с определением координат потребителя.

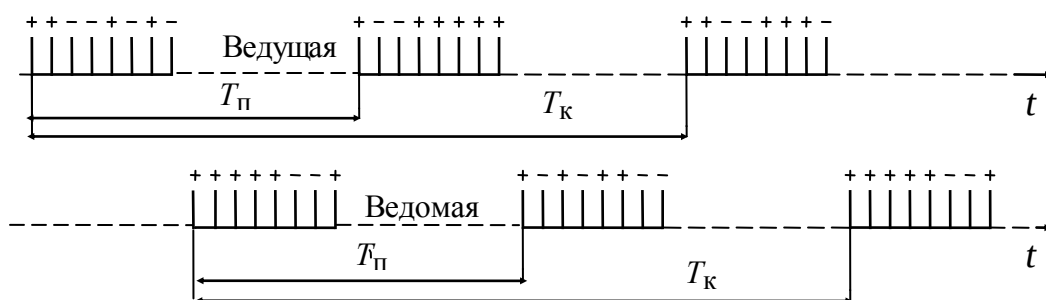
### **8.1.2 Импульсно-фазовые радионавигационные системы**

Импульсно-фазовые радионавигационные системы также работают в длинноволновом диапазоне частот ( $f_0 = 100$  кГц), дальность действия систем достигает 1800 - 2000 км. Опорные РМ ИФРНС объединены в группы (цепочки) из 3 - 6 наземных станций. В каждой цепочке одна из станций является ведущей, остальные - ведомыми. Для определения координат потребителей используются, как правило, разностно-дальномерные измерения, хотя не исключается возможность применения дальномерных и квазидальномерных измерений. Измерение РНП производится импульсно-фазовым методом: грубое измерение разности дальностей основано на оценке интервала времени между огибающими импульсов ведущей и ведомых станций, а точное - на оценке разности фаз несущих колебаний тех же импульсов. Поэтому в ИФРНС сочетаются положительные качества фазовых и импульсных систем - высокая точность и однозначность измерений.

Ведущая станция излучает восьми-импульсные пачки фазоманипулированных радиоимпульсов. Временной интервал между импульсами пачки равен 1000 мкс. Частота повторения пачек (10...25 Гц) одинакова для всех станций одной цепочки и отличается от частоты повторения пачек других цепочек, что позволяет в месте приема идентифицировать сигналы различных цепочек.

Ведомые станции синхронизируются сигналами ведущей станции и излучают радиоимпульсы такой же формы, но с некоторой фиксированной задержкой во времени. Введение задержки обеспечивает временное разделение сигналов ведущей и ведомых станций. Законы фазовой манипуляции радиоимпульсов ведомых станций и ведущей станции различны, что позволяет идентифицировать сигналы в месте приема.

В качестве примера на рис. 8.2 представлены временные диаграммы излучения сигналов ведущей и ведомой станций широко распространенной ИФРНС типа «Лоран-С» (США). Фазы радиоимпульсов, отмеченных знаками «+» и «-», отличаются друг от друга на  $180^\circ$ . Полный период  $T_k$  фазового кода соответствует двум пачкам радиоимпульсов и равен удвоенному периоду повторения  $T_n$  восьми-импульсных пачек.



## 8.2. Временные диаграммы излучения сигналов ведущей и ведомой станций

Временные диаграммы радиоимпульсов изображены на рис. 8.3. Излучаемые импульсы РМ имеют медленно нарастающий фронт, длительность которого близка к 80 мкс. В место приема наряду с *поверхностной волной* приходит еще и *пространственная волна*, время запаздывания которой зависит от состояния ионосферы и электропроводности подстилающей поверхности на трассе распространения. Поэтому на вход приемника поступает не только поверхностный, но и пространственный сигнал, запаздывающий относительно первого на 35...50 мкс. В режиме точных измерений пространственный сигнал не может использоваться из-за нестабильности его параметров, поэтому измерение РНП производится по свободному от влияния пространственного сигнала участку фронта сигнала поверхностной волны.

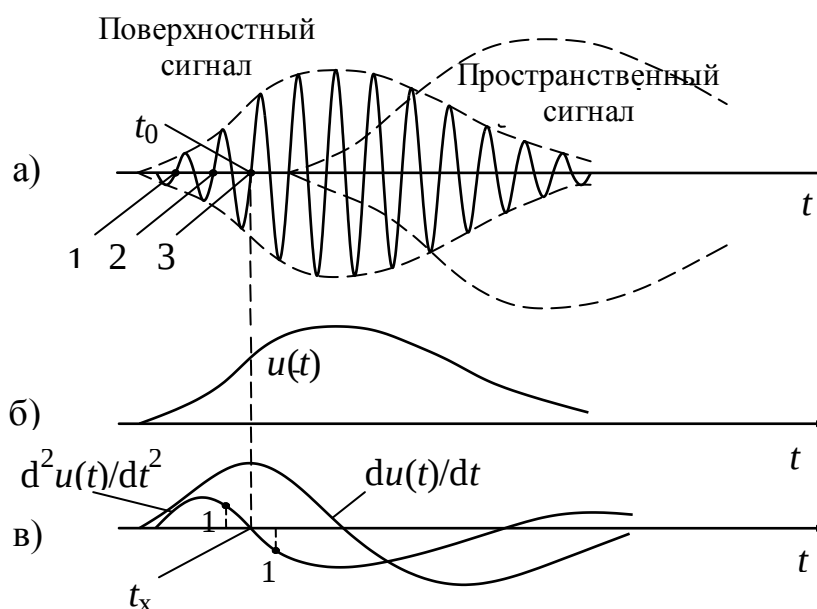


Рис. 8.3. Диаграммы сигналов, излучаемые РМ

Измерению РНП предшествуют поиск сигнала и грубое измерение временного положения начального участка фронта сигнала, завершающиеся установкой селекторного импульса следящего измерителя фазы на начальный участок фронта. Чувствительным элементом следящего измерителя фазы

является дискриминатор, вырабатывающий сигнал ошибки, пропорциональный сигнальному напряжению в момент появления селекторного импульса. Селекторный импульс под действием сигнала ошибки занимает одно из устойчивых положений, соответствующих изменению знака сигнального напряжения (например, со знака «–» на знак «+»). Эти положения обозначены на рис. 8.3, а) цифрами 1, 2 и 3.

Для исключения многозначности фазовых измерений РНП необходимо, чтобы селекторные импульсы следящих измерителей фазы сигналов ведущей и ведомых станций находились в одинаковых положениях относительно огибающих, т. е. все они должны занимать одно из трех указанных на рисунке положений.

Для обеспечения наименьшей погрешности фазовых измерений желательно, чтобы они занимали крайнее правое положение (положение 3). Таким образом, устранение многозначности измерения РНП в ИФРНС сводится к распознаванию нескольких (в нашем примере трех) дискретных положений огибающей сигнального импульса относительно селекторного импульса следящей системы и установке последнего в рабочую точку (точка  $t_0$ ). Для исключения влияния пространственного сигнала на выбор рабочей точки используют различные способы формирования характерной точки огибающей, изображенной на рис. 8.3, б). Один из способов формирования характерной точки основан на двукратном дифференцировании огибающей сигнала. При этом образуется сигнал, форма которого соответствует второй производной от огибающей сигнала (рис. 8.3, в). Характерная точка определяется моментом изменения знака второй производной с плюса на минус, что соответствует точке максимальной крутизны фронта огибающей.

## 8.2 Системы ближней навигации

Системы ближней навигации (СБН) предназначены для определения местоположения объектов в пределах прямой видимости. Основой СБН является сеть независимых радиомаяков (РМ), относительно которых определяются навигационные параметры. Различают азимутальные (АРМ), дальномерные (ДРМ) и азимутально-дальномерные (АДРМ) радиомаяки.

Навигационными параметрами СБН являются азимут и дальность, которые определяются на борту объекта относительно точки расположения РМ.

Рассмотрим принципы построения радиотехнической системы ближней навигации (РСБН).

Радиотехническая система ближней навигации является многофункциональной системой, входящей в состав комплекса управления воздушным движением и решающей задачи навигации и посадки самолетов.

Используемый диапазон частот (770...1000 МГц) предопределяет работу с наземным РМ в пределах прямой видимости (не более 400 км при высоте полета 10 км). Рабочая зона при использовании угломерно-дальномерного

метода местоопределения ограничена окружностью с радиусом, определяемым дальностью действия системы.

Возможны также варианты использования системы в режиме измерения двух и более дальностей (дальномерный метод местоопределения).

В РСБН можно выделить каналы азимута (КА), дальности (КД) и наземной индикации (КНИ).

*Канал дальности* работает на основе импульсных сигналов по принципу «запрос-ответ» и использует диапазон частот 772...1000,5 МГц. Структура канала дальности представлена на рис. 8.4.

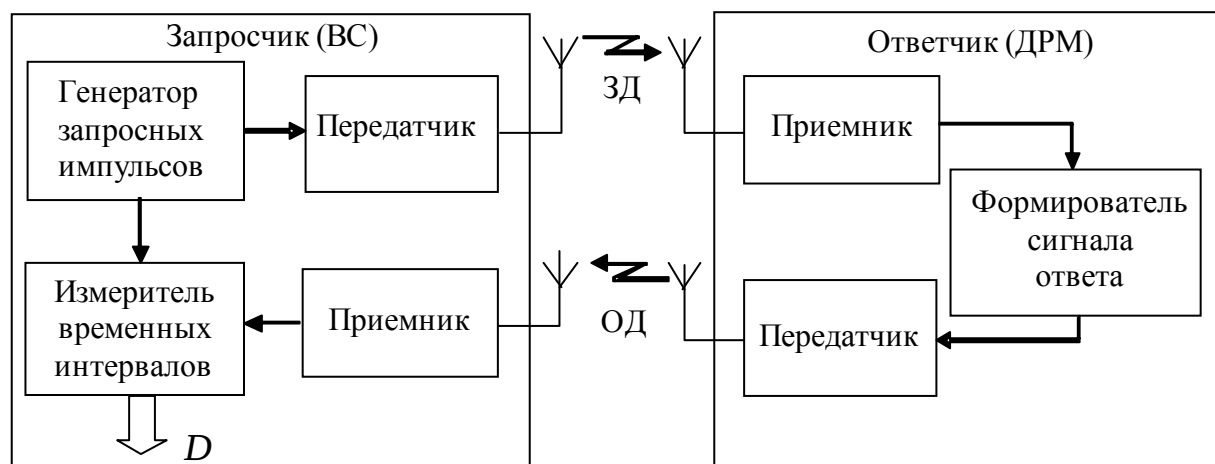


Рис. 8.4. Структура канала дальности

Информация о дальности заключена в интервале времени между моментом излучения бортовым передатчиком воздушного судна (ВС) сигнала запроса дальности (ЗД) и моментом приема сигнала ответа дальности (ОД), передаваемого наземным дальномерным РМ. Запросные и ответные сигналы передаются на разных частотах с использованием различных двух-импульсных кодов, что позволяет избежать формирования ложных ответных сигналов, уменьшить влияние соседних РМ и повысить помехоустойчивость канала дальности. Длительность импульсов ЗД и ОД равна 1,5 мкс. Инструментальная точность (СКО) канала дальности составляет 100 м. Принцип «запрос-ответ» обуславливает ограниченную пропускную способность системы - не более 100 работающих с одним РМ самолетов при вероятности ответа не менее 0,8.

*Азимутальный канал* использует диапазон частот 872.6...935.2 МГц. Принцип измерения азимута основан на измерении временного интервала между моментом прохождения ДН вращающейся антенны маяка через направление на север и моментом прихода на борт азимутального сигнала, образующегося за счет облучения объекта направленной антенной маяка.

Для идентификации наземных РМ используется частотно-кодовый принцип разделения, предполагающий наличие для различных типов аппаратуры от 40 до 176 частотно-кодовых каналов.

Антенная система АРМ формирует двухлепестковую диаграмму направленности (ДН1 на рис. 8.5, а). Для передачи информации о моменте

прохождения вращающейся антенны маяка через северное направление используются опорные импульсные сигналы «35» и «36», формируемые передатчиком маяка (рис. 8.5, б). Сигналы «35» и «36» представляют собой периодические двухимпульсные посылки (с длительностью импульсов 6 мкс), момент излучения которых задается электромеханическими датчиками, расположенными на оси вращения антенны через равные угловые промежутки. Датчики сигналов «36» располагаются на угловых расстояниях  $10^\circ$ , а датчики сигналов «35» - на расстояниях  $360/35 \approx 10,2857^\circ$ . В момент прохождения антенны через северное направление сигналы «35» и «36» совпадают.

