

**А.Ю. Паршин**

# **НАЗЕМНЫЕ РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И КОМПЛЕКСЫ**

**УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ**

*Рекомендовано Научно-методическим советом Рязанского  
государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина  
в качестве учебного пособия для студентов радиотехнических  
направлений подготовки высшего образования*

Москва  
КУРС  
2023

УДК  
ББК

П

ФЗ № 436-ФЗ	Издание не подлежит маркировке в соответствии с п. 1 ч. 4 ст. 11
----------------	---

Рецензенты:

*Кошелев В.И.* — д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета имени В.Ф. Уткина;

*Белокуров В.А.* — канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета имени В.Ф. Уткина.

**Паршин А.Ю.**

П

Наземные радионавигационные системы и комплексы : учебное пособие / А.Ю. Паршин. — Москва : КУРС, 2022. — 160 с.

ISBN

Учебное пособие посвящено описанию существующих и перспективных радионавигационных устройств, систем и комплексов, а также принципов их функционирования и алгоритмов обработки радионавигационных сигналов. Приведены структурные и функциональные схемы радионавигационных устройств и систем. Рассматриваются модели распространения сигналов в различных условиях работы устройств и систем, статистические параметры сигналов и помех.

Учебное пособие предназначено для студентов, изучающих соответствующую дисциплину, во время научно-исследовательской работы и при подготовке выпускной квалификационной работы по направлению подготовки 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы». Учебное пособие может быть использовано также иными студентами и слушателями технических лекций и курсов.

УДК  
ББК



ISBN

© Паршин А.Ю., 2022  
© КУРС, 2022

# ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Условные обозначения</b> .....	6
<b>Список сокращений</b> .....	7
<b>Предисловие</b> .....	8
<b>Глава 1</b>	
<b>Основные понятия и методы позиционирования</b> .....	10
1.1. Основные определения и подходы в радионавигации.....	10
1.2. Особенности распространения сигнала в пространстве.....	12
1.3. Методы оценки местоположения источника сигнала и определения его координат.....	14
1.4. Виды и причины погрешностей позиционирования.....	16
Контрольные вопросы.....	19
<b>Глава 2</b>	
<b>Существующие радионавигационные системы</b> .....	20
2.1. Наземные системы дальней навигации.....	20
<i>Навигационная система EUROFIX</i> .....	21
<i>Принцип действия фазовой дальномерной РСДН (на примере LORAN-C)</i> .....	21
<i>Фазовая дальномерная РСДН</i> .....	25
2.2. Наземные системы ближней навигации и системы посадки летательных аппаратов.....	30
<i>Канал дальности</i> .....	31
<i>Помехи канала дальности</i> .....	32
<i>Точность измерения дальности</i> .....	32
<i>Канал азимута</i> .....	33
<i>Точность измерения азимута</i> .....	33
<i>Фазовый метод измерения азимута</i> .....	34
<i>Радиомаячные системы посадки</i> .....	34
<i>Точность и надежность РСП</i> .....	35
<i>Равносигнальный радиомаяк</i> .....	36
<i>Точность равносигнальных РСП</i> .....	37
<i>Искавление посадочной траектории</i> .....	37
<i>Суммарно-разностный радиомаяк (с «опорным нулем»)</i> .....	38
<i>Радиомаячная система посадки с двухканальными радиомаяками</i> .....	40
<i>Недостатки РСП метрового диапазона</i> .....	42
2.3. Амплитудные радиопеленгаторы. Методы амплитудной радиопеленгации.....	43
<i>Сигналы в амплитудном азимутальном радиопеленгаторе</i> .....	44
<i>Точность и пеленгационная чувствительность амплитудного РП</i> .....	46
<i>Автоматические радиокompасы</i> .....	49

Фазовый автоматический радиокompас с амплитудной модуляцией .....	53
Фазовый радиокompас с фазовой модуляцией .....	54
Точность автоматического радиокompаса .....	55
Радиопеленгаторы спортивного назначения .....	56
2.4. Радиовысотомеры малых высот .....	59
2.5. Методы обработки сигналов радионавигационных устройств.	
Комплексирование радионавигационных систем .....	64
Оптимальная обработка информации в комплексных системах навигации .....	66
Оптимальный комплексный обнаружитель .....	66
Оптимальный инвариантный комплексный измеритель .....	68
Оптимальный неинвариантный комплексный измеритель .....	70
Методы комплексирования в бортовых пилотажно-навигационных комплексах .....	72
Контрольные вопросы .....	74

### Глава 3

<b>Принципы наземного сетевого позиционирования .....</b>	<b>75</b>
3.1. Основные понятия и методы оценки положения в наземной сети беспроводных устройств .....	75
Оценка мощности принимаемого сигнала (RSS) .....	76
Оценка времени приема сигнала (TOA) .....	77
Оценка разности во времени приема сигнала (TDOA) .....	79
Оценка угла приема сигнала (AOA) .....	79
Методы оценки местоположения .....	80
3.2. Методы и устройства позиционирования в беспроводных локальных сетях .....	89
Методы позиционирования и навигации .....	93
3.3. Оценка положения объекта в сети сотовой связи .....	94
Геометрические методы позиционирования в сотовых сетях .....	94
Методы цифрового моделирования радиополя в сотовой сети .....	95
Ошибки распространения сигнала в сотовой сети .....	96
3.4. Оценка положения устройств в сети Интернета вещей .....	99
Контрольные вопросы .....	106

### Глава 4

<b>Погрешности позиционирования и методы их снижения .....</b>	<b>107</b>
4.1. Источники ошибок позиционирования в сенсорных сетях .....	107
Влияние многолучевости .....	107
4.2. Дрейф часов .....	110
4.3. Расчет предельной погрешности позиционирования .....	112
4.4. Совместная оценка дальности и направления прихода сигнала .....	116
Модель сигнала для многоантенного приемника .....	116
Оценка TOA .....	119
Совместная оценка TOA и AOA .....	121
Характеристики пределов погрешности .....	129
Контрольные вопросы .....	130

## Глава 5

<b>Современные и перспективные методы и системы радионавигации</b> .....	131
5.1. Позиционирование в беспроводных сенсорных сетях с использованием сверхширокополосных сигналов.....	131
<i>Оценка расстояния на основе обнаружения максимального уровня сигнала</i> .....	132
<i>Оценка на основе порогового значения</i> .....	133
5.2. Оценка положения объекта в системе со сверхширокополосными сигналами.....	133
<i>Оценка TOA по измерению энергии сигнала</i> .....	133
<i>Оценка TOA в частотной области</i> .....	135
<i>Расширенные геометрические методы позиционирования</i> .....	137
<i>Надежный централизованный подход</i> .....	138
<i>Идеализованный надежный подход к распределенной оценке</i> .....	138
<i>Алгоритм проекции на выпуклые множества (ПВМ)</i> .....	140
5.3. Алгоритмы совместного позиционирования .....	147
<i>Совместная оценка методом наименьших квадратов</i> .....	149
5.4. Гибридное позиционирование .....	151
Контрольные вопросы .....	154
<b>Библиографический список</b> .....	155

## УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

$R$	– расстояние
$H, h$	– высота антенны
$W$	– навигационный элемент
$L$	– горизонтальное расстояние между узлами
$f_1, f_2$	– частоты сигналов
$F_1, F_2$	– направляющие множители
$E, e$	– напряженность электрического поля
$G$	– коэффициент усиления антенны
$D$	– диаграмма направленности антенны
$d$	– расстояние между антеннами
$P$	– мощность сигнала
$\sigma$	– погрешность оценки параметра
$M$	– масштабный коэффициент
$U, u$	– напряжение сигнала
$\varphi$	– фаза сигнала
$q$	– отношение сигнал—шум
$p$	– вероятность
$\theta$	– угловое направление
$s(t)$	– полезный сигнал
$N(t)$	– внутренний шум приемника
$n(t)$	– внешняя помеха приему
$y(t)$	– наблюдаемый процесс
$\mu$	– весовой коэффициент

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

РНС	– радионавигационная система
ОН	– объект навигации
МП	– местоположение в пространстве
РНТ	– радионавигационная точка
НЭ	– навигационный элемент
РНУ	– радионавигационное устройство
ИП	– информационный параметр
ГНСС	– глобальная навигационная спутниковая система
СРНС	– спутниковая радионавигационная система
ОСШ	– отношение сигнал—шум
РСДН	– радионавигационная система дальней навигации
ЛА	– летательный аппарат
ИФ	– измеритель фаз
РД	– радиодальномер
ОС	– опорная станция
РСП	– радиомаячные системы посадки
ВПП	– взлетно-посадочная полоса
КРМ	– курсовой радиомаяк
ГРМ	– глиссадный радиомаяк
КУР	– курсовой угол радиостанции

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Исторически сложившееся определение понятия «навигация» — наука о средствах и методах вождения кораблей (лат. *navis* — корабль). На протяжении веков основным вектором развития навигационных методов и приборов было определение положения кораблей в море или океане, так как строгие ориентиры, доступные человеку, располагались на суше. Источником информации о местоположении служили звезды, Солнце и Луна, а также магнитное поле Земли, направление силовых линий которого определяется при помощи компаса. Появление и быстрое развитие радиотехнических методов передачи информационных сообщений привели к появлению нового подхода к навигации — радионавигации.

Развитие технологий и устройств радионавигации связано с историческим процессом совершенствования методов осуществления радиосвязи. Первые идеи, связанные с возможностью создания радиомаяков и радиопеленгаторов, появляются вскоре после изобретения радио — в 1897 г. описаны принципы пеленгации при помощи рамочных антенн [1]. В начале XX в. созданы первые радиомаяки для корабельной навигации, а также радиопеленгаторы. По мере совершенствования устройств связи размеры радионавигационных устройств уменьшались, дальность действия увеличивалась, а погрешности в оценке положения объектов постепенно уменьшались. Современные устройства позволяют обеспечить погрешность определения положения объекта менее 1 м при использовании спутниковых систем совместно с инфраструктурой сотовой сети. Разработанные в начале и середине XX в. системы дальней навигации LORAN, «Чайка» и Omega [2] в настоящее время находятся в стадии глубокой модернизации с целью их последующего использования в условиях высоких требований к точности позиционирования.

Областей применения радионавигационной техники становится все больше. Кроме позиционирования объектов в масштабе планеты, появилась задача определения положения движущихся объектов на ограниченной территории, в том числе в помещении. Таким образом началось развитие локальных систем позиционирования, которые используют местные источники радиосигналов в качестве радиомаяков. Появился сетевой подход к позиционированию, связанный с оценкой положения объекта, находящегося в зоне действия наземной распределенной сети датчиков [4].

В процессе уменьшения размера отдельных устройств и повышения требований к автономности радиомаяков сформировалась задача улучшения показателей энергоэффективности радионавигационных систем. Пути решения поставленной задачи являются не только применение более емких аккумуляторов и маломощных микросхем и дискретных элементов, но и усовершенствование алгоритмов цифровой обработки радионавигационных сигналов, а также использование простых методов оценки положения объекта с минимальным использованием алгоритмов обработки [4, 5].

Теоретически любая радиотехническая система связи или передачи информации может выполнять функции радионавигационной системы. Следовательно, реализуется способ создания радионавигационной системы путем внедрения дополнительного алгоритма цифровой или аналоговой обработки сигнала без изменения принципиальной схемы устройства и структуры системы в целом. В многоканальных системах для реализации навигационных функций возможно использование отдельных каналов связи.

Автор выражает искреннюю признательность рецензентам учебного пособия профессору В.И. Кошелеву и доценту В.А. Белокурову (Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина) за конструктивные и полезные замечания.

# ГЛАВА 1

## ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И МЕТОДЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

### 1.1. Основные определения и подходы в радионавигации

**Радионавигационной системой (РНС)** называют совокупность устройств, обеспечивающих управление перемещением объекта в пространстве по оптимальной траектории [1]. Формирование команд управления выполняется при условии известного местоположения в пространстве (МП), направления и текущей скорости движения объекта навигации (ОН). Геометрические или механические величины, которые характеризуют положение и перемещение объекта, называют **навигационными элементами (НЭ)**. С целью определения навигационного элемента радионавигационная система выполняет оценку какой-либо характеристики сигнала, дальнейшая обработка которой позволяет определить величину навигационного элемента. Такая характеристика называется **информационным параметром (ИП)**. Оценка информативного параметра производится с использованием сигналов специальных радиоустройств, расположенных в радионавигационных точках (РНТ), МП которых точно известно, или сигналов, отраженных от подстилающей поверхности или иных объектов. РНС относятся к классу радиотехнических систем извлечения информации из принимаемого радиосигнала. Определение местоположения требует измерения координат объекта. Радиоэлектронные устройства, выполняющие функцию измерения какого-либо одного НЭ, называют **радионавигационными устройствами (РНУ)**. Указанные устройства могут входить в состав РНС или применяться самостоятельно. Местоположение объекта характеризуется положением его центра масс в некоторой опорной системе координат. В радионавигации используют местную или глобальные системы координат [6].

*Местная* сферическая система координат может быть как неподвижной относительно земной поверхности, так и связанной с подвижным объектом. Местоположение объекта определяется на гра-

ниченном пространстве, его можно в дальнейшем пересчитать относительно глобальных систем координат. В основном применяется при небольших перемещениях объектов (десятки и сотни километров), когда кривизной земной поверхности можно пренебречь. Кроме того, требуется наличие установленной точки отсчета. Одним из существенных недостатков местных систем координат является их замкнутость — невозможность использования координат одной системы для определения положения объекта в другой системе без пересчета в промежуточные значения координат.

Глобальные системы координат используются в РНС, с помощью которых МП определяется на расстояниях  $R > R_{\text{пв}}$ , где  $R_{\text{пв}} = 130(\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2})$  — дальность прямой видимости, зависящая от высот подъема передающей  $H_1$  и приемной  $H_2$  антенн (в км) над земной поверхностью. Наиболее распространены географическая и геоцентрическая системы координат. В географической системе координаты определяются относительно земного геоида, где широта — это угол между плоскостью экватора и отвесной линией, а долгота — двугранный угол между плоскостью Гринвичского и местного меридианов. Геоцентрическая система предполагает форму Земли в виде шара. Долгота определяется аналогично географической, а широта представляется углом между плоскостью экватора и отрезком, соединяющим положение объекта и центр Земли.

Место РНС в схеме управления объектом иллюстрируется на рис. 1.1, где в качестве движущегося объекта выбран летательный аппарат (ЛА).

В составе схемы входят три РНУ, определяющие соответствующие навигационные элементы ( $W_i$ ). Результаты измерений поступают

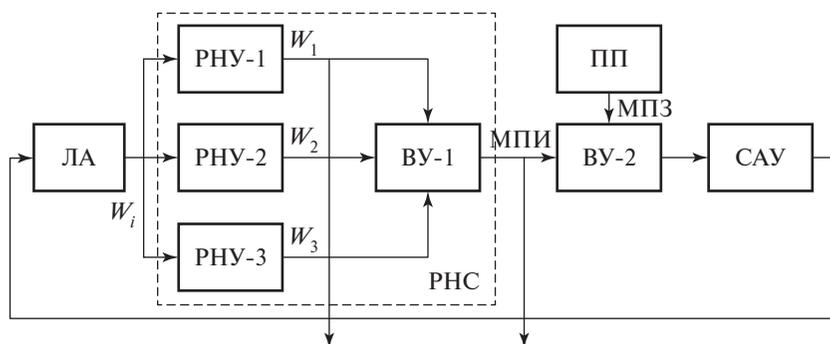


Рис. 1.1. Место радионавигационной системы в комплексе определения местоположения

на вычислительное устройство ВУ-1, где выполняется перевод измеренных параметров в координаты ЛА, а затем на ВУ-2, в котором измеренное местоположение (МПИ) сравнивается заданным (МПЗ) в соответствии с программой полета (ПП). При расхождении измеренного и заданного местоположений формируется управляющий сигнал для системы автоматического управления (САУ), которая выполняет корректировку направления и скорости движения ЛА. В простейшем случае ВУ и САУ отсутствуют.

## 1.2. Особенности распространения сигнала в пространстве

Распространение радиосигнала в пространстве связано с его затуханием и искажением. При этом требуется обеспечить такую мощность сигнала  $P_2$ , принимаемого радионавигационным устройством, чтобы измерение навигационных параметров выполнялось с заданной погрешностью.

Работа радионавигационных устройств основывается на следующих принципах: постоянство скорости распространения радиоволн в однородной среде; способность радиоволн к интерференции и дифракции на неоднородностях в пространстве. Для расчетов достаточно считать, что скорость распространения радиоволн в открытом пространстве равна  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с. Принцип постоянства скорости позволяет определить расстояние между источником и приемником радионавигационных сигналов на основании измерения времени распространения сигнала. Строго говоря, принцип соблюдается только при условии однородности и изотропности среды. В реальных условиях показатель преломления среды изменяется по сложным законам как во времени, так и в пространстве.

В однородной и изотропной среде сигнал распространяется прямолинейно вдоль отрезка, соединяющего источник и приемник сигнала. Наличие препятствий приводит как к отклонению сигнала от прямолинейной траектории, так и к формированию вторичных рассеянных радиоволн. Таким образом формируются помеховые сигналы, которые могут вызывать ложные срабатывания на приемнике, приводить к значительному увеличению погрешности оценки и снижать качество работы радионавигационных устройств.

Для оценки мощности сигнала на приемном устройстве примем излучаемую мощность передатчика  $P_{\text{прд}}$ . Тогда плотность потока мощности сигнала вблизи антенны приемника определяется выражением

$$\Pi = \frac{P_{\text{прд}}}{4\pi R^2} a^2 G_{\text{прд}} D_{\text{прд}}^2(\alpha, \varphi),$$

где  $R$  — расстояние между источником и приемником сигнала;  $a$  — коэффициент потерь при распространении сигнала в пространстве;  $G_{\text{прд}}$  — коэффициент усиления антенны передатчика;  $D_{\text{прд}}(\alpha, \varphi)$  — диаграмма направленности антенны передатчика в направлении на приемник [11]. Учитывая апертуру антенны приемника

$$S_{\text{прм}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{прм}} D_{\text{прм}}^2(\alpha, \varphi),$$

где  $\lambda$  — длина волны несущего колебания радионавигационного сигнала, мощность сигнала на приемной стороне имеет вид

$$P_{\text{прм}} = a^2 \frac{P_{\text{прд}} \lambda^2}{(4\pi R)^2} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} D_{\text{прд}}^2(\alpha, \varphi) D_{\text{прм}}^2(\alpha, \varphi).$$

Дальность действия радионавигационной системы при условии однородности и изотропности среды распространения сигнала оценивается при условии известной требуемой мощности сигнала в приемнике  $P_{\text{прм}}$  по следующему выражению:

$$R_{\text{max}} = \frac{\lambda D_{\text{прд}} D_{\text{прм}}}{4\pi} \sqrt{G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \frac{P_{\text{прд}}}{P_{\text{прм}}}}.$$

При рассмотрении наземных радионавигационных систем следует учитывать влияние поверхности Земли на распространение сигнала. В беспроводных сенсорных и локальных сетях этим влиянием можно пренебречь в силу малых расстояний между источником и потребителем сигнала. Однако при рассмотрении, например, систем посадки летательных аппаратов или корабельной навигации отражения сигналов от поверхности Земли будут оказывать непосредственное влияние на оценку координат. Поле в точке приема сигнала на рис. 1.2

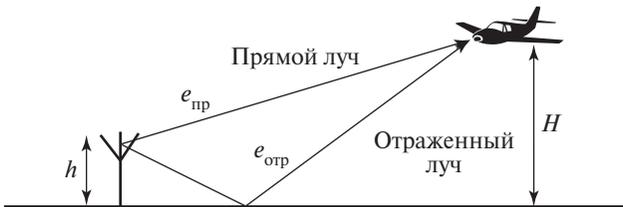


Рис. 1.2. Суперпозиция прямого и отраженного лучей сигнала радионавигационной системы

представляется в виде суперпозиции полей прямого и отраженного лучей.

Напряженность электрического поля имеет вид

$$e_{\Sigma} = e_{\text{пр}} + e_{\text{отр}} = e_{\text{изл}} \frac{e^{-ikR_1}}{\sqrt{4\pi R_1}} F_1 + \rho e_{\text{изл}} \frac{e^{-ikR_2}}{\sqrt{4\pi R_2}} F_2,$$

где  $e_{\text{изл}}$  — напряженность излученного сигнала;  $\rho$  — коэффициент отражения Френеля;  $R_{1,2} = \sqrt{L^2 + (H \mp h)^2}$  — расстояния, пройденные прямым и отраженным сигналами;  $L$  — горизонтальное расстояние между источником и приемником сигнала;  $F_1 = \sqrt{G_{\text{прд}}} D_{\text{прд}}(\varphi)$ ,  $F_2 = \sqrt{G_{\text{прм}}} D_{\text{прм}}(\varphi)$  — направляющие множители для антенн передатчика и приемника.

Амплитудное значение напряженности в точке приема

$$E_{\Sigma} = |e_{\Sigma}| = E_{\text{пр}} \left| 1 + \rho \frac{R_1}{R_2} \frac{F_2}{F_1} e^{-ik(R_1 - R_2)} \right| = E_{\text{пр}} F,$$

где  $E_{\text{пр}} = \frac{F_1 e_{\text{изл}}}{\sqrt{4\pi R_1}}$  — амплитуда прямой волны.

Фаза сигнала в точке приема может иметь любые значения на отрезке  $[-\pi, \pi]$ . Амплитуда сигнала зависит от высот антенн  $H$  и  $h$ . В случае противофазности прямого и отраженного сигналов наблюдается замирание сигнала. Если же сигналы синфазны, амплитуда сигнала возрастает. Указанные эффекты приводят к формированию нескольких лепестков диаграммы направленности, причем амплитуда лепестков, глубина минимумов и их расположение определяются, в том числе, физическими свойствами отражающей поверхности и поляризацией антенн.

### 1.3. Методы оценки местоположения источника сигнала и определения его координат

Различают три метода определения местоположения объекта: счисления пути, позиционный и обзорно-сравнительный [6]. Рассмотрим сущность этих методов применительно к наиболее сложной задаче — определению местоположения ЛА.

*Метод счисления пути* (рис. 1.3) основан на интегрировании по времени измеренного вектора скорости ЛА относительно поверхности Земли. В качестве датчика системы счисления применяют доплеровский измеритель скорости (ДИС). Для определения текущих коор-

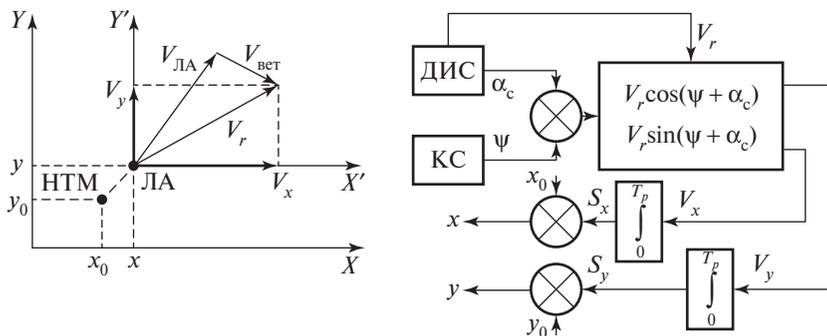


Рис. 1.3. Метод счисления пути

динат ЛА в систему вводят координаты начального пункта маршрута аппарата, с момента пролета которого начинается счисление пути. Доплеровская навигационная система не нуждается в наземных станциях. Главной ее особенностью является ухудшение точности определения местоположения со временем, что объясняется интегрированием погрешностей ДИС.

*Позиционный метод* (рис. 1.4) основан на использовании поверхностей или линий положения для определения местоположения объекта. Поверхность положения представляет собой геометрическое место точек в пространстве, соответствующих одному значению НЭ, т.е. одному значению дальности, угла и т.п. Местоположение объекта находят как точку пересечения трех поверхностей положения. Большинство РНС реализуют позиционный метод, что объясняется возможностью определения местоположения без учета и знания пройденного пути. Однако это возможно только в зоне действия опорных станций. Кроме того, на точность позиционных РНС сильно влияют помехи, отраженные сигналы. Точность позиционных систем зависит

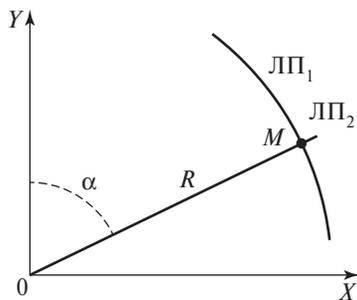


Рис. 1.4. Позиционный метод определения положения

от принципа их построения и от используемого диапазона радиоволн и характеризуется погрешностью от нескольких километров в РНС большой дальности, работающих в диапазонах километровых и миллиметровых волн.

*Обзорно-сравнительный метод* (рис. 1.5) основан на определении каких-либо характеристик местности, над которой движется ЛА, или характеристик геофизических полей Земли и сравнении их с соответствующими характеристиками, заложенными в память системы. В системах, реализующих данный метод, используется корреляционная связь между этими характеристиками, а для нахождения отклонений от заданной траектории полета — различного типа корреляционные устройства. Такие системы называют также корреляционно-экстремальными. При обзорно-сравнительном методе нет необходимости во внешних по отношению к ЛА радиостанциях, ослаблено влияние помех и отсутствуют накапливающиеся погрешности. Однако сложность метода, требующего априорной информации о характеристиках местности на всем маршруте и большого объема памяти системы, а также трудности вычисления корреляционной функции ограничивают пока широкое его применение.

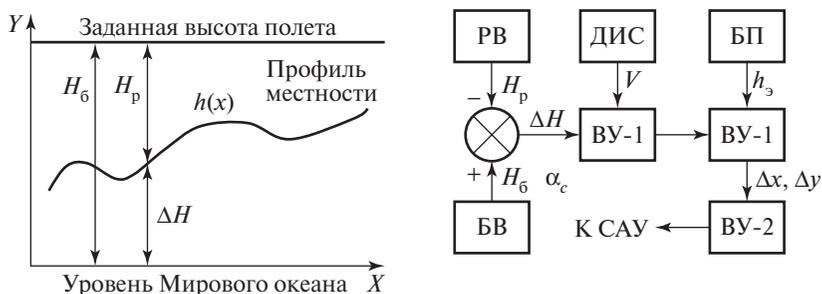


Рис. 1.5. Обзорно-сравнительный метод определения положения

#### 1.4. Виды и причины погрешностей позиционирования

Ошибка позиционирования обуславливается среднеквадратическими погрешностями оценок на различных этапах обработки. Искажения сигнала при прохождении среды распространения учитываются в виде СКП  $\sigma_{ср}$ . Погрешность оценки навигационного элемента обозначается  $\sigma_{нэ}$ . Для нахождения погрешности определения местоположения  $\sigma_{мп}$  вводится коэффициент или геометрический фактор  $\Gamma$ :  $\sigma_{мп} = \Gamma \sigma_{нэ}$ . При независимости погрешностей, вносимых элементами

радионавигационной системы, погрешность определения местоположения определяется выражением

$$\sigma_{\text{мп}} = \sqrt{\Gamma^2(M^2(\sigma_{\text{ос}}^2 + \sigma_{\text{ср}}^2 + \sigma_{\text{ипс}}^2) + \sigma_{\text{огэ}}^2) + \sigma_{\text{вмп}}^2},$$

где  $M$  — масштабный коэффициент;  $\sigma_{\text{ос}}$  — погрешность сигнала опорной станции;  $\sigma_{\text{ипс}}$  — погрешность оценки информационного параметра сигнала;  $\sigma_{\text{огэ}}$  — погрешность определения геометрического элемента;  $\sigma_{\text{вмп}}$  — погрешность вычисления местоположения.

Погрешности  $\sigma_{\text{ос}}$  и  $\sigma_{\text{вмп}}$  минимизируются путем эффективного конструирования аппаратной части опорной станции и приемника. Погрешность  $\sigma_{\text{ср}}$  определяется несущей частотой сигнала, антенными системами и характеристиками канала связи.

Уравнение, связывающее геометрический элемент объекта  $W$  и измеряемого параметра сигнала  $v$ , для большей части РНС имеет вид  $W = Mv$ . Если преобразовать составляющие уравнения в соответствующие погрешности, возвести в квадрат и усреднить, получим связь погрешности с элементами уравнения:

$$\frac{\sigma_W}{W} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_M}{M}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_v}{v}\right)^2}.$$

Следовательно, можно рассмотреть два способа уменьшения погрешности определения положения. Первый способ предполагает уменьшение погрешности  $\sigma_M$ , т.е. при проектировании радионавигационного устройства принимаются меры по стабилизации масштабного коэффициента или учету нестабильности. При условии  $M = \text{const}$  уравнение принимает вид  $\sigma_W = M\sigma_v$ . Нижняя граница  $\sigma_v$  определяется неоптимальностью схемы измерителя информативного параметра сигнала. По этой причине второй способ снижения погрешности определения местоположения заключается в снижении величины масштабного коэффициента  $M$ . Таким образом, при заданном значении погрешности  $\sigma_v$  можно получить допустимое значение  $\sigma_W$ .

Предельная погрешность радионавигационных измерений ограничивается погрешностью определения скорости распространения радиоволн. Указанная погрешность оказывает явное влияние на оценку расстояния до объекта по измерению времени  $t_R = \frac{R}{c}$ .

Тогда погрешность оценки расстояния определяется выражением  $\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta c}{c} + \frac{\Delta t}{t}$ . При условии случайности и независимости величин

$\Delta c$  и  $\Delta t$  погрешность оценки расстояния с помощью радиодальномера имеет вид

$$\frac{\sigma_R}{R} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_c}{c}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_t}{t_R}\right)^2}.$$

В реальных условиях функционирования РНУ  $\frac{\sigma_c}{c} = 10^{-4} - 10^{-6}$ . Таким образом, даже при нулевой погрешности оценки времени распространения сигнала для расстояния  $R = 10^5$  км погрешность  $\sigma_R \geq 100$  м, что недопустимо для высокоточных РНУ. По этой причине в современных РНС используются дополнительные меры снижения погрешности, при помощи которых достигается относительная погрешность дальнометрии около  $10^{-7}$ . Одним из таких методов является измерение дальности на двух частотах. При распространении сигнала через ионосферу используется зависимость погрешности оценки дальности от частоты сигнала:  $\Delta R = Kf^{-2}\psi$ , где  $K$  — постоянный коэффициент;  $\psi$  — неизвестная функция, зависящая от параметров среды распространения сигнала. Истинное расстояние определяется по результатам измерения  $R_{\text{изм}}$  из решения системы уравнений:

$$R_{\text{изм1}} = R + \Delta R_1 = R + Kf_1^{-2}\psi;$$

$$R_{\text{изм2}} = R + \Delta R_2 = R + Kf_2^{-2}\psi.$$

Погрешности определения местоположения объекта в РНС напрямую связаны с погрешностями оценки дальности отдельных РНУ (рис. 1.6).