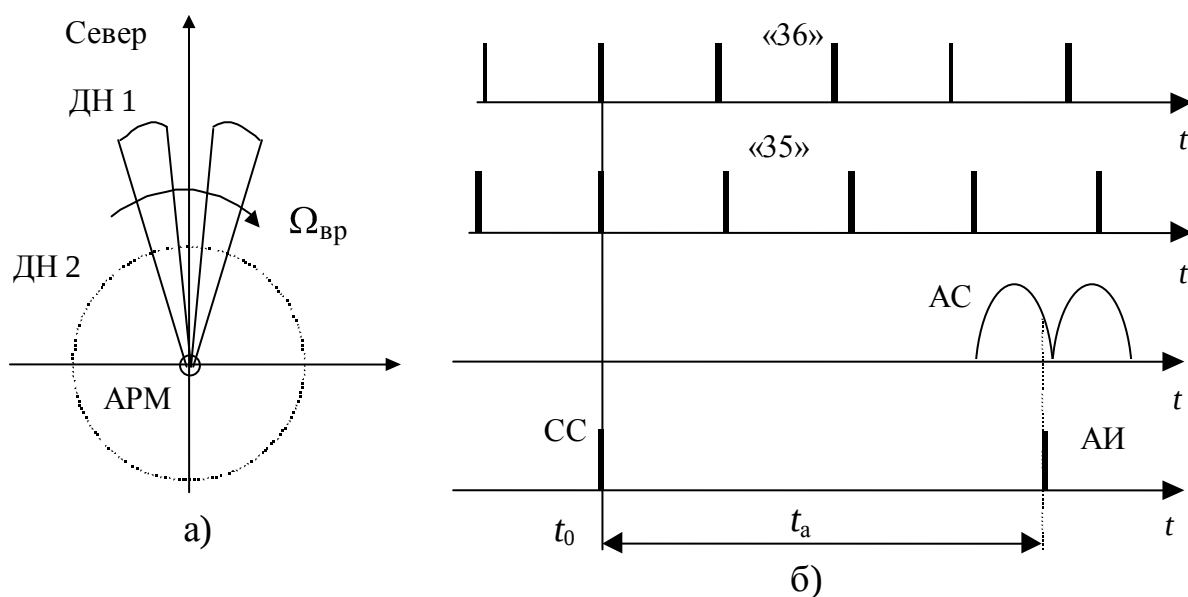


Рис. 8.5. Антенная система АРМ

Принятый азимутальный сигнал (АС) имеет вид сдвоенного колоколообразного импульса длительностью около 9 мс на уровне 0,5 (что соответствует ширине ДН каждого лепестка  $5^\circ$ ). Измерительный азимутальный импульс (АИ) формируется в точке, находящейся на уровне 0,5 на заднем фронте первого импульса азимутального сигнала. Временной интервал между моментом совпадения сигналов «35» и «36» и импульсом АИ отражает в определенном масштабе измеряемое значение азимута.

В исходном варианте и ряде последующих модификаций РСБН используется «ненаправленный» режим работы. В этом режиме опорные сигналы «35» и «36» (а также сигналы ответа дальности) передаются через всенаправленную антенну (ДН2 на рис. 8.6, а), а во вращающуюся двухлепестковую ДН передается немодулированное колебание.

В более поздних модификациях аппаратуры РСБН был использован «направленный» режим работы. В этом режиме азимутальный сигнал, излучаемый через вращающуюся двухлепестковую ДН, представляет собой последовательность радиоимпульсов с периодом повторения, соответствующим

углу поворота антенны на  $0,25^\circ$  (четвертьградусное импульсное заполнение азимутального сигнала). Сигналы ОД, «35» и «36» излучаются с помощью отдельного облучателя. При этом формируется опорная ДН шириной  $21^\circ$  (на уровне 0,5), которая сдвинута на такой же угол относительно средней точки азимутальной ДН вперед по ходу вращения.

К достоинствам направленного режима перед ненаправленным можно отнести увеличение числа каналов за счет более эффективного использования рабочего диапазона, лучшее согласование ширины спектра азимутального сигнала и полосы пропускания УПЧ бортового оборудования, согласование моментов излучения сигналов ЗД с работой азимутального канала системы и т. д. Инструментальная точность (СКО) канала азимута  $0,125$  градуса. В реальных условиях переотражений сигналов погрешности азимута зачастую вырастают до уровня 1-2 градуса, что соответствует снижению точности определения координат на дальности 100 км до 3000 м.

*Канал наземной индикации* позволяет осуществить индикацию местоположения всех самолетов, находящихся в зоне действия системы, на индикаторах кругового обзора (ИКО).

Для обеспечения наземной индикации передатчик РМ формирует сигналы запроса наземной индикации (ЗНИ). Момент излучения сигналов наземной индикации задается импульсами, формируемыми с помощью электромеханических датчиков на оси вращения азимутальной антенны через каждые один или два угловых градуса. Одновременно те же импульсы запускают радиальную развертку на ИКО РМ и диспетчерском ИКО. Круговое вращение радиальной развертки осуществляется синхронно с вращением антенны. В результате в каждый момент времени направление радиальной развертки на ИКО отображает направление облучения пространства азимутальной антенной РМ, а ее начало соответствует моменту излучения сигнала запроса наземной индикации. Если на данном направлении в зоне действия системы имеется ВС, то момент его облучения фиксируется на борту приемом азимутального сигнала и выработкой измерительного азимутального импульса. Сформированный азимутальный импульс разрешает прохождение одного сигнала запроса наземной индикации с выхода бортового приемника на запуск передатчика, излучающего сигналы ответа наземной индикации (ОНИ), которые принимаются на земле и формируют яркостную отметку на ИКО. Таким образом, на РМ и диспетчерском пункте отображается в полярной системе координат местоположение всех ВС, находящихся в зоне обслуживания данного маяка РСБН.

## 9 СПУТНИКОВЫЕ РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Спутниковой радионавигационной системой (СРНС) называют такую навигационную систему, в которой в качестве маяков, или радионавигационных точек (РНТ), используют искусственные спутники Земли, несущие навигационную аппаратуру. Использование искусственных спутников Земли (ИСЗ) в качестве радионавигационной опорной станции, координаты которой хотя и изменяются, но заранее известны для любого момента времени, позволило создать ряд проектов спутниковых радионавигационных систем.

### 9.1 Становление спутниковой навигации

В 1957 году группа советских ученых под руководством В. А. Котельникова экспериментально подтвердила возможность определения параметров движения ИСЗ по результатам измерений доплеровского сдвига частоты сигнала, излучаемого этим спутником. Но, что самое главное, была установлена возможность решения обратной задачи - нахождение координат приемника по измененному доплеровскому сдвигу сигнала, излучаемого с ИСЗ, если параметры движения и координаты этого спутника известны.

На этапе становления спутниковой навигации именно доплеровский метод использовался для определения местоположения потребителя. Рассмотрим следующую упрощенную модель радионавигационной системы, представленную на рис. 9.1.

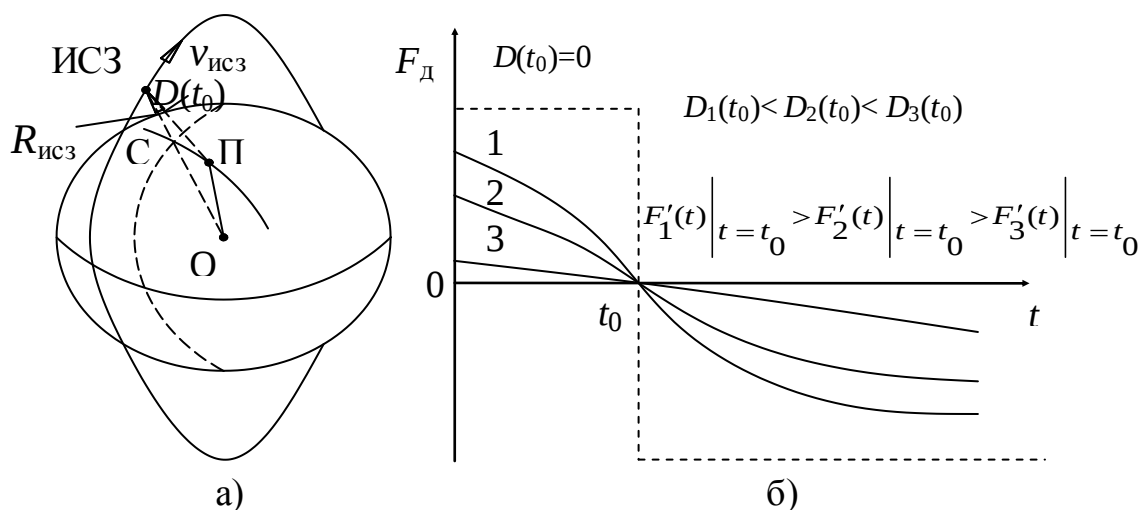


Рис. 9.1. Упрощенная модель радионавигационной системы

При движении по орбите спутник излучает сигнал определенной частоты, номинал которой известен на приемном конце (потребителю). Положение ИСЗ в каждый момент времени известно, точнее, его можно вычислить на основании информации, заложенной в сигнале спутника.

Пусть, как показано на рис. 9.1, а), ИСЗ вращается с известной постоянной скоростью  $\nu_{\text{исз}}$  по окружности радиусом  $R_{\text{исз}}$  в плоскости, проходящей через центр Земли. Положение ИСЗ в каждый момент времени известно. Потребитель находится на поверхности Земли в некоторой точке (П). ИСЗ излучает гармонические колебания частотой  $f_0$  бортового эталона. Наблюдатель имеет возможность сравнивать частоту принимаемого от ИСЗ колебания  $f_{\text{пр}} t$  с частотой  $f_0$ . Измерив, разность частот  $f_{\text{пр}} t - f_0 = F_{\text{д}} t$ , можно построить зависимость доплеровского сдвига частоты  $F_{\text{д}} t$  от времени, которая приведена на рис. 9.1,б). В момент  $t_0$  доплеровский сдвиг  $F_{\text{д}} t = 0$ , что соответствует, наикратчайшему расстоянию между ИСЗ и потребителем. Наблюдатель, зафиксировавший момент изменения знака доплеровской частоты, может утверждать, что находится в плоскости, нормальной к вектору скорости ИСЗ. Зная координаты ИСЗ в момент времени  $t_0$  и направление его движения, можно построить поверхность положения в виде плоскости, а также линию положения на поверхности Земли (линия СП на рис. 9.1, а). Для определения на этой линии точки, соответствующей местонахождению наблюдателя, можно использовать зависимость крутизны кривой доплеровского сдвига  $F_{\text{д}} t$  в момент  $t_0$ , т.е.  $F'_{\text{д}} t \Big|_{t=t_0}$ , от расстояния между ИСЗ и точкой приема (П) (кривые 1–3 на рис. 9.1, б). Действительно, для заданных  $\nu_{\text{исз}}$ ,  $f_0$  и  $R_{\text{исз}}$  крутизна изменения  $F_{\text{д}} t$  в окрестности точки  $t_0$  однозначно связана с наклонной дальностью  $D t_0$ , т. е. расстоянием между ИСЗ и потребителем в момент времени  $t_0$ . Определив  $D t_0$ , строят поверхность положения в виде сферы с центром в точке нахождения ИСЗ в момент  $t_0$ . Местоположение потребителя соответствует точке пересечения этой сферы с линией положения СП. Рассмотренный метод определения координат называют *дифференциальным доплеровским (траверсным)*.

В космических РНС особое внимание уделяется зависимости качества радионавигационных измерений от мощности излучаемого ИСЗ сигнала. Помехоустойчивость радионавигационного канала тем выше, чем большая часть энергии принятого сигнала используется для измерения РНП. В связи с этим получил распространение метод радионавигационных измерений,

основанный на интегрировании доплеровской частоты (рис. 9.2). Пусть в точке приема (П) вычисляют интеграл

$$\int_{t_1}^{t_2} F_{\text{д}}(t)dt = -\frac{f_0}{c} \int_{t_1}^{t_2} v_{\text{р}}(t)dt = \frac{f_0}{c} [D(t_2) - D(t_1)], \quad (9.1)$$

где  $t_2 - t_1 = \Delta t$  - фиксированный интервал времени;  $v_{\text{р}}(t)$  - радиальная скорость ИСЗ относительно потребителя. Из приведенного соотношения, можно получить

$$\Delta D_1 = D(t_2) - D(t_1) = \frac{c}{f_0} \int_{t_1}^{t_2} F_{\text{д}}(t)dt. \quad (9.2)$$

Таким образом, вычисление интеграла от доплеровской частоты в пределах  $t_2 - t_1$  фиксирует разность дальностей  $\Delta D_1$  до ИСЗ в последовательные моменты времени  $t_1$  и  $t_2$ , т. е. дает значение навигационного параметра в разностно-дальномерной РНС с опорными станциями, координаты которых определяются положением ИСЗ в эти моменты времени.