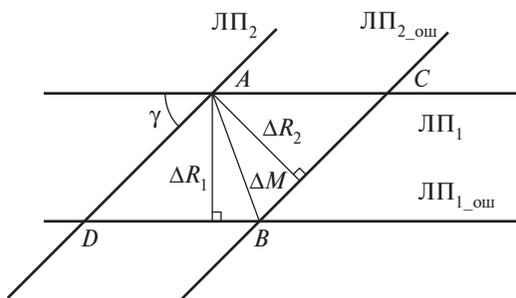


Рис. 1.6. Погрешность определения места объекта

Ошибки  $\Delta R_1$  и  $\Delta R_2$  соответствуют оценкам линий положения при помощи двух РНУ. Обозначим  $\gamma$  — угол пересечения линий положения в истинном месте положения объекта; тогда при равенстве зна-

ков ошибок из треугольника  $ADB$  следует, что  $\Delta_{мп}^2 = AD^2 + DB^2 - AD \cdot DB \cdot \cos \gamma$ . При различных знаках ошибок при построении получается тупоугольный треугольник; следовательно, знак последнего слагаемого меняется на противоположный. Переходя от сторон треугольника к величинам ошибок, получаем

$$\Delta_{мп}^2 = \frac{\Delta R_1^2 + \Delta R_2^2 \pm 2\Delta R_1 \Delta R_2 \cos \gamma}{\sin^2 \gamma}.$$

Для СКП оценки местоположения выражение имеет вид

$$\sigma_{мп} = \frac{\sqrt{\sigma_{лп1}^2 + \sigma_{лп2}^2 \pm 2\rho\sigma_{лп1}\sigma_{лп2} \cos \gamma}}{\sin \gamma},$$

где  $\rho$  — коэффициент корреляции погрешностей  $\Delta R_1$  и  $\Delta R_2$ .

Для большинства систем оценки линий положения являются независимыми, тогда  $\rho = 0$ .

Исходя из приведенного выражения, можно сделать вывод, что если построить окружность с центром в точке расположения объекта и радиусом, равным допустимой погрешности оценки местоположения  $\sigma_{мпд}$ , то вероятность того, что оценка местоположения при измерениях окажется внутри этой окружности, равна 0,63–0,68. Если выбрать радиус окружности равным  $2\sigma_{мпд}$ , то вероятность равна 0,95–0,98.

## Контрольные вопросы

1. Опишите особенности различных систем координат.
2. Приведите основные особенности распространения сигналов в пространстве.
3. Запишите уравнения, описывающие распространение сигналов.
4. Опишите особенности метода счисления пути.
5. Опишите особенности позиционного метода оценки местоположения.
6. Опишите особенности обзорно-сравнительного метода.
7. Основные причины погрешностей оценки местоположения.
8. Способы оценки погрешности определения положения объекта.
9. Запишите основное радионавигационное уравнение и выражения для расчета погрешностей его составляющих.
10. Объясните понятия линии положения и плоскости положения.

# ГЛАВА 2

## СУЩЕСТВУЮЩИЕ РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

### 2.1. Наземные системы дальней навигации

Радиосистемой дальней навигации (РСДН) называют те РНС, дальность действия которых превышает дальность прямой видимости. Геометрическим элементом  $W$  является расстояние от потребителей до ОС или разность таких расстояний до двух ОС, а информативным параметром сигнала — фаза несущей частоты. Поэтому эти системы относятся к классу фазовых, точность которых близка к потенциальной. Однако такая точность на больших дальностях может быть обеспечена только при учете изменения фазовой скорости распространения радиоволн вдоль трассы. Кроме того, сильное влияние оказывает интерференция сигналов в точке приема. Так как все опорные станции РСДН работают на одинаковых частотах, то сигналы одной и той же частоты никогда не излучаются несколькими ОС одновременно.

Радионавигационные системы дальней навигации используются с 1940-х гг. для определения положения кораблей на расстояниях около 1000 км. Наиболее широко распространенными системами являются LORAN-C (США) и «Чайка» (СССР/РФ) [7].

Наземные РНС «Чайка» и LORAN-C до настоящего времени еще не достигли полной реализации своих потенциальных возможностей, так как главным образом использовались в стандартном разностно-дальномерном (гиперболическом) режиме. Однако этому режиму свойственны ограничения как по точности определения местоположения объекта (обусловленные геометрическим фактором в зависимости от расположения потребителя относительно наземных станций РНС), так и по размерам рабочей зоны системы. Кроме того, требования потребителей постоянно растут и эти системы не полностью удовлетворяют требованиям по точности, доступности и целостности при решении ряда практических задач.

В настоящее время в РНС LORAN-C все более широкое развитие получают другие режимы использования, а именно: работа с функ-

ционально-равноценными станциями; дальномерный режим и одновременная работа по смежным цепям. Все это способствует повышению точности, достоверности решения навигационной задачи, доступности и увеличению рабочей зоны системы. В настоящее время наземные станции РНС LORAN-C привязаны к шкале времени (ШВ) UTC (USNO — United States Naval Observatory) с погрешностью 100 нс (0,1 мкс), а отечественные станции РНС «Чайка» — к шкале времени UTC (SU — Soviet Union) — ШВ ГЭВЧ (шкала времени Государственного эталона времени и частоты) с погрешностью 1,0–1,5 мкс.

### *Навигационная система EUROFIX*

Развитие современных средств радионавигации привело к созданию интегрированной навигационной системы EUROFIX. Эта система объединяет Глобальную навигационную спутниковую систему (ГНСС), дифференциальную ГНСС и РНС ЛОРАН-С. Цель создания EUROFIX — обеспечение возможности передачи дифференциальных поправок для спутниковой радионавигационной системы (СРНС) Navstar в навигационном канале РНС LORAN-C. Система EUROFIX в равной степени может быть использована морскими, воздушными и наземными потребителями. Создание такой системы позволяет улучшить возможность калибровки РНС LORAN-C с помощью дифференциальной подсистемы Navstar. При непрерывной калибровке РНС LORAN-C (пока космические аппараты находятся в поле зрения потребителя) посредством дифференциальной подсистемы СРНС осуществляется повышение точности определения места по наземным РНС. Результаты экспериментальных исследований, проведенных в Норвегии, показали, что погрешность определений места по РНС LORAN-C в этом случае составляет менее 5 м (при вероятности попадания в доверительный интервал, равной 0,95) в течение 2 ч после калибровки и менее чем 25 м в течение 24 ч.

### *Принцип действия фазовой дальномерной РСДН (на примере LORAN-C)*

Пусть ОС (рис. 2.1) излучает навигационный сигнал в виде немодулированных колебаний частоты  $f_0$ . Источником сигнала служит высокостабильный эталонный генератор ЭГ, а требуемая мощность обеспечивается усилителем УМ. Принятый потребителем сигнал поступает на УРЧ, далее — на измеритель разности фаз ИФ. В качестве опорных используются колебания, вырабатываемые генератором ОГ. Допустим, что фазовая скорость распространения радиоволн постоянна, а доплеровский сдвиг частоты отсутствует [8].

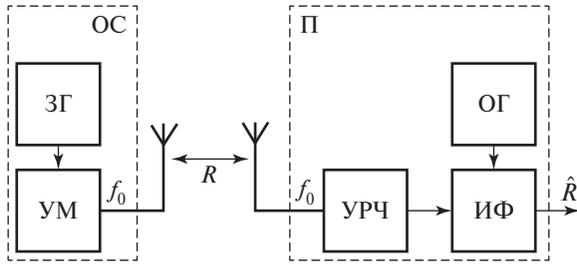


Рис. 2.1. Структурная схема передатчика и приемника фазовой радиодальномерной РСДН

Тогда в некоторый момент на ИФ поступает сигнал ОС:

$$u_c = U_{mc} \sin \varphi_1 = U_{mc} \sin[\omega_0(t - t_R) + \varphi_{01} + \varphi_{ап}],$$

где  $\varphi_{01}$  — начальная фаза;  $\varphi_{ап}$  — сдвиг сигнала по фазе в цепях приемника;  $t_R = \frac{R}{c}$ .

Фаза  $\varphi_1$  навигационного сигнала в ИФ сравнивается с фазой  $\varphi_0$  опорного сигнала:  $u_0 = U_{m0} \sin \varphi_0 = U_{m0} \sin(\omega_0 t + \varphi_{02})$ .

Измеренная разность фаз имеет вид

$$\varphi_{и} = \Delta\varphi = \varphi_0 - \varphi_1 = \omega_0 t_R - \varphi_{ап} + (\varphi_{02} - \varphi_{01}).$$

Информация о дальности до ОС заключена в первой составляющей  $\varphi_{и}$ . Остальные составляющие должны быть известны и учтены при измерении. Тогда основное уравнение фазового дальномера принимает вид  $R = \Delta\varphi \frac{c}{\omega_0} = M_\varphi \Delta\varphi$ , где  $M_\varphi = \frac{c}{\omega_0} = \frac{\lambda}{2\pi}$  — масштабный коэффициент.

**Однозначность отсчета дальности.** Одна из особенностей фазового радиодальномера РД — многозначность, когда одному измеренному измерителем фазы (ИФ) значению соответствует несколько значений  $R$ , отличающихся на  $k\lambda_0$ . Причина многозначности — в цикличности фазы колебания, поэтому ИФ выдает один и тот же результат при  $\Delta\varphi, \Delta\varphi + 2\pi, \dots, \Delta\varphi + 2k\pi$ .

Для исключения этого явления необходимо выполнение условия однозначности отсчета:  $\Delta\varphi = \frac{3\pi R}{\lambda_0} \leq 2\pi$ .

Следовательно, однозначно определяемая дальность  $R_{од.макс} \leq \lambda_0$  будет тем больше, чем длиннее волна  $\lambda_0$ . Однако значение  $\lambda_0$ , соответствующее этому условию, не может быть получено в РНУ систем дальней навигации с дальностью действия порядка нескольких тысяч

километров. Максимальная длина волны в РСДН ограничена требуемой точностью и возможными размерами передающих антенн ОС и имеет значения порядка единиц или десятков километров. В ситуации, когда измеряемая дальность  $R > R_{\text{од}}$  требуется найти целое число длин волн, укладывающихся на измеряемой дистанции (рис. 2.2), т.е. найти число  $n = \left\| \frac{R}{\lambda_0} \right\|$  — ближайшее меньшее целое число, а затем измерить  $R$  фазовым РД [9, 10].

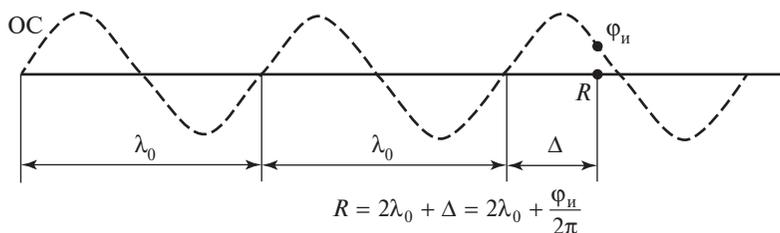


Рис. 2.2. Неоднозначность измерения дальности

**Точность измерения дальности.** На постоянном значении масштабного коэффициента  $M \sigma_R = M_\varphi \sigma_\varphi = \frac{\lambda_0 \sigma_\varphi}{2\pi}$ , т.е. точность фазового РД будет тем выше, чем меньше длина волны  $\lambda_0$ , однако при этом усложняется процедура разрешения многозначности. Таким образом, возникают противоречивые требования к значению масштабной частоты, так как увеличение  $\omega_0$ , способствуя повышению точности, ведет к сокращению зоны однозначного отсчета дальности. Обычно отдают предпочтение точности, а возникающую многозначность разрешают с помощью многочастотных измерителей. Что касается

величины погрешности,  $\sigma_{\varphi_{\text{п}}} = q_{\text{max}}^{-1/2}$ , где  $q_{\text{max}} = \frac{E}{N_0}$  — максимальное отношение сигнала к шуму по мощности на входе измерителя фазы. Тогда потенциальная точность фазового РД будет характеризоваться

погрешностью  $\sigma_{R_{\text{п}}} = \frac{\lambda_0}{2\pi \sqrt{\frac{E}{N_0}}}$ . На практике погрешность больше

предельной, так как возникают трудности с предварительной узкополосной фильтрацией сигнала, особенно необходимой из-за малого значения отношения сигнал—шум в РСДН.

Измерение дальности основано на преобразовании фазового сдвига  $\Delta\varphi$  во временной интервал  $\Delta t$ . В схеме цифрового измерителя

разности фаз  $\Delta\varphi$  на рис. 2.3 опорный сигнал от генератора масштабной частоты (ГМЧ) и сигнал с выхода приемника (Прм) поступают на формирователи опорных (ФОИ) и сигнальных (ФСИ) импульсов.

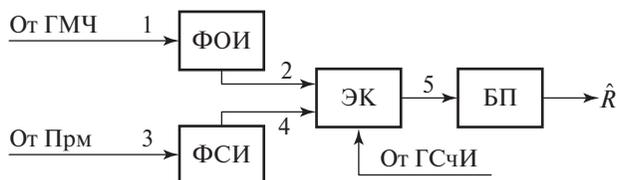


Рис. 2.3. Структурная схема измерителя фаз

Опорный импульс (ОИ) открывает электронный ключ (ЭК) и разрешает поступление счетных импульсов (СИ) с генератора (ГСЧИ) на счетчик (Сч) (рис. 2.4). Число подсчитанных импульсов  $N = \frac{\Delta t}{T_{\text{сч}}}$ , оценка дальности рассчитывается в соответствии с выражением  $\hat{R} = cT_{\text{сч}}N$ . Погрешность дискретизации определяется периодом следования счетных импульсов  $\Delta R_{\text{дс}} = cT_{\text{сч}}$ .

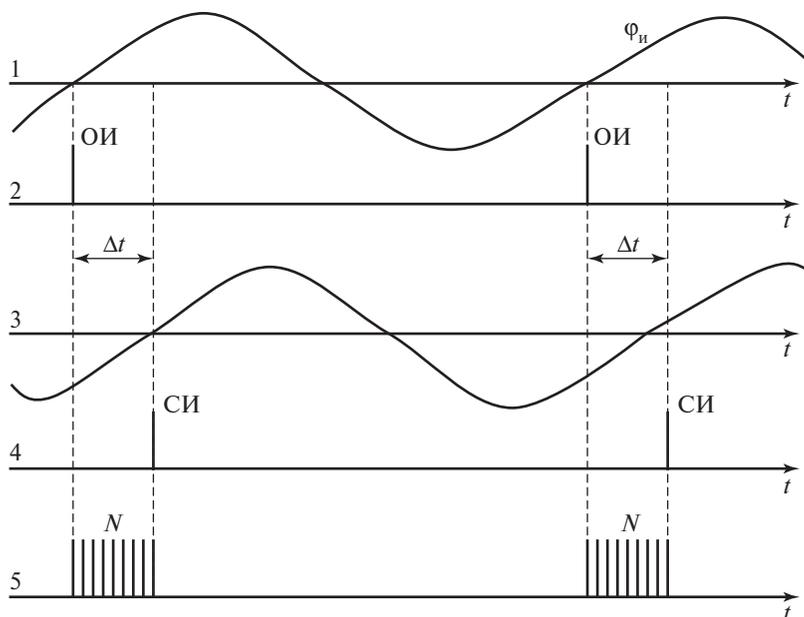


Рис. 2.4. Временные диаграммы сигналов измерителя фаз

Навигационные сигналы LORAN-C состоят из пачек импульсов по девять (ведущая ОС) или восемь (ведомые ОС). Импульсы кодируются по фазе специальными кодами. Коды различаются для сигналов ведущей и ведомых станций. Периоды повторения импульсов индивидуальны для каждой цепочки ОС, что позволяет опознать цепочки.

Пусть ведомая станция излучает сигнал с известной задержкой  $t_3$  относительно ведущей. Тогда принимаемые потребителем сигналы имеют вид:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_{m1}(t - t_{R1})\cos[\omega_0(t - t_{\text{ап}} - t_{R1})] = U_{m1}(t - t_{R1})\cos\varphi_1; \\ u_2(t) &= U_{m2}(t - t_3 - t_{R2})\cos[\omega_0(t - t_3 - t_{\text{ап}} - t_{R2})] = \\ &= U_{m2}(t - t_3 - t_{R2})\cos\varphi_2, \end{aligned}$$

где  $t_{\text{ап}}$  — задержка сигнала в аппаратуре потребителя;  $t_{R1}$  и  $t_{R2}$  — время прохождения сигналом расстояния до опорных станций.

Опорный и принятые сигналы имеют одну частоту, но отличаются по фазе:  $u_0(t) = U_{m0}(t)\cos[\omega_0 t - \varphi_{\text{ор}}] = U_{m0}(t)\cos\varphi_0$ . Измеренные фазы сигналов опорных станций [12]:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_1 &= \varphi_0 - \varphi_1 = \omega_0 t_{R1} + \omega_0 t_{\text{ап}} - \varphi_{\text{ор}}; \\ \Delta\varphi_2 &= \varphi_0 - \varphi_2 = \omega_0 t_{R2} + \omega_0 t_{\text{ап}} + \omega_0 t_3 - \varphi_{\text{ор}}. \end{aligned}$$

Сигнал с устройства сравнения фаз:

$$\Delta\varphi_{12} = \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2 = \omega_0(t_{R1} - t_{R2} - t_3) = \frac{\omega_0}{c}(R_1 - R_2) - t_3.$$

Основное уравнение фазового разностно-дальномерного устройства:

$$\Delta R = \frac{\lambda_0}{2\pi} \Delta\varphi_{12} = M \Delta\varphi_{12}.$$

### *Фазовая дальномерная РСДН*

Рассмотрим структуру и принцип работы фазовой радиодальномерной системы на примере системы Omega (рис. 2.5). Близкая к глобальной зона действия достигается применением восьми ОС, расположенных в разных районах земного шара на побережье и островах Мирового океана. Отечественная РСДН «Маршрут» имеет в своем составе одну ведущую и три ведомые опорные станции на территории России. Все ОС работают на одинаковых несущих частотах. Дальность действия ОС составляет 9–10 тыс. км. Антенны наземных ОС достигают высоты более 400 м и излучают мощность около 10 кВт (при мощности передатчика 150 кВт).



**Рис. 2.5.** Структурная схема фазовой дальномерной РСДН: БСА — блок согласования с антенной; ЦАП — цифроаналоговый преобразователь; ПЗУ — постоянное запоминающее устройство; АЦП — аналогово-цифровой преобразователь

Опорная станция в определенный момент времени выполняет передачу навигационного сигнала на частотах 10,2; 11,3 и 13,6 кГц. Частота  $f_1 = 10,2$  кГц служит для точного определения местоположения ( $\lambda_1 = 29,5$  км). Для устранения многозначности отсчета используются разностные частоты  $\Delta f_1 = 13,6 - 10,2 = 3,4$  кГц,  $\Delta f_2 = 11,3 - 10,2 = 1,1$  кГц,  $\Delta f_3 = 13,6 - 11,3 = 2,1$  кГц с соответствующими длинами волн ( $\Delta \lambda_1 = 88$  км,  $\Delta \lambda_2 = 273$  км,  $\Delta \lambda_3 = 143$  км). В дальномерных системах применяются сигналы на частотах  $\Delta f_1$  и  $\Delta f_2$ .

**Разрешение многозначности.** Измерение дальности на основной частоте  $f_{01}$  сопровождается неоднозначностью отсчета, когда показания измерителя фазы  $\varphi_n$  и реальная разность фаз  $\Delta \varphi$  связаны соотношением

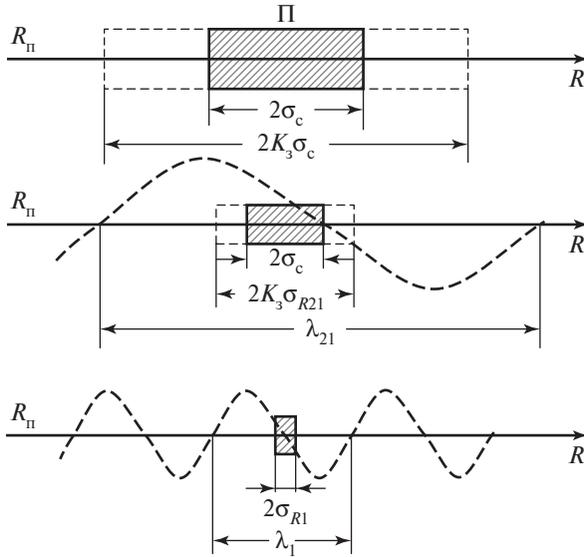
$$\Delta \varphi = 2\pi n + \varphi_n, \quad (2.1)$$

Определение числа  $n$  в ФД РСДН основано на многочастотном методе, при котором формируется грубая шкала на разностной частоте и используется однозначная, но не очень точная информация о местоположении от системы счисления координат потребителя [13].

Система счисления находит положение точки с СКП  $\sigma_c$ . Положение точки в зоне неопределенности системы счисления, равной  $\pm \sigma_c$ , уточняется по результатам измерений фазы на разностной частоте  $\Delta f_{21} = f_2 - f_1$ , где  $f_1$  и  $f_2$  — близкие друг другу частоты опорных станций (рис. 2.6). Если измерить фазы навигационных сигналов с частотами  $f_1$  и  $f_2$  и образовать разность фаз  $\Delta \varphi_1$  и  $\Delta \varphi_2$ , то

$$\Delta \varphi_{21} = \Delta \varphi_2 - \Delta \varphi_1 = 2\pi(f_2 - f_1) \frac{R}{c} = \left( 2\pi \frac{\Delta f_{21}}{c} \right) R = \left( \frac{2\pi}{\lambda_{21}} \right) R.$$

Формирование  $\Delta \varphi_{21}$  равносильно измерению фазы на низкой частоте  $\Delta f_1 = \Delta f_{21}$ , на которой интервал однозначного измерения фазы



**Рис. 2.6.** Диаграммы сигналов на шкалах разных масштабов

$R_{\text{од}21} = \lambda_{21} = c\Delta f_{21}^{-1}$ , а СКП измерения  $\sigma_{R21} \ll \sigma_c$ . Входящее в уравнение число  $n$  определяется как  $n = \|R_c \lambda_{21}^{-1}\|$ , где  $R_c$  — дальность, найденная по системе счисления пути.

Для синхронизации коммутатора и опорной станции используется схема поиска сигналов. В режиме поиска функционирует только канал приемника, настроенный на несущую частоту. Задача поиска заключается в совмещении формируемого в аппаратуре потребителя опорного кода и принимаемого сигнала на основе корреляционного метода.

Схема поиска сигналов построена по принципу обнаружителя радиосигнала с неизвестной начальной фазой и реализует параллельный поиск (рис. 2.7). Сформированные в измерителе фаз значения коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$  поступают на блок формирования величины  $z_i = \sqrt{\alpha_i^2 + \beta_i^2}$ . Блок корреляторов (БК) содержит  $N$  каналов, каждый из которых вычисляет

$$\psi_i = \sum_{j=1}^N z_i K_{i-j}.$$

Опорный код (ОК) от генератора (ГОК) поступает на формирователь выборок кода (ФВК), который управляет тактовыми импульсами (ТИ). Схема выбора максимума (СВМ) определяет номер канала

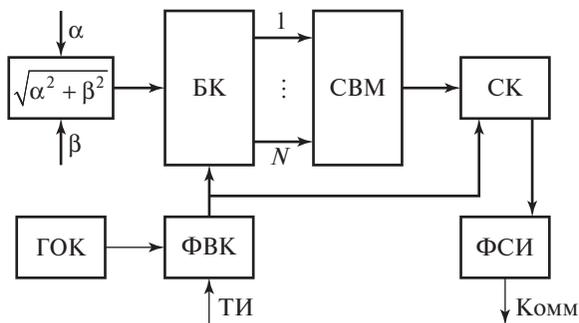


Рис. 2.7. Схема поиска сигналов

БК с максимальным сигналом. Код выделяется селектором (СК), поступает на ЦАП и далее — на коммутатор (К).

**Точность фазовых РСДН.** Среднеквадратическая погрешность (СКП) измерения фазы в фазовых дальномерных РСДН на частоте 10,3 кГц — 0,7°, в разностно-дальномерных РСДН на частоте 100 кГц — 3,6°. С учетом  $W = \frac{c\Delta\varphi}{2\pi f_0}$  СКП определения геометрического элемента для ФД РСДН составляет 60 м, для РД РСДН — 30 м. В реальных условиях погрешности возрастают.

Преобразование основного уравнения:

$$\sigma_W = W \sqrt{\frac{\sigma_c^2}{c^2} + \frac{\sigma_f^2}{f^2} + \frac{\sigma_\varphi^2}{\phi^2}},$$

где  $\sigma_c$ ,  $\sigma_f$  и  $\sigma_\varphi$  — СКП скорости  $c$ , несущей частоты  $f$ , разности фаз  $\Delta\varphi$ .

Выражение справедливо при точной синхронизации ОС и независимости внешних факторов. Причины изменения скорости распространения радиоволн: изменение проводимости и диэлектрической проницаемости почвы; регулярное изменение высоты отражающего слоя ионосферы над поверхностью Земли (влияет на волны с частотой 10–11 кГц); случайные изменения фазы в результате хромосферных вспышек на Солнце; действия потока метеоритов и т.д.

Причина нестабильности частоты эталонных генераторов — использование аппаратуры с малой долговременной стабильностью частоты (хуже чем  $10^{-11}$ ). Это приводит к расхождению частот эталонного генератора опорной станции и опорного генератора аппаратуры потребителя.

Повышение точности РСДН достигается путем применения дифференциальных систем. В них поправки, учитывающие особенности

распространения радиоволн, измеряются на контрольной станции и передаются потребителю. Преимущество дифференциальной системы достигается при дальности действия, не превышающей зону пространственной корреляции погрешностей.

**Структурная схема аппаратуры потребителя ФД РСДН.** В аппаратуре потребителя поочередно принимаемые навигационные сигналы ОС поступают с антенно-фидерного устройства на три идентичных, но настроенных на разные частоты канала (рис. 2.8). После усиления в УРЧ, амплитудного ограничения и узкополосной фильтрации навигационный сигнал подается на измеритель фаз ИФ, где его фаза сравнивается с фазой опорного сигнала с опорного генератора ОГ. По результатам измерения и по информации о скорости  $V$  и курсе  $\theta$  вычислительный модуль (ЭВМ) выдает на индикатор (Инд) местоположение потребителя. Блок памяти ЭВМ содержит данные о координатах всех ОС и поправках.

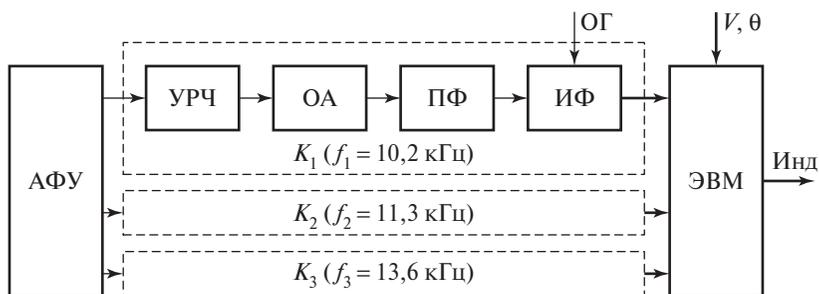


Рис. 2.8. Структурная схема аппаратуры потребителя системы Omega

В измерителе фаз реализуется алгоритм оптимальной оценки по квадратурной схеме. Выборки навигационного сигнала в пределах цикла  $T_{\text{ц}}$  формируются с помощью  $N$  тактовых импульсов длительностью  $\Delta_{\text{в}} = \frac{T_{\text{ц}}}{N}$ . Формирователь сигнальных импульсов формирует импульсы при переходе напряжения сигнала через нулевое значение. С опорного генератора на измеритель фаз поступают импульсы, соответствующие переходу опорного напряжения через нулевое значение. Так же опорный генератор формирует счетные импульсы и синхронизирующие сигналы, которые переключают электронные ключи и запускают счетчики импульсов соответственно. Значения  $\sin(\varphi_k)$  или  $\cos(\varphi_k)$  накапливаются в цифровых интеграторах, выходные сигналы которых ( $\alpha_i = \sum_{k=1}^m \sin(\varphi_k)$  и  $\beta_i = \sum_{k=1}^m \cos(\varphi_k)$ ) используются

для оценки фазы  $\varphi_i = \arctg\left(\frac{\alpha_i}{\beta_i}\right)$ . С помощью коммутатора результаты оценки распределяются в ячейки памяти канала обработки для определения дальности до опорной станции, устранения многозначности и иных вычислений. Поиск сигнала заключается в совмещении опорного кода в устройстве и принимаемого сигнала корреляционным методом.

## 2.2. Наземные системы ближней навигации и системы посадки летательных аппаратов

К наземным системам ближней навигации относятся позиционные азимутально-дальномерные РНС с дальностью действия  $R_{\max} \leq R_{\text{пв}}$ , где  $R_{\text{пв}}$  — дальность прямой видимости. Геометрические элементы, определяемые РСБН, — азимут и дальность, оцениваемые в двух разных каналах (два независимых РНУ).

Наиболее распространены отечественная система «РСБН-4Н» и зарубежная «VOR/DME». Каналы дальности работают аналогично, каналы азимута отличаются как принципом действия, так и несущими частотами. Угломерные РНС основаны на использовании наземных и бортовых РНУ. Повышению точности угломерных РНС препятствует увеличение их погрешностей при удалении от опорных станций [14, 15].

Дальность действия зависит от высоты полета самолета и рельефа местности в районе применения системы. Для равнинной местности

$$R_{\max} = 3,7(\sqrt{h_{\text{отн}}} + \sqrt{H_{\text{отн}}}),$$

где  $H_{\text{отн}}$ ,  $h_{\text{отн}}$  — высоты полета и антенной системы радиомаяка соответственно относительно среднего уровня рельефа.

При наличии препятствий на пути распространения сигнала

$$R_{\max} = R_1 + 6,87 \left[ \sqrt{\left(0,073d_1 + \frac{\Delta h}{R_1}\right)^2 + 0,29\Delta H} - \left(0,073R_1 + \frac{\Delta h}{R_1}\right) \right],$$

где  $R_1$  — расстояние от радионавигационной станции до экранирующего препятствия, км;  $\Delta h$  — превышение препятствия над излучателем, м;  $\Delta H$  — относительная высота полета самолета, м.

Величины  $\Delta h$  и  $\Delta H$  рассчитываются по соотношениям:

$$\Delta h = h_{\text{пр}} - (h_a + h_M); \quad \Delta H = H_{\text{абс}} - h_{\text{пр}},$$

где  $H_{\text{абс}}$  — абсолютная высота полета;  $h_{\text{пр}}$  — абсолютная высота препятствия;  $h_a$  — абсолютная высота установки антенной системы радиомаяка;  $h_M$  — высота мачты антенной системы.

Среднеквадратическая погрешность дальномерных РНУ  $\sigma_{R1} = \sigma_{R2} = 100$  м, среднеквадратическая погрешность угломерных РНУ  $\sigma_{\theta1} = \sigma_{\theta2} = 0,25^\circ$ , длина базы  $B = 31$  км. Преимущество характеризуется соотношением

$$\frac{\sigma_{\text{мп.ад}}}{\sigma_{\text{мп.д}}} = \frac{4\sqrt{2}RB}{4R^2 + B^2} \sqrt{0,25 + \left(0,0175 \frac{\sigma_{\theta}}{\sigma_d}\right)^2} R^2.$$

### Канал дальности

Запросчик располагается на ЛА, ответчик — дальномерный радиомаяк (рис. 2.9).

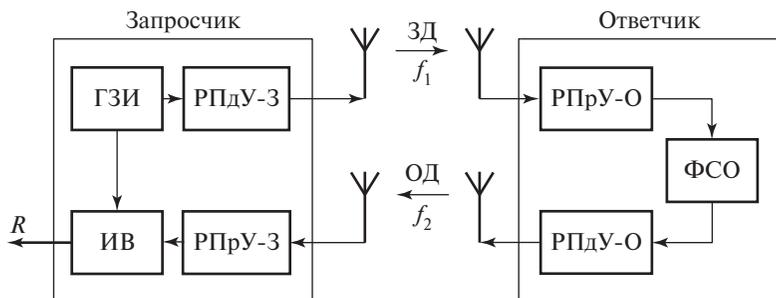


Рис. 2.9. Канал дальности

На рис. 2.9 ГЗИ — генератор запросных импульсов, ИВ — измеритель времени, ФСО — формирователь сигнала ответа, ЗД/ОД — запрос/ответ дальности, РПДУ/РПДУ — приемник/передатчик.

Измеритель времени вырабатывает код с информацией о дальности  $R = \frac{ct_R}{2}$ . Задержка сигнала постоянна и учитывается при измерении. Сигналы канала дальности представляют собой импульсы длительностью 1,5–3,5 мкс. Пары импульсов повторяются со средней частотой  $f_{\text{п}}$ , которая выбирается из условия однозначности отсчета дальности  $f_{\text{п}} \leq \frac{c}{2R_{\text{max}}}$ , где  $R_{\text{max}}$  — дальность действия канала дальности.

Для работы канала дальности выделен участок частотного диапазона шириной в несколько мегагерц с центральной частотой 1 ГГц.

### *Помехи канала дальности*

Синхронные помехи создаются сигналами ЗД, отраженными от объектов и вызывающими повторный ложный запуск радиомаяка. Для исключения синхронных помех ответчик запирается на некоторое защитное время после приема первого импульса. При этом уменьшается число ответов другим самолетам. Запросчики рассчитаны на число ответов, меньшее, чем число запросов. Коэффициент ответов

$$K_{\text{отв}} = \frac{N_{\text{отв}}}{N_{\text{зап}}} < 1.$$

Несинхронные помехи создаются сигналами ОД другим самолетам. Для борьбы с помехами применяют нестабилизированные генераторы ГЗИ. При этом «свой» ответный сигнал задерживается относительно ЗД.

Максимальная пропускная способность канала дальности:

$$N_{\text{ла}} = \frac{1 - K_{\text{отв}}(1 - t_{\text{защ}}F_{\text{п}})}{K_{\text{отв}}t_{\text{защ}}F_{\text{п}}},$$

где  $t_{\text{защ}}$  — защитный интервал;  $F_{\text{п}}$  — частота повторения сигналов запроса.

Необходимо обеспечить минимальное значение  $K_{\text{отв}} \geq 0,5$ , при котором устойчиво работает система автосопровождения по дальности.

### *Точность измерения дальности*

В канале дальности используются цифровые следящие импульсные радиодальномеры, измеряющие время запаздывания  $t_{\text{п}}$  сигнала ОД относительно сигнала ЗД. При постоянстве и известном значении задержки сигнала в ДРМ основное уравнение дальномера имеет вид

$$R = 0,5ct_R = Mt_R.$$

Уравнение погрешностей радиодальномера:

$$\sigma_R = R \sqrt{\left(\frac{\sigma_M}{M}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_t}{t_R}\right)^2}.$$

Первая составляющая погрешностей, определяемая нестабильностью скорости распространения радиоволн, даже в худших условиях ( $\frac{\sigma_c}{c} = 10^{-4}$ ,  $R = R_{\text{пв}} = 600$  км, высота полета самолета 20 км) составляет 60 м.

В цифровом радиодальномтере добавляется погрешность дискретности отсчета  $\sigma_{\text{дс}} = \frac{0,5cT_{\text{сч}}}{\sqrt{12}}$ . Реальная точность канала дальности характеризуется СКП  $\sigma_R = 100$  м.

### Канал азимута

Азимутальный радиомаяк формирует две диаграммы направленности в горизонтальной плоскости. Диаграмма ДН1 состоит из двух узких лепестков, вращающихся с частотой  $\Omega_{\text{вр}} = 100$  об/мин (600 град./с). В пределах этой ДНА излучаются непрерывные немодулированные колебания.

Диаграмма ДН2 имеет в горизонтальной плоскости форму, близкую к окружности. Сигнал — две кодированные последовательности импульсов «35» и «36». При прохождении ДН1 через точку приема на выходе приемника образуется азимутальный сигнал, форма которого повторяет форму ДН1. Интервал времени  $t_\alpha$ , начало которого соответствует моменту совпадения импульсов двух последовательностей «35» и «36», а конец — средней точке азимутального сигнала, содержит информацию об азимуте  $\alpha$  точки приема:  $t_\alpha = \frac{\alpha}{\Omega_{\text{вр}}}$ .

Уравнение импульсного канала азимута:  $\alpha = \Omega_{\text{вр}} t_\alpha = M t_\alpha$ .

Несущие частоты азимутального радиомаяка сосредоточены в полосе частот шириной 60 МГц со средней частотой 900 МГц.

### Точность измерения азимута

Источник погрешности — сигналы, отраженные от неосновных объектов (рис. 2.10). Такие сигналы создают мешающее напряжение  $U_{\text{отр}}$ , совпадающее со срезом первого импульса азимутального сигнала.

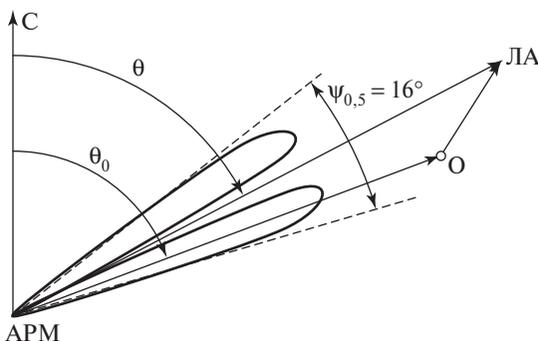


Рис. 2.10. Источник ошибок при измерении азимута

Азимуты таких объектов лежат в пределах  $\theta - 0,5\psi_{0,5} < \theta_0 < \theta + 0,5\psi_{0,5}$ , где  $\psi_{0,5}$  — суммарная ширина двух лепестков ДН1.

Погрешность измерения азимута при частоте вращения  $\Omega_{\text{вр}}$  составляет  $\Delta\theta = \Omega_{\text{вр}}\tau_c \left( \frac{\Delta U}{0,9U_{\text{и}}} \right)$ , где  $\Delta U$  — приращение напряжения в точке отсчета из-за отраженного сигнала;  $U_{\text{и}}$  — амплитуда азимутального сигнала.

Для повышения точности уменьшают скорость вращения ДН1 и увеличивают крутизну среза импульса  $S_c = \frac{0,9U_{\text{и}}}{\tau_c}$ . С учетом дестабилизирующих факторов точность канала азимута  $2\sigma_\alpha \approx 0,25^\circ$ .

### *Фазовый метод измерения азимута*

Фазовые методы основаны на измерении разности фаз колебаний, принимаемых двумя антеннами, разнесенными в пространстве. При фазовом методе измеряется разность фаз  $\varphi$  колебаний, возбуждаемых в антеннах  $A_1$  и  $A_2$ . Если длина волны принимаемых колебаний равна  $\lambda_u$ , то разность фаз принимаемых антеннами сигналов определяется выражением

$$\varphi = 2\pi \frac{d}{\lambda_u} \sin\theta.$$

Разностный и суммарный сигналы определяются соотношениями:

$$U_p = 2U_1 \sin \frac{\varphi}{2} = 2U_1 \sin \left( \pi \frac{d}{\lambda_u} \sin\theta \right);$$

$$U_c = 2U_1 \cos \frac{\varphi}{2} = 2U_1 \cos \left( \pi \frac{d}{\lambda_u} \sin\theta \right).$$

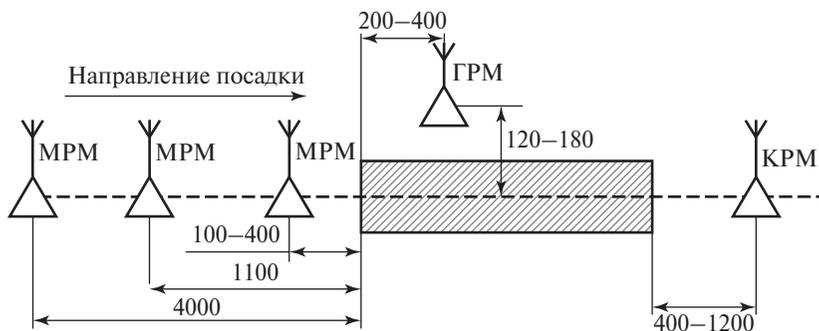
Тогда пеленгационная характеристика для определения азимута имеет вид

$$F(\Delta\theta) = \frac{U_p}{U_c} = \text{tg} \left( \pi \frac{d}{\lambda_u} \sin \Delta\theta \right).$$

### *Радиомаячные системы посадки*

Параметры систем регламентируются Международной организацией гражданской авиации ICAO (International Civil Aviation Organization). Основная задача РСП — определение угловых отклонений от траектории захода на посадку, которая задается линией курса в горизонтальной плоскости и линией глиссады в вертикальной

плоскости. РСП представляют собой угломерные системы, состоящие из каналов курса и глиссады (рис. 2.11). В каждый из каналов входит курсовой или глиссадный радиомаяк. Применяются как равносигнальные, так и импульсные методы измерения [16].



**Рис. 2.11.** Структура радиомаячной системы посадки:

МРМ — маркерный радиомаяк; ПРС — приводная радиостанция;  
 ВПП — взлетно-посадочная полоса; КРМ — курсовой радиомаяк;  
 ГРМ — глиссадный радиомаяк

Равносигнальные РСП работают в диапазоне метровых радиоволн (ILS — США, СП-50 — Россия) и дециметровых радиоволн (ПРМГ-4,5 — Россия).

Импульсные РСП работают в сантиметровом диапазоне (MLS — США, Единая государственная радиотехническая система посадки самолетов — Россия).

Классификация систем посадки:

- 1-я категория — посадка от границы зоны действия системы (45 км для канала курса и 20 км для канала глиссады) до высоты 60 м при дальности видимости вдоль ВПП не менее 800 м;
- 2-я категория — управление самолетом при заходе на посадку до высоты 30 м при дальности видимости вдоль ВПП не менее 400 м;
- 3-я категория — посадка с приземлением при значительном ограничении или отсутствии видимости: 3А — дальность видимости не более 200 м, 3В — не более 50 м, 3С — отсутствие видимости.

Системы посадки 2-й и 3-й категорий являются полностью автоматическими.

### *Точность и надежность РСП*

Допустимое отклонение линии курса от оси ВПП составляет не более 10,5 м для РСП 1-й категории и не более 3 м для РСП 3-й катего-

рии. Угловая точность —  $0,15^\circ$  (РСР 1-й категории),  $0,043^\circ$  (РСР 3-й категории). Отклонение угла наклона линии глissады —  $0,22^\circ$  (РСР 1-й категории),  $0,12^\circ$  (РСР 3-й категории).

Измерительные каналы курса и глissады идентичны по принципу действия. Отличия — в ориентации ДНА и несущей частоте (КРМ — 110 МГц, ГРМ — 330 МГц). Сигналы РСР стандартизированы ИСАО.

### Равносигнальный радиомаяк

Это наземное стационарное РНУ, антенная система которого формирует на одной несущей частоте две неподвижные пересекающиеся диаграммы направленности  $D_{a1}(\theta)$  и  $D_{a2}(\theta)$  (рис. 2.12).

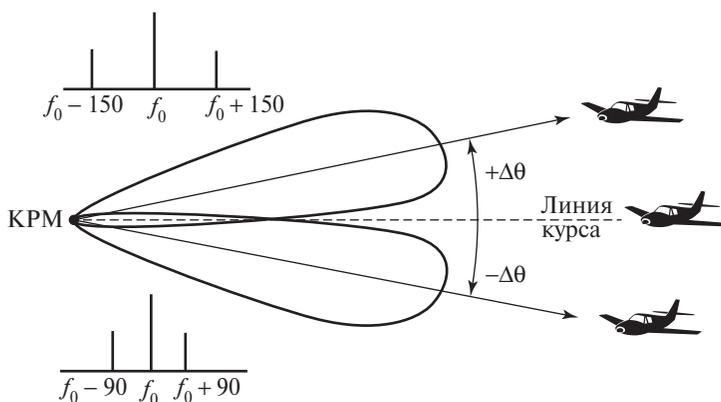


Рис. 2.12. Спектры сигналов и диаграммы направленности антенны равносигнального радиомаяка

Точка пересечения ДНА соответствует равносигнальному направлению РСР, в КРМ совпадает с линией курса (ось ВПП). В канале глissады равносигнальное направление совпадает с линией глissады под углом  $\beta_0 \approx 3^\circ$ .

Отклонение самолета от ЛК и ЛГ приводит к превышению амплитуды сигнала  $U_1$  над амплитудой сигнала  $U_2$ , что позволяет определить отклонение от равносигнального направления.

Радиомаяк излучает амплитудно-модулированный сигнал. Электромагнитное поле в точке приема:

$$e_1(t, \theta) = E_m D_{a1}(\theta)(1 + \sin \Omega_1 t) \sin(\omega_0 t) = E_1 \sin(\omega_0 t);$$

$$e_2(t, \theta) = E_m D_{a2}(\theta)(1 + \sin \Omega_2 t) \sin(\omega_0 t) = E_2 \sin(\omega_0 t),$$

где  $E_m$  — амплитуда напряженности поля;  $m$  — коэффициент глубины АМ.

Суммарное поле в точке приема:

$$E_c = E_1 + E_2 = E_m [D_{a1}(\theta) + D_{a2}(\theta)] \times \left[ 1 + m \frac{D_{a1}(\theta)}{D_{a1}(\theta) + D_{a2}(\theta)} \sin(\Omega_1 t) + m \frac{D_{a2}(\theta)}{D_{a1}(\theta) + D_{a2}(\theta)} \sin(\Omega_2 t) \right].$$

Коэффициенты при  $\sin(\Omega_1 t)$  и  $\sin(\Omega_2 t)$  называются *коэффициентами глубины модуляции*:

$$M_1 = m \frac{D_{a1}(\theta)}{D_{a1}(\theta) + D_{a2}(\theta)}; \quad M_2 = m \frac{D_{a2}(\theta)}{D_{a1}(\theta) + D_{a2}(\theta)}.$$

Информативный параметр — разность глубин модуляции:

$$\Delta M = M_1 - M_2 = m \frac{D_{a1}(\theta) - D_{a2}(\theta)}{D_{a1}(\theta) + D_{a2}(\theta)}.$$

Положение ЛА на линии глissады соответствует  $\Delta M = 0$ .

### *Точность равнoсигнальных РСП*

При условии  $D_{a1}(\theta_0) = D_{a2}(\theta_0) = D_a(\theta_0)$  основное уравнение равнoсигнальной РСП имеет вид

$$\Delta\beta = \Delta M \left[ m \frac{D'_a(\theta_0)}{D_a(\theta_0)} \right]^{-1}.$$

Переходя к погрешностям измерения РГМ:

$$\sigma_\theta = M_\theta \sigma_{\text{РГМ}}; \quad M_\theta = m^{-1} \left[ \frac{D_a(\theta_0)}{D'_a(\theta_0)} \right] = m^{-1} \Pi_A^{-1},$$

где  $\Pi_A = \frac{D'_a(\theta_0)}{D_a(\theta_0)}$  — пеленгационная чувствительность.

РГМ суммарного сигнала:

$$\Delta M_c(\theta) \approx \Delta M_n(\theta) + K_{\text{отр}} \Delta M_0(\theta) \cos \Delta\varphi,$$

где  $\Delta M_n$  — разность глубин модуляции прямого сигнала;  $K_{\text{отр}}$  — коэффициент отражения объекта;  $\Delta M_0$  — разность глубин модуляции отраженного сигнала;  $\Delta\varphi$  — сдвиг фаз прямого и отраженного сигналов.

### *Искривление посадочной траектории*

При ошибочном определении линии курса или глissады выполняется неверная корректировка полета. Последовательные ошибочные измерения приводят к формированию траектории колебательного характера (рис. 2.13). Величина отклонения от линии глissады:

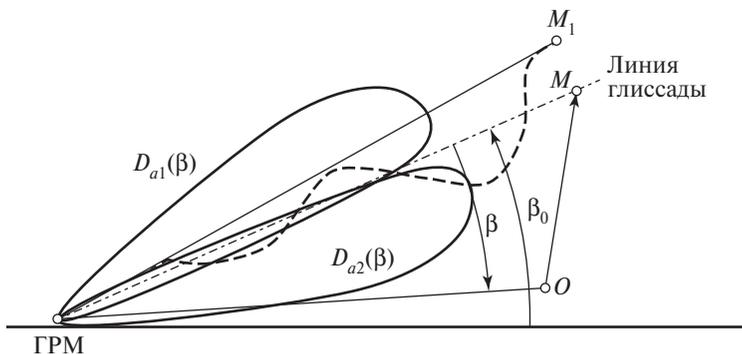


Рис. 2.13. Искривленная траектория полета летательного аппарата

$$\Delta = -K_{\text{отр}} \left[ \frac{D_a(\beta_0)}{2D'_a(\beta_0)} \right] \cos \psi.$$

Отклонение устраняется путем использования дополнительных антенн, что уменьшает ширину ДНА. Предельные значения отклонений в РГМ:  $\Delta M = 0,005-0,03$ .

### Суммарно-разностный радиомаяк (с «опорным нулем»)

Основное уравнение равносигнальной радиомаячной системы посадки показывает, что повышение точности определения линии курса и глиссады возможно при увеличении крутизны ДНА вблизи равносигнального направления  $D'_a(\theta_0)$ . Один из способов увеличения крутизны заключается в переходе к системе посадки с суммарно-разностным радиомаяком (рис. 2.14).

В канале курса создается две ДНА — однолепестковая «суммарная»  $D_c(\theta)$  и двухлепестковая «разностная»  $D_p(\theta)$ . Формирование диаграмм можно математически описать в виде суммы и разности отдельных ДНА, описанных в разделе о равносигнальных радиомаяках.

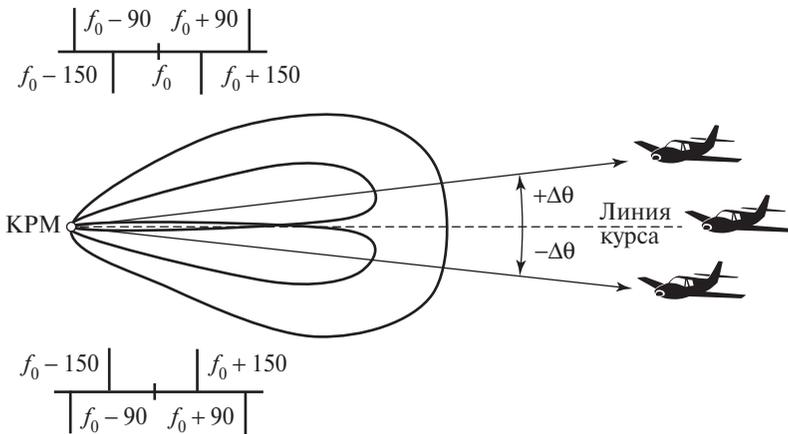
Линия курса, по которой движется летательный аппарат, соответствует положению минимума разностной диаграммы (см. рис. 2.14).

В «суммарной» ДНА формируется электрическое поле амплитудно-модулированного сигнала следующего вида:

$$e_c = E_{m1} D_c(\theta) [(1 + m_1 \sin(2\pi f_1 t)) + (1 + m_2 \sin(2\pi f_2 t))] \sin(\omega_0 t),$$

где  $E_{m1}$  — амплитуда электрического поля в максимуме ДНА;  $f_1 = 90$  Гц и  $f_2 = 150$  Гц — частоты модуляции для излучаемых АМС.

В «разностной» диаграмме электрическое поле имеет вид



**Рис. 2.14.** Спектры сигналов и диаграмма направленности радиомаяка с «опорным нулем»

$$e_p = E_{m2} D_p(\theta) [m_1 \sin(2\pi f_1 t) - m_2 \sin(2\pi f_2 t)] \sin(\omega_0 t),$$

сигнал балансно-модулированный, несущая частота отсутствует.

Глиссадный радиомаяк по принципу формирования ДНА аналогичен курсовому маяку. Отличие заключается в размещении антенных систем, которые располагаются вертикально. Верхняя антенна формирует «разностную» ДНА, нижняя — «суммарную» [6].

Выражение для информативного параметра — разности глубин модуляции — получается путем преобразования указанных сигналов:

$$\Delta M = \frac{m E_{m2} D_p(\theta)}{E_{m1} D_c(\theta)}$$

при условии, что  $m_1 = m_2 = m$ .

Анализируя последнее выражение, можно заметить, что положение линии глиссады при использовании радиомаяка с «опорным нулем» не зависит от формы ДНА, в отличие от равносигнального ГРМ, а определяется угловым положением минимума разностной диаграммы, которое для высоты верхней антенны  $h_2$  имеет вид

$$\beta_0 = \frac{\lambda}{2h_2} [15].$$

При отклонении самолета от линии глиссады требуется выполнять корректировку. Точность корректировки определяется способностью системы автоматического управления реагировать на изменение сигналов от курсовых и глиссадных радиомаяков. Опуская влияние чувствительности приемной аппаратуры самолета, следует рассмот-

реть изменение сигналов радиомаяка за счет изменения коэффициента направленности антенны. При дифференцировании выражения для РГМ в точке максимума ДНА получается значение пеленгационной чувствительности глissадного радиомаяка:

$$\Pi = m \left( \frac{E_{m2}}{E_{m1}} \right) D'_p(\beta_0).$$

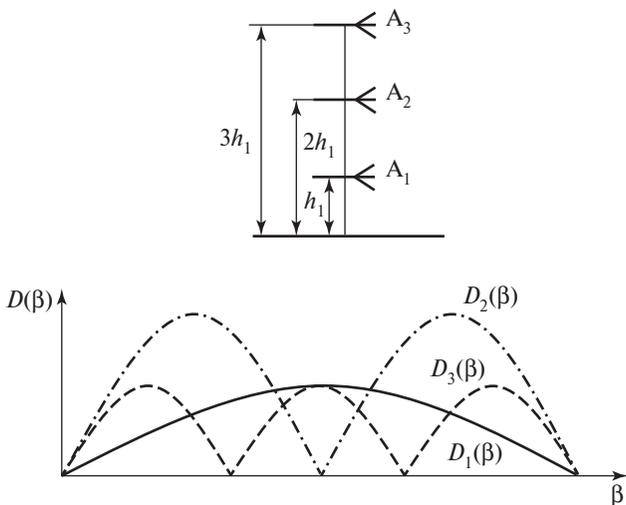
Полученное выражение определяет возможность повышения пеленгационной чувствительности как изменение отношения амплитуд электрических полей  $\frac{E_{m2}}{E_{m1}}$ . Такой результат принципиально невозможен в равносигнальном радиомаяке, так как изменение данного отношения приводит к изменению положения линии глissады.

Другим способом повышения пеленгационной чувствительности является уменьшение ширины диаграммы направленности. При этом уменьшается и степень искривления линии курса/глissады, так как число отражающих объектов в пределах ДНА также уменьшается. Однако при значительном снижении ширины ДНА возникает сложность вывода летательного аппарата на линию курса/глissады в связи с малой зоной действия радиомаяка. Проблему можно решить при использовании радиомаячной системы с двухканальными радиомаяками.

### *Радиомаячная система посадки с двухканальными радиомаяками*

Двухканальный радиомаяк имеет более сложную структуру, чем равносигнальный или маяк с «опорным нулем», так как совмещает в себе два радиоканала (рис. 2.15). В первом канале с узкой ДНА используется суммарно-разностный радиомаяк, выполняющий те же функции, что и маяк в одноканальном исполнении. Второй канал, канал клиренса, имеет более широкую ДНА и используется для повышения эффективности вывода летательного аппарата на траекторию посадки. Антенная система состоит из трех вертикально расположенных антенн.

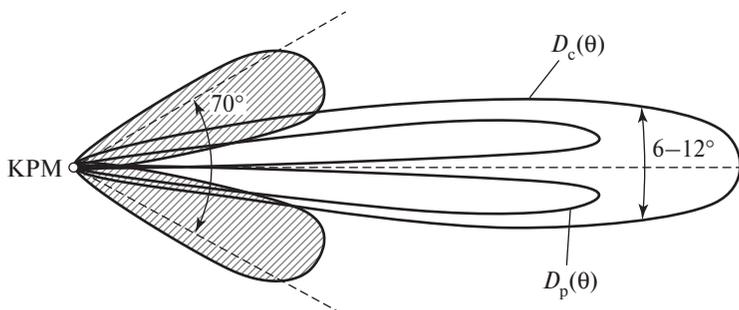
В основном канале используются антенны  $A_1$  и  $A_2$ , а в канале клиренса —  $A_1$  и  $A_3$  [1, 6]. Параметры токов, питающих антенны, подбираются таким образом, чтобы уменьшить уровень поля основного канала под углами к горизонту  $\beta < 0,3\beta_0$ , где  $\beta_0$  — угол наклона глissады, что ведет к сужению ДНА. Таким образом, снижается влияние неровностей рельефа местности и относительно низких



**Рис. 2.15.** Расположение антенн и ДНА для двухканального радиомаяка

объектов на положение линии глissады. Недостатком «сужения» является формирование области пространства, где самолет не получает информации о положении линии глissады при  $\beta < 0,3\beta_0$ . С целью компенсации этого недостатка в канале клиренса излучается АМС с частотой модуляции 150 Гц, что позволяет скорректировать положение летательного аппарата. Аналогично глissадному радиомаяку работает и курсовой двухканальный радиомаяк, который позволяет обеспечить высокую точность захода на траекторию посадки и выполнять контроль траектории при отклонении влево или вправо от линии курса.

Введение дополнительного канала оказывает негативное влияние на сигнал основного канала радиомаяка. Причина заключается в том, что ширина ДНА канала клиренса значительно больше ширины ДНА основного канала (рис. 2.16). В результате в нее может попасть значительное число мешающих объектов, и следовательно, линия курса/глissады будет искажаться. С целью снижения влияния рассматриваемого эффекта используется эффект подавления слабого сигнала сильным на нелинейных элементах приемного тракта летательного аппарата. При малых отклонениях летательного аппарата от линии курса/глissады выполняется отношение  $U_{ок} \gg U_{дк}$ , где  $U_{ок}$  — уровень сигнала основного канала;  $U_{дк}$  — уровень сигнала в дополнительном канале. Слабый сигнал подавляется в приемном тракте; таким образом, обрабатывается только сигнал основного канала. При большом



**Рис. 2.16.** Параметры ДНА двухканального маяка

отклонении от траектории полета выполняется отношение  $U_{\text{дк}} \gg U_{\text{ок}}$  и принимается только сигнал дополнительно канала (канала клиренса). Информация в канале клиренса используется только для грубой корректировки, поэтому ее искажение при отражении от мешающих объектов незначительно влияет на работу системы посадки.

Дополнительно для различения сигналов в основном и дополнительном каналах вводится смещение несущих частот сигналов на 10 кГц (частотный клиренс) или смещение сигналов по фазе на  $90^\circ$  (квадратурный клиренс).

Применение двухканальных радиомаяков позволяет обеспечить погрешность не более  $0,25-0,3^\circ$ . Наибольшее влияние оказывают отражения от мешающих объектов.

### *Недостатки РСП метрового диапазона*

1. Широкая диаграмма направленности антенны при допустимых размерах. Близость радиомаяка к ВПП делает его препятствием для самолета.

2. Постоянство номинального угла глиссады  $\beta_0$ . Причина — использование неподвижных антенн в радиомаяках. Следовательно, их невозможно применять для посадки самолетов с различными характеристиками.

3. Необходимость использования радиовысотомера на заключительном этапе посадки для определения положения самолета в вертикальной плоскости. Причиной является выполнение заключительного этапа посадки в ближней зоне антенн глиссадного радиомаяка.