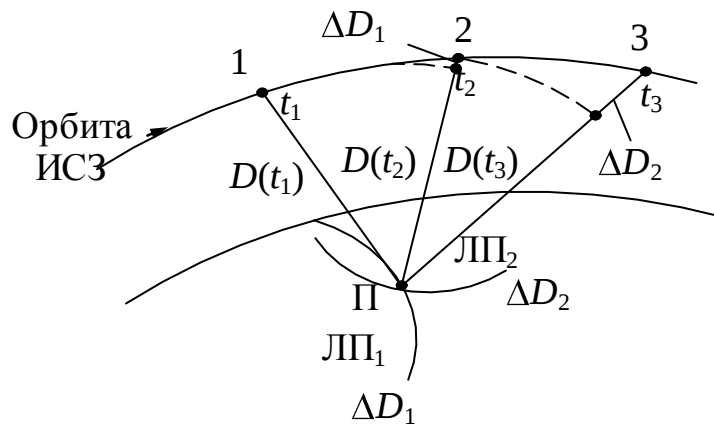


Рис. 9.2. Интегральный метод измерения доплеровской частоты

Фиксированное значение  $\Delta D_1$  соответствует поверхности положения в виде гиперboloида. Производя интегрирование  $F_{\text{д}}(t)$  в течение интервала времени  $t_2 - t_3$  и пересчитав результат в разность расстояний

$$\Delta D_2 = D(t_3) - D(t_2) = \frac{c}{f_0} \int_{t_2}^{t_3} F_d(t) dt, \quad (9.3)$$

получим вторую поверхность положения. Положение наблюдателя характеризуется точкой пересечения этих гиперболоидов с земной поверхностью. Рассмотренный метод нахождения координат называют *интегральным доплеровским*.

## 9.2 Характеристика спутниковых радионавигационных систем первого поколения

Системы глобального спутникового позиционирования и в США, и в России создавались, прежде всего, для военных целей. В начале 60-х гг. прошлого века гонка вооружений была в самом разгаре, и военные остро нуждались в высокоточной системе позиционирования, действующей в любом месте земного шара и круглосуточно доступной для любого военного объекта. Первым требованием военных было создание системы точного наведения ракет и бомбардировщиков на цель. Кроме этого, военно-морской флот остро нуждался в эффективной и надежной системе навигации для подводных лодок. С одной стороны, необходимо обеспечить позиционирование самой субмарины, а с другой стороны, организовать наведение на цель имеющихся на борту баллистических ракет.

Развернутые в 1960...1970-е гг. СРНС первого поколения "Транзит" (США) и "Цикада" (СССР) доказали перспективность применения навигационных станций космического базирования, зарекомендовав себя как достаточно точные и надежные средства, позволяющие пользователю измерять свои координаты в любой точке земного шара.

По принципам, положенным в основу функционирования, и основным характеристикам СРНС «Цикада» аналогична системе «Транзит». Рассмотрим СРНС первого поколения и дадим оценку влияния интервалов времени между навигационными сеансами и параметров движения на точность определения местоположения потребителя.

**СРНС «Транзит».** В состав этой СРНС входил наземный комплекс контроля, парк бортовой аппаратуры потребителя и 7 (семь) навигационных ИСЗ. Навигационные спутники располагались на круговых орбитах с высотой 1075 км. Период обращения равнялся 107 минутам. При таких параметрах орбит каждый навигационный ИСЗ мог находиться в зоне радиовидимости потребителя от 10 до 16 мин. Учитывая, что период передачи навигационной информации наземным комплексом контроля равнялся 2 мин., то за время нахождения ИСЗ в зоне радиовидимости за один пролет ИСЗ можно получить от 5 до 8 поверхностей положения.

В рассматриваемой системе применялись два высокочастотных сигнала: основной (400 МГц) и вспомогательный (150 МГц), что давала возможность произвести компенсацию ошибки, обусловленной ионосферной рефракцией при доплеровских измерениях.

Передачу навигационной информации осуществляли путем фазовой модуляции обеих несущих двоичными посылками  $\pm 60^\circ$ , что сохраняет постоянный уровень несущего колебания и обеспечивает устойчивую работу канала фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) вне зависимости от передаваемой последовательности информационных посылок.

В основу решения задачи позиционирования был положен эффект Доплера. Потребитель с использованием приемной аппаратуры оценивал доплеровское смещение частоты сигнала, излученного спутником, координаты которого были известны. После чего с использованием имеющейся оценки собственной скорости рассчитывались координаты объекта. Выбранная архитектура системы позволяла осуществлять оценку местоположения каждые 1,5 часа. При этом длительность навигационного сеанса не превышала 10 минут.

При движении потребителя точность местоопределения зависела от точности оценки скорости объекта. Это объясняется тем, что для нахождения координат потребителя как точки пересечения нескольких поверхностей положения, соответствующих различным моментам времени, необходимо линии положения привести к одному моменту времени. Точное решение этой задачи возможно лишь при известных параметрах движения потребителя в интервалах между оценками радионавигационного параметра. Например, при погрешности измерения скорости объекта  $\Delta v = 0,5$  м/с погрешность местоопределения составляла 500 м, в то время как погрешность местоопределения неподвижного объекта приблизительно была равна 50 м.

**СРНС «Цикада».** Космическая группировка СРНС «Цикада» насчитывала 6 (шесть) спутников на круговых орбитах высотой 1000 км и равномерным распределением плоскостей по экватору. Точность позиционирования достигала 100 метров. СРНС «Цикада» обладала следующими недостатками: измерение координат производилось лишь в дискретные моменты времени с интервалом в 1,5-2 часа, время "контакта" не превышало 10-15 мин.

В рассматриваемых СРНС первого поколения невозможно непрерывно осуществлять местоопределение потребителей из-за наличия длительных перерывов между наблюдениями (прохождениями спутниками зоны радиовидимости). Средний интервал времени между наблюдениями зависит от географической широты потребителя и колеблется от 35 мин. в приполярных районах до 90 мин. вблизи экватора. Уменьшение этого интервала путем увеличения числа спутников в данных системах невозможно, так как все ИСЗ излучают сигналы на одних и тех же частотах. При нахождении в зоне

радиовидимости нескольких спутников возникают взаимные помехи, что нарушает работоспособность систем.

Таким образом, низкоорбитные СРНС первого поколения обладают, по крайней мере, двумя серьезными недостатками: малой точностью определения координат высокодинамичных объектов и большим интервалом времени зоны радиовидимости спутников.

Названные обстоятельства стали отправными предпосылками к дальнейшему развитию СРНС. С запуском в 1982 г. советского спутника Космос-1383 началось функционирование разработанной на базе СРНС «Транзит» и «Цикада» международной спутниковой поисково-спасательной системы, целью которой было оперативное оповещение о координатах терпящих бедствие морских и воздушных судов, оснащенных специальными радиобуями.

### 9.3 Общая структура и основные принципы работы современных СРНС

В настоящее время потребителю доступны две равноценные и взаимодополняющие глобальные навигационные спутниковые системы: «NAVSTAR» (GPS) и «ГЛОНАСС».

Упрощенная структура СРНС, представленная на рис. 9,3 включает следующие элементы: космодром, космический сегмент, образующих сеть навигационных космических аппаратов (КА), аппаратуру потребителя,

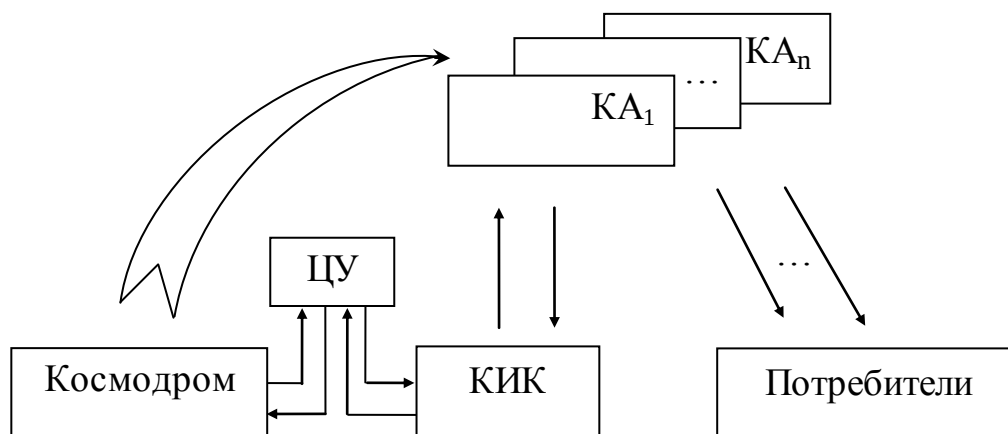


Рис. 9.3. Структура спутниковой радионавигационной системы

командно-измерительный комплекс (КИК) и центр управления (ЦУ).

Космодром обеспечивает вывод КА на требуемые орбиты как при развертывании СРНС, так и при периодическом пополнении их числа по мере выработки ресурса каждым из них. Командно-измерительные средства космодрома по телеметрическому и траекторному каналам контролируют работу бортовых систем и траекторию полета КА на участке его вывода на орбиту.

Космический сегмент есть совокупность КА, передающих одновременно дальномерные сигналы и служебную информацию. На КА размещаются средства пространственной стабилизации, аппаратура траекторных измерений, телеметрическая система, аппаратура командного и программного управления, системы электропитания и терморегулирования. С навигационной аппаратурой и бортовым генератором эталона времени и частоты взаимодействует ЦВМ КА.

Сеть КА выбирается из соображений обеспечения заданной кратности глобального покрытия зонами видимости, заданной точности местоопределения и минимальной взаимной интерференции принимаемых сигналов.

Подсистема контроля и управления (наземный командно-измерительный комплекс) осуществляет слежение за ИСЗ и обеспечивает спутники информацией, необходимой для формирования радионавигационных сигналов и навигационных сообщений. Для этого с помощью наземных средств КИК выполняет телеметрический контроль за состоянием спутниковых систем и управление их работой, осуществляет определение параметров движения КА и управление их движением, производит сверку и синхронизацию бортовой и наземной шкал времени, а также снабжает пользователя эфемеридной информацией (сведениями о текущих координатах сети КА, информацией о состоянии их бортовых шкал времени и рядом поправок).

Центр управления, который связан информационным и управляющим радиоканалами с космодромом и КИК, координирует функционирование всех элементов СРНС.

Классический вариант СРНС обеспечивает передачу общедоступных дальномерных сигналов стандартной точности (СТ) и сигналов высокой точности (ВТ), предназначенных для использования ограниченным числом авторизованных потребителей.

Аппаратура потребителей предназначена для приема сигналов от КА, измерения навигационных параметров и обработки измерений. Для решения навигационных задач и синхронизации шкал времени в аппаратуре потребителей предусматривается ЦВМ.

### **9.3.1 Спутниковая радионавигационная система «NAVSTAR» (GPS)**

Полное созвездие GPS состоит из 24 действующих и не менее трех резервных КА, гарантируя глобальное трехкоординатное высокоточное навигационное определение в любой момент времени. Космический сегмент представляет собой совокупность из 6 наклоненных к плоскости экватора круговых орбит, высотой около 20180 км по 4 спутника на каждой орбите. Плоскости орбит сдвинуты друг относительно друга на 60°. Период обращения КА составляет 11 ч. 58 мин. КА распределены по орбитальным плоскостям так, что в зоне видимости каждой точки Земной поверхности оказывается не менее

5 спутников. В СРНС GPS одновременно используется несколько типов КА. На рис. 9.4 представлен общий вид космической группировки спутников GPS.

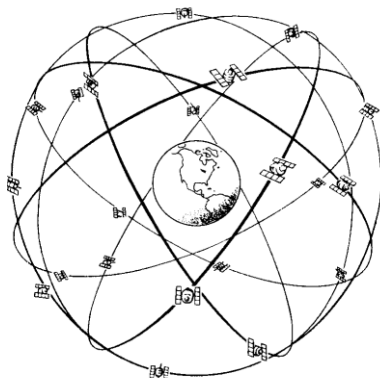


Рис. 9.4. Вид космической группировки спутников GPS

С борта каждого ИСЗ непрерывно излучаются два когерентных ФМ-колебания на несущих частотах 1575,42 и 1227,6 МГц. Использование двух несущих частот в системе «Навстар» преследует те же цели, что и в СРНС «Транзит», а именно возможность вычисления и учета поправок на распространение радиоволн в ионосфере. В СРНС «Навстар» применяют два дальномерных сигнала: сигнал высокой точности (ВТ) и сигнал пониженной точности (ПТ). Сигнал ВТ формируется манипуляцией фазы несущей частоты (1575,42 МГц) на  $\pm 90^\circ$ , а сигнал ПТ - манипуляцией той же несущей на 0 и  $180^\circ$ . Ортогональность (квадратура) сигналов ВТ и ПТ обеспечивает возможность их полного разделения на борту потребителя.

Для простоты изложения сосредоточим внимание лишь на сигнале ПТ. Сигнал ПТ, излучаемый  $i$ -м ИСЗ на частоте  $f_0 = 1575,42$  МГц, можно представить в виде

$$s_i(t) = XG_i(t) D_{ci}(t) \sin 2\pi f_0 t,$$

где  $XG_i(t)$  - дальномерный код в виде двоичной последовательности (длительность символа дальномерного кода  $T_0 \approx 1$  мкс);

$D_{ci}(t)$  - код данных (информационное сообщение), принимающий значения  $\pm 1$  при скорости передачи 50 бит/с (длительность символа кода данных равна 20 мс).

Код  $XG_i(t)$  является последовательностью Голда длины  $N = 103$ . Каждому ИСЗ в системе присвоена своя, индивидуальная последовательность Голда.

### 9.3.2 Спутниковая радионавигационная система «ГЛОНАСС»

Космический сегмент спутниковой системы ГЛОНАСС состоит из 24 КА, размещенных на 3 (трех) круговых орбитах, высоты которых 18840...19400 км (номинальное значение - 19100 км) (рис. 9.5).

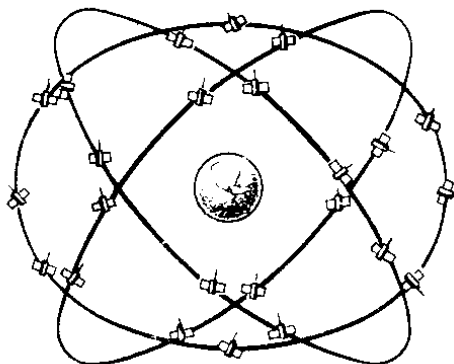


Рис. 9.5. Вид космической группировки спутников ГЛОНАСС

Период обращения составляет 11 ч 15 мин, а наклонение плоскости орбиты -  $64,8^\circ$ . Орбитальные плоскости разнесены на  $120^\circ$  по долготе. В каждой плоскости равномерно размещаются по 8 (восемь) КА с номинальным сдвигом в  $45^\circ$  по аргументу широты и сдвигом относительно КА соседних орбитальных плоскостей в  $15^\circ$  по аргументу широты.

Каждый КА излучает частотно-фазоманипулированные навигационные сигналы в диапазонах  $L_1$  ( $\sim 1600$  МГц) и  $L_2$  (1250 МГц). Способ разделения сигналов, излучаемых спутниками системы «Глонасс», частотный (FDMA).

Сигналы спутников идентифицируются по значению номинала их несущей частоты, лежащей в определенной полосе частот. Предусмотрены две частотные полосы ( $j = 1, 2$ ) в диапазонах  $L_1$  и  $L_3$ . Номиналы частот формируются по правилу  $f_{ji} = f_{j0} + i\Delta f_j$ , где  $f_{ji}$  - номиналы литерных частот;  $f_{j0}$  - первая литерная частота;  $\Delta f_j$  - интервал между литерными частотами;  $i = 0, 1, 2, \dots, 24$  - номера литеров в каждом из диапазонов.

Идентификация сигналов спутников осуществляется по значению номинала несущей частоты, лежащей в одном из указанных диапазонов.

Для диапазона  $L_1$   $f_{01} = 1602$  МГц,  $\Delta f_1 = 0,5625$  МГц.

Для диапазона  $L_2$   $f_{02} = 1246$  МГц,  $\Delta f_2 = 0,4375$  МГц.

Литера  $i = 0$  используется для тестирования резервных КА при восполнении орбитальной группировки. Распределение остальных литер среди рабочих КА задается альманахом, передаваемым в кадре служебной информации. Таким образом, диапазон номиналов несущих СРНС в диапазоне  $L_1$  составит 1598,0625...1605,375 МГц, а в диапазоне  $L_2$  – 1242,9375...1248,625 МГц.

С целью исключения ионосферной погрешности измерений навигационных параметров каждый КА излучает радиосигналы в обоих диапазонах. Для соблюдения условия когерентности сигналы формируются от общего эталонного генератора при соблюдении отношения литеальных частот  $f_{2i}/f_{1i} = 7/9$ .

КА системы ГЛОНАСС излучают радиосигналы, модулированные дальномерным кодом и служебной информацией, двух типов: СТ для гражданских потребителей и ВТ для военного использования. Доступ к последним осуществляется исключительно с санкции Министерства Обороны РФ. Навигационный сигнал СТ представляет собой многокомпонентный фазоманипулированный сигнал. Для получения высокой точности измерений псевдодальности сигнал манипулируется псевдослучайной бинарной последовательностью (ПСП) максимальной длины (М-последовательностью), период повторения которой составляет 1 мс при символьной частоте 511 кГц. Для передачи служебной информации используется двоичная последовательность с тактовой частотой 50 Гц, представляющая собой поток данных, формируемых с помощью относительной фазовой манипуляции. С целью облегчения тактовой синхронизации приемника используется дополнительная модуляция меандровым колебанием с тактовой частотой 100 Гц (манчестерский код), и код метки времени, представляющий собой двоичную ПСП с тактовой частотой 100 Гц.

#### 9.4 Навигационные задачи

Навигационной задачей в СРНС принято называть нахождение пространственно-временных координат потребителя и составляющих вектора его скорости, в совокупности *называемых* вектором потребителя.

Потребитель имеет возможность измерять задержку сигнала и доплеровский сдвиг частоты (*радионавигационные параметры*), а также выделять из сигнала данные альманаха и эфемерид (*навигационное сообщение*).

Геометрические параметры, которые соответствуют радионавигационным, принято называть *навигационными* параметрами. Так, задержке сигнала  $\tau$  соответствует дальность  $R = c \cdot \tau$ , доплеровскому смещению частоты  $f_d$  соответствует радиальная скорость сближения  $V_r = f_d \cdot \lambda$ , где  $\lambda$  - длина волны излучаемого НКА сигнала.

Функциональную связь между навигационными параметрами и вектором потребителя называют *навигационной функцией*. Конкретный вид функции определяется многими факторами: системой координат, характером движения потребителя и т.п.

В открытом пространстве геометрическое место точек с одинаковым значением  $R$  образует *поверхность положения* в виде сферы с радиусом  $R$  и центром, совпадающим с фазовым центром передающей антенны НКА. При

пересечении двух поверхностей положения образуется *линия положения* - совокупность точек, имеющих два заданных значения навигационного параметра  $R$ . Пересечение двух сфер дает линию положения в виде окружности. Поверхности и линии положения изображены на рис. 9.6.



Рис. 9.6. Поверхности и линии положения

*Местоположение* конкретной точки определяется по пересечению двух линий положения или, соответственно, трех поверхностей положения. В ряде случаев две линии положения могут пересекаться в двух точках, что порождает *неоднозначность местоположения*.

В действительности, позиция местоположения потребителя должна быть определена в трехмерном пространстве, а не на плоскости. Различие между плоскостью и трехмерным пространством состоит в дополнительном измерении (высота  $Z$ ), дополнительный третий спутник должен быть доступен для определения действительной позиции. Если расстояния до трех спутников известны, то все возможные позиции расположены на поверхности трех сфер, чьи радиусы соответствуют рассчитанным расстояниям. Искомая позиция – место пересечения всех трех сфер, изображенная на рис. 9.7.

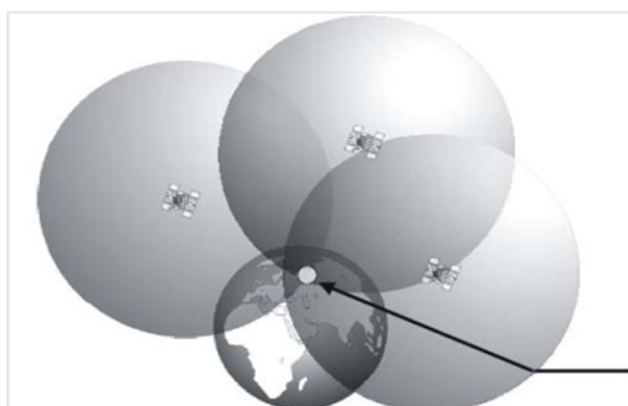


Рис. 9.7. Определение местоположения в 3-х мерном пространстве.

## 9.5 Методы определение местоположения

*Дальномерный метод.* В большинстве применений СРНС можно считать, что потребитель находится на поверхности Земли. Условно примем форму Земли за идеальную сферическую. Тогда на рис. 2.3 сферу с радиусом  $R$  можно считать земной поверхностью с центром масс в точке  $O$ , а сферу с радиусом  $R_i$ , поверхностью положения, образованной вокруг НКА с центром масс в точке  $O_i$ . Уравнение сферы имеет вид:

$$R_i = \sqrt{x_i^2 - x^2 + y_i^2 - y^2 + z_i^2 - z^2}, \quad (9.4)$$

где  $R_i$  - дальность между  $i$ -м НКА и потребителем;  $x_i, y_i, z_i$  - известные на момент измерения координаты НКА;  $x, y, z$  - координаты потребителя.

Пространственные координаты потребителя находят в точке пересечения трех поверхностей положения, описываемых уравнением (2.7). Для наземного потребителя линия положения в случае с одним НКА представляет собой окружность на поверхности Земли. В случае с двумя НКА наземный потребитель может находиться в одной из двух точек, образованных при пересечении двух окружностей. Возникает неоднозначность, которая может быть устранена знанием ориентировочных координат потребителя. Если ориентировочные координаты неизвестны, неоднозначность устраняется измерением дальности до третьего НКА.

Таким образом, для определения координат потребителя *на поверхности* Земли, при условии абсолютной неизвестности предварительных координат, необходимо измерение как минимум трех дальностей до НКА.

В общем случае, когда высота потребителя над поверхностью Земли неизвестна, земная поверхность не может быть принята за одну из поверхностей положения. Тогда в случае со знанием предварительных координат требуется измерение дальностей минимум до трех спутников; в случае с абсолютной неизвестностью предварительных координат необходимо измерение дальностей до *четырех* спутников.

Если учесть, что некоторые спутники в разные моменты времени могут находиться близко к линии радиогоризонта, что чрезвычайно невыгодно с точки зрения приема радиосигнала и точности измерений, либо быть неисправны, то становится очевидной необходимость нахождения в зоне видимости потребителя как минимум (5 - 6) НКА, что и обуславливает существующую орбитальную структуру СНС. Меньшее количество видимых НКА снижает доступность, целостность и непрерывность навигационного поля СНС.

В дальномерном методе навигационная задача представляет собой систему уравнений (9.4), где количество уравнений определяется приведенными выше условиями. В уравнениях (9.4) неявно подразумевается, что все величины взяты в один момент времени, но координаты спутника определены в системной шкале времени, а задержки сигнала и координаты потребителя вычисляются в шкале времени потребителя. При расхождении шкал времени на величину  $\Delta t$  возникает погрешность измерения дальности  $\Delta R = c \cdot \Delta t$ , приводящая к возрастанию погрешности местоопределения. Приблизить синхронизацию шкал к идеальной можно при помощи использования потребителем эталона времени и частоты, периодически сверяемого с системной шкалой. На практике этот метод нереализуем для большей части потребителей из-за сложности и дороговизны оборудования и применяется лишь на некоторых контрольных и дифференциальных наземных станциях.

*Псевдодальномерный метод.* Расхождение шкал  $\Delta t$  на время проведения измерений можно считать постоянной величиной. Поэтому при измерении дальности до  $i$ -того НКА получают *псевдодальность*  $R_i' = R_i + \Delta R$ , отличающуюся от истинной дальности  $R_i$ , на постоянную величину  $\Delta R = c \cdot \Delta t$ . Уравнение для псевдодальности приобретает вид

$$R_i' = \sqrt{x_i - x^2 + y_i - y^2 + z_i - z^2} + \Delta R. \quad (9.5)$$

Как и в дальномерном методе, поверхностью положения является сфера с центром в центре масс НКА, но радиус этой сферы изменен на неизвестную величину  $\Delta R$ . Для определения координат потребителя необходимо решить задачу с четырьмя неизвестными  $x, y, z, \Delta R$ . Следовательно, для решения системы уравнений в псевдодальномерном методе необходимо измерить псевдодальности минимум до четырех спутников. При этом по-прежнему возникает пространственная неоднозначность, которую стараются исключать при помощи априорного знания или предвычисления координат, в противном случае потребовалось бы измерение псевдодальностей до пяти НКА, что не всегда осуществимо на практике. Жёсткие требования, предъявляемые псевдодальномерным методом к количеству наблюдаемых спутников, реализуются только в современных СРНС.

Очевидно, что при нахождении постоянной погрешности  $\Delta R = c \cdot \Delta t$  потребитель одновременно находит и величину расхождения  $\Delta t$ , что позволяет ему синхронизировать свою шкалу времени с системной. Благодаря этой возможности значительно упрощается аппаратура потребителя, что и обусловило преимущественное применение псевдодальномерного метода.