### 2.3. Амплитудные радиопеленгаторы. Методы амплитудной радиопеленгации

Для определения направления (азимута) на источник радиоизлучения эффективно используются радиопеленгаторы. Принцип действия основан на изменении амплитуды сигнала  $U_m$  в направленной антенне при повороте антенны в пространстве относительно углового направления  $\theta$  на источник сигнала.

Для определения направления на источник сигнала используются три метода: метод минимума, метод максимума и метод сравнения. При применении первых двух методов необходимо использовать направленные антенны, диаграмма направленности которых имеет выраженный минимум или максимум соответственно. Несмотря на простоту реализации, методы минимума и максимума не используются в современных амплитудных радиопеленгаторах. Причиной является низкая устойчивость к естественным и искусственным помехам метода минимума и высокая погрешность определения максимального значения сигнала в методе максимума. Поэтому в основу работы амплитудных радиомаяков положен метод сравнения. В этом случае антенная система неподвижна, вращение не требуется. В состав антенной системы входят четыре вертикальных симметричных вибратора, которые формируют пару антенн с противофазным включением вибраторов (рис. 2.17). Диаграмма направленности такой системы имеет вид  $D_a(\theta) = \sin \theta$  («восьмерка») при выполнении условия отношения разноса вибраторов к длине волны  $\frac{d}{\lambda} < 0,5$ . Пары вибраторов взаимно перпендикулярны, тогда можно условно выделить направления «север—юг» (одна пара вибраторов) и «запад—восток» (вторая пара вибраторов). В центре антенной систем устанавливается дополнительная ненаправленная антенна, формирующая опорный сигнал, который не зависит от направления на передатчик.

Особенность радиопеленгатора — работа в пассивном режиме. Специальные требования к пеленгуемому сигналу не предъявляются, однако наилучшим является немодулированный непрерывный сигнал.

На рис. 2.17 приведены диаграммы направленности антенн амплитудного радиопеленгатора с использованием метода сравнения для определения направления на источник сигнала. Обозначения «0» и « $\pi$ » указывают на различия по фазе сигналов, принимаемых с угловых направлений  $\alpha$  и  $\pi + \alpha$ .

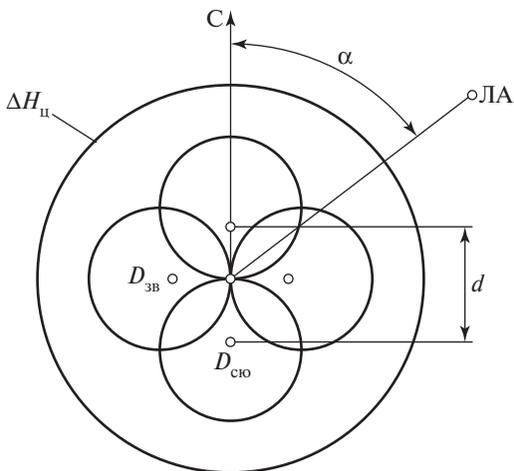


Рис. 2.17. Диаграммы направленности антенн амплитудного радиопеленгатора

### Сигналы в амплитудном азимутальном радиопеленгаторе

Разностные сигналы с Н-образных антенн  $A_{\text{сЮ}}$  и  $A_{\text{ЗВ}}$  имеют вид:

$$U_{\text{мсЮ}} = U_m \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos\theta\right) \approx U_m \cos\theta;$$

$$U_{\text{мЗВ}} = U_m \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin\theta\right) \approx U_m \sin\theta$$

при условии  $\frac{d}{\lambda} \ll 1$ . Для нахождения азимута  $\alpha$  необходим двухканальный приемно-усилительный тракт, образующий отношение  $\frac{U_{\text{мЗВ}}}{U_{\text{мсЮ}}}$ , тогда  $\hat{\theta} = \arctg \frac{k_1 U_{\text{мЗВ}}}{k_2 U_{\text{мсЮ}}}$ , где  $k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты передачи каждого из каналов. Полученные соотношения достаточно простые для реализации в современных цифровых системах обработки сигналов. Однако применение двухканальной системы нецелесообразно из-за высоких требований к идентичности коэффициентов передачи каналов, так как соотношение  $\hat{\alpha} = \alpha$  выполняется только при условии равенства  $k_1 = k_2$ . Поэтому обычно применяется частотное уплотнение сигналов. С этой целью используется балансная модуляция сигналов с частотой  $f_1$  в первом канале и  $f_2$  — во втором канале.

Выражение для сигнала с балансной модуляцией имеет вид:

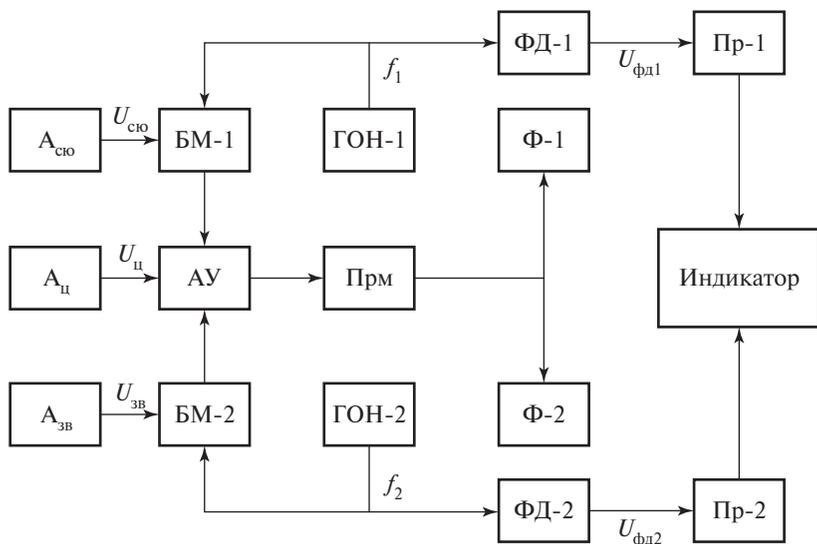
$$u_{\text{бМ1}} = U_m \cos(\theta) \cos(2\pi f_1 t) \cos(\omega_0 t); \quad u_{\text{бМ2}} = U_m \sin(\theta) \cos(2\pi f_2 t) \cos(\omega_0 t).$$

Полученные сигналы складываются с сигналом центральной ненаправленной антенны  $u_{\text{ац}} = U_{m\text{ц}} \cos(\omega_0 t)$ . Тогда выражение для суммы трех сигналов имеет вид

$$u_{\text{вх}} = U_{m\text{ц}} (1 + m_1 \cos(2\pi f_1 t) + m_2 \cos(2\pi f_2 t)) \cos(\omega_0 t).$$

Глубина модуляции определяется, в том числе, угловым направлением на источник сигнала  $\theta$  и выражается коэффициентами глубины модуляции  $m_1 = \left(\frac{U_m}{U_{m\text{ц}}}\right) \cos\theta$  и  $m_2 = \left(\frac{U_m}{U_{m\text{ц}}}\right) \sin\theta$ . При этом фазы огибающих сигналов с частотами балансных модуляторов  $f_1$  и  $f_2$  принимают значения 0 или  $180^\circ$  в зависимости от того, с направления какого из лепестков диаграммы направленности антенны приходит пеленгуемый сигнал.

На рис. 2.18 показана структурная схема амплитудного радиопеленгатора, построенного по описанному выше принципу. Антенны на схеме обозначены  $A_{\text{сцю}}$ ,  $A_{\text{зв}}$  и  $A_{\text{ц}}$ . Сигнал с центральной ненаправленной антенны поступает на антенный усилитель (АУ), где смешивается с сигналами двух направленных антенн после балансной модуляции (БМ-1 и БМ-2) с частотами  $f_1$  и  $f_2$ . Колебания для осуществления балансной модуляции формируются на генераторах опорного напряжения (ГОН-1 и ГОН-2). В приемнике (Прм) произ-



**Рис. 2.18.** Структурная схема автоматического амплитудного радиопеленгатора

водится селекция и усиление полученных в антенном усилителе колебаний, которые затем поступают на фильтры (Ф-1 и Ф-2), где выделяются колебания с частотами  $f_1$  и  $f_2$ . Фазовое детектирование сформированных на выходе фильтров колебаний позволяет получить постоянные напряжения, пропорциональные величинам  $\sin \alpha$  и  $\cos \alpha$ . При этом величина напряжения определяется коэффициентом глубины модуляции:  $U_{\text{фд1}} = km_1$  для ФД-1 и  $U_{\text{фд2}} = km_2$  для ФД-2, где  $k$  — коэффициент пропорциональности.

При использовании электронно-лучевого индикатора для отображения направления на пеленгуемый источник сигнала полученные постоянные напряжения используются для отклонения луча.

### *Точность и пеленгационная чувствительность амплитудного РП*

Погрешность и чувствительность амплитудного радиопеленгатора можно определить из основного уравнения радионавигационного устройства  $\theta = Mv$ . Определяемый навигационный элемент — угловое направление на источник сигнала  $\theta$  — связан масштабным коэффициентом  $M$  с измеряемым информативным параметром сигнала  $v$ . Исходя из уравнения, можно сделать вывод, что при любом внешнем воздействии, которое приводит к изменению информативного параметра  $\Delta v$ , следствием такого изменения является пеленгационная погрешность  $\Delta \theta$ . Относительная величина погрешности определяется коэффициентом  $M$ . Однако при малом коэффициенте  $M$  обеспечивается высокая чувствительность радионавигационного устройства к изменению  $\theta$ . Для дальнейшего описания влияния диаграмм направленности антенн на пеленгационные свойства АРП вводится понятие пеленгационной чувствительности АРП  $\Pi = \frac{1}{M}$ .

Рассмотрим оценку пеленгационной погрешности АРП. При равенстве полученного пеленга и углового направления  $\theta = \theta_0$  сигналы от обеих направленных антенн также равны — равносигнальное направление. Угол  $\theta_0$  соответствует направлению на точку пересечения диаграмм направленности антенн (ДНА)  $A_{\text{слю}}$  и  $A_{\text{зв}}$ .

Для упрощения выводов положим, что ДНА описываются однотипными функциями  $D_{\text{слю}}(\theta_0) = D_{\text{зв}}(\theta_0) = D_a(\theta_0)$ . Кроме того, допустим, что коэффициенты передачи трактов приема и обработки сигналов с направленных антенн одинаковы. Следовательно, измеряемый информативный параметр имеет вид

$$v = \frac{m_1}{m_2} = \frac{D_{\text{слю}}(\theta_0)}{D_{\text{зв}}(\theta_0)}.$$

При наличии пеленгационной погрешности  $\Delta\alpha$  получаем

$$v + \Delta v = \frac{D_a(\theta_0 + \Delta\theta)}{D_a(\theta_0 - \Delta\theta)}.$$

В реальных условиях работы относительная величина погрешности  $\Delta\alpha$  мала. Тогда можно выполнить разложение функции ДНА  $D_a(\theta_0 + \Delta\theta)$  в ряд Маклорена:

$$D_a(\theta_0 \pm \Delta\theta) = D_a(\theta_0) \pm \Delta\theta D'_a(\theta_0) + 0,5\Delta\theta^2 D''_a(\theta_0) \pm \dots$$

$$v + \Delta v \approx \frac{D_a(\theta_0) + \Delta\theta D'_a(\theta_0)}{D_a(\theta_0) - \Delta\theta D'_a(\theta_0)} = \frac{1 + \Pi\Delta\theta}{1 - \Pi\Delta\theta} = 1 + 2\Pi\Delta\theta = 1 + \Pi^*\Delta\theta,$$

где  $\Pi = \frac{D'_a(\theta_0)}{D_a(\theta_0)} = \frac{\Pi^*}{2}$  — пеленгационная чувствительности амплитудного радиопеленгатора.

При условии равенства сигналов направленных антенн на направлении  $\theta = \theta_0$  информативный параметр  $v(\theta_0) = 1$ , можно переписать основное уравнение радионавигационного устройства:

$$\Delta\theta = \frac{\Delta v}{\Pi^*} = M^* \Delta v.$$

Анализируя полученное уравнение, можно сделать вывод, что для снижения погрешности пеленгации необходимо увеличивать крутизну ДНА в точке измерения направления и уменьшать уровень сигнала в данной точке.

Однако при реализации метода минимума снижение уровня сигнала приводит к значительному уменьшению помехоустойчивости радиопеленгатора. Применение разнесенных попарно включенных вибраторов позволяет увеличить крутизну ДНА путем увеличения относительного разноса вибраторов  $\frac{d}{\lambda}$ . При этом форма сильно отклоняется от «восьмерки», а при  $\frac{d}{\lambda} \geq 1$  формируются несколько лепестков.

При большом относительном разнорсе  $\frac{d}{\lambda}$  появляется погрешность разноса  $\Delta\theta_p$  — искажение формы ДНА, которая оценивается соотношением

$$\Delta\theta_p = \arctg\left(\frac{1}{24}\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2 \sin 4\theta\right).$$

При изменении пеленга величина погрешности меняется, при этом максимальное значение достигается через каждые  $22,5^\circ$ . Таким образом, расстояние между антеннами ограничивается допустимой погрешностью разности, равно как и чувствительность амплитудного радиопеленгатора.

Другой причиной возникновения погрешности определения направления на источник сигнала является отражение сигналов от объектов вблизи радиопеленгатора. Величина погрешности определяется выражением

$$|\Delta\theta_{\text{отр}}| = \arctg \frac{K_{\text{отр}} \sin\theta_p}{1 + K_{\text{отр}} \cos\theta_p},$$

где  $K_{\text{отр}}$  — модуль коэффициента отражения;  $\theta_p$  — разность угловых направлений на источник и отражающий объект.

Максимальное значение погрешности может достигать нескольких градусов при одном отражающем объекте. Радиопеленгаторы следует устанавливать на свободных поверхностях насколько возможно выше от поверхности земли. В среднем полная погрешность амплитудного пеленгатора составляет около  $3^\circ$ ; таким образом, линейная погрешность составит около 5 км при расстоянии до источника сигнала 100 км.

С целью снижения погрешности пеленгации используется фазовый доплеровский пеленгатор. В отличие от систем ближней навигации частотная модуляция выполняется на стороне приемника, а не источника сигнала.

Информативный параметр — фаза сигнала, которая численно равна угловому направлению на источник сигнала. Для имитации вращения используется сложная антенная система из нескольких вибраторов, которые поочередно подключаются к приемному тракту с выбранной частотой. Как и в амплитудном пеленгаторе, для получения сигнала несущей частоты используется центральная ненаправленная антенна.

Доплеровское смещение формируется при имитации вращения в соответствии с выражением

$$f_d = -\left(\frac{r}{d}\right) 2\pi f_{\text{вр}} \sin(2\pi f_{\text{вр}} t - \theta) = -\Delta f \sin(2\pi f_{\text{вр}} t - \theta),$$

где  $\Delta f = \left(\frac{r}{d}\right) 2\pi f_{\text{вр}}$  — девиация частоты. При приеме немодулированного сигнала напряжение на формирователе сигнала имеет вид

$$u_{\text{в}} = U_{\text{в}} \cos[\omega_0 t - m_{\text{фм}} \cos(2\pi f_{\text{вр}} t - \theta)],$$

где  $m_{\text{фм}} = \frac{2\pi r}{\lambda}$  — индекс фазовой модуляции.

С целью определения величины девиации частоты информативная составляющая сигнала переносится на промежуточную частоту путем балансной модуляции. На выходах двух балансных модуляторов формируются сигналы

$$u_{\text{бм1}} = U_{\text{а}} \sin[\omega_0 t - m_{\text{фм}} \cos(2\pi f_{\text{вр}} t - \theta)] \cos \omega_{\text{п}} t,$$

$$u_{\text{бм2}} = U_{\text{а}} \cos[\omega_0 t - m_{\text{фм}} \cos(2\pi f_{\text{вр}} t - \theta)] \sin \omega_{\text{п}} t.$$

При сложении сигналов с модуляторов и сигнала с центральной антенны формируется колебание

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{а}} \cos[\omega_0 t - (\omega_{\text{п}} t + m_{\text{фм}} \cos(2\pi f_{\text{вр}} t - \theta))] + U_{\text{м}} \cos \omega_0 t.$$

Погрешность определения углового направления благодаря использованию фазы колебания в качестве информативного параметра устраняется влияние разноса антенн, а также снижается влияние отраженных сигналов. Общая погрешность доплеровского радиопеленгатора снижается до  $1^\circ$ .

### *Автоматические радиоконпасы*

Автоматический радиоконпас (АРК) применяется для вывода летательного аппарата на линию захода на посадку, которая определяется приводными радиостанциями, работающими в диапазоне частот 150–1800 кГц. Навигационный элемент системы — курсовой угол радиостанции (КУР,  $\theta_{\text{кур}}$ ), т.е. угол в горизонтальной плоскости между проекцией продольной оси летательного аппарата на эту плоскость и направлением на приводную радиостанцию. Пеленг на радиостанцию получается путем сложения курсового угла радиостанции и курса  $\psi$  летательного аппарата:  $\theta = \psi + \theta_{\text{кур}}$ . Информативным параметром может быть амплитуда или фаза, при этом антенные системы соответствующих радиоконпасов одинаковы [7, 17].

Антенная система состоит из центральной ненаправленной антенны и пары многовитковых катушек, направленных перпендикулярно друг другу, с общим магнитодиэлектрическим сердечником (рис. 2.19).

С целью исключения необходимости поворота антенны используется гониометр, который состоит из неподвижных статорных обмоток и подвижной центральной катушки. Напряжение направленных антенн имеет вид

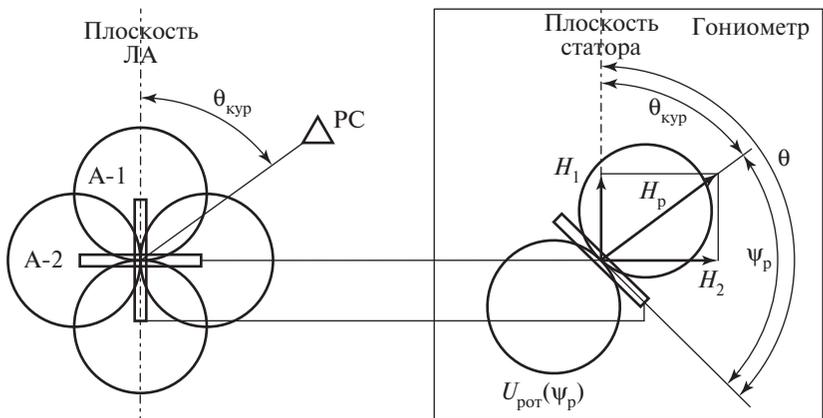


Рис. 2.19. Схема подключения рамочной антенны и гониометра

$$u_{\text{рам1}} = U_{\text{рам}} \sin \theta_{\text{кур}} \cos \omega_0 t \quad \text{и} \quad u_{\text{рам2}} = U_{\text{рам}} \cos \theta_{\text{кур}} \cos \omega_0 t.$$

При условии идентичности рамочных антенн амплитуды напряженности магнитного поля внутри статорных обмоток имеют вид  $H_1 = kU_{\text{рам}} \sin \theta_{\text{кур}}$  и  $H_2 = kU_{\text{рам}} \cos \theta_{\text{кур}}$ , где  $k$  — коэффициент пропорциональности;  $U_{\text{рам}}$  — амплитуда. Так как статорные обмотки расположены перпендикулярно друг другу, то вектор суммарной напряженности магнитного поля  $H_p$  располагается под углом  $\gamma$  к плоскости второй обмотки. В роторной катушке наводится электродвижущая сила

$$u_{\text{рот}} = U_{\text{рот}} \sin \psi_p \cos \omega_0 t = U_{\text{рот}} \sin(\theta - \theta_{\text{кур}}) \cos \omega_0 t,$$

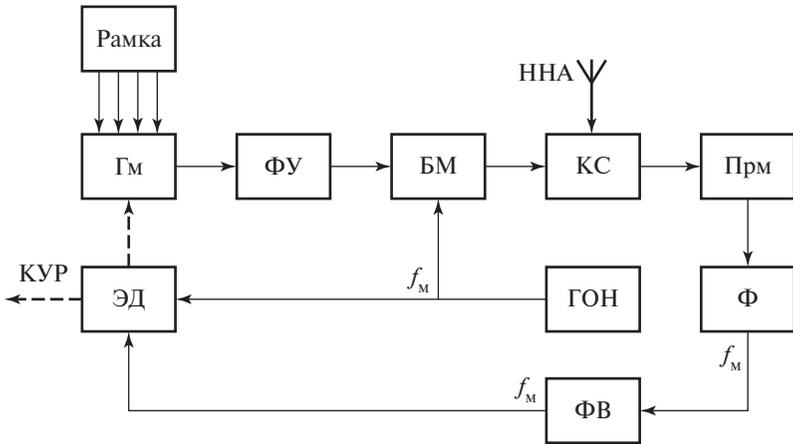
где  $\psi_p$  — угол между вектором суммарной напряженности  $H_p$  и плоскостью ротора, который равен нулю, если угол поворота ротора равен КУР ( $\theta = \theta_{\text{кур}}$ ).

Сигнал на входе приемника получается при сложении напряжения от центральной ненаправленной антенны  $u_a = U_a \sin \omega_0 t$  и сигнала ротора гониометра (рис. 2.20). Фазирующий усилитель выполняет компенсацию сдвига сигнала ротора по фазе на  $90^\circ$  относительно  $u_a$ , а также усиление. Напряжение с выхода балансного модулятора приемника

$$u_{\text{бм}} = U_{\text{бм}} \sin \psi_p \sin 2\pi f_m t \sin \omega_0 t,$$

где  $f_m$  — частота модуляции сигнала с генератора опорного напряжения, складывается с сигналом ненаправленной антенны в контуре сложения:

$$u_{\text{кв}} = U_a (1 + U_{\text{бм}} U_a^{-1} \sin \psi_p \sin 2\pi f_m t) \sin \omega_0 t = U_a (1 + m \sin 2\pi f_m t) \sin \omega_0 t,$$



**Рис. 2.20.** Структурная схема радиокомпаса:

РА — рамочная антенна; Гм — гониометр; ФУ — фазирующий усилитель;  
 БМ — балансный модулятор; КС — контур сложения; ГОН — генератор опорного напряжения; Ф — фильтр; ФВ — фазовращатель;  
 ЭД — электродвигатель

где  $m = U_{\text{бм}} U_{\text{а}}^{-1} \sin(\theta - \theta_{\text{кур}})$  — коэффициент глубины амплитудной модуляции, который является информативным параметром для амплитудного радиокompаса. Таким образом, полученный сигнал имеет амплитудную модуляцию с частотой  $f_M$  даже при приеме немодулированных колебаний.

Измеряемая глубина модуляции  $m$  пропорциональна углу  $\varphi_p$ , а фаза огибающей амплитудно-модулированного сигнала принимает значение  $0^\circ$  или  $180^\circ$  в зависимости от знака угла  $\varphi_p$ . При равенстве угла поворота ротора и курсового угла радиостанции глубина модуляции равна нулю. Таким образом, в амплитудном радиокompасе используется метод пеленгации по минимуму глубины амплитудной модуляции. Фильтр Ф применяется для выделения огибающей суммарного сигнала. Полученное напряжение через фазовращатель подается на управляющую обмотку электродвигателя. При ненулевом значении напряжения ротора электродвигателя начинает вращение в соответствии с величиной напряжения. При нулевом напряжении ротора электродвигатель останавливается. Изменение фазы  $u_{\text{рот}}$  на  $180^\circ$  приводит к изменению направления вращения на обратное (рис. 2.21).

Так как диаграмма направленности рамочной антенны имеет форму «восьмерки», то существуют два направления нулевого приема, следовательно, возникает неоднозначность отсчета курсового угла радиостанции. Однако положение ротора, при котором  $\varphi_p = 180^\circ$ ,

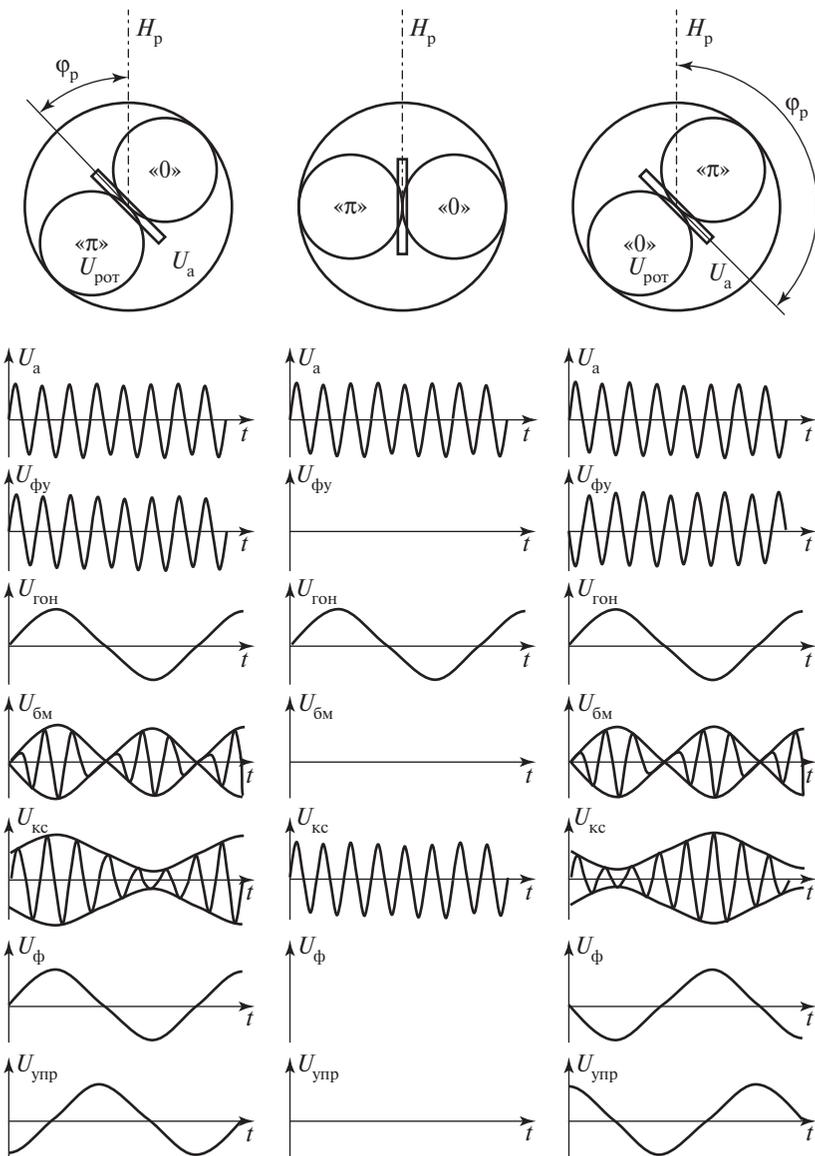
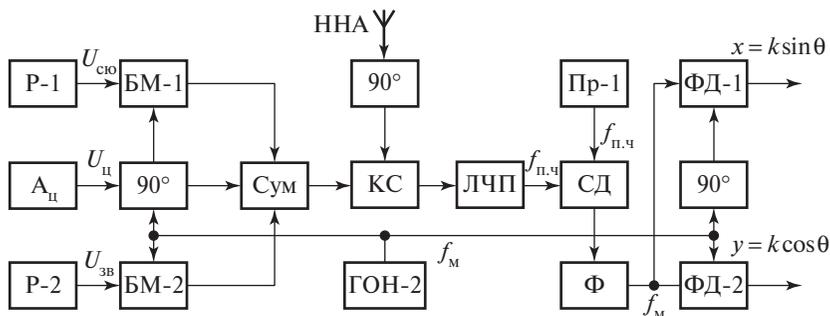


Рис. 2.21. Временные диаграммы сигналов в различных точках структурной схемы радиоконпаса

является неустойчивым и изменение угла приводит к резкому переходу ротора в устойчивое положение, при котором  $\varphi_p = 0^\circ$ .

### **Фазовый автоматический радиокомпас с амплитудной модуляцией**

Принцип работы заключается в формировании амплитудно-модулированного сигнала, фаза огибающей которого численно равна КУР. В этом случае можно не использовать гониометр, а радиокомпас построить по одноканальной схеме. Сигналы с рамочных антенн объединяются на сумматоре после квадратурной балансной модуляции в БМ, а для получения амплитудной модуляции используется ненаправленная антенна, сигнал которой сдвинут по фазе на  $90^\circ$  для фазирования с сигналами рамочных антенн и смешивается с ними в контуре сложения КС (рис. 2.22).



**Рис. 2.22.** Структурная схема фазового радиокompаса с амплитудной модуляцией

Сигнал на входе приемника формируется как сумма напряжений  $u_{\text{бм1}}$  и  $u_{\text{бм2}}$  и сигнала с ненаправленной антенны  $u_a = U_a \cos \omega_0 t$ :

$$u_{\text{кс}} = U_{\text{бм}} \sin \theta_{\text{кур}} \sin 2\pi f_m t \cos \omega_0 t + U_{\text{бм}} \cos \theta_{\text{кур}} \cos 2\pi f_m t \cos \omega_0 t + U_a \cos \omega_0 t = U_a (1 + m \cos(2\pi f_m t - \theta_{\text{кур}})) \cos \omega_0 t,$$

где  $m = U_{\text{бм}} U_a^{-1}$  — коэффициент глубины амплитудной модуляции.

Предварительная обработка выполняется в линейной части приемника ЛЧП, после чего сигнал поступает на синхронный детектор СД, где выполняется выделение фазы огибающей сигнала. Полученное колебание проходит через фильтр  $\Phi$  и поступает на квадратурный фазовый детектор ФД. После предварительной обработки сигнал поступает на квадратурный демодулятор. Значение курсового угла радиостанции определяется по формуле  $\theta_{\text{кур}} = \arctg\left(\frac{x}{y}\right)$ , где  $x$  и  $y$  —

напряжения на выходе фазовых детекторов. При этом обеспечивается однозначность отсчета пеленга.

### Фазовый радиокompас с фазовой модуляцией

Сигнал с гониометра не сдвигается по фазе на  $90^\circ$ , в отличие от радиокompаса с амплитудной модуляцией. На входе приемника сигнал формируется путем сложения напряжений с ненаправленной антенны и гониометра, которое модулируется прямоугольным сигналом с генератора опорного напряжения:

$$u_{\text{кс}} = U_{\text{рот}} s(t) \sin(\theta - \theta_{\text{кур}}) \cos \omega_0 t + U_a \sin \omega_0 t = U_{\text{кс}} \sin(\omega_0 t - \psi(t)),$$

где  $U_{\text{кс}} = U_a \sqrt{(1 + m^2 \sin^2(\theta - \theta_{\text{кур}}))}$ ;  $\psi(t) = \arctg(ms(t) \sin(\theta - \theta_{\text{кур}}))$ ;  $s(t) = \text{sign}(U_{\text{гон}}(t))$ . Функция фазового сдвига  $\psi(t)$  является информативным параметром входного сигнала приемника.

На рис. 2.23 показана структурная схема радиокompаса с фазовой модуляцией. После ЛЧП сигнал проходит через амплитудный ограничитель АО с целью устранения паразитной амплитудной модуляции из-за помех и разбаланса каналов по коэффициенту передачи. На импульсном фазовом детекторе ИФД формируется колебание, соответствующее функции изменения фазы. Фильтр нижних частот ФНЧ выделяет постоянную составляющую сигнала  $u_{\text{фд}} = K_{\text{фд}} U_c U_{\text{ог}} \sin \psi$ . При малых изменениях фазы можно преобразовать выражение:

$$u_{\text{фд}} \approx U_{\text{фд}} \text{tg} \psi \approx U_{\text{фд}} ms(t) \sin(\theta - \theta_{\text{кур}}).$$

Далее полученный сигнал перемножается с меандром, формируемым генератором опорного напряжения. Полученное управляющее напряжение  $U_{\text{упр}} = U_{\text{фд}} m \sin(\theta - \theta_{\text{кур}})$  зависит от величины фазового

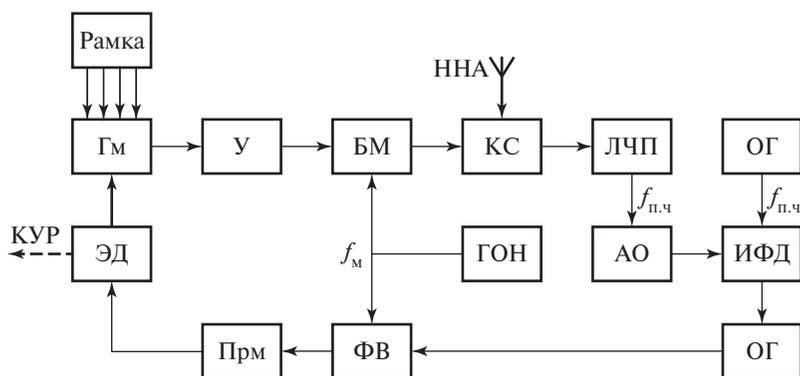


Рис. 2.23. Структурная схема фазового радиокompаса с фазовой модуляцией

сдвига и используется для управления электродвигателем, поворачивающим ротор гониометра. Состояние равновесия системы радиокompаса соответствует повороту ротора гониометра на угол, равный КУР. В этом случае напряжение на выходе БМ равно нулю.

### *Точность автоматического радиокompаса*

Причинами возникновения погрешности определения направления на приводную радиостанцию в основном являются поляризационная погрешность и влияние отраженных сигналов.

Поляризационная погрешность возникает в результате влияния горизонтальной составляющей электромагнитного поля в принимаемом сигнале. Изменение поляризации радиоволны возникает в результате отражения от ионосферы. В результате на рамочную антенну воздействует волна, направление вектора электромагнитного поля которой составляет угол  $\alpha$  с плоскостью распространения волны. В свою очередь, направление распространения составляет угол  $\beta$  с горизонтальной плоскостью.

Рассмотрим прием ортогональных составляющих  $E_x$  и  $E_y$  вектора электромагнитного поля  $E$  горизонтальными и вертикальными сторонами прямоугольной рамочной антенны соответственно. Обозначим размеры горизонтальных сторон  $b$ , а вертикальных сторон  $h$ . Тогда в горизонтальных сторонах рамки наводятся ЭДС с амплитудой  $U_{\Gamma} \approx E_{\Gamma} b \cos \varphi_p$ , сдвинутые по фазе друг относительно друга на  $\varphi_{\Gamma} = \frac{2\pi h}{\lambda}$ . Амплитуда ЭДС от двух горизонтальных сторон рамочной антенны имеет вид

$$U_{\Gamma\Sigma} = 2U_{\Gamma} \sin(0,5\varphi_{\Gamma}) \approx \frac{2\pi E_{\Gamma} h}{\lambda} \sin\beta \cos\varphi_p = U_{m\Gamma} \sin\beta \cos\varphi_p.$$

Исходя из приведенного выражения, диаграмма направленности рамочной антенны для волны с горизонтальной поляризацией  $D_{\Gamma}(\varphi_p, \beta) = \sin\beta \cos\varphi_p$ , а амплитуда ЭДС при синфазных составляющих  $U_{\text{в}}$  и  $U_{\Gamma}$  равна  $U_{mp}(\varphi_p, \beta) = U_{m\Gamma} \sin\beta \cos\varphi_p + U_{m\text{в}} \sin\varphi_p$ . Для расчета величины поляризационной погрешности  $\Delta\varphi_{\text{пол}}$  необходимо приравнять к нулю  $U_{mp}$ :

$$\Delta\varphi_{\text{пол}} = -\text{arctg}\left(\left(\frac{U_{m\Gamma}}{U_{m\text{в}}}\right)\sin\beta\right).$$

Погрешность, связанная с отражением сигналов, возникает в основном из-за возбуждения элементов конструкции летательного аппарата под действием электромагнитного поля с последующим

формированием собственного поля. Таким образом возникает интерференция полей в точке расположения рамочной антенны.

Величина погрешности зависит от курсового угла радиостанции и места установки рамочной антенны. Закономерность изменения погрешности позволяет минимизировать величину погрешности при помощи компенсаторов. Кроме того, рекомендуется размещать рамочные антенны вблизи центра масс фигуры летательного аппарата, тогда поля от элементов конструкции частично компенсируют друг друга.

### *Радиопеленгаторы спортивного назначения*

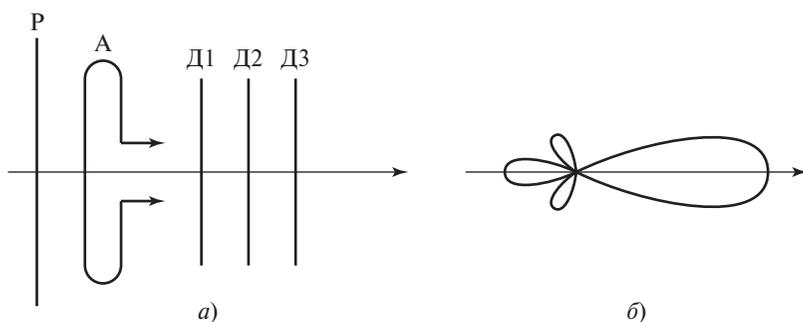
Существует ряд видов спорта, связанных с определением положения объекта в пространстве (на карте), их поиском и контролем посещения. К таким видам спорта, в частности, относится радиоспорт. В данном абзаце будут рассмотрены особенности определения местоположения контрольных пунктов в дисциплинах, относящихся к спортивной радиопеленгации. Контрольные пункты, которые необходимо обнаружить и посетить, оборудованы радиопередающими устройствами. Приблизительное расстояние от спортсмена до каждого контрольного пункта составляет от 0 до 3000 м. Каждый передатчик формирует амплитудно-модулированный сигнал, в котором передается информация об уникальном номере контрольного пункта. Спортсмен при помощи радиоприемника с направленной антенной определяет на слух номер контрольного пункта и угловое направление на него. Оценка расстояния выполняется по уровню мощности звукового сигнала, воспринимаемого спортсменом через наушники [18].

Сигнал, излучаемый радиопередатчиком, модулируется двумя способами — по типу А2А или А1А. Указанные сокращения расшифровываются следующим образом: первый символ «А» обозначает применение амплитудной двухполосной модуляции; второй символ «1» или «2» обозначает использование одного канала связи, содержащего квантованную информацию без модулирующего сигнала или с модулирующим сигналом соответственно; третий символ «А» обозначает применение данного типа модуляции для радиотелеграфии при слуховом приеме. Передаваемая информация представляет собой последовательность символов азбуки Морзе, при этом первые два символа одинаковы для всех контрольных пунктов, а последний обозначает порядковый номер передатчика от 1 до 5 путем передачи такого же количества точек.

В настоящее время соревнования по спортивной радиопеленгации проводятся с использованием двух диапазонов несущих частот —

3,51–3,6 МГц и 144–145 МГц. Так как длины волн, соответствующие выбранным частотным диапазонам, значительно отличаются, то и виды антенн, а также методы пеленгации тоже имеют свои особенности.

Рассмотрим определение местоположения контрольного пункта при использовании диапазона несущих частот 144–145 МГц (2,069–2,083 м). Выбранная длина волны позволяет использовать эффективную и при этом достаточно компактную носимую антенну типа «волновой канал». Размеры антенных элементов приблизительно равны половине длины волны, т.е. около 1 м. Диаграмма направленности такой антенны представляет собой основной лепесток, направление которого совпадает с осью антенны, как показано на рис. 2.24, и ряд побочных малых лепестков.



**Рис. 2.24.** Схематичное изображение антенной системы «волновой канал» (а) и диаграмма направленности (б)

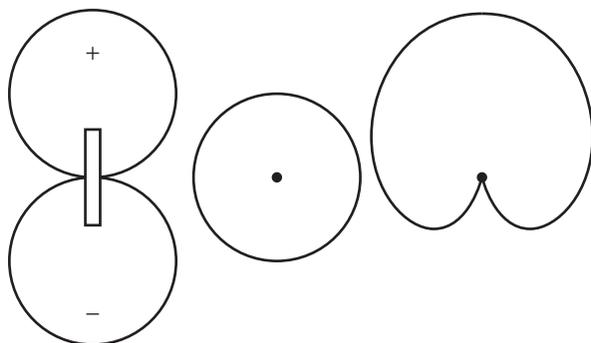
Так как основной лепесток диаграммы направленности антенны «волновой канал» значительно превосходит по коэффициенту полезного действия остальные лепестки, то в этом случае используется метод пеленгации по максимуму. Угловое направление определяется по максимальному уровню сигнала на слух при непосредственном повороте антенны на  $360^\circ$ .

К погрешностям пеленгации относят погрешности, возникающие из-за отражений сигнала радиопередатчика от объектов и психофизических особенностей слуха спортсмена. Величина погрешности в результате отражений сигнала определяется наличием препятствий на пути прямого распространения сигнала от радиопередатчика, а также угловым направлением на отражающие объекты из точки пеленгации. Путь прохождения сигнала, как правило, не имеет постоянных характеристик, так как может содержать в себе участки

леса, открытого пространства, сельской застройки, отдельных элементов гидрографии, а также выраженные формы рельефа. Для снижения погрешности спортсмену следует учитывать особенности прохождения сигнала на каждом из участков пути, так как помимо отражений от объектов (в первую очередь рельефа) возникает различное затухание сигнала для каждого вида местности. Изменение уровня сигнала вследствие затухания приводит к погрешности в оценке расстояния до контрольного пункта.

Изменение уровня сигнала на слух вносит погрешность в определение направления из-за особенностей различения изменений в уровне ухом человека. По этой причине более «гладкий» лепесток диаграммы направленности формирует ощущение равной мощности сигнала в широком диапазоне угловых направлений.

В радиотехнических устройствах, работающих на частотах в диапазоне 3,5–3,6 МГц, не реализуются эффективные полуволновые вибраторы, так как длина волны приблизительно равна 85 м. На радиопередатчиках применяется ненаправленная вертикальная штыревая антенна длиной около 5 м с «противовесами», расположенными вдоль поверхности земли. Эквивалентная схема такой антенны представляет собой последовательный колебательный контур. В реальных условиях достаточно сложно полностью развернуть штырь антенны, зачастую выполненный в виде отрезка провода; следовательно, требуется подстройка выходных согласующих каскадов передатчика. На радиоприемных устройствах используется компактная рамочная антенна с подключаемым вертикальным штырем (рис. 2.25). Рамочная антенна формирует диаграмму направленности вида «восьмерка», пеленгация осуществляется по методу минимума. Изменение уровня



**Рис. 2.25.** Диаграммы направленности рамочной, штыревой антенн и их совместное включение

сигнала вблизи минимального значения лучше воспринимается на слух, а значит, и погрешность определения углового направления значительно снижается по сравнению с методом максимума. Вертикальный штырь подключается для исключения обратного пеленга. Совместное использование рамочной и штыревой антенн формирует диаграмму направленности типа «кардиоида». В этом случае выполняется пеленгация по методу максимума. Погрешность пеленгации возрастает, однако в реальной ситуации штыревая антенна подключается на короткий промежуток времени только для исключения обратного пеленга.

## 2.4. Радиовысотомеры малых высот

Посадка летательного аппарата может выполняться в ручном или автоматическом режиме. При использовании любого из методов необходимо контролировать высоту самолета над поверхностью земли. Информационным параметром является расстояние между установленной на летательном аппарате антенной и точкой подстилающей поверхности непосредственно под аппаратом. Чаще всего используются высотомеры для оценки малых высот (не более 1500 м). Определение высоты в этом случае основано на радиолокационном принципе по приходу сигнала, отраженного от земной поверхности (рис. 2.26).

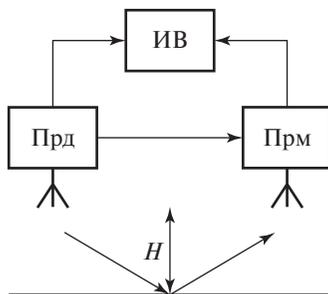


Рис. 2.26. Структурная схема радиовысотомера

Передатчик формирует сигнал, который излучается антенной  $A_1$ . После отражения от поверхности земли сигнал поступает на антенну  $A_2$  приемного устройства. После предварительной обработки в приемном тракте измеритель высоты формирует сигнал, амплитуда которого пропорциональна времени распространения колебания до земной поверхности и обратно  $t_H = \frac{2H}{c}$ . В современных летательных

аппаратах применяются частотные и импульсные радиовысотомеры [19].

Принцип работы частотного высотомера заключается в определении расстояния по временному сдвигу законов излучаемого и отраженного сигналов с частотной модуляцией. При подаче передаваемого и принятого сигналов на смеситель приемника формируется сигнал с частотой биений, значение которой пропорционально времени  $t_H$  распространения сигнала от передатчика до поверхности земли и обратно к приемнику. Структурная схема радиовысотомера показана на рис. 2.27. Низкочастотный сигнал с генератора ГНЧ поступает на частотный модулятор ЧМГ, сигнал с которого излучается через антенну  $A_1$ . Одновременно это же колебание поступает на балансный смеситель БС в приемной части высотомера. Также на БС с антенны  $A_2$  подается отраженное от поверхности земли колебание. Применение балансного смесителя позволяет подавить паразитную амплитудную модуляцию опорного колебания с ЧМГ. Отраженный сигнал запаздывает на время  $t_H$  относительно колебания с ЧМГ, что приводит к различию в мгновенных значениях частот  $f_1$  и  $f_2$  излучаемого и принимаемого сигналов. На выходе формируется колебание, частота которого соответствует частоте биений  $f_p = |f_1 - f_2|$ . После усиления в УНЧ колебание поступает на измеритель частоты ИЧ, формирующий управляющее напряжение или, при использовании АЦП, цифровой код, пропорциональный высоте полета летательного аппарата. Для снижения влияния резких изменений частоты биения выходной сигнал ИЧ реагирует на усредненное значение  $f_p$ .

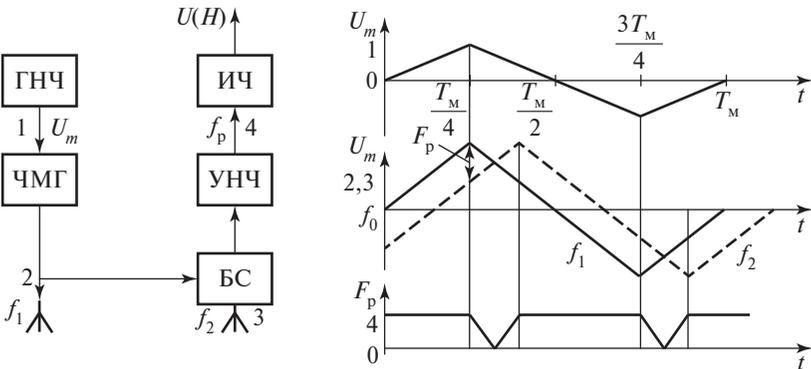


Рис. 2.27. Структурная схема и временные эпюры напряжений в различных точках схемы

Предположим, что излучаемое колебание модулировано по частоте в соответствии с пилообразным законом (рис. 2.28). По начальному участку графика изменения частоты излученного и принятого колебаний можно получить соотношение  $\frac{4}{\Delta f} = \frac{t_H}{f_p}$ , тогда

$$f_p = \frac{4\Delta f}{cT_M} H.$$

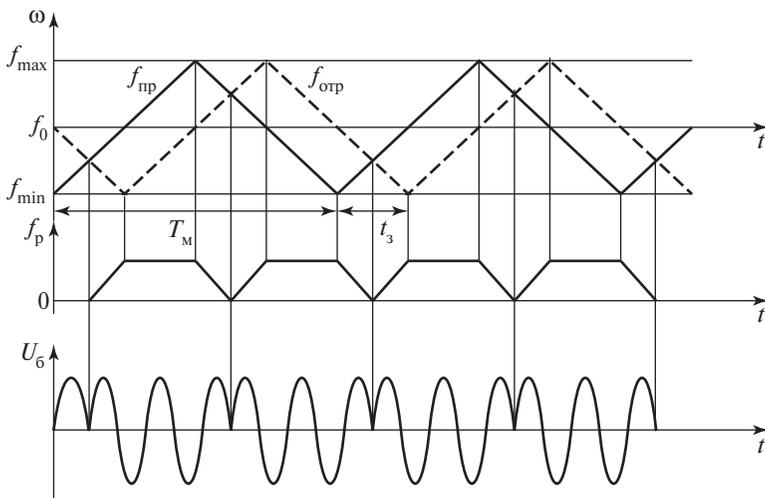


Рис. 2.28. Временные диаграммы изменения частоты принимаемого сигнала и напряжение биений

Основное уравнение частотного радиодальномера имеет вид

$$H = \frac{cT_M}{4\Delta f} f_p = Mf_p,$$

где  $M = \frac{cT_M}{4\Delta f}$  — масштабный коэффициент, определяющий чувствительность дальномера к изменению разностной частоты излучаемого и принятого сигналов.

Частота несущего колебания частотного радиодальномера составляет 4300 МГц, мощность излучения — около 0,1 Вт. Снижение погрешности определения высоты обеспечивается уменьшением масштабного коэффициента  $M$ . Добиться этого можно путем увеличения

девиации частоты  $\Delta f$ , которая может достигать сотен мегагерц и ограничивается в первую очередь величиной паразитной амплитудной модуляции, возникающей при прохождении частотно-модулированного сигнала через цепи высокочастотного тракта.

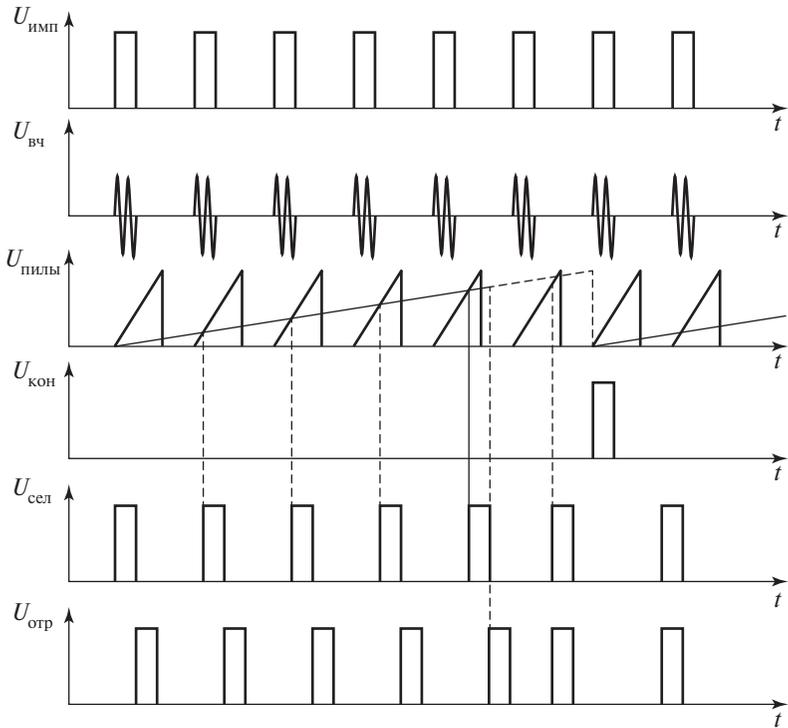
Вторым способом снижения масштабного коэффициента  $M$  является уменьшение периода модуляции  $T_M$ . Однако при этом следует соблюдать условие однозначности измерения высоты:

$$T_M \geq t_{H_{\max}} = \frac{2H_{\max}}{c},$$

где  $H_{\max}$  — максимальная измеряемая высота. При нарушении указанного условия значения разностных частот будут одинаковы для высот, соответствующих времени прохождения сигнала  $t_{H1}$  и  $t_{H1} + T_M$ . Так как рассматриваемые радиовысотомеры определяют высоту до 1500 м, то  $T_M \geq 10$  мкс и  $F_M \leq 100$  кГц. В реальных высотомерах период модуляции значительно больше, чем  $t_{H_{\max}}$ , и составляет несколько миллисекунд.

На больших высотах полета используются радиовысотомеры, работающие аналогично импульсной радиолокационной станции. Задающий генератор формирует последовательность импульсов, которые используются для синхронизации работы высотомера. Импульсы поступают на модулятор передатчика, который вырабатывает импульсы большой амплитуды длительностью 1 мкс. При поступлении модулирующих импульсов на высокочастотном генераторе формируются радиоимпульсы аналогичной длительности, которые излучаются через антенну в направлении поверхности земли. После отражения от поверхности сигнал попадает на приемную антенну, усиливается, преобразуется по частоте, детектируется и передается на следящую систему измерения высоты. Временные диаграммы напряжений в различных точках радиовысотомера показаны на рис. 2.29.

*Режим поиска.* Этот режим служит для поиска отраженного от земли импульса. В момент излучения зондирующего импульса запускается генератор быстрой пилы, формирующий импульсы пилообразной формы, которые поступают на схему сравнения. На второй вход этой схемы подается линейно возрастающее напряжение от генератора медленной пилы. В моменты равенства напряжений генераторов быстрой и медленной пилы схема сравнения запускает генератор селекторного импульса, формирующий импульс, который оказывается задержанным относительно импульса передатчика на время, пропорциональное напряжению генератора медленной пилы в данный момент.



**Рис. 2.29.** Временные диаграммы сигналов радиовысотомера

*Режим измерения.* Наступает в тот момент, когда на схеме совпадения селекторный импульс совпадает по времени с импульсом, отраженным от земли. В этот момент схема совпадения вырабатывает импульс, амплитуда которого пропорциональна длительности совпадения селекторного импульса с принятым от земли. В момент совпадения селекторного импульса с принятым срабатывает каскад захвата и выдает во внешние цепи сигнал в виде напряжения +27 В как показатель нормальной работы схемы слежения. Счетная схема подсчитывает количество импульсов кварцевого генератора от момента запуска передатчика до прихода поискового импульса. Число импульсов пропорционально измеряемой высоте.

*Режим контроля.* Режим контроля используется для проверки общей работоспособности радиовысотомера. При этом вместо отраженного сигнала в следящую систему поступает прямой импульс передатчика, задержанный специальной линией задержки, имитируя отраженный от земли сигнал. Радиовысотомеры больших высот

имеют, как правило, отдельные антенны для излучения и приема. Антенны могут быть различных типов: шелевые, уголковые и дипольные.

## **2.5. Методы обработки сигналов радионавигационных устройств. Комплексование радионавигационных систем**

Одним из важнейших путей совершенствования навигационного оборудования является создание комплексных систем навигации, в которых обрабатывается информация от нескольких измерителей, определяющих одни и те же функционально связанные навигационные параметры. Каждый измеритель в отдельности может не удовлетворять всем требованиям, которые предъявляются к измерению этих параметров. В частности, многие инерциальные навигационные системы не отвечают требованиям по погрешности измерений, РСБН — требованиям по помехозащищенности радиотехнической системы, доплеровский измеритель скорости — требованию по применимости в любых условиях полета. По этой причине выполняется объединение различных типов измерителей в общую систему измерения информационных параметров и оценки одного навигационного параметра.

Сущность комплексирования состоит в том, чтобы использовать информацию об одних и тех же либо функционально связанных между собой параметрах, полученных от различных измерителей, что приводит к снижению погрешности и повышению надежности определения навигационных параметров [1]. Наибольший выигрыш от применения комплексной системы достигается при объединении систем, работающих на различных физических принципах. Тогда в любых условиях полета найдется датчик, на который оказывается наименьшее внешнее воздействие и который обеспечивает наименьшую погрешность.

*Первичная обработка информации* — это поиск, обнаружение, селекция, преобразование и усиление входных сигналов навигационных и пилотажных измерителей для определения навигационных параметров. Под *вторичной обработкой информации* понимают выполняемую в специализированных вычислителях или БЦВМ обработку выходных сигналов измерителей для определения навигационных элементов. Длительное время в комплексных системах навигации для вторичной обработки составлялись простейшие алгоритмы эвристического происхождения. В настоящее время в комплексных

системах навигации при вторичной обработке информации применяются оптимальные алгоритмы оценивания, базирующиеся на дифференциальных или разностных уравнениях, полученных на основе методов калмановской фильтрации.

Комплексная вторичная обработка информации дает положительный эффект лишь тогда, когда соответствующие измерители работоспособны. Обычно удается достичь большого положительного эффекта при объединении радиотехнических (РТИ) и нерадиотехнических (НРТИ) измерителей [20]. Это обусловлено прежде всего тем, что ошибки РТИ и НРТИ обладают статистическими характеристиками, сильно отличающимися друг от друга, что во многом определяет выигрыш от комплексирования.

Комплексирование измерителей на уровне первичной обработки информации позволяет:

- сократить время поиска сигналов РТИ;
- уменьшить или полностью исключить вероятность ложных захватов следящих измерителей;
- уменьшить вероятность срыва слежения за соответствующими параметрами радиосигналов;
- повысить характеристики точности и помехоустойчивости РТИ в режиме слежения;
- обеспечить режимы квазикогерентного приема и обработки радиотехнических сигналов (что часто не представлялось возможным в соответствующих некомплексных измерителях) и тем самым значительно улучшить характеристики РТИ.

Достоинства РТИ: высокая точность измерения навигационных параметров, практически не зависящая от времени полета, и слабая зависимость функционирования для большинства диапазонов частот от метеоусловий, времени года и суток. Недостатки: ограниченная для многих РНУ и РНС дальность действия; подверженность действию радиопомех; ограниченная пропускная способность для некоторых типов РТИ; создание благоприятных условий для работы средств радиотехнической разведки противника. Среди достоинств НРТИ следует отметить: неограниченную дальность действия; независимость функционирования от помех для многих типов НРТИ и скрытность работы. Недостатком НРТИ является малая для большинства систем по сравнению с РТИ точность измерения навигационных параметров, которая, как правило, ухудшается с увеличением времени полета.

## Оптимальная обработка информации в комплексных системах навигации

В простейших случаях на практике комплексирование навигационных измерителей осуществляется на основе взаимной компенсации и фильтрации ошибок. В общую систему объединяются измерители, использующие различные физические принципы. Они определяют один и тот же навигационный параметр или навигационные параметры, связанные дифференциальными зависимостями [21].

Связь этих измерителей между собой осуществляется обычно с помощью линейных фильтров связи, которые подбираются таким образом, чтобы получить минимальные согласно выбранному критерию ошибки оценивания навигационного параметра. Задачу оптимальной обработки навигационных параметров можно разделить на две: задачу обнаружения сигнала в условиях воздействия помех и задачу оценки параметров сигнала.

### Оптимальный комплексный обнаружитель

При комплексировании  $k$  обнаружителей наблюдаемый на входе каждого из них (рис. 2.30) сигнал можно представить в виде

$$y_i(t) = Hs_i(t) + n_i(t) + N_i(t),$$

где  $H = 0$  или  $1$ ;  $s_i(t)$ ,  $n_i(t)$ ,  $N_i(t)$  — полезный сигнал, внешняя коррелированная помеха и внутренний шум приемника,  $i = 1, \dots, k$ .

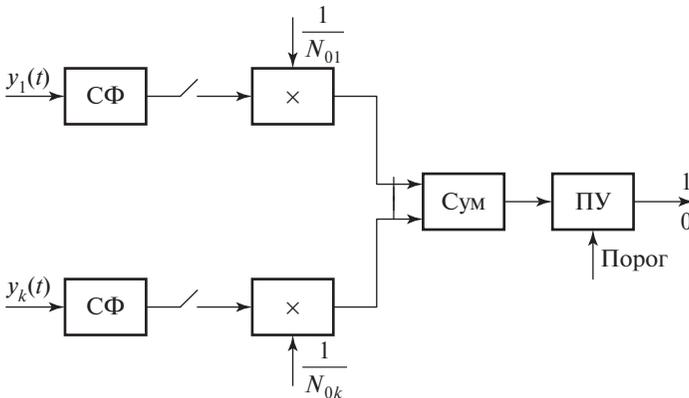


Рис. 2.30. Оптимальный комплексный обнаружитель

Если распределения вероятностей сигналов, помех и внутренних шумов известны, то задача обнаружения сводится к проверке простой

гипотезы ( $H = 1$ ) при альтернативной гипотезе ( $H = 0$ ). Оптимальная процедура обнаружения процесса, как известно, состоит в формировании отношения правдоподобия  $\Lambda$  и сравнении его с порогом  $h$ , выбранным по критерию Неймана—Пирсона. При отсутствии внешних помех алгоритм комплексного обнаружителя имеет вид

$$Z = \sum_{i=1}^k \frac{1}{N_{0i}} \int_0^T y_i(t) s(t) dt,$$

где  $N_{0i}$  — спектральная плотность мощности внутреннего шума в  $i$ -м канале;  $s(t)$  — опорный сигнал;  $T$  — время наблюдения.