*Разностно-дальномерный метод.* Разностно-дальномерный метод основывается на измерении разности дальностей от потребителя до одного или нескольких НКА, и по сути своей аналогичен псевдодальномерному методу, поскольку в результатах измерения так же присутствует неизвестная постоянная величина  $\Delta R$ . Заметим, что система уравнений (9.5) может преобразовано к виду

$$\Delta R_{j1} = \sqrt{(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2 + (z_j - z)^2} - \sqrt{x_1^2 + y_1^2 + z_1^2}, \quad (9.6)$$

где  $j = 2, 3, 4$ ;  $\Delta R_{j1}$  - измеренная разность дальностей между потребителем и двумя НКА ( $j$ -м и первым).

Разностно-дальномерный метод использует три разности  $\Delta R'_{ij} = R'_i - R'_j$ , вычисленные для четырех спутников, так как в этом выражении величина  $\Delta R$ , входящая в состав  $R'_i$  и  $R'_j$ , постоянная и уничтожается при вычитании.

Следовательно, вычисление разностей псевдодальностей равносильно вычислению разностей истинных дальностей. В данном случае навигационным параметром является  $\Delta R'_{ij}$ , а поверхность положения представляет собой двуполостной гиперболоид вращения, фокусами которого являются центры масс  $i$ -го и  $j$ -го НКА. Расстояние между фокусами называют *базой*.

Недостатком метода является невозможность определения смещения шкалы времени потребителя.

Кроме описанных методов решения навигационной задачи, существуют следующие методы:

- радиально-скоростной (доплеровский);
- псевдорadiально-скоростной;
- разностно-радиально-скоростной;

*Радиально-скоростной метод* основан на измерении трех радиальных скоростей перемещения НКА относительно потребителя. Физическую основу метода составляет зависимость радиальной скорости точки относительно НКА от координат и относительно скорости НКА.

*Псевдорадiallyно-скоростной метод* позволяет определять вектор скорости потребителя при наличии неизвестного постоянного смещения частоты сигнала.

*Разностно-радиально-скоростной метод* заключается в определении трех разностей  $\Delta R_{ij} = R_i - R_j$ , где точкой обозначены производные от дальности по времени. Разности могут вычисляться относительно одного или различных НКА. Достоинством метода при определении составляющих скорости потребителя является его независимость от нестабильности эталонов частоты, а недостатком - невозможность определения этой нестабильности.

## 9.6 Назначение и задачи аппаратуры потребителей

Основными задачами, решаемыми аппаратурой потребителя, являются:

- выбор рабочего созвездия ИСЗ;
- поиск и опознавание навигационных сигналов ИСЗ;
- измерение времени запаздывания и доплеровского сдвига частоты;
- введение в синхронизм систем слежения по времени запаздывания и фазе несущей частоты дальномерных сигналов;
- выделение и расшифровка содержания навигационного (информационного) сообщения;
- расчет координат ИСЗ на момент навигационных измерений;
- решение навигационной задачи и отображение вычисленных данных на информационном табло.

В спутниковых РНС основным условием является точная привязка результатов измерения РНП к единой шкале времени. Для этого в аппаратуру потребителя (АП) вводят систему высокостабильного эталона частоты. Система обеспечивает формирование бортовой шкалы времени и коррекцию времени, которая осуществляется с помощью специальных меток времени в принимаемом радиосигнале.

Кроме того, для вычисления текущих пространственных координат КА на борту потребителя необходимо иметь эфемеридную информацию, т. е. предвычисленные значения координат и вектора скорости ИСЗ. Эфемеридную информацию в форме параметров орбиты ИСЗ либо его геоцентрических координат передают с борта ИСЗ с помощью специальной модуляции (фазовой или частотной) несущей частоты.

Принцип работы аппаратуры потребителей основан на измерении расстояния между фазовыми центрами антенны потребителя и антенн КА, положение которых известно с заданной точностью.

После включения потребительский приемник начинает поиск видимых КА. Получив информацию о видимых в данный момент спутниках, приемник декодирует сообщения КА, измеряет задержку сигнала  $- \tau$  и доплеровский сдвиг частоты  $- f_D$ , а также извлекает информацию о текущих значениях

эфмерид, используемых далее при определении дальности между  $i$ -м навигационным спутником и потребителем, и метках времени, позволяющих однозначно оценить смещение временной шкалы потребителя относительно системного времени КА.

## 9.7 Принципы построения аппаратуры потребителя

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. Поэтому номенклатура модификаций бортовой аппаратуры весьма обширна. Упрощенная структурная схема аппаратуры потребителя представлена на рис. 9.8.

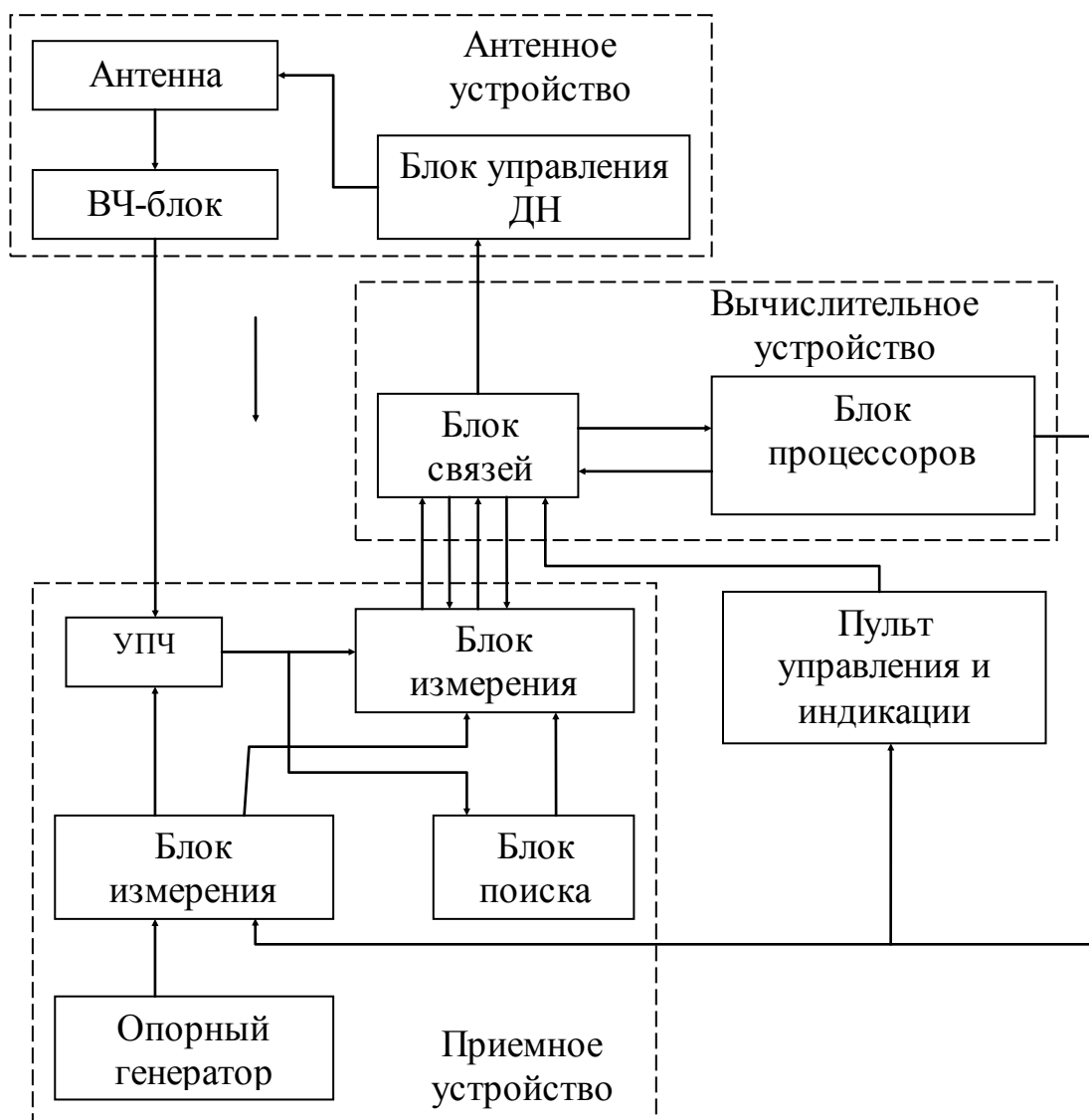


Рис. 9.8. Структурная схема аппаратуры потребителя

Аппаратура потребителя включает антенное, приемное и вычислительное устройства, а также пульт управления и индикации. Антенное устройство обеспечивает прием, предварительную частотную селекцию и усиление сигналов. Приемное устройство выполняет функции супергетеродинного приемника, а также осуществляет первичную обработку сигналов. Гетеродинные частоты формируются из колебаний опорного генератора с помощью синтезатора частот.

С УПЧ сигналы поступают на блоки поиска (по времени запаздывания и частоте) и измерения. После завершения поиска в блоке измерения происходит захват сигналов системами автоматической подстройки частоты (АПЧ), фазы (ФАПЧ) и времени (АПВ). По завершении переходных процессов в следящих системах вырабатываемые в блоке измерения значения РНП (квазидальности, квазискорости), а также код информационного сообщения  $D_c(t)$  поступают на вычислительное устройство. Основой вычислителя являются микропроцессоры.

Пульт управления и индикации содержит клавиатуру управления и индикационное табло, на котором по желанию оператора могут отображаться измеряемые координаты, составляющие вектора скорости, результаты расчетов сервисных задач (расчетное время прибытия в пункт назначения, отклонения от заданного маршрута и т. п.), результаты тестовой проверки отдельных блоков и всей аппаратуры в целом.

Вычислительная система производит выбор рабочего созвездия ИСЗ, поиск и слежение за сигналами, обработку измеряемых РНП и эфемеридной информации для определения координат и составляющих скорости потребителей.

## 10 СИСТЕМЫ РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ

### 10.1 Радиопротиводействие и контрпротиводействие

Под *радиопротиводействием* (РПД) понимают комплекс методов и средств, направленных на снижение эффективности радиоэлектронных средств (РЭС), используемых противником.

*Контррадиопротиводействие* (КРП) охватывает методы и средства защиты от воздействия системы РПД противника.

Взаимодействие средств РПД и КРП часто объединяется понятием *радиоэлектронной борьбы* (РЭБ), включающим радиоразведку и постановку разнообразных активных и пассивных помех, затрудняющих возможность использования определенных РЭС. Средства *радиоразведки* (РР) позволяют оценить параметры РЭС противника, как на этапе активного взаимодействия, так и предварительно.

Применительно к радиолокации основной целью РПД является снижение возможности получения достоверной информации от РЛС, т. е. снижение дальности обнаружения объектов и точности измерения их координат.

Меры КРП направлены на снижение эффективности работы системы РПД противника. К ним относится, прежде всего, рациональный выбор параметров излучаемых сигналов РЛС, алгоритмов их обработки и использование режимов обзора, затрудняющих работу *разведывательных приемников противника*.

Различают *активное* и *пассивное* РПД.

При активном РПД осуществляется разведка РЭС противника, т. е. определение параметров излучаемых сигналов с последующим созданием активной помехи, направленной в сторону РЭС противника.

Пассивное РПД обеспечивает маскировку защищаемого объекта от радиолокации противника выбором формы и покрытия объекта с целью уменьшения его ЭПР, а также маскировкой объектов с помощью дипольных или уголковых отражателей, затрудняющих обнаружение объектов или делающих невозможным точное определение их координат. К пассивному РПД относится создание уводящих «ложных целей».

РЭБ является частью общей проблемы защиты РЭС от *преднамеренных* помех. В отличие от помех, т. е. специально создаваемых в ходе РПД, существуют и *непреднамеренные* помехи, к которым в радиолокации относят отражения от местных предметов и подстилающей поверхности. В радионавигации к таким помехам могут быть отнесены отражения сигнала от ионосферных слоев при многолучевом распространении. Наконец, это могут быть помехи, неумышленно создаваемые другими РЭС (в том числе и своими). Эта ситуация особенно ярко проявляется в случае, когда большое число РЭС располагается в тесной близости друг от друга. Работа РЭС в условиях воздействия различных источников помех от других РЭС, является предметом рассмотрения *электромагнитной совместимости* (ЭМС).

Дальнейшее рассмотрение относится к анализу работы РЛС в условиях воздействия имитирующих, маскирующих и активных помех.

Имитирующие помехи создают эффект ложной цели, затрудняющий получение достоверной информации об истинных целях. Для их создания необходима достаточно точная информация о параметрах имитируемых сигналов, получаемая с помощью специальных разведывательных приемников.

Маскирующие помехи создают условия, при которых трудно выделить полезный сигнал, отраженный целью на фоне помех. Структура маскирующих помех выбирается таким образом, чтобы в наибольшей степени затруднить извлечение полезной информации из радиолокационного сигнала.

Активные помехи приводят к уменьшению вероятности обнаружения полезных сигналов, снижению точности измерения параметров, а иногда к полному подавлению помехой сигналов в приемном тракте. Активные помехи создаются с помощью передатчиков помех, антенны которых излучают помехи в полосе частот приемника РЛС (прицельные помехи) или в широкой полосе (заградительные помехи), перекрывающей диапазон, в котором работают РЛС противника. Применяются также и помехи шумового типа. При использовании помехи шумового типа, ее воздействие аналогично действию собственного шума приемника.

В реальных системах РПД могут быть использованы различные режимы работы передатчика помех: непрерывный, квазинепрерывный и импульсный.

Следует подчеркнуть разнообразие применяемых помех шумового типа.

Помехи в виде непосредственно излучаемых антенной ПП шумовых колебаний, называемые *прямошумовыми*, в наибольшей степени приближаются к собственному шуму приемников. Такая помеха может генерироваться непосредственно в диапазоне работы РЛС специальным генератором СВЧ. Возможно также формирование шумовых колебаний на низкой частоте с переносом спектра в диапазон работы РЛС методом гетеродинирования. Наряду с прямошумовой помехой часто используются высокочастотные колебания в требуемом диапазоне частот с их модуляцией шумом по амплитуде, частоте или фазе.

Для оценки интенсивности помех при подавлении РЛС используют спектральную плотность потока мощности, создаваемую ПП в месте расположения антенны РЛС

$$P_{\Pi} = \frac{P_{\text{ип}} G_{\Pi}}{4\pi D_{\Pi}^2 \Delta f_{\Pi}}, \quad (10.1)$$

где  $\Delta f_{\Pi}$  - ширина спектра помехи.

Для оценки эффективности действия помехи вводят *коэффициент подавления сигнала помехой*  $k_{\text{пп}}$ , который зависит от параметров сигналов РЛС

и воздействующей помехи, а также взаимного положения РЛС, цели и ПП. В основном величина  $k_{\text{пп}}$  определяется отношением мощности помехи в полосе пропускания приемника  $P_{\text{п}}$  и мощности сигнала  $P_{\text{с}}$  на входе приемника РЛС:

$$k_{\text{пп}} = \left( \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} \right)_{\text{вх}} = \frac{P_{\text{ип}} G_{\text{п}} 4\pi D_{\text{с}}^4 \Delta f_{\text{пр}}}{P_{\text{ис}} G_{\text{с}} D_{\text{п}}^2 \sigma_{\text{ц}} \Delta f_{\text{п}}} \gamma_{\text{п}}, \quad (10.2)$$

где:  $P_{\text{ип}}$  и  $P_{\text{ис}}$  - мощности передатчика помехи и зондирующего сигнала РЛС;  $G_{\text{п}}$  и  $G_{\text{с}}$  - коэффициенты усиления антенны передатчика помех и антенны РЛС;  $\sigma_{\text{ц}}$  - ЭПР цели;  $\Delta f_{\text{п}}$  - ширина спектра помехи, перекрывающая полосу пропускания приемника  $\Delta f_{\text{пр}}$ ;  $\gamma_{\text{п}}$  - коэффициент, учитывающий потери, связанные с различием поляризации антенны РЛС и передатчика помех.

На основе уравнения (10.2) можно построить график зависимости  $k_{\text{пп}} = f D_{\text{с}}$  при фиксированных значениях остальных параметров, входящих в (10.2), (рис.10.1). График позволяет определить минимальную дальность до цели  $D_{\text{сmin}}$ , при которой  $k_{\text{пп}} = k_{\text{п0}}$ , и РЛС работает на границе допустимого ухудшения качественных показателей.

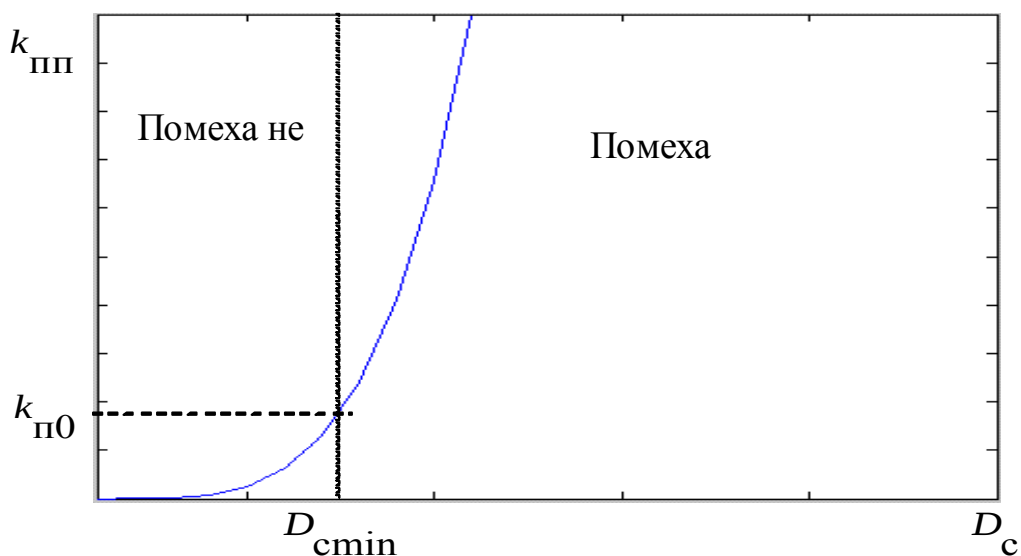


Рис. 10.1. Зависимость коэффициента подавления сигнала помехой.

Действие активных помех приводит к увеличению пороговой мощности сигнала  $P_{\text{сmin}}$ , необходимой для функционирования РЛС с требуемым качеством (вероятности  $p_{\text{по}}$  и  $p_{\text{лт}}$ , ошибки оценок координат). При этом, в основном уравнении радиолокации с пассивным ответом, вместо  $P_{\text{сmin}}$  при учете РПД необходимо подставлять  $P'_{\text{сmin}} > P_{\text{сmin}}$ . Значение  $P'_{\text{сmin}}$  можно связать с мощностью активной помехи  $P_{\text{п}}$  на входе приемника РЛС:

$P'_{\text{сmin}} = P_{\text{сmin}} + m_{\text{рп}} P_{\text{п}}$ , где  $m_{\text{рп}}$  - коэффициент различимости сигнала на фоне помехи, показывающий, на сколько нужно увеличить мощность полезного сигнала на входе, чтобы компенсировать мешающее действие активной помехи.

Найдем коэффициент различимости для заградительной шумовой помехи  $\Delta f_{\text{п}} \gg \Delta f_{\text{с}}$ . При отсутствии РПД для работы РЛС с требуемым качеством необходимо пороговое отношение сигнал/шум  $q_{\text{min}} = \sqrt{P_{\text{сmin}} / P_{\text{шо}}}$ , где  $P_{\text{шо}}$  - мощность шума в полосе приемника.

Для РПД с шумовой заградительной помехой

$$q'_{\text{min}} = \sqrt{\frac{P'_{\text{сmin}}}{P_{\text{шо}} + \frac{\Delta f_{\text{с}}}{\Delta f_{\text{п}}} P_{\text{п}}}} = \sqrt{\frac{P_{\text{сmin}} + m_{\text{рп}} P_{\text{п}}}{P_{\text{шо}} + \frac{\Delta f_{\text{с}}}{\Delta f_{\text{п}}} P_{\text{п}}}}. \quad (10.3)$$

Приравняв  $q_{\text{min}}$  и  $q'_{\text{min}}$  и решив полученное уравнение относительно  $m_{\text{рп}}$ , получим

$$m_{\text{рп}} = q_{\text{min}}^2 \frac{\Delta f_{\text{с}}}{\Delta f_{\text{п}}}. \quad (10.4)$$

Для прицельной помехи  $\Delta f_{\text{п}} = \Delta f_{\text{с}}$  справедливо равенство

$$m_{\text{рп}} = q_{\text{min}}^2. \quad (10.5)$$

Мощность активной помехи  $P_{\Pi}$  на входе приемника РЛС можно найти с помощью уравнения радиолинии связи, заменив в нем  $G_{\Pi}$  и  $G_{\Pi}$  на соответствующие выражения для КНД ПП и РЛС, учитывающие их взаимное положение.

Дальность действия подавляемой РЛС может быть определена из уравнения

$$D_{\max} = 4 \sqrt{\frac{P_{\text{ис}} G_{\text{с}} \lambda_{\text{и}}^2 y_{\text{ц}}}{4\pi^3 \left[ P_{\text{сmin}} + m_{\text{рп}} \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} G_{\text{с}} \lambda_{\text{и}}^2}{4\pi^2 D_{\max}^2} \right]}}. \quad (10.6)$$

Смысл обозначений, входящих в (10.6), разъяснен выше.

Из анализа уравнения (10.6) следует, что дальность обнаружения уменьшается с уменьшением ЭПР цели  $\sigma_{\text{ц}}$ .

В заключение следует остановиться на хаотических импульсных помехах (ХИП), применение которых весьма эффективно для подавления импульсных РЛС. ХИП представляет собой последовательность радиоимпульсов с несущей частотой равной или близкой к несущей частоте подавляемой РЛС. Амплитуда, длительность и период повторения импульсов ХИП могут изменяться случайным образом. ХИП могут быть когерентными и некогерентными. Когерентные ХИП особенно опасны для РЛС с когерентной обработкой, поскольку импульсы помехи могут накапливаться в когерентных накопителях РЛС, также как отраженные целью сигналы. Это приводит к недопустимому увеличению числа ложных тревог и, естественно, к нарушению работы РЛС. Для иллюстрации на рис. 10.2 приведена фотография экрана ИКО при воздействии ХИП.

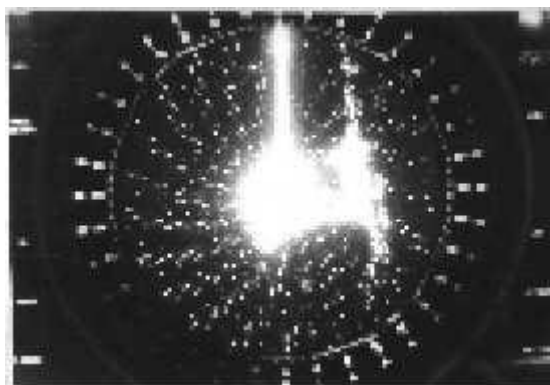


Рис. 10.2. фотография экрана ИКО при воздействии помехи.

На фотографии видно, что экран ИКО покрыт множеством ложных отметок, похожих на отметки полезных целей, и выделить последние становится практически невозможным.

## **10.2 Системы радиотехнической разведки**

Системы радиотехнической разведки (СРР) служат для сбора данных о параметрах радиоэлектронных систем противника. Непосредственно в боевой обстановке СРР позволяют на основе оценки параметров сигналов РТС противника выбрать наиболее эффективный вид активной помехи.

СРР, установленные на наземных станциях, кораблях, самолетах, спутниках, осуществляют перехват сигналов и измерение их параметров (рабочая частота, ширина спектра, длительность и частота повторения импульсов, вид модуляции). Оценивается также мощность излучения, пространственные характеристики - ширина ДН, уровень боковых лепестков.

Как правило, большинство из перечисленных задач решается на основе обработки сигналов, записанных с выхода разведприемника в условиях отсутствия дефицита времени и наличия мощных вычислительных средств. На основе полученной информации формируются базы данных по РЭС противника, что позволяет в боевой обстановке после идентификации РЛС, обычно по месту ее установки (тип корабля, самолета) обеспечить эффективное РПД, но возможны и ситуации, когда оценку параметров подавляемой РЭС необходимо производить в реальном масштабе времени.

При проектировании СРР необходимо учитывать практически полное отсутствие априорной информации о сигналах, которые надо обнаруживать и параметры которых желательно оценить.

Первой из задач, решаемых СРР, является установление факта излучения и определения рабочей частоты и направления на источник. Эта задача может решаться с использованием параллельного или последовательного анализа просматриваемых областей спектра и пространства. При параллельном анализе экономится время, но усложняется структура СРР, при последовательном анализе упрощение СРР достигается за счет увеличения времени анализа.

Основными элементами СРР являются:

- антенные системы, которые должны обеспечивать прием излучений с различной поляризацией, иметь возможность перестройки по угловым координатам с регулировкой ширины ДН;
- приемники различных диапазонов с возможностью перестройки по частоте, сопрягаемые с компьютером;
- вычислительный комплекс с соответствующим программным обеспечением, решающий перечисленные выше задачи оценки параметров излучения РЭС противника.