Математическое ожидание случайной величины  $Z$  имеет вид  $M\{Z | H = 0\} = 0$  при отсутствии сигнала и  $M\{Z | H = 1\} = E \sum_{i=1}^k \frac{1}{N_{0i}}$

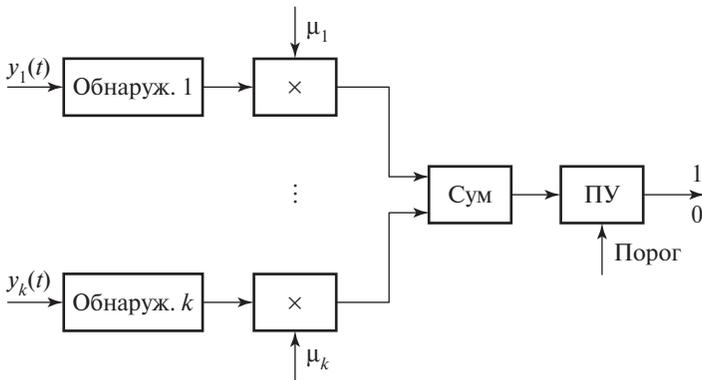
при наличии сигнала, где  $E = \int_0^T s^2(t) dt$  — энергия сигнала. Отношение сигнал—шум по мощности на выходе линейной части комплексного обнаружителя, т.е. на выходе сумматора, определяется следующим выражением:

$$q = 2E \sum_{i=1}^k \frac{1}{N_{0i}}.$$

При  $N_{0i} = N_0$  получаем  $q = \frac{2E}{N_0}$ . В результате комплексирования отношение сигнал—шум возросло по сравнению с отношением сигнал—шум на выходе согласованного фильтра (СФ) в  $k$  раз [22].

Возможен и вариант комплексирования обнаружителей на этапе вторичной обработки. В этом случае каждый из обнаружителей решает задачу обнаружения сигнала (цели) независимо друг от друга, а комплексирование осуществляется путем совместной обработки выходных данных обнаружителей, т.е. результатов их решений о наличии или отсутствии объекта (сигнала).

Оптимизация на этапе вторичной обработки также основана на критерии отношения правдоподобия (рис. 2.31). Отличие состоит в том, что наблюдения в первом случае представляют собой радиосигналы, а во втором — решения обнаружителей. Каждый  $i$ -й обнаружитель,  $i = 1, \dots, k$ , в результате наблюдения на отрезке  $[0, T]$  процесса  $y_i(t)$  принимает решение  $\delta_i = 1$  о наличии сигнала или решение  $\delta_i = 0$  об его отсутствии с некоторыми вероятностями правильного



**Рис. 2.31.** Структурная схема комплексного обнаружителя детерминированного сигнала, оптимизированного на этапе вторичной обработки

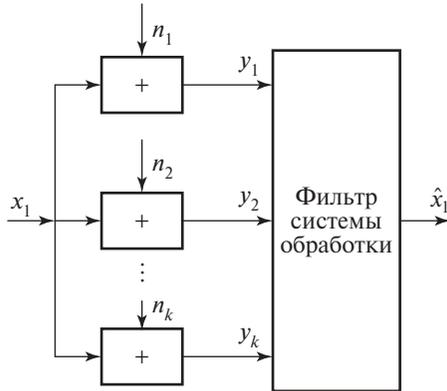
обнаружения  $p_{\text{поi}}$  и ложной тревоги  $p_{\text{лтi}}$ . Решения  $\delta_i = 1$ , выносимые обнаружителями, суммируются с весами  $\mu_i$ , которые зависят от величины  $p_{\text{поi}}$  и  $p_{\text{лтi}}$ :

$$\mu_i = \ln \left[ \frac{p_{\text{поi}}(1 - p_{\text{лтi}})}{p_{\text{лтi}}(1 - p_{\text{поi}})} \right].$$

Порог  $h$  выбирается по величине вероятности ложной тревоги  $p_{\text{лтк}}$ , заданной для комплексного обнаружителя. Оптимизация на этапе первичной обработки дает выигрыш в отношении сигнал—шум по сравнению с оптимизацией при вторичной обработке. Так, при  $p_{\text{лт}} = 10^{-4}$ ,  $p_{\text{по}} = 0,9$  и  $k = 2$  выигрыш в отношении сигнал—шум составляет 1,6 дБ. С ростом числа  $k$  выигрыш увеличивается.

### **Оптимальный инвариантный комплексный измеритель**

Многоканальный измеритель имеет  $n$  входов для измерения параметра  $x_1$  (рис. 2.32). На входе с номером  $i$  имеется смесь  $y_i = x_1 + n_i$ , где  $n_i$  — шум (помеха) на входе измерителя  $i$  с известными математическим ожиданием и спектральной плотностью (или корреляционной функцией),  $i = 1, 2, \dots, n$ . В том случае, когда  $y_i$  формируется безынерционным измерителем,  $n_i$  представляет собой случайную помеховую ошибку этого измерителя, причем помехи  $n_i$  и  $n_j$  при  $i \neq j$  считаются независимыми. Система оптимальной обработки сигналов  $y_1, y_2, \dots, y_n$  определяется алгоритмом оптимальной линейной фильтрации, обеспечивающим оценку  $\hat{x}_1$  параметра  $x_1$  без динамической ошибки и с минимальной дисперсией флуктуационной ошибки [23].



**Рис. 2.32.** Структурная схема система оптимальной обработки

Наиболее простым решение оптимизационной задачи получается в случаях, когда искомая система обработки относится к классу линейных систем, а помехи  $n_1, n_2, \dots, n_n$  являются стационарными случайными функциями времени и не коррелированы друг с другом. В таком случае можно считать, что каждый сигнал  $y_i$  проходит на выход через фильтр системы обработки с передаточной функцией  $W_i(p)$ , представленной в операторном виде:

$$\hat{x}_1 = \sum_{i=1}^n W_i(p)y_i = \sum_{i=1}^n W_i(p)(x_1 + n_i),$$

где  $p = \frac{d}{dt}$  — оператор дифференцирования по времени.

Динамическая ошибка измерения  $x_1$  равна нулю, если  $\sum_{i=1}^n W_i(p) = 1$ .

Ошибка фильтрации  $\Delta x_1 = x_1 - \hat{x}_1 = -\sum_{i=1}^n W_i(p)n_i$ . Задача синтеза оптимального комплексного инвариантного измерителя сводится к отысканию передаточных функций  $W_i(p)$ , которые обеспечивают минимальную флуктуационную ошибку оценки навигационного параметра и одновременно удовлетворяют равенству  $\sum_{i=1}^n W_i(p) = 1$ .

При  $n = 2$  получаем  $\hat{x}_1 = [W_1(p) + W_2(p)]x_1 + W_1(p)n_1 + W_2(p)n_2$ . Динамическая ошибка измерения  $x_1$  равна нулю, если  $W_1(p) + W_2(p) = 1$ . Алгоритм формирования оценки параметра  $x_1$  в комплексном инвариантном измерителе можно представить в виде

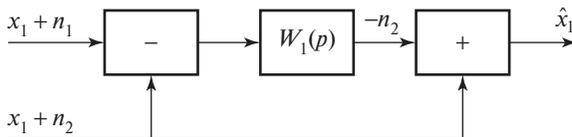
$$\hat{x}_1 = x_1 + n_2 + W_1(p)(n_1 - n_2).$$

Данная схема называется схемой компенсации (рис. 2.33). Это объясняется тем, что в сумматоре, на который подаются сигналы  $x_1 + n_2$  и  $n_2$ , происходит частичная компенсация помехи  $n_2$ . Одновременно фильтр с передаточной функцией  $W_1(p)$  подавляет помеху  $n_1$ . Задача синтеза комплексного инвариантного относительно  $x_1$  измерителя при  $n = 2$  сводится к определению передаточной функции  $W_1(p)$  фильтра, минимизирующего среднеквадратическую ошибку воспроизведения помехи  $n_2$  при условии, что помимо помехи  $n_2$ , которая в общем случае не является белым шумом, на фильтр воздействует помеха  $n_1$ . Статистические характеристики помех  $n_1$  и  $n_2$  при этом считаются известными. Тогда можно записать  $\hat{x}_1 = x_1 + n_1 + W_2(p)(n_2 - n_1)$ . В этом случае определению подлежит передаточная функция  $W_2(p)$ , обеспечивающая воспроизведение помехи  $n_1$  с минимальной среднеквадратической ошибкой. Вопрос о том, отыскивать  $W_1(p)$  или  $W_2(p)$ , следует решать с учетом характеристик помех  $n_1$  и  $n_2$ . Наиболее просто оценивается случайный процесс, сопровождаемый аддитивным белым шумом. Если помехи  $n_1$  и  $n_2$  — коррелированные, то нет принципиальной разницы, какую из помех оценивать и компенсировать. Одним из наиболее удобных методов оптимизации передаточной функции  $W_1(p)$  или  $W_2(p)$  является метод калмановской фильтрации. Оптимальный комплексный инвариантный измеритель может быть представлен и в следующем виде (рис. 2.34).

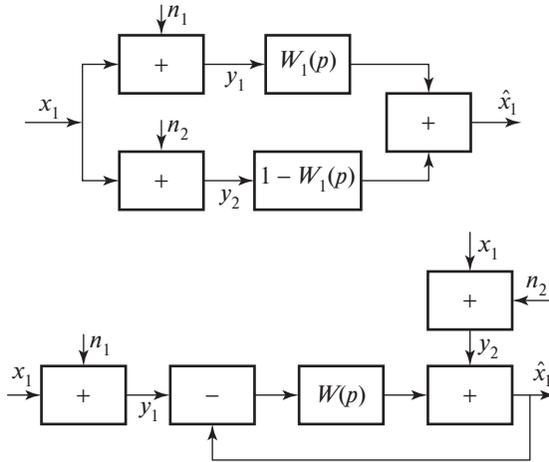
В теории и практике комплексных измерителей такие схемы принято называть схемой фильтрации и схемой с введением дополнительной информации внутрь контура сопровождения.

### *Оптимальный неинвариантный комплексный измеритель*

Оптимальный неинвариантный комплексный измеритель, минимизирующий суммарную динамическую и флуктуационную среднеквадратическую ошибки при наличии априорных знаний о статистических характеристиках оцениваемого параметра  $x_1$ , может быть синтезирован на основе теории оптимальной фильтрации или теории



**Рис. 2.33.** Структурная схема инвариантного комплексного измерителя

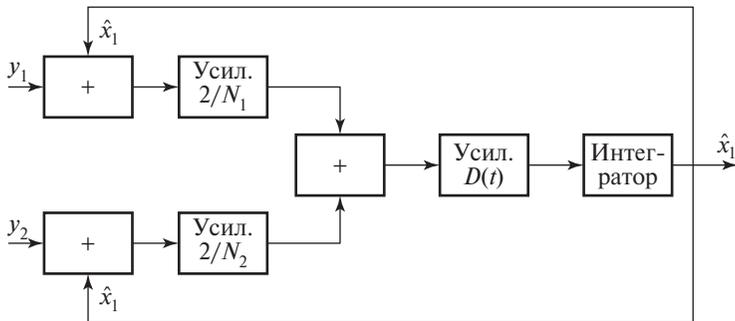


**Рис. 2.34.** Оптимальный комплексный инвариантный измеритель

оптимального управления (рис. 2.35). Оптимальный неинвариантный комплексный измеритель может быть синтезирован только в том случае, когда заранее известны статистические характеристики оцениваемых параметров, например поведение параметра  $x_1$  характеризуется уравнением состояния  $\frac{dx_1}{dt} = 0$ .

Наблюдаемые сигналы  $y_1$  и  $y_2$  имеют вид  $y_1 = x_1 + n_1$ ,  $y_2 = x_1 + n_2$ ; уравнение оценки параметра  $x_1$  в оптимальном комплексном измерителе можно представить в виде

$$\dot{\hat{x}}_1 = D(t) \left[ \frac{2}{N_1} (y_1 - \hat{x}_1) + \frac{2}{N_2} (y_2 - \hat{x}_1) \right],$$



**Рис. 2.35.** Структурная схема неинвариантного комплексного измерителя

где  $N_1, N_2$  — односторонние спектральные плотности шумов  $n_1$  и  $n_2$ ;  $D(t)$  — дисперсия ошибок фильтрации.

### ***Методы комплексирования в бортовых пилотажно-навигационных комплексах***

Наиболее простым способом комплексирования радионавигационного оборудования с другими устройствами является радиокоррекция координат ВС. Погрешности счисления в полете со временем возрастают, поэтому возникает необходимость коррекции информации от измерителей ВС. Известны два метода коррекции численных координат и скорости, получившие названия коррекции замещением и статистической коррекции [25].

*Коррекция замещением* — замена данных о численных координатах данными о координатах ВС, получаемыми от источника информации, который считается более точным. При этом оценка точности данных о координатах ВС не производится. Достоинство метода коррекции замещением — простота. Недостаток его заключается в том, что в процессе коррекции не используются данные о численных координатах и о точности счисления. Иногда встречаются ситуации, когда в одной части рабочей области РНС точность измерений достаточно высока, а в другой ее части она заметно ниже. В этих случаях метод коррекции замещением данных не обеспечивает высокой точности коррекции и не позволяет полностью использовать навигационную информацию

*Статистическая коррекция* — обеспечивает полное и эффективное использование всей навигационной информации. Методы статистической коррекции пригодны для использования при любых соотношениях точностных свойств РНС и средств счисления и в общем случае позволяют получать более высокую точность, чем точность РНС и средств счисления, рассматриваемых изолированно друг от друга. Важным достоинством методов статистической коррекции является оценка точности результата коррекции, что позволяет экипажу получить представление об эффективности коррекции и выработать правильную стратегию действий. Недостаток статистических методов коррекции — их относительная сложность и трудность практической реализации.

Комплексные системы ближней навигации включают в себя радиотехнические каналы измерения азимута и дальности и взаимодействуют с автономными системами: системой воздушных сигналов и системой курса и вертикали. Как опорная точка используются координаты  $x(t)$  и  $y(t)$ , полученные в результате автономного счис-

ления к текущему моменту очередного цикла коррекции. В радиотехнических системах ближней навигации автономное счисление координат  $x_A, y_A$  осуществляется по значениям воздушной скорости  $V$  и курса  $\Psi_0$  по формулам

$$x_A = x_0 + \int_0^t V_x dt \quad \text{и} \quad y_A = y_0 + \int_0^t V_y \sec \frac{x_A}{R_3} dt,$$

где  $x_0, y_0$  — координаты точки вылета;  $R_3$  — радиус Земли.

Счисленные координаты  $x_A, y_A$  пересчитываются в автономно определенные дальность  $R_A$  и азимут  $\theta_A$  в измерительной системе РСБН:

$$R_A = \sqrt{(x_M - x_A)^2 + (y_M - y_A)^2}; \quad \theta_A = \arcsin \frac{y_M - y_A}{d_A} + \Delta,$$

где  $x_M, y_M$  — координаты радиомаяка РСБН;  $\Delta$  — угол сходимости меридианов.

Результаты радиотехнического измерения дальности  $R_p$  и азимута  $\theta_p$  сравниваются с  $R_A$  и  $\theta_A$ , затем определяются рассогласования (ошибки счисления):  $\Delta R = R_A - R_p$ ;  $\Delta \theta = \theta_A - \theta_p$ , которые далее пересчитываются в поправки к координатам  $\Delta x$  и  $\Delta y$ :

$$\Delta x = \Delta R \cos \theta_A - R_A \Delta \theta \sin \theta_A; \quad \Delta y = \Delta R \sin \theta_A - R_A \Delta \theta \cos \theta_A.$$

Скорректированные значения координат равны  $x_{AK} = x_A + \Delta x$ ,  $y_{AK} = y_A + \Delta y$ .

Другим примером комплексирования РТИ и НРТИ являются воздушно-доплеровские КНС (рис. 2.36). Объединение воздушной и доплеровских систем счисления пути в единую комплексную систему позволяет выделить и сохранить положительные качества этих систем (автономность, непрерывность работы, счисление пути относительно поверхности земли) и устранить недостатки, присущие

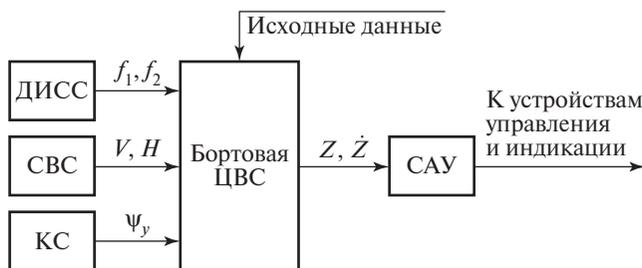


Рис. 2.36. Схема комплексирования отдельных РНУ

этим измерениям в отдельности. В частности, в объединенной системе ДИСС может работать в дискретном режиме, выключаясь на некоторое время при неблагоприятных условиях.

### **Контрольные вопросы**

1. Опишите принцип работы и основные параметры системы LORAN-C.
2. Назовите назначение и принцип работы системы Eurofix.
3. В чем проблема однозначности оценки дальности в фазовых радиодальномерных системах?
4. Объясните способ измерения времени для оценки дальности в фазовой радиодальномерной системе.
5. Опишите структуру сигналов радиодальномерной системы Omega.
6. Что входит в состав радиомаячной системы посадки метрового диапазона?
7. Поясните особенности построения и принцип работы канала дальности системы посадки.
8. Поясните особенности построения и принцип работы канала азимута системы посадки.
9. Опишите принцип работы курсового радиомаяка.
10. Опишите принцип работы радиомаяка с «опорным нулем».
11. Назовите причины искривления посадочной траектории.
12. Назовите методы пеленгации источника сигнала.
13. Опишите структуру антенной системы радиопеленгатора.
14. Напишите выражения, описывающие оценку пеленгационной чувствительности амплитудного радиопеленгатора.
15. Опишите принцип работы автоматического радиокомпаса.
16. Поясните временные диаграммы сигналов в различных точках структурной схемы радиокомпаса.
17. Опишите особенности радиопеленгаторов спортивного назначения.
18. Опишите структуру и принцип работы радиовысотомера малых высот.
19. Опишите структуру и принцип работы радиовысотомера больших высот.
20. Назовите основные различия между радиотехническими и нерадиотехническими измерителями.
21. Опишите структуру оптимального комплексного обнаружителя.
22. Поясните принцип оптимального обнаружения сигнала.

# ГЛАВА 3

## ПРИНЦИПЫ НАЗЕМНОГО СЕТЕВОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

### 3.1. Основные понятия и методы оценки положения в наземной сети беспроводных устройств

Беспроводные наземные сети позиционирования и навигации предназначены для работы в тех ситуациях, когда либо приемник глобальной системы позиционирования «не видит» спутник (например, в помещениях), либо спутник находится в условиях плохой видимости (например, в городских районах в условиях многолучевости).

Основные наземные системы связи, способные определять местоположение:

- сотовые сети;
- беспроводные локальные сети (WLAN);
- беспроводные сенсорные сети (WSN);
- беспроводные сети на основе широкополосных сигналов UWB.

Методы оценки параметров позиции:

- уровень принимаемого сигнала (RSS);
- время его приема (TOA);
- разница во времени приема (TDOA);
- угол приема (AOA).

Оценка положения мобильного устройства в беспроводной сети выполняется в два этапа:

- оценка параметров сигнала, связанных с позицией, например время приема, мощность;
- определение положения мобильной станции в двух- или трехмерном пространстве.

В процессе оценки местоположения используются как одиночные методы, так и гибридные схемы — TOA/AOA, TOA/RSS, TDOA/AOA. Таким образом обеспечивается снижение погрешности позиционирования. Кроме того, погрешность зависит и от формата сигнала, диапазона рабочих частот и свойств среды распространения в беспроводном исполнении [3].

## Оценка мощности принимаемого сигнала (RSS)

Измерение мощности сигнала (RSS — Range Signal Strength) на входных каскадах приемного устройства позволяет определить расстояние до источника сигнала при известном уровне сигнала, излучаемого передатчиком. Преимущество метода заключается в его доступности практически во всех системах и отсутствии синхронизации узлов. Мощность сигнала моделируется как функция координат мобильной станции:

$$P_i = P_{\text{ош}} + P_{\text{сред.}i}(\mathbf{x}) + X_{\sigma}, \quad i = 1, \dots, N_{\text{в}},$$

где  $N_{\text{в}}$  — количество сигналов мощностью выше определенного априори порога с  $M$  базовых станций;  $P_{\text{ош}}$  — общее слагаемое ошибки сигналов, обусловленное расположением приемника;  $P_{\text{сред.}i}(\mathbf{x})$  — средняя мощность, задаваемая моделью распространения и(или) методом измерения и зависящая от расстояния между источником и приемником сигнала и(или) их координат;  $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$  — двумерный вектор координат мобильной станции;  $X_{\sigma}$  — средняя случайная ошибка измерения, чаще всего средняя гауссовская случайная величина, которая зависит от изменений мощности сигнала в окрестности некоторого среднего значения вблизи приемного устройства (многолучевое распространение сигнала, экранирование, диаграмма направленности антенны, шумы и помехи различного происхождения) [25].

Для оценки расстояния необходимо указать модель распространения сигнала  $P_{\text{сред.}i}(\mathbf{x})$  в пространстве. В свободном пространстве без препятствий и многолучевого распространения используется логарифмическая модель, которая имеет вид

$$P_{\text{сред.}i}(d) = P_0 - 10\alpha \lg(R_i),$$

где  $R_i$  — расстояние между  $i$ -й базовой и мобильной станцией;  $\alpha$  — экспоненциальный показатель потерь мощности на пути распространения сигнала;  $P_0$  — мощность сигнала в дБм на расстоянии 1 м от источника в условиях свободного распространения.

Мощность  $P_0$  зависит от мощности сигнала на выходных усилителях передатчика, коэффициента усиления антенны и ее диаграммы направленности, а также несущей частоты. Используя вышеуказанные выражения, можно оценить расстояние между источником и приемником сигнала или построить модель распределения мощности сигнала в двумерном пространстве. К недостаткам метода оценки мощ-

ности сигнала относится значительная погрешность при отсутствии прямой видимости между устройствами.

### Оценка времени приема сигнала (ТОА)

Известно, что скорость распространения радиоволн в вакууме постоянна и равна скорости света  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с. Для воздушного пространства с пренебрежимо малой погрешностью можно также принять значение скорости распространения радиоволн равной скорости света. Тогда, выполняя измерение промежутка времени  $t_f$  между излучением сигнала и его приемом, можно рассчитать расстояние между парой узлов  $A$  и  $B$ :  $d_{AB} = ct_f$ . Аббревиатура ТОА расшифровывается с английского как Time Of Arrival.

Рассмотрим две схемы дальнометрии, основанные на измерении времени приема сигнала. В первой схеме (рис. 3.1) сигнал излучается узлом  $A$  в момент времени  $t_1$ . В сигнале содержится информация о моменте времени излучения сигнала. Узел  $B$  принимает сигнал в момент времени  $t_2$ . Промежуток времени между излучением сигнала и его приемом рассчитывается как  $t_f = t_2 - t_1$ , после чего выполняется оценка расстояния между узлами.

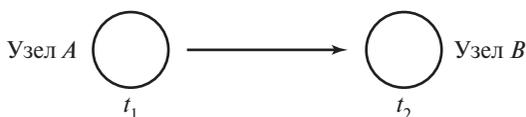


Рис. 3.1. Схема односторонней дальнометрии

При отсутствии временной синхронизации между узлами возникает значительная погрешность в оценке расстояния. Поэтому необходимо обеспечить связь обоих узлов с общими опорными часами, т.е. сформировать единую систему отсчета времени и временную развертку.

Вторая схема (рис. 3.2) реализует двустороннюю дальнометрию (TW-ТОА — two-way time of arrival). Узел  $A$  излучает сигнал для узла  $B$ , который после задержки ответа на заранее известное время  $t_{\text{зад}}$  на-

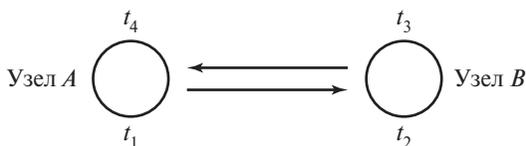


Рис. 3.2. Схема двусторонней дальнометрии

правляет ответный сигнал для узла  $A$  с подтверждением приема. Время приема-передачи (RTT — round trip time) составляет

$$t_{\text{пп}} = 2t_f + t_{\text{зад}}.$$

Моменты времени  $t_3$  и  $t_4$  соответствуют излучению ответного сигнала узлом  $B$  и приему сигнала узлом  $A$ . На основе измеренного времени  $t_{\text{пп}}$  можно выполнить оценку расстояния между узлами.

Схема двусторонней дальнометрии позволяет устранить ошибки временной синхронизации. Тем не менее на результат оценки расстояния значительное влияние оказывает относительный дрейф часов, так как накапливаются ошибки в оценке времени задержки  $t_{\text{зад}}$  на узле  $B$ . Следовательно, любые методы оценки времени приема сигнала требуют временной синхронизации узлов приема и передачи сигналов, а также обязательного включения в состав сигнала временной отметки.

Рассмотрим передачу сигнала  $g(t)$  длительностью  $T_g$  с энергией  $E_g$  в канале без искажений с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ). Тогда выражение для принятого сигнала имеет вид

$$r(t) = \sqrt{E_g} g(t - \tau) + n(t),$$

где  $n(t)$  — АБГШ с нулевым средним и двусторонней спектральной плотностью мощности  $\frac{N_0}{2}$ . Величина  $\tau$  обозначает ТОА, которое подлежит оценке по принимаемому сигналу  $y(t)$  на интервале времени  $[0, T_{\text{наб}}]$ .

Сигнал проходит через согласованный фильтр, затем выполняется оценка ТОА путем поиска максимального значения сигнала на выходе согласованного фильтра в течение интервала наблюдения. Таким образом формируется максимально правдоподобная оценка, которая для высоких отношений сигнал—шум является объективной, с дисперсией

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{8\pi^2 q \beta^2},$$

где  $q = \frac{E_g}{N_0}$  — отношение сигнал—шум;  $\beta^2$  — второй момент спектра  $S(f)$  сигнала  $g(t)$ , который имеет вид

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |S(f)|^2 df}{E_g}.$$

Знаменатель выражения пропорционален энергии сигнала; таким образом, для дальнометрии следует выбирать широкополосные сигналы.

### Оценка разности во времени приема сигнала (TDOA)

Для эффективной оценки времени приема сигнала необходимо выполнить два условия — временную синхронизацию между базовой и мобильной станциями и передачу временной отметки. Решение задачи заключается в определении разности времени прихода сигналов с двух разных базовых станций вместо абсолютного времени. Метод оценки заключается в расчете кросс-корреляционной функции сигналов от двух базовых станций в соответствии с выражением [3]

$$R_{1,2(\tau)} = \frac{1}{T_{\text{наб}}} \int_0^{T_{\text{наб}}} y_1(t)y_2(t + \tau)dt.$$

### Оценка угла приема сигнала (AOA)

Определение местоположения мобильной станции может выполняться не только путем оценки расстояния от источника сигнала, но и по угловому направлению на источник. Основные принципы работы аналогичны амплитудным радиопеленгаторам (см. п. 2.6). Для оценки углового направления требуется направленная антенна, в качестве которой может выступать фазированная антенная решетка. С целью упрощения выбрана линейная антенная решетка. Тогда угловое направление определяется при измерении разности фаз между сигналами на различных элементах решетки (рис. 3.3).

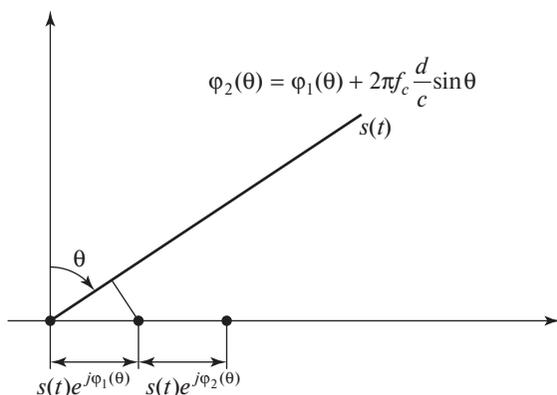


Рис. 3.3. Определение разности фаз на антенных элементах

Другим методом оценки углового направления является метод формирования луча. В традиционных алгоритмах формирования луча путем электронного управления отдельными элементами антенной решетки выполняется формирование диаграммы направленности с основным лепестком, вращающимся во всех возможных направлениях для выбранной антенной решетки. Затем определяются максимумы выходной мощности сигнала. Однако в этом случае угловое разрешение ограничено шириной диаграммы направленности решетки; следовательно, необходимо увеличивать число антенных элементов.

Усовершенствование традиционных методов заключается в формировании сложной структуры входных данных, которые организуются в пространственно-временную матрицу. Наиболее известным методом является алгоритм множественной классификации сигнала (MUSIC — multiple signal classification). Дальнейшее повышение углового разрешения достигается за счет методов максимальной вероятности. В их основе лежит определение статистических оценок угловых направлений на источник сигнала. К недостаткам можно отнести очень большой объем данных, необходимых для вычислений.

Оценка углового направления на источник сигнала в любых радиотехнических системах требует сложных аппаратных средств, в том числе направленных антенн, которым требуется периодическая калибровка. При этом увеличение расстояния между базовой и мобильной станциями во многих случаях приводит к росту погрешности оценки.

### *Методы оценки местоположения*

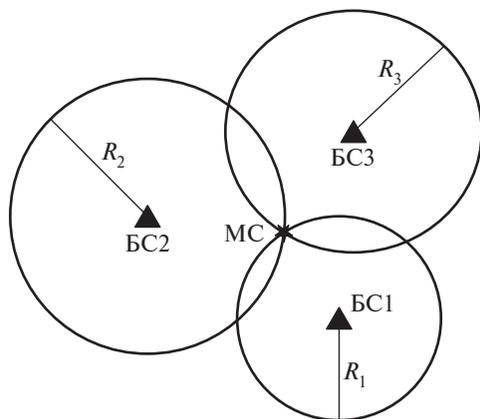
При наличии оценок информационных параметров, таких как RSS, TOA, TDOA и AOA, выполняется определение местоположения. Существует несколько групп методов позиционирования [1, 3, 6].