К приемнику, с помощью которого определяется частота перехватываемого излучения, предъявляются весьма жесткие требования.

Такие приемники должны работать в очень широком частотном диапазоне. В современных СРР находят применение приемники, преобразующие частоту принимаемого излучения в другую физическую величину, которую легче идентифицировать и в последствии обрабатывать.

Обычно СРР вместе с системой РПД образует единый автоматизированный комплекс, в котором данные радиоразведки используются для повышения эффективности системы РПД. Структурная схема такого комплекса приведена на рис. 10.3.

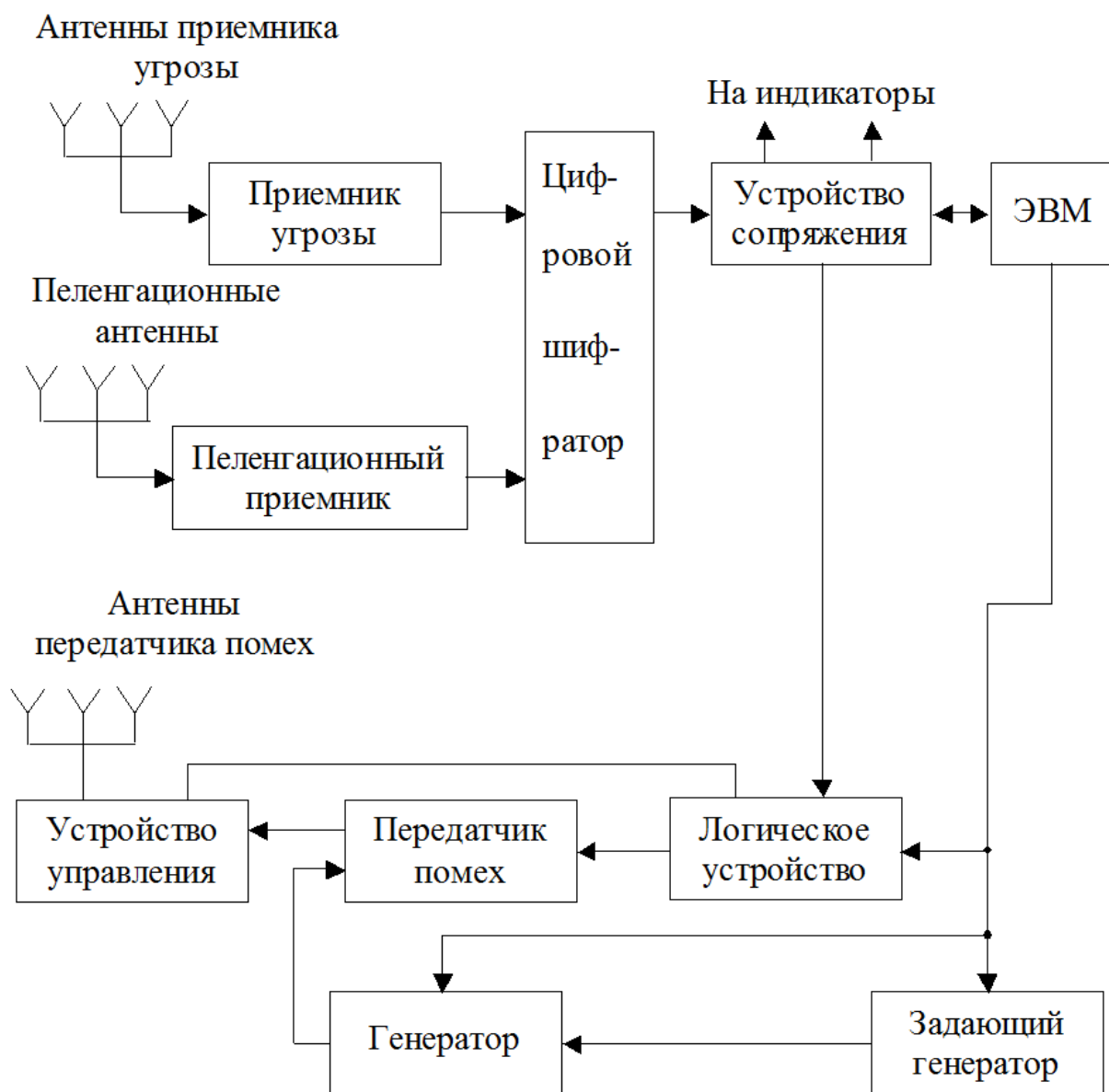


Рис. 10.3. Структурная схема системы РПД.

При обнаружении сигнала на выходе приемника, фиксирующего наличие излучения (приемник угрозы), осуществляется пеленгация выявленного источника и анализ его характеристик (рабочая частота, период повторения).

Далее происходит сравнение данных анализа с результатами, полученными ранее с целью выявления новых источников излучения. Для

каждого из возможных радиоэлектронных средств противника запрограммирован соответствующий вид РПД. Логические устройства передатчиков позволяют реализовать эту программу на основе результатов анализа принятого излучения. Для отображения электромагнитной обстановки используются ИКО и панорамный спектроанализатор, на которых представляются данные об источниках излучения (направление на источник, спектр излучения).

Используя уравнение дальности радиолинии связи, можно определить дальность разведки при обнаружении и измерении параметров и распознавании сигналов РЭС. Дальность разведки зависит от различных факторов. Наиболее существенные из них:

- плотность потока мощности, пик-фактор и длительность сигнала РЭС, или энергия входного сигнала на входе разведприемника;
- степень совпадения поляризации сигналов РЭС и антенны СРР;
- чувствительность (коэффициент шума) входного малошумящего усилителя, коэффициент усиления антенны СРР;
- качественные показатели алгоритма обработки сигнала СРР, зависящие от числа накапливаемых импульсов и уровня внутренних и внешних помех, типа решаемой задачи (обнаружение, измерение параметров, распознавание);
- условия распространения, диапазон радиоволн и взаимное расположение в пространстве разведываемой радиотехнической системы и СРР (воздух-поверхность, поверхность-поверхность, космос-поверхность);
- степень априорной неопределенности о параметрах РЭС и режимах их работы;
- помеховая обстановка, при которой нужно учитывать помехи любых видов, в частности, создаваемых излучениями других РЭС.

Уравнение максимальной дальности разведки РЛС можно записать на основе уравнения линии связи

$$D_{\text{pmax}} = \sqrt{\frac{P_{\text{и}} G_{\text{и}} G_{\text{р}} \gamma_{\text{п}}^2}{4\pi^2 P_{\text{сmin}}}}, \quad (10.7)$$

где  $P_{\text{и}}$  - мощность импульса РЛС в полосе разведприемника;  $G_{\text{и}}$  и  $G_{\text{р}}$  - коэффициенты усиления антенн РЛС и СРР соответственно;  $\gamma_{\text{п}}$  - коэффициент, учитывающий несовпадение поляризаций антенн РЛС и РПД;  $P_{\text{сmin}}$  - чувствительность разведывательного приемника (минимальная мощность сигнала на входе, необходимая для обнаружения сигнала в шумах с заданной

вероятностью при фиксированной ложной тревоге);  $\lambda_{\text{и}}$  - длина волны излучения РЛС.

### 10.3 Скрытность и помехоустойчивость РЭС

Скрытность и помехоустойчивость характеризуют помехозащищенность радиосредств. Под скрытностью понимают способность РЭС решать поставленные перед ней задачи и не дать возможности СРР противника обнаружить сам факт работы РЭС (абсолютная скрытность) или затруднить оценку параметров сигнала, если сам факт излучения был обнаружен противником.

Выделяют различные виды скрытности:

- энергетическую;
- частотную;
- временную;
- пространственно-временную;
- структурную.

*Энергетическая скрытность* может характеризовать скрытность как самого объекта, так и сигналов, излучаемых расположенными на нем РЭС.

В первом случае подразумевают реализацию радиолокационной незаметности объекта, то есть снижение его излучающих и отражающих свойств в соответствующих диапазонах электромагнитных волн. Для этого применяются радиопоглощающие материалы или выбирают формы объекта, при которых резко снижаются отражения радиоволн.

Во втором случае энергетическая скрытность характеризует способность РЛС противостоять мерам, направленным на обнаружение её сигнала разведывательным приёмником.

Степень понижения вероятности обнаружения излучений РЛС характеризуют *временной и частотной скрытностью*. Прерывистые во времени сигналы РЛС затрудняют их разведку. Для импульсных РЛС, имеющих большой энергетический потенциал, можно использовать импульсы с меньшей длительностью и частотой повторения. Существует метод, называемый «работа под почерк», при котором параметры сигнала своей РЛС подстраивают под параметры РЛС противника, работающей в этом же районе (поляризацию, частоту, период следования и длительность импульсов). Данные для подстройки получают от специального канала разведки излучений РЛС противника, проводимой предварительно. Работа под почерк вносит неопределенность и затрудняет определение пеленга разведываемой РЛС из-за перепутывания сигналов на входе разведывательного приемника.

Другой метод основан на маскировке работы скрытной РЛС излучением более мощной РЛС, подавление которой не ведет к потере боеспособности объекта. В этом случае разведывательный приемник противника обнаруживает излучение более мощной РЛС, например, импульсной, оценивает параметры ее

зондирующего сигнала, и под этот сигнал противником организуются помехи. При этом скрываема РЛС с меньшей мощностью излучения, как правило, когерентная и со сложномодулированным зондирующим сигналом с большой базой, остается не обнаруженной.

Применяют различные технические и организационно-тактические меры повышения время-частотной скрытности. К ним относятся:

- использование режимов «мерцания» кратковременного выключения передатчика;
- перестройка несущей частоты сигнала скачками от импульса к импульсу по случайному закону в широком частотном диапазоне, например, в пределах полосы частот, составляющей 10...15% от несущей частоты. Величины скачков по частоте превосходят частотный поддиапазон разведприемника, что снижает вероятность обнаружения сигнала РЛС, а ее дальность при обнаружении целей сложной конфигурации, состоящей из многих блестящих точек, возрастает;
- использование широкополосного многочастотного зондирующего сигнала с большим разносом между частотными полосками. Сжатие таких сигналов делают в два этапа: вначале гетеродинными методами уменьшают разнос между частотными полосками, а затем сжимают частотные составляющие сигналов в корреляторе или в СФ;
- использование когерентного режима и сложномодулированных сигналов с большой базой (большим временем накопления), что позволяет на несколько порядков снизить излучаемую мощность передатчика.

При изменяющемся местоположении РЛС появляется *пространственная скрытность*, что особенно существенно для подвижных объектов. Она тем выше, чем уже ДНА РЛС и ниже уровень боковых лепестков. Используют многолучевые антенные решетки с малыми боковыми лепестками ДНА и адаптацию формы ДНА с учетом направлений прихода мощных помех с целью их минимизации и максимизации сигналов, отраженных от целей.

Удобным подходом для экспериментальной и теоретической оценки скрытности при разработке и испытаниях РЛС является использование вероятностно - энергетического критерия. При оценке скрытности РЛС производят расчет зон обнаружения цели радиолокатором и разведки сигналов РЛС определенным типом разведприемника. Его используют при расчетах и испытаниях РЛС повышенной скрытности. В соответствии с этим критерием вводят коэффициент (показатель) скрытности как  $S = D_{\text{рлс}} / D_{\text{рп}}$ , где  $D_{\text{рлс}}$  - дальность обнаружения цели, с установленным на ней разведприемником, с заданными ЭПР и вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги;  $D_{\text{рп}}$  - дальность разведки излучения РЛС с заданными качественными показателями. Причем параметры разведприемника считаются известными. Этот показатель может быть получен и теоретически и экспериментально. При

условии  $S \gg 1$ , РЛС имеет запас по скрытности. При  $S < 1$  РЛС не скрытна для данной ситуации.

Структурная скрытность обеспечивается выбором форматов модуляции, используемых при формировании сигналов РЭС.

Рассмотрим возможности повышения скрытности за счет использования сложных сигналов на примере прямоугольного ЛЧМ-импульса. Пусть амплитуда импульса  $U_m$ , длительность  $\tau_{\text{и}}$  и девиация частоты  $W_f$ . Если произведение  $W_f \cdot \tau_{\text{и}} \gg 1$ , то ЛЧМ-импульс имеет амплитудно-частотный спектр, по форме близкий к прямоугольному шириной  $\Delta f_c$ , равной девиации частоты  $W_f$ . Будем считать, что приемник СРР имеет прямоугольную АЧХ шириной  $\Delta f_p > \Delta f_c$ , линейную ФЧХ, а спектр ЛЧМ-импульса лежит в пределах полосы пропускания приемника СРР. В приемнике РЛС применяется согласованный фильтр, отношение сигнал/шум на выходе которого  $q_1 = \sqrt{2E / N_{01}}$ , где  $E = U_m^2 \tau_{\text{и}} / 2$  - энергия сигнала на входе приемника РЛС;  $N_{01} / 2$  - спектральная плотность мощности белого шума, пересчитанного ко входу приемника.