#### **Геометрические методы**

Используются для определения положения мобильной станции исходя из набора параметров, полученных по принимаемому сигналу. При этом возможно применение как детерминированных, так и статистических подходов.

При использовании детерминированных методов положение мобильной станции определяется по геометрическим соотношениям. К таким методам относятся латерация, ангуляция и гибридные методы.

Метод *латерации* основан на использовании параметров позиционирования TOA, TDOA или RSS (рис. 3.4). Если применяется

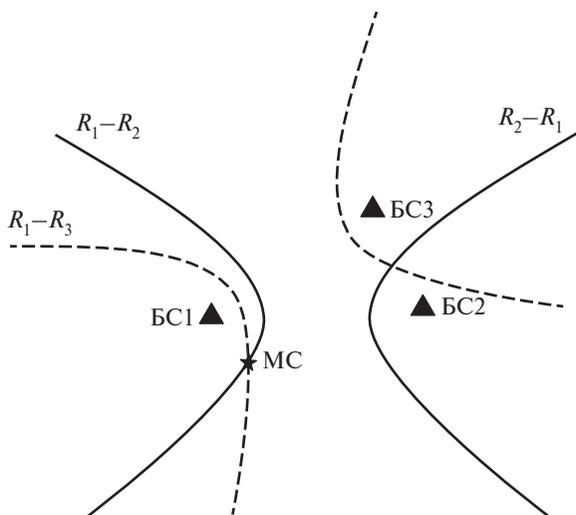


**Рис. 3.4.** Латерация на основе оценки дальности при трех базовых станциях параметр TOA или RSS, то положение мобильной станции оценивается как точка пересечения окружностей на плоскости или сфер в пространстве, радиусы которых равны расстоянию между базовыми источниками сигнала и мобильной станцией. Расстояние рассчитывается по евклидовым соотношениям. Для оценки положения на плоскости необходимо не менее трех базовых станций, что будет показано далее. Координаты одной из базовых станций примем равными (0, 0). Тогда выражение для неизвестных координат мобильной станции имеет вид

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} x_2 & y_2 \\ x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} x_2^2 + y_2^2 + R_1^2 - R_2^2 \\ x_3^2 + y_3^2 + R_1^2 - R_3^2 \end{bmatrix}.$$

При наличии параметра TDOA результат не зависит от абсолютного расстояния между парами узлов (рис. 3.5). В этом случае возможны два варианта передачи сигнала. Первый заключается в трансляции сигнала несколькими фиксированными узлами с известными положениями и вычислении параметра TDOA на мобильной станции (аналогично определению координат в GPS). Второй вариант предполагает передачу опорного сигнала от мобильной станции на несколько базовых узлов, где и вычисляется положение мобильного агента. В обеих схемах допускается наличие контроллера или концентратора, как правило с проводным подключением, для синхронизации работы базовых станций.

При позиционировании на плоскости оценки TDOA геометрически интерпретируются в виде гиперболы, образованной множеством



**Рис. 3.5.** Латерация на основе оценки дальности при трех базовых станциях с использованием параметра TDOA

точек, для которых разность расстояний до двух базовых станций постоянна. Местоположение мобильной станции определяется как точка пересечения гипербол. На плоскости требуется не менее трех базовых станций, в пространстве — не менее четырех.

Разность расстояний в декартовой системе координат имеет вид

$$R_{ij} = R_i - R_j = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} - \sqrt{(x - x_j)^2 + (y - y_j)^2},$$

$$i, j = 1, \dots, N_B.$$

Координаты базовой станции BC1 примем равными (0, 0). Тогда выражение для неизвестных координат мобильной станции имеет вид

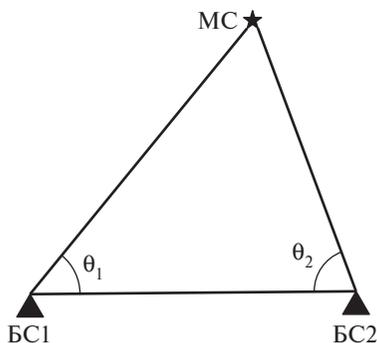
$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} x_{21} & y_{21} \\ x_{31} & y_{31} \end{bmatrix}^{-1} \left( \begin{bmatrix} R_{21} \\ R_{31} \end{bmatrix} R_1 + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} R_{21}^2 - K_2 + K_1 \\ R_{31}^2 - K_3 + K_1 \end{bmatrix} \right),$$

где  $K_i = x_i^2 + y_i^2$ ;  $x_{i1} = x_i - x_1$ ;  $y_{i1} = y_i - y_1$ .

Тогда

$$R_1^2 = (x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 = K_1 - 2xx_i - 2yy_i + x^2 + y^2.$$

Подход, основанный на измерении углового направления на источник сигнала, называется *ангуляцией* (рис. 3.6). Местоположение мобильной станции определяется путем пересечения линий, проведен-



**Рис. 3.6.** Ангуляция на основе оценки углового направления АОА при двух базовых станциях

ных от мобильной станции в направлении источника сигнала. Так как одна базовая станция формирует бесконечное количество положений, расположенных на одной линии, то для однозначного определения положения требуются две базовые станции.

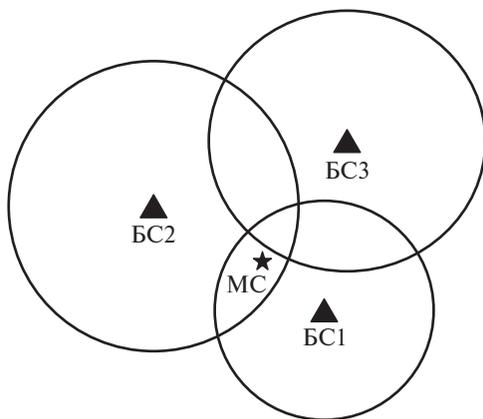
Применение гибридного подхода позволяет одновременно использовать разные типы параметров для определения положения мобильного объекта — TDOA/AOA, TOA/TDOA и TOA/AOA. При этом возможно снизить число базовых станций, необходимых для позиционирования; например, в методе TOA/AOA используется одна базовая станция. По времени приема сигнала определяется расстояние до мобильного устройства и формируется окружность положения, а по угловому направлению определяется линия положения. Точка пересечения линии и окружности соответствует оценке положения мобильного устройства.

Основным недостатком геометрических методов является сильное влияние ошибок измерения информационных параметров на итоговую оценку местоположения (рис. 3.7). На рисунке видно, что расстояния до мобильного устройства определены неверно, а окружности пересекаются в нескольких точках вместо одной.

### Статистические методы

Применение вероятностного подхода к оценке местоположения позволяет преодолеть недостаток геометрических методов, связанный с ошибками измерения расстояний. Рассмотрим параметрический подход [27, 28].

Пусть имеется  $N_B$  базовых станций и одна мобильная станция. Между станциями формируется  $K \leq N_B$  линий радиосвязи. Введем вектор относительных путевых потерь сигнала  $\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_K]$ . Тогда



**Рис. 3.7.** Латерация в условиях ошибок оценивания информационных параметров

максимально правдоподобная оценка местоположения определяется выражением

$$\hat{\mathbf{x}}_{ML} = \arg \max_{\mathbf{x}} p(\mathbf{r} | \mathbf{x}),$$

где  $\mathbf{x}$  — вектор координат положения мобильной станции;  $p(\mathbf{r} | \mathbf{x})$  — функция плотности вероятности измерений потерь в зависимости от положения мобильной станции.

При условии независимости затухания сигнала в каждой линии радиосвязи функция плотности вероятности принимает вид произведения:

$$p(\mathbf{r} | \mathbf{x}) = \prod_{i=1}^K p(r_i | \mathbf{x}) = \prod_{i=1}^K w(r_i, R_i),$$

где  $R_i$  — оценка расстояния между мобильной и  $i$ -й базовой станцией;  $w(r_i, R_i)$  — функция плотности вероятности путевых потерь сигнала.

Для замираний сигнала с логарифмически нормальным распределением оценка максимального правдоподобия имеет вид

$$\hat{\mathbf{x}}_{ML} = \arg \max_{\mathbf{x}} \prod_{i=1}^K \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_i}} \exp \left\{ -\frac{(r_i - L_0(R_i))^2}{2\sigma_i^2} \right\},$$

где  $\sigma_i$  — стандартное отклонение замирания  $i$ -й радиосвязи;  $L_0(R)$  — затухание сигнала на расстоянии  $R$  метров.

Основной принцип непараметрических методов заключается в оценке информационных параметров, число которых превышает

минимально необходимое для геометрического алгоритма. Благодаря избыточности рассматриваемых методов достигается снижение влияния ошибок измерений. Рассмотрим получение оценки методом наименьших квадратов.

Пусть выполняется позиционирование одной мобильной станции на плоскости с числом базовых станций  $N_B \geq 3$ . При условии точного оценивания расстояний для каждой базовой станции определена окружность с центром в точке  $(x_i, y_i)$  и радиусом  $R_i$ . Мобильная станция располагается на окружности. При определении расстояний до нескольких базовых станций местоположению мобильной станции соответствует точка пересечения окружностей с координатами  $(x, y)$ . Тогда справедлива система уравнений

$$\begin{aligned} (x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 &= R_1^2, \\ &\vdots \\ (x_{N_B} - x)^2 + (y_{N_B} - y)^2 &= R_{N_B}^2. \end{aligned}$$

Упростим систему уравнений путем вычитания последнего равенства из остальных и приведем к матричной форме:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{b},$$

где  $\mathbf{x}$  — вектор координат мобильной станции;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 2(x_1 - x_{N_B}) & 2(y_1 - y_{N_B}) \\ \vdots & \vdots \\ 2(x_{N_B-1} - x_{N_B}) & 2(y_{N_B-1} - y_{N_B}) \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} x_1^2 - x_{N_B}^2 + y_1^2 - y_{N_B}^2 + \hat{R}_{N_B}^2 - \hat{R}_1^2 \\ \vdots \\ x_{N_B-1}^2 - x_{N_B}^2 + y_{N_B-1}^2 - y_{N_B}^2 + \hat{R}_{N_B}^2 - \hat{R}_{N_B-1}^2 \end{bmatrix}.$$

На практике оценка расстояния выполняется с ошибкой, а точек пересечения окружностей может не быть. Тогда оценка местоположения мобильной станции выполняется с помощью линейного метода наименьших квадратов  $\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{b}$  при условии несингулярности величины  $\mathbf{A}^T \mathbf{A}$ . Необходимо тщательно выбирать уравнение, которое в дальнейшем вычитается из всех уравнений системы, так как погрешность оценки расстояния от соответствующей базовой станции проявится во всех уравнениях.

При отсутствии прямой видимости между узлами проявляется значительная погрешность дальнометрии, которая сказывается при определении местоположения всех мобильных станций. Использо-

вание большого количества базовых станций необязательно приведет к снижению погрешности, так как источниками больших погрешностей могут оказаться измерения с дополнительных базовых станций. Кроме того, существенным является геометрическая конфигурация расположения базовых станций и(или) мобильной станции.

### **Метод цифрового моделирования радиополя (fingerprinting)**

Моделирование радиополя заключается в сопоставлении координат на плоскости и соответствующих измеренных значений мощности сигнала [29]. Процесс моделирования выполняется в два этапа. Первый этап заключается в сборе характеристик радиополя путем непосредственного измерения в предполагаемой области размещения мобильной станции или при моделировании затухания сигнала с учетом положения базовых станций. База данных представляет собой совокупность пар векторов  $(\mathbf{f}_n, \mathbf{x}_n)$ , где  $\mathbf{f}_n$  — вектор информационных параметров для  $n$ -го элемента данных;  $\mathbf{x}_n$  — вектор позиции. В большинстве случаев используются измерения RSS. На втором этапе происходит сравнение текущего измеренного значения параметра сигнала с базой данных с целью определения местоположения мобильного устройства. К алгоритмам позиционирования на основе моделирования радиополя относятся алгоритм «ближайших соседей» и нейронные сети.

Алгоритм «ближайших соседей» выполняет поиск  $k$  значений из базы данных  $\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \dots, \mathbf{f}_k$ , имеющих наименьшее евклидово расстояние до измеренного значения  $\mathbf{f}$ . Предполагаемая позиция мобильной станции формируется путем расчета средневзвешенной суммы соответствующих векторов позиций  $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_k$ . Значения весовых коэффициентов определяются по значениям  $\mathbf{f}$  и  $\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \dots, \mathbf{f}_k$  или по весовым функциям. Алгоритм «ближайших соседей» обеспечивает малую погрешность оценки положения, однако при большом размере базы данных вычислительные затраты пропорционально возрастают.

Применение *нейронных сетей* позволяет привести задачу позиционирования к аппроксимации функций, которая заключается в нелинейном отображении множества информационных параметров на выходные пространственные координаты мобильной станции. Нейронная сеть обучается путем получения набора входных данных, которые соответствуют известным позициям мобильной станции. Данные предварительно корректируются, что эквивалентно формированию базы данных модели радиополя. На стадии функционирования па-

параметры, полученные из принятого сигнала, подаются на вход нейронной сети, затем формируется оценочное значение положения мобильной станции (рис. 3.8).

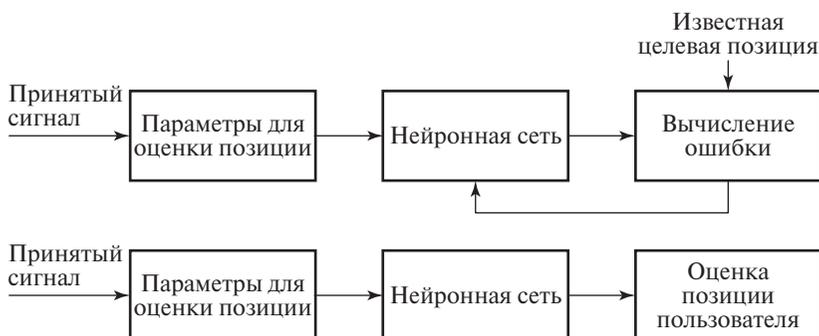


Рис. 3.8. Этапы работы нейронной сети

### Распространение сигнала вне зоны радиовидимости

Применение рассмотренных геометрических методов определения местоположения эффективно при наличии прямого пути распространения сигнала между передатчиком и приемником (LOS — Line of Sight). При отсутствии прямого пути сигнал попадает на антенную систему приемника после неоднократного переотражения или дифракции от объектов на пути распространения; таким образом, погрешность геометрических методов значительно возрастает.

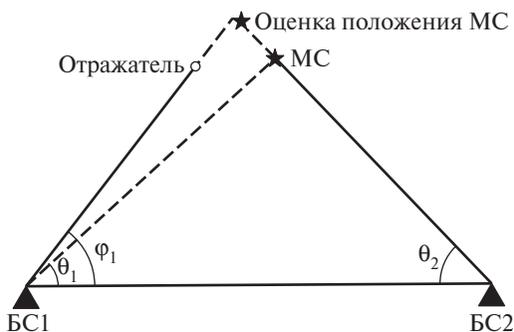
Причина роста погрешности заключается в увеличении задержки прихода компонентов сигнала по сравнению с прямым путем между приемником и передатчиком, так как путь отраженного колебания значительно больше прямого пути. Время распространения зависит как от расстояния, так и от материалов препятствий, причем оценка дальности при изменении времени распространения имеет положительное смещение. При отсутствии других источников ошибок в методах дальнометрии с информативным параметром TOA или TDOA влияние ошибок на оценку расстояния имеет вид

$$R_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} + ce_\tau.$$

При позиционировании с оценкой углового направления (AOA) значение угла можно выразить как  $\hat{\phi}_i = \phi_i + e_\phi$ , где  $\phi_i$  — истинный геометрический угол между источником и приемником сигнала;  $e_\phi$  — ошибка определения углового направления при отсутствии прямого пути распространения. Если сигнал от одной из базовых

станций приходит с отражением от мешающего объекта, то его направление будет оценено неправильно (рис. 3.9). Причем ошибка расстояния пропорциональна не только ошибке угла прихода сигнала, но и расстоянию между базовой и мобильной станциями. Тогда выражение для ошибки расстояния имеет вид

$$e_d = \frac{R_1 \sin(e_{\varphi_1})}{\sin(\pi - \hat{\varphi}_1 - \varphi_2)}$$



**Рис. 3.9.** Ошибка позиционирования при оценке информативного параметра АОА

Одним из значительных преимуществ метода оценки АОА является минимальное количество базовых станций (две). Однако при наличии препятствий на пути распространения сигнала погрешность оценивания можно уменьшить только при увеличении числа базовых станций. Таким образом, указанное преимущество пропадает.

Обнаружение и позиционирование при отсутствии прямого пути распространения выполняются путем оценки характеристик принятого сигнала. Например, может выполняться оценка первой пиковой амплитуды сигнала и задержки между первым принятым и наиболее мощным сигналами. Используется среднеквадратичная задержка распространения, средняя избыточная задержка и эксцесс-параметры. При непараметрическом методе оценки позиции доступно значительное количество независимых измерений ТОА между базовой и мобильной станциями. Плотность вероятности оценок расстояния между узлами формируется из измерений и сравнивается с функцией плотности вероятности распространения при наличии прямого пути. Если расстояние между максимумами функций меньше порога, то в канале передачи есть прямой путь распространения сигнала, в противном случае прямого пути нет.

Большинство методов обнаружения выполняется по классической бинарной схеме обнаружения путем извлечения определенного количества  $N$  характеристик сигнала  $\gamma = \{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N\}$  и применения теории принятия решения по критерию максимума отношения правдоподобия.

### **Методы уменьшения ошибок в условиях отсутствия прямого пути**

Перечень алгоритмов снижения ошибок в условиях отсутствия прямого пути:

- коррекция измерений ТОА с учетом увеличивающейся дисперсии;
- исключение из алгоритма позиционирования базовых станций, находящихся в условиях отсутствия прямого пути распространения сигнала;
- информация, полученная из отраженных сигналов, используется для добавления дополнительных ограничений в квадратичный и линейный алгоритмы программирования для позиционирования;
- разработка всех возможных гипотез позиционирования станций в конкретный момент времени — например, оценка позиции как линейной взвешенной комбинации частичных оценок позиции по каждой гипотезе с помощью максимально правдоподобного принципа обнаружения;
- определение веса измерения в соответствии с точностью оценки дальности;
- введение новой модели канала для отраженных сигналов.

На точность методов цифрового моделирования поля влияют выбранная модель канала распространения сигнала и период изменения сигнатуры сигналов. При неправильном выборе модели канала оценки параметров сигнала будут значительно отличаться от реальных и поиск совпадения измеренного и оцененного значений может быть затруднен.

## **3.2. Методы и устройства позиционирования в беспроводных локальных сетях**

Беспроводные локальные сети широко применяются в различных местах частного или общественного использования. Применение технологии WLAN позволяет использовать методы позиционирования на основе высокочастотных сигналов, в том числе Wi-Fi внутри зданий. Таким образом, возможна разработка целого спектра услуг для определения местоположения, например навигация в торговых центрах и музеях, отслеживание товаров в складских помещениях,

обнаружение транспортных средств вне зоны действия спутниковых систем навигации.

Значительная часть методов позиционирования в беспроводных сенсорных сетях основана на измерениях мощности сигнала, так как этот способ легче всего реализуется. Уменьшение уровня сигнала с увеличением расстояния имеет нелинейный характер, поэтому многие алгоритмы основаны на методе цифрового моделирования радиополя [3, 29].

Рассматриваются две архитектуры сети для оценки местоположения — с активными и пассивными мобильными станциями. Архитектура с *активными* мобильными станциями подразумевает трансляцию стимулирующего сигнала, по которому запускается процесс оценки положения базовой станцией. Данный метод обеспечивает одновременное измерение положения без использования временной синхронизации. К недостаткам можно отнести сложную масштабируемость системы, так как пропускная способность канала пропорциональна числу пользователей.

При использовании архитектуры с *пассивными* мобильными станциями пилот-сигналы излучаются базовой станцией и поступают на каждую мобильную станцию. В этом случае обеспечивается масштабируемость, емкость канала пропорциональна числу базовых станций. Тем не менее повышается погрешность оценки положения из-за отсутствия синхронизации пилот-сигналов отдельных базовых станций, а также необходимости сканирования частотного диапазона мобильной станцией для поиска требуемой базовой станции.

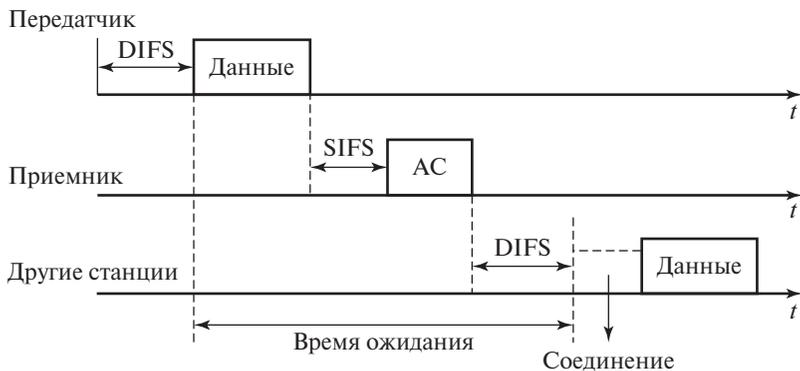
Основным измеряемым параметром при позиционировании в сети WLAN является мощность принимаемого сигнала (RSS). В большинстве случаев базовые станции распределены по разным частотным каналам, применяются следующие методы.

- Пассивное сканирование. Мобильной станцией выполняется сканирование входящего трафика. Для повышения точности позиционирования применяются совместные алгоритмы, в которых задействуется информация о положении от нескольких мобильных станций. Однако требуется значительная вычислительная мощность для обработки всех пакетов в канале.
- Активное сканирование. Для выполнения оценки позиции мобильная станция отправляет запрос на сканирование, затем базовая станция отправляет ответный пакет. После установки связи проводится измерение мощности и оценка позиции.
- Специальный состав пакета. Станции обмениваются особыми пакетными сообщениями, содержащими информацию о место-

положении. Для реализации этого метода требуется установка специального программного обеспечения, которое позволит выполнять обработку сообщений и извлечение информации о позиции.

При наличии достаточно точного источника сигнала времени можно использовать оценку времени прихода сигнала. Обеспечение погрешности по расстоянию менее 1 м требует погрешности измерения времени не более 3 нс. Широко используемое оборудование сетей WLAN обеспечивает разрешение по времени около 1 мкс, что явно недостаточно для оценки местоположения методом TOA в помещениях. С целью снижения погрешности позиционирования используется усреднение большой выборки измерений.

Синхронизация базовой и мобильной станций по времени практически не обеспечивается. Поэтому для оценки расстояния применяется двусторонняя дальнометрия по методу оценки времени приема-передачи (RTT). Применяются готовые к отправке (RTS) и приему (CTS) пакеты по стандарту 802.11. Приемник данных отправляет сообщение-подтверждение (ACK) после короткого интервала задержки (рис. 3.10). Таким образом обеспечивается максимальный приоритет данного пакета по сравнению с другими данными [31].



**Рис. 3.10.** Временная структура обмена в протоколе IEEE 802.11

При измерении RTT на базовой станции сети WLAN выполняется отсчет тактов во внутреннем модуле от момента окончания передачи пакета данных до момента прихода сообщения-подтверждения ACK. Из-за влияния изменчивого многолучевого канала, дрейфа часов и задержки работы модуля часов параметр RTT становится переменным во времени. Поэтому в качестве измеренного значения RTT выбирается среднее значение по итогам нескольких измерений [34].

Первоначально значение времени приема-передачи оценивается при нулевом расстоянии и представляет собой время, затрачиваемое на обработку сигнала в базовой и мобильной станциях. Это значение учитывается в расчете. Тогда значение  $RTT$  на выбранном номинальном расстоянии  $R$  имеет вид

$$RTT = RTT_a - RTT_0,$$

где  $RTT_a$  — время приема-передачи на расстоянии  $R$  с учетом времени обработки.

Если учесть, что время приема-передачи рассчитывается как число циклов  $N_{ц}$ , разделенное на тактовую частоту  $f_c$ , тогда оценка расстояния имеет вид

$$R = \frac{c(N_{ца} - N_{ц0})}{2f_c}.$$

Коррекция оценки расстояния выполняется по выражению

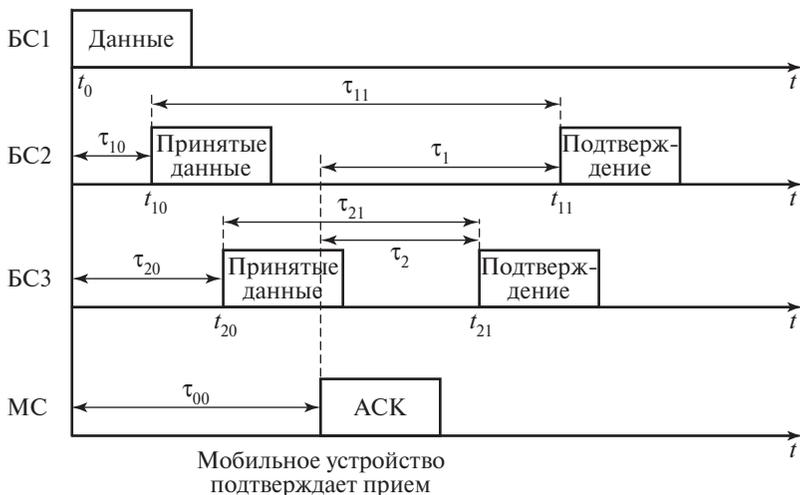
$$R = \frac{kc(N_{ца} - N_{ц0})}{2f_c},$$

где  $k$  — поправочный коэффициент,  $k < 1$ , который учитывает ошибки от различных источников, указанных выше.

Выбор коэффициента выполняется методом линейной регрессии по набору измеряемых значений  $RTT_a$  при известных расстояниях  $R$ .

Определение местоположения по разности времен прихода сигналов от различных базовых станций выполняется без синхронизации базовых и мобильных станций. Будем считать, что имеется три базовые станции БС0, БС1, БС2 с известными координатами мест расположения. Станция БС0 передает пакет данных для мобильной станции в момент времени  $t_0$ , затем мобильная станция отправляет сообщение-подтверждение. Остальные станции принимают оба сигнала и фиксируют разность времени прихода пакетов  $\Delta t_{11}$  и  $\Delta t_{21}$ , как показано на рис. 3.11.

Моменты получения станциями 1 и 2 сигналов обозначим  $t_{10}$  и  $t_{20}$  для пилот-сигнала станции БС0,  $t_{11}$  и  $t_{21}$  — для сообщения-подтверждения. Временные задержки  $\Delta t_{10}$  и  $\Delta t_{20}$  представляют собой время распространения сигнала от БС0 до БС1 и БС2, задержки  $\Delta t_1$  и  $\Delta t_2$  — время распространения сигнала от мобильной станции до БС1 и БС2. Расстояние между базовыми станциями априори известно, поэтому значения  $\Delta t_{10}$  и  $\Delta t_{20}$  оцениваются с незначительной погрешностью. Тогда оценка разности времен прихода сигнала от мобильной станции до БС1 и БС2 рассчитывается как



**Рис. 3.11.** Метод оценки TDOA для сетей WLAN

$$TDOA_{21} = \Delta t_2 - \Delta t_1 = [(\Delta t_{20} + \Delta t_{21}) - \Delta t_{00}] - [(\Delta t_{10} + \Delta t_{11}) - \Delta t_{00}] = (\Delta t_{20} + \Delta t_{21}) - (\Delta t_{10} + \Delta t_{11}).$$

Так как выполняется измерение только времени задержки, то временная синхронизация станций не требуется. Однако погрешность собственной системы отсчета времени на каждой станции должна быть малой.

### *Методы позиционирования и навигации*

По причине сложности получения малой погрешности при оценке времени прихода сигнала в большинстве беспроводных локальных сетей используются измерения мощности сигнала. При низких требованиях к погрешности позиционирования используется метод близости — за оценку положения мобильной станции принимается зона действия выбранной базовой станции. В остальных случаях предпочтительны геометрические методы и цифровое моделирование радиополя.

Из геометрических методов чаще всего используется латерация — оценка расстояния по величине мощности сигнала в априори известных условиях распространения. Наиболее распространенная модель канала связи — логарифмическая при наличии или отсутствии препятствий. Угловой и гибридные методы применяются при наличии дополнительных технических средств — направленных антенн. Выбор модели осуществляется после предварительного анализа

условий работы беспроводной локальной сети или по динамическим оценкам в процессе работы. Кроме того, требуются априорно известные координаты базовых станций.

Наиболее эффективным методом является цифровое моделирование радиополя. Применяются способы оценки  $k$  «ближайших соседей» или аппроксимация функции нейронными сетями для определения положения мобильной станции по данным предварительно составленной базы данных. Кроме того, возможно применение вероятностного подхода, когда положение мобильной станции определяется как функция плотности вероятности на основе статистических методов поиска.

### **3.3. Оценка положения объекта в сети сотовой связи**

В настоящий момент сотовая связь является одним из наиболее распространенных методов передачи информации. Ранние стандарты сотовой связи обеспечивают сравнительно узкий спектр сигнала и, как следствие, низкую разрешающую способность для оценки дальности методом ТОА. Например, временное разрешение для сигналов стандарта 2G составляет около 1 мкс, что соответствует 300 м разрешения по дальности. Развитие современного стандарта 5G и переход к сверхширокополосным сигналам открывают возможность более точного позиционирования с разрешением несколько метров по дальности.

Кроме того, в сетях сотовой связи применяется технология A-GPS, при помощи которой выполняется передача информации о данных спутниковой системы позиционирования. Таким образом, совместное применение данных спутниковой связи и передачи данных от станции сотовой связи позволяет быстро и с высокой точностью определить положение мобильного приемного устройства. Тем не менее при слабом сигнале от спутника, например в помещении, технология A-GPS не обеспечивает достаточно точного определения местоположения.