Приемник СРР при указанных параметрах обеспечит неискаженное воспроизведение входного сигнала и отношение сигнал/шум на выходе  $q_2 = U_m / \sqrt{N_{02} \Delta f_p}$ , где  $N_{02} / 2$  - СПМ белого шума для приемника СРР.

Составим отношение  $q_1 / q_2$ , характеризующее выигрыш, который получает РЛС по сравнению с СРР, считая  $N_{01} = N_{02}$  (одинаковые качества приемников РЛС и СРР) и  $\Delta f_p = \Delta f_c$ :

$$q_1 / q_2 = \sqrt{\tau_{\text{и}} \Delta f_c} = \sqrt{B}. \quad (10.8)$$

Из выражения (10.8) следует, что для сигналов с большой базой можно обеспечить достаточно высокую скрытность действия системы. Нужно, однако, иметь в виду, что для РЛС, даже используя сложные сигналы, трудно обеспечить абсолютную скрытность: приемник СРР работает по прямому сигналу, а приемник РЛС - по отраженному.

В тех случаях, когда факт излучения скрыть не удастся, применяют меры, снижающие эффективность системы РПД. К их числу относятся перестройка рабочей частоты и частоты повторения; построение угломеров на основе

моноимпульсных систем, не подверженных действию помех, излучаемых ПП, совмещенным с целью; применение сложных сигналов. Возможно также излучение сигналов, направленных на дезинформацию СРР с целью скрыть истинную картину работы РЛС.

При проектировании РТС военного назначения большое внимание уделяется повышению помехоустойчивости системы относительно активных помех. Особенностью является то, что реальная помеховая обстановка может динамично изменяться и априори неизвестна. В такой ситуации, учитывая, что помеха создается не природой (собственные шумы приемника, атмосферные помехи), а ПП, целесообразно ориентироваться на наихудший случай, связанный с созданием помех, максимально мешающих работе системы (в рамках ограничений, накладываемых на технические возможности ПП), и в этих условиях оптимизировать качество работы проектируемой РТС. Такое взаимоотношение РТС и ПП создает конфликтную ситуацию, в которой поведение каждой из сторон описывается в терминах теории игр.

Активными помехами называют радиосигналы, создаваемые ПП с целью ухудшения работы или полного подавления РЭС противника. Активные помехи можно разделить на три группы:

- непрерывные шумовые помехи;
- хаотические импульсные помехи;
- последовательности детерминированных сигналов.

Как уже упоминалось, по отношению к ширине спектра сигнала непрерывные шумовые помехи можно разделить на заградительные, ширина спектра которых много больше ширины спектра сигнала и полностью перекрывает возможные положения спектра сигнала на оси частот, и заградительные, для которых спектры сигнала и помехи практически совпадают.

Примером помехи, имеющей вид детерминированных сигналов, является переизлученный ПП сигнал РЛС с внесением в него необходимой дезинформации (время задержки, число принятых импульсов). Это создает иллюзию наличия множества целей, большинство из которых - ложные.

#### **10.4 Борьба с организованными радиопомехами и эффективность средств радиопротиводействия**

Организованные радиопомехи включают в себя рассмотренные выше активные маскирующие (заградительные, прицельные) и имитирующие помехи с различными видами изменения параметров радиопомех. Для создания маскирующих помех применяют различные виды модуляции: непрерывные шумовые, ХИП и регулярные импульсные последовательности, частотно-модулированные и т. д. Активные имитирующие помехи используют для внесения ложной информации в подавляемую РЛС, перегружая каналы обнаружения, измерения, слежения и распознавания ложными сигналами.

Действие последних приводит к уменьшению пропускной способности системы.

Особенностью имитирующих помех является их незначительное отличие от полезных сигналов. Имитирующие помехи можно разделить по их назначению: подавление каналов обнаружения-разрешения целей, сопровождения (по дальности, скорости, направлению) и дезинформация системы распознавания.

Средства борьбы с организованными помехами должны обеспечивать помехозащищенность РЛС. Эти средства позволяют эффективно работать при одновременном ведении противником радиоразведки и создания радиопомех.

Оценку помехозащищенности РЛС в условиях радиопротиводействия оценивают вероятностью  $p_{\Pi}$  решения РЛС всего комплекса задач, стоящих перед ней (обнаружение, опознавание, оценивание координат), с заданным качеством:

$$p_{\Pi} = p_{\text{дп}} p_{\Pi 0} + 1 - p_{\text{дп}} p_{\Pi 1}, \quad (10.9)$$

где  $p_{\text{дп}}$  - вероятность действия организованных помех на РЛС,  $p_{\Pi 0}$  и  $p_{\Pi 1}$  - соответственно вероятности решения поставленных задач при наличии РПД и без него.

Вероятность  $p_{\text{дп}}$  характеризует скрытность РЛС и эффективность системы разведки противника. Соотношение (10.9) можно использовать для сравнительных оценок помехоустойчивости с помощью критерия

$p_{\Pi 1} / p_{\Pi 0} \leq \Pi_{\text{д}}$ , где  $\Pi_{\text{д}}$  - допустимое ухудшение помехоустойчивости.

Вероятности  $p_{\Pi 0}$  и  $p_{\Pi 1}$  - основные качественные показатели помехоустойчивости РЛС при наличии и отсутствии организованных радиопомех. Они определяются назначением данного радиоэлектронного устройства. Наряду с этим показателем используют частные критерии и показатели качества различных систем РЛС (обнаружителя, следящего измерителя, системы идентификации и распознавания целей).

При разработке, построении и экспериментальных проверках прототипов и серийных РЛС задают *необходимые данные* по параметрам радиопомех, которые нужны для теоретического расчета и экспериментальной оценки качественных показателей помехозащищенности РЛС с устройствами подавления помех.

К ним относятся: направления прихода, плотности потоков мощности, виды модулирующих функций, спектральные характеристики, поляризация, вероятностные характеристики помех. Наиболее сложной задачей

конструирования является создание подавителей комбинированных помех, когда выполнение основных задач РЛС происходит при действии комплекса активных, пассивных, естественных и искусственных, умышленных и неумышленных помех.

Большинство технических методов защиты РТС от активных помех основано на различных способах селекции: пространственной, амплитудной, временной, частотной и поляризационной.

*Пространственная селекция* предполагает применение передающей и приемной антенн с узкими ДН и малым уровнем боковых лепестков, что затрудняет ведение разведки и создание помех постановщиком, размещенным в стороне от лоцируемого объекта.

Наиболее эффективно эти задачи решаются в адаптивных РЛС с антенными решетками, в которых осуществляется электронное управление ДН. В таких системах удастся реализовать оптимальную пространственно-временную обработку принимаемого излучения, включающего сигналы от целей, сигналы от пассивных отражателей, сигналы активных излучений и флюктуационную помеху.

*Амплитудная селекция* защищает приемное устройство от перегрузки помехой, попавшей на его вход. Она обеспечивается применением различных типов автоматических регулировок усиления, а также усилителей с расширенным динамическим диапазоном.

*Временная селекция* достигается путем стробирования приемного устройства РТС на время действия полезного сигнала.

*Частотная селекция* основана на различии в расположении спектров сигнала и помехи на шкале частот. Для повышения эффективности частотной селекции применяется перестройка рабочей частоты РТС на основе анализа помеховой обстановки.

*Поляризационная селекция* использует различие в поляризационных характеристиках полезных и мешающих сигналов.

Эффективной мерой борьбы с активными помехами является вторичная обработка, позволяющая прогнозировать поведение цели на время потери контакта с ней за счет действия средств РПД, а также комплексирование систем, работающих на основе различных физических принципов или в удаленных друг относительно друга частотных диапазонах. В навигационных системах это комплексирование радионавигационного оборудования и автономных средств счисления; в локационных - совместное применение РЛС и пассивных систем.

В ходе радиолокационного конфликта обе стороны ставят перед собой задачу повысить эффективность своих средств РПД и одновременно снизить эффективность РПД противника, при этом в качестве основных ставятся две задачи:

- нарушение обмена информацией между силами противника путем снижения эффективности или вывода из строя его активных и пассивных радиолокационных систем, органов управления и линий связи;
- предотвращение или снижение возможностей противника по нарушению обмена информацией и выводу из строя собственных систем управления и связи.

Для этого необходимо обеспечить:

- наблюдение за интенсивностью излучений в электромагнитном спектре и возможность его использования своими РТС;
- вскрытие и наблюдение за функционированием носителей и пользователей информацией в системе управления и связи противника;
- подавление систем противника путем вывода их из строя;
- снижение возможности использования рабочих диапазонов частот электромагнитного спектра РТС противника, путем постановки помех.

Современные системы РПД являются сложными комплексами, включающими:

- пассивные и активные средства разведки ЭМ обстановки и пространственного размещения своих и чужих объектов;
- средства постановки дезинформирующих помех, нарушающих и затрудняющих работу радиолокационных систем противника;
- средства маскировки своих объектов с применением методов и систем, излучающих и поглощающих электромагнитную энергию.

Доказательством значения скрытности в современных радиолокационных системах являются современные системы высокоточного оружия (ВТО), представляющие собой комплексы, в составе которых имеется система разведки, система наведения и система поражения. Комплексы ВТО могут поражать цели самого различного характера: движущиеся и неподвижные, крупноразмерные и точечные, находящиеся на земле, в воздухе, на воде и под водой. Они базируются на земле, на воздушных и космических объектах.

В ВТО радиолокационные средства должны обеспечивать надежное обнаружение малоразмерных целей, с высокой точностью определять вектор состояния цели (пространственные координаты, радиальные и истинные скорости, радиолокационные признаки для идентификации целей), производить захват и траекторное сопровождение цели с последующей выдачей целеуказания системам поражения.

Появление ВТО приводит к необходимости создания новых методов и средств защиты. Основные способы защиты объектов от ВТО (в которых радиолокационные средства выполняют главную роль) разделяют на четыре основные группы:

1) *способы поражающего воздействия* (огневое поражение средствами ПВО; преждевременный подрыв боевой части ВТО; применение активных помех, нарушающих управление в контурах наведения ВТО; огневое поражение комплексов ВТО);

2) *способы уменьшения информации* (применение всех методов повышения скрытности, рассмотренных в предыдущем разделе, применение дублирующих разнесенных в пространстве комплексов, снижение побочных излучений в пространстве и в частотных диапазонах, снижение радиолокационной заметности, ухудшение условий распространения электромагнитных волн между ВТО и объектом);

3) *способы смещения точки наведения* (применение дополнительных источников излучений – ловушек, ложных целей, использование переотражений от подстилающей поверхности и других объектов, постановка уводящих активных помех, применение разнесенных многодиапазонных систем);

4) *способы уменьшения уязвимости* объектов (военно-инженерные методы защиты, рациональное конструирование, маскировка и т. п.).

В условиях применения ВТО повышение скрытности работы РЛС приобретает особое значение. РЛС должна выполнять свои задачи и одновременно максимально затруднять работу систем радиотехнической разведки. Поскольку условиями обнаружения и идентификации сигналов РЛС являются их достаточные для анализа мощность и энергия, то в целях обеспечения скрытности эти параметры РЛС стремятся уменьшить. Современные средства разведки имеют чувствительность, позволяющую обнаружить факт излучения импульсной РЛС (по одному импульсу и основному лепестку ДНА, а при обеспечении радиомолчания в районе расположения РЛС даже по фону боковых лепестков).

Из изложенного ясно, что решение задач защиты от ВТО, так же, как и его эффективного применения, ставит перед разработчиками радиоэлектронных средств сложнейшие проблемы. Для их разрешения радиоинженер должен владеть широким набором современных методов анализа и синтеза различных РТС.

## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Материал настоящего пособия предназначен для изучения его на лекционных занятиях. Углубленное и более детальное изучение основных теоретических разделов выполняется студентами при самостоятельном изучении дисциплины. Выполнение практических заданий и компьютерного моделирования, позволяют студенту оценить степень усвоения теоретического материала. Естественно, что такая структура изучения материала неизбежно приводит к повторению ключевых понятий.

## **РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА**

1. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов/Казаринов Ю.М., Коломенский Ю.М., Кутузов В.М. и др.; Под ред. Ю.М.Казаринова. – М.: Издательский центр «Академия», 2008, 592с.
2. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. –М: Радиотехника, 2004, 320с.
3. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения/Пер с англ. М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
4. Орлов В.К. Радиолокационные и радионавигационные системы и комплексы: Учеб. пособие / СПбГЭТУ (ЛЭТИ). СПб., 2008.
5. Леонтьев В. В. Характеристики радиолокационного рассеяния морских объектов: Учеб. пособие / СПбГЭТУ (ЛЭТИ). СПб., 1999.