#### *Геометрические методы позиционирования в сотовых сетях*

Проблема в определении положения мобильной станции заключается в том, что приемник может не принять сигналы с достаточного для позиционирования числа базовых станций. Сотовые сети проектируются так, чтобы минимизировать количество базовых станций, которые обеспечивают устойчивый сигнал для абонента с достаточ-

ным отношением сигнал—шум для определения положения. Недостаточное число сигналов, превышающих пороговое значение сигнал—шум, приводит к колебаниям погрешности оценки позиции.

В описанной ситуации, когда число базовых станций, обеспечивающих требуемый уровень сигнала, меньше трех, применяются гибридные методы для снижения погрешности оценки положения. Гибридная схема TOA/AOA предполагает использование сигнала с одной базовой станции. При наличии матрицы оценки канала  $\mathbf{H}$  размера  $M \times K$ , где  $K$  — число подключения при оценке ответного сигнала;  $M$  — число элементов массива отсчетов сигнала, выполняется умножение на матрицу направляющих коэффициентов  $\mathbf{W}$  размера  $M \times N$ , где  $N$  — число видимых направлений; таким образом, формируется пространственный ответный импульс размера  $N \times K$  антенной решетки:

$$\mathbf{H}_\theta = \mathbf{W}^H \mathbf{H}.$$

Квадрат матрицы  $\mathbf{H}_\theta$  представляет полученную энергию в зависимости от TOA и AOA. В этом случае преобладающие значения отраженных компонент соответствуют значению максимального элемента матрицы  $\mathbf{H}_\theta$ . Оценкам AOA и TOA присваиваются индексы строки и столбца соответственно. Достоинством описанного метода является его высокая производительность.

### *Методы цифрового моделирования радиополя в сотовой сети*

Сигнатуры сигнала для цифровой модели могут оцениваться по любому параметру сигнала: амплитуде, фазе, задержке распространения, направлению и поляризации. При этом увеличение числа обрабатываемых параметров приводит к снижению погрешности оценки сигнатуры. С другой стороны, повышаются требования к производительности сенсорной сети. Наиболее простым методом является оценка мощности принимаемого сигнала, что возможно реализовать в большинстве радиотехнических систем. Принцип работы алгоритма позиционирования заключается в поиске максимального значения векторных данных.

Другим методом является оценка профиля задержки мощности или пространственного профиля задержки мощности (PSDP). Различие в двух методах заключается в оценке фазового сдвига во втором методе. Матрица PSDP определяется следующим выражением:

$$PSDP(\tau) = E_A \{ \mathbf{h}_{x,y}(t, \tau) \mathbf{h}_{x,y}^H(t, \tau) \},$$

где вектор ответного импульса  $\mathbf{h}_{x,y}(t, \tau)$  имеет вид

$$\mathbf{h}_{x,y}(t, \tau) = \left( \sum_{l=1}^L A_l(t) \mathbf{a}_l(\theta_l) s(t - t_l) \right) e^{j2\pi f_c t},$$

где  $L$  — количество компонентов многолучевости;  $s(t)$  — свертка передающего и принимающего фильтров;  $A_l(t)$  — комплексная огибающая затухания сигнала;  $\mathbf{a}_l(\theta_l)$  — матрица-вектор ответов на  $l$ -й путь в направлении  $\theta_l$ ;  $f_c$  — несущая частота. При условии независимости величины затухания от путей распространения сигнала выражение принимает вид

$$PSDP(\tau) = \sum_{l=1}^L \sigma_{A_l}^2 |s(t - \tau_l)|^2 \mathbf{a}_l(\theta_l) \mathbf{a}_l^H(\theta_l),$$

где  $\sigma_{A_l}^2$  — дисперсия затухания коэффициента  $A_l$ .

После первоначального этапа построения базы данных распределения сигнатур по координатам для каждого набора координат  $(x, y)$  можно определить оценки положения мобильной станции путем поиска минимума целевой функции. Одним из способов задания целевой функции является следующее выражение:

$$C(x, y) = \int_{\tau} \|PDP(\tau) - PDP_{x,y}(\tau)\|^2 d\tau,$$

что является евклидовым расстоянием между оценкой профиля PDP и значением в имеющейся базе данных. Одна из проблем метода цифрового моделирования поля — наличие локальных минимумов целевой функции. Проблема решается путем добавления новых параметров сигнала для исследования, повышения числа базовых станций или отслеживанием движения мобильной станции.

### *Ошибки распространения сигнала в сотовой сети*

Многолучевое распространение сигнала — основная причина увеличения погрешности позиционирования. В работе [35] используется алгоритм Root\_MUSIC для снижения уровня компонент многолучевости, временной интервал поступления которых составляет время одного элемента сигнала. По данным [36], возможно использование алгоритма наименьших квадратов ESPRIT, который позволяет сформировать оценку времени задержки. При этом задача формулируется как оценка частоты комплекса синусоид на фоне белого шума, после чего методом ESPRIT оценивается неизвестная частота. Методы минимальной дисперсии и нормированной минимальной дисперсии используются для точной оценки задержки при ослаблении сигнала.

При отсутствии прямого пути распространения сигнала предлагается совместная оценка позиций мобильной станции и разброса значений  $L$  в предположении, что параметры канала в векторе  $\Xi = [\theta^T, \Psi^T, \mathbf{R}^T]$ , где отдельные векторы представляют собой угол передачи  $\Psi$ , угол прихода сигнала  $\theta$  и расстояние  $\mathbf{R}$  для всех различных базовых станций.

Положение мобильной станции описывается прямой, а оценка выполняется алгоритмами наименьших квадратов и максимального правдоподобия. Решение при помощи алгоритма наименьших квадратов имеет вид

$$(\hat{x}, \hat{y})_{LS} = \arg \min_{(x,y)} \sum_{i=1}^{N_B} (k_i x + b_i - y)^2,$$

где  $N_B$  — число базовых станций;  $k_i = \frac{\cos \psi_i + \cos \theta_i}{\sin \psi_i + \sin \theta_i}$ ;  $b_i = -k_i(x_i - R \sin \psi_i) + y_i - R \cos \psi_i$ .

При использовании алгоритма максимального правдоподобия три оцениваемых параметра (угол излучения, угол прихода сигнала и расстояние) представляются гауссовскими распределенными независимыми случайными переменными. Решение имеет вид  $\mathbf{x} = \arg \min_{\mathbf{x}} \{\Lambda\}$ , где  $\mathbf{x}$  — вектор положений мобильной станции и  $L$ -разброса:

$$\mathbf{x} = [(x_{MS}, y_{MS}), (x_{s1}, y_{s1}), \dots, (x_{sL}, y_{sL})]^T;$$

$$\Lambda = \Lambda(\Xi(\mathbf{x})) = \frac{1}{2}(\Xi - \Xi(\mathbf{x}))^T \mathbf{C}^{-1}(\Xi - \Xi(\mathbf{x})),$$

где  $\mathbf{C}$  — ковариационная матрица вектора оценки  $\hat{\Xi}$ .

Повышение эффективности геометрических методов может быть достигнуто путем использования информации о перемещении мобильного устройства — доплеровского смещения частоты. Вместо единичного измерения параметров сигнала и оценки свойств канала выполняются последовательные измерения, разделенные очень малым временем. Допуская линейное перемещение мобильной станции, возможна оценка проекций скорости на оси координат. Решение формулируется для случая оценки параметров (AOD, AOA и расстояние) на одной базовой станции.

### Отслеживание движения

На основе схемы рис. 3.12 по индексам  $i, j$  для параметров в момент времени  $t_i$ ,  $0 \leq i < N$ , для пути  $j$ ,  $1 \leq j < L$ , принимая  $x_0 = x_{MS}(t_0)$ ,  $y_0 = y_{MS}(t_0)$ ,  $dt_{i0} = t_i - t_0$ , параметры канала задаются выражениями:

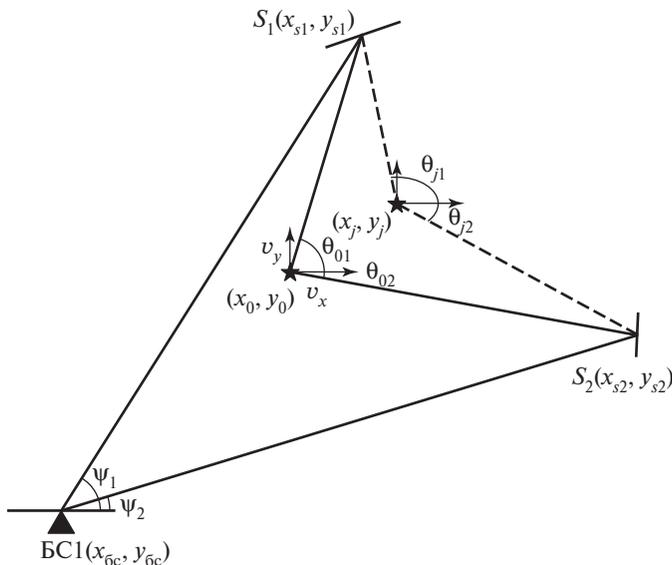


Рис. 3.12. Определение координат движущегося объекта

$$\theta_{ij} = \begin{cases} \arctg\left(\frac{y_{sj} - (y_0 + v_y Rt_{i0})}{x_{sj} - (x_0 + v_x Rt_{i0})}\right), & \frac{y_{sj} - (y_0 + v_y Rt_{i0})}{x_{sj} - (x_0 + v_x Rt_{i0})} > 0, \\ \pi + \arctg\left(\frac{y_{sj} - (y_0 + v_y Rt_{i0})}{x_{sj} - (x_0 + v_x Rt_{i0})}\right), & \frac{y_{sj} - (y_0 + v_y Rt_{i0})}{x_{sj} - (x_0 + v_x Rt_{i0})} < 0; \end{cases}$$

$$\Psi_{ij} = \Psi_j = \begin{cases} \arctg\left(\frac{y_{sj} - y_{BS}}{x_{sj} - x_{BS}}\right), & \frac{y_{sj} - y_{BS}}{x_{sj} - x_{BS}} > 0, \\ \pi + \arctg\left(\frac{y_{sj} - y_{BS}}{x_{sj} - x_{BS}}\right), & \frac{y_{sj} - y_{BS}}{x_{sj} - x_{BS}} < 0; \end{cases}$$

$$R_{ij} = \sqrt{(y_{sj} - (y_0 + v_y dt_{i0}))^2 + (x_{sj} - (x_0 + v_x dt_{i0}))^2} + \sqrt{(y_{sj} - y_{BS})^2 + (x_{sj} - x_{BS})^2};$$

$$f_{d,ij} = \frac{f_c v_x (x_{sj} - (x_0 + v_x dt_{i0})) + v_y (y_{sj} - (y_0 + v_y dt_{i0}))}{c \sqrt{(y_{sj} - (y_0 + v_y dt_{i0}))^2 + (x_{sj} - (x_0 + v_x dt_{i0}))^2}}.$$

Решение задачи позиционирования определяется уравнением  $\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x}} (L)$ , где  $\mathbf{x}$  — вектор позиций мобильного узла и разброса

измерений;  $\mathbf{x} = [(x_{MS}, y_{MS}), (x_{s1}, y_{s1}), \dots, (x_{sL}, y_{sL})]^T$ ;  $L = \frac{1}{2} (\hat{\Xi} - \Xi(\mathbf{x}))^T \times$

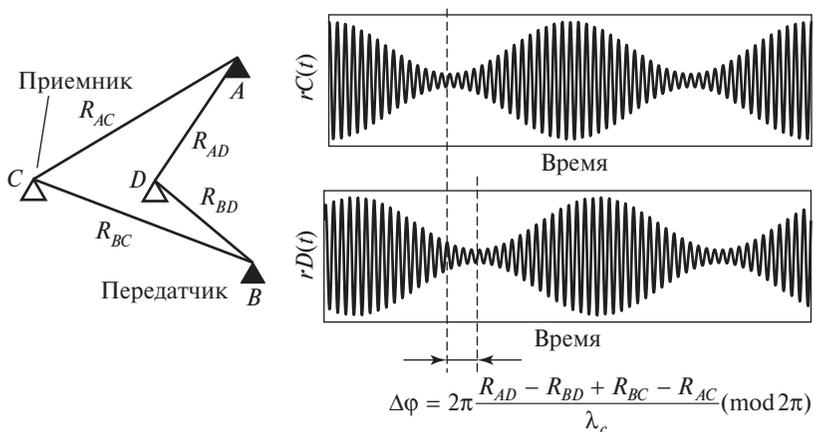
$\times C^{-1}(\mathbf{\Xi} - \mathbf{\Xi}(x))$ ;  $C$  — ковариационная матрица вектора оценки  $\hat{\mathbf{\Xi}}$ . Оценка  $\hat{\mathbf{\Xi}}$  содержит следующие параметры канала и координаты:  $\hat{\mathbf{\Xi}} = [\varphi^T, \Psi^T, \mathbf{d}^T, \mathbf{f}_d^T]$ ,  $\mathbf{x} = [x_0, y_0, v_x, v_y, x_{s1}, y_{s1}, \dots, x_{sN}, y_{sN}]^T$  соответственно.

### 3.4. Оценка положения устройств в сети Интернета вещей

Основным стандартом при реализации физического уровня является IEEE 802.15.4. Наиболее распространенный параметр для измерения, как и в беспроводной локальной сети, — мощность принимаемого сигнала. Беспроводная сенсорная сеть состоит из значительного количества маломощных недорогих узлов, поэтому эффективным является метод близости, требующий небольших вычислительных затрат и обеспечивающий позиционирование сенсорного узла относительно других датчиков.

Для оценки дальности применяется интерферометрическая дальнометрия. Принцип работы алгоритма заключается в передаче синусоидальных сигналов с двух передатчиков с известными координатами. Частоты сигналов незначительно отличаются:  $f_1 = f_c + \Delta f$  и  $f_2 = f_c - \Delta f$ . На входе приемника два сигнала складываются и формируется медленно изменяющаяся огибающая суммарного сигнала. Изменение фазы огибающей содержит информацию о разнице в расстоянии между отдельными узлами. Однако при отсутствии временной синхронизации между узлами измеренное изменение фазы зависит от начальных фаз принятых сигналов, поэтому одиночное измерение формирует смещенную оценку расстояния. По этой причине выполняется аналогичное измерение в другом приемнике, который расположен на небольшом расстоянии от первого принимающего узла. Тогда совместно измеренная разность фаз будет зависеть только от расстояния между принимающими и передающими узлами, т.е. определяется четырьмя расстояниями. Метод проиллюстрирован рис. 3.13.

Как и при оценке расстояния по измерениям мощности принятого сигнала, интерферометрическая дальнометрия легко реализуется на простых сенсорных узлах и не требует дополнительного технического оснащения. При этом возможно достижение погрешности оценки расстояния менее метра. Причиной является медленно меняющаяся огибающая суммарного сигнала, что позволяет работать в условиях малых ошибок синхронизации и медленного дрейфа часов. К недостаткам относится требование фиксированного положения приемников и передатчиков в процессе измерений и высокая по-



**Рис. 3.13.** Интерферометрическая дальнометрия

грешность при сильной многолучевости, что затрудняет применение метода для оценки положения датчиков в помещении. Алгоритмы позиционирования на основе интерферометрической дальнометрии достаточно сложны, поэтому повышаются требования по вычислительной мощности датчика и, как следствие, повышается его энергопотребление.

Помимо непосредственных измерений информационных параметров сигнала, в беспроводных сенсорных сетях могут использоваться косвенные оценки положения датчиков. Например, если два датчика одного типа регистрируют значительно отличающиеся показания, то можно предположить, что расстояние между ними достаточно велико. Такой метод не обеспечивает позиционирования с малой погрешностью, однако не требует дополнительного оборудования и незначительно нагружает системы обработки информации.

В целом задачи позиционирования в беспроводной сенсорной сети делятся на определение абсолютных и относительных координат в зависимости от того, известны ли абсолютные координаты опорных узлов или нет. Используются четыре основных метода оценки координат при наличии фиксированных опорных узлов:

- метод наименьших квадратов;
- метод проекции на выпуклые множества;
- многоскачковый метод;
- бездиапазонные методы.

*Метод взвешенных наименьших квадратов.* В литературе часто встречаются алгоритмы оценки координат на основе метода наименьших квадратов. Допустим, получен вектор отсчетов шума оценки

расстояния между узлами в беспроводной сети  $\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{n}$ . Оценка методом наименьших квадратов координаты  $\mathbf{x}$  агента:

$$\hat{\mathbf{x}} = \underset{\mathbf{x}}{\operatorname{arg\,min}}\{[\hat{\mathbf{R}} - \mathbf{R}(\mathbf{x})]^T \mathbf{W}^{-1}[\hat{\mathbf{R}} - \mathbf{R}(\mathbf{x})]\},$$

где  $\mathbf{W}$  — весовая матрица. В случае гауссовского шума она является оценкой ковариационной матрицы шума  $\mathbf{V}$ . Применение метода наименьших квадратов позволяет решать задачу позиционирования в сетях с неограниченным числом датчиков. При этом реализуются методы оценки местоположения по измерениям различных параметров, в том числе TOF, RSS, TDOA и т.д.

Однако решение уравнения представляет собой нелинейную задачу оптимизации, нерешаемую аналитически. Чаще всего используются численные методы решения, сложные для реализации в маломощных устройствах. Вычислительные затраты возрастают с увеличением числа датчиков сети, что усложняет процесс масштабирования сенсорной сети. Кроме того, целевая функция имеет ряд локальных минимумов, которые могут сформировать ошибочные решения задачи оптимизации.

*Метод проекции на выпуклые множества.* В отличие от МНК, в котором применяется глобальная оптимизация, метод проекции на выпуклые множества использует последовательные проекции точек пространства на множества, образованные данными о расстоянии, до момента нахождения точки пересечения множеств. Точка пересечения принимается за оценку координат датчика. Множества могут принимать формы сфер, гиперблоидов, эллипсоидов и т.д. Алгоритмы проекции на выпуклые множества чаще всего простые с точки зрения требований к вычислительной мощности и применяются в распределенном виде по всей сенсорной сети.

Основным преимуществом рассматриваемого метода является его устойчивость к наличию локальных минимумов целевой функции.

*Оценка позиции многоскачковым методом.* Во многих случаях узлы в сети не взаимодействуют с достаточным числом опорных узлов (не менее трех для двумерной фиксации). Как следствие, необходим обмен сигналами между отдельными узлами. Общий принцип работы различных многоскачковых алгоритмов заключается в их трехфазной структуре. Во время первой фазы агент многоскачковым методом определяет свое расстояние до опорных узлов. На следующем этапе каждый узел определяет свое местоположение на основе расстояния с помощью алгоритмов латерации. На третьем этапе позиция уточ-

няется с использованием информации о расстоянии до соседних узлов и их позициях.

*Алгоритм N-скачковой мультилатерации.* Расстояния до базовых узлов аппроксимируются путем добавления диапазонов, встречающихся на каждом скачке во время лавинной маршрутизации. Например, базовые узлы отправляют навигационные сообщения, включающие их идентификатор, позицию и счетчик длины пути, установленный на ноль. Каждый принимающий узел добавляет в поле длины пути измеренное расстояние до предыдущего узла и ретранслирует сообщение далее. После получения нескольких сообщений об одном и том же базовом узле хранится только одно с минимальным значением пути. Недостаток заключается в том, что ошибка дальнометрии накапливается при ретрансляции сообщений. Ошибка возрастает при увеличении числа опорных узлов.

*Метод минимума-максимума.* Принцип заключается в построении ограничивающего прямоугольника для каждого базового узла, расположенного в позиции  $(x_i, y_i)$ , и измеренного расстояния  $R_i$ . Координаты узлов:  $(x_i - R_i, y_i - R_i)$ ,  $(x_i + R_i, y_i + R_i)$ . Пересечение таких прямоугольников вычисляется по формуле  $[\max_i(x_i - R_i), \max_i(y_i - R_i)]$ ,  $[\min_i(x_i + R_i), \min_i(y_i + R_i)]$ . Оценка позиции — это центр пересечения ограничительных прямоугольников, т.е. среднее значение угловых координат (рис. 3.14). Преимущество метода — использование простых действий суммирования и сравнения.

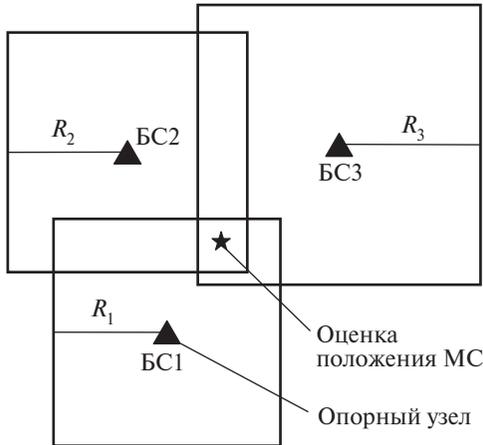


Рис. 3.14. Схема позиционирования методом минимума-максимума

Недостаток — метод чувствителен к ошибкам определения дальности и требует точного размещения якорных узлов.

*Шагово-итерационные алгоритмы.* Узлы вокруг базового дают совместную оценку позиции, которая далее передается к более удаленным узлам, что позволяет оценить положение без видимости базового узла (рис. 3.15). На каждом шаге итерации, как только узел получает сигнал об  $N$  якорных узлах, он способен оценить свою позицию на основе расстояний и измеренных координат при  $N \geq 3$ . Расчеты координат основаны на простых тригонометрических уравнениях либо на локальных методах оптимизации. Недостатком является распространение ошибок измерений, что приводит к снижению общей точности оценки.

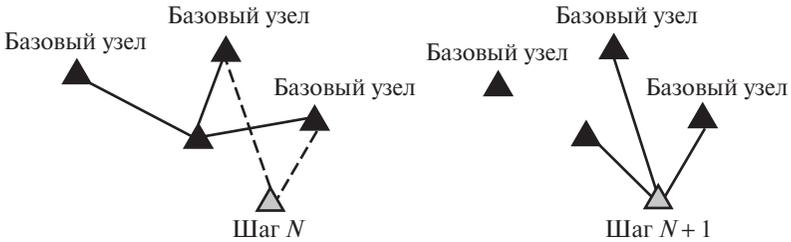


Рис. 3.15. Принцип шагово-итерационных алгоритмов

*Позиционирование без определения расстояния.* Информация о местоположении может быть получена из данных о подключении или близости. Пусть имеются  $m$  якорных узлов с координатами  $\mathbf{b} = (x_1, y_1, x_2, y_2, \dots, x_m, y_m)^T$ , а позиции остальных  $n - m$  узлов неизвестны:  $\mathbf{x} = (x_{m+1}, y_{m+1}, \dots, x_n, y_n)^T$ . Задача состоит в нахождении таких  $\mathbf{x}$ , при которых соблюдается наибольшее число ограничений близости. Простая модель получается из круговой модели радиопокрытия (рис. 3.16). По мере увеличения числа ограничений сокращается область допустимых значений для вектора  $\mathbf{x}$ .

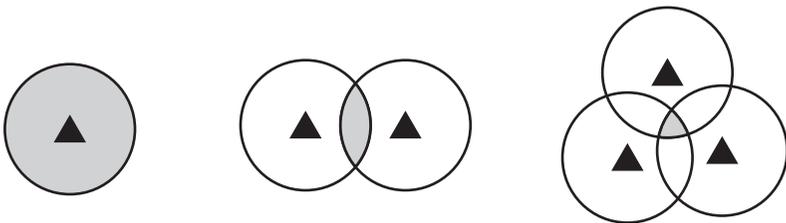


Рис. 3.16. Позиционирование без определения расстояния

Базовые узлы располагаются на регулярной сетке с расстоянием  $d$  и выступают в качестве опорных точек. Агент рассчитывает уравнение близости от базовых узлов, для которых метрики превышают определенный порог. Положение локализуется в пересечении областей, где есть связь между отдельными узлами. Область каждого базового узла имеет радиус  $r_0$  с центром в базовом узле. Увеличение соотношения  $\frac{r_0}{d}$  повышает точность позиционирования.

*Безъякорное позиционирование.* В некоторых случаях ни один из узлов не обладает априорной информацией о своем местоположении, т.е. якорные узлы отсутствуют. Тогда определяются относительные координаты узлов. Принцип решения задачи нахождения относительных координат описывается моделью системы пружин: совместная локализация выполняется аналогично нахождению точки покоя масс (узлы), соединенных пружинами, имитирующими расстояния между узлами (рис. 3.17).

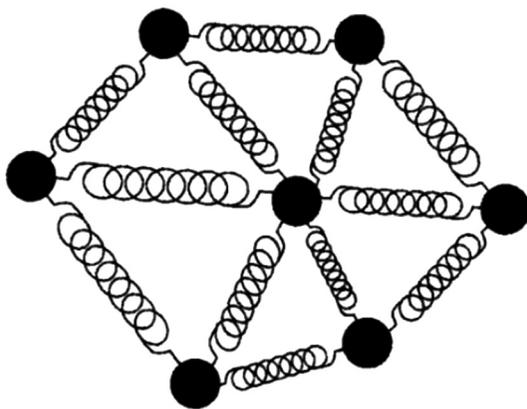


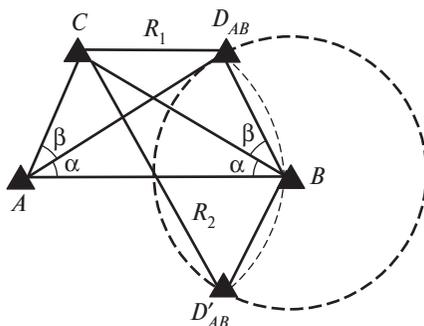
Рис. 3.17. Метод безъякорного позиционирования

Алгоритм безъякорного позиционирования состоит из двух этапов. На первом этапе вычисляется примерный план первоначального расположения узлов. Это снижает число местных минимумов оптимизационных функций. На втором этапе выполняется оптимизация функций «сил» в зависимости от расстояний между узлами.

*Алгоритм «жесткий четырехугольник»* основан на наборе из четырех узлов, которые подключены и разнесены так, что даже при наличии шума дальнометрии их положение остается взаимно однозначным. Состоит из четырех этапов:

- локализация кластера — поиск всех вершин четырехугольника максимального размера;
- оптимизация кластера — уточнение позиций узлов;
- трансформация кластера — сдвиг, отражение или поворот местной системы координат для соотнесения ее с глобальной;
- окончательное уточнение.

*Тест «жесткости».* Пусть известны координаты узлов  $A$ ,  $B$  и  $C$ . Позиция узла  $D$  оценивается с помощью трилатерации. Сначала алгоритм определяет два положения  $D_{AB}$  и  $D'_{AB}$ . Выбирается положение, которое ближе к измеренному расстоянию  $\hat{R}_{DC}$ . При наличии погрешности может возникнуть флип-ошибка, когда расстояние  $\hat{R}_{DC}$  ближе к ошибочному  $R_2$ , чем к правильному  $R_1$  (рис. 3.18).

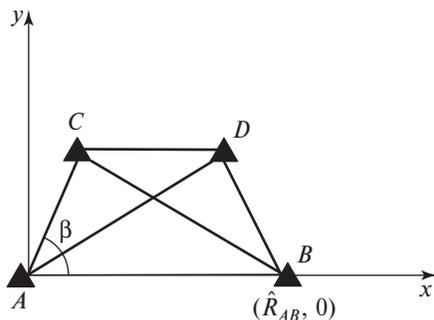


**Рис. 3.18.** Схема алгоритма «жесткий четырехугольник»

При погрешности  $e_{DC}$  в определении расстояния  $\hat{R}_{DC}$  флип-ошибка возникает в случае  $e_{DC} = \delta = \frac{1}{2}(R_2 - R_1)$ . Вероятность ошибки снижается при росте  $(R_2 - R_1)$ .

При наихудшей вероятности ошибки минимальное значение  $\delta = \hat{R}_{AB} \sin^2(\alpha)$ , где  $\alpha$  — меньший из углов треугольника. Четырехугольник считается «жестким», если выполняется условие  $b \sin^2(\alpha) > R_{пж}$ , где  $R_{пж}$  — порог жесткости для всех треугольников  $ABC$ ,  $ABD$ ,  $ACD$ ,  $BCD$ ;  $b$  — короткая сторона треугольника.

Пусть узел  $A$  — главный узел кластера,  $B$ ,  $C$  и  $D$  — остальные узлы,  $\hat{R}_{AB}$ ,  $\hat{R}_{AC}$ ,  $\hat{R}_{AD}$ ,  $\hat{R}_{BC}$ ,  $\hat{R}_{BD}$ ,  $\hat{R}_{CD}$  — шесть оценок расстояний между узлами. Координаты узлов:  $\hat{A} = (0, 0)$ ;  $\hat{B} = (\hat{R}_{AB}, 0)$ ;  $\hat{C} = (\hat{R}_{AC} \cos(\gamma), \hat{R}_{AC} \sin(\gamma))$ , где  $\gamma = \arccos \frac{\hat{R}_{AC}^2 + \hat{R}_{AB}^2 - \hat{R}_{BC}^2}{2\hat{R}_{AC}\hat{R}_{AB}}$ . Положение узла  $D$  оценивается методом простой трилатерации.



**Рис. 3.19.** Выполнение оценки положения одного узла

### Контрольные вопросы

1. Перечислите и кратко опишите основные параметры, используемые для оценки положения объекта.
2. В чем отличие схем односторонней и двусторонней дальнометрии?
3. Какие основные преимущества оценки параметра TDOA относительно параметра TOA?
4. Опишите основные геометрические методы оценки местоположения.
5. Запишите выражения, поясняющие принцип оценки местоположения методом латерации.
6. Опишите принцип оценки местоположения методом ангуляции.
7. Назовите источники ошибок при использовании геометрических методов позиционирования.
8. Какие основные особенности метода цифрового моделирования радиополя?
9. Назовите основные проблемы при позиционировании в условиях отсутствия прямого пути распространения.
10. Каким образом выполняется коррекция ошибок в условиях отсутствия прямого пути?
11. Назовите методы позиционирования в беспроводных локальных сетях.
12. Поясните метод оценки временного и пространственного профиля задержки мощности при позиционировании в сотовой сети.
13. Опишите принцип интерферометрической дальнометрии.
14. Опишите многоскачковые алгоритмы оценки положения объекта.
15. Объясните необходимость использования алгоритмов без определения расстояния.

# ГЛАВА 4

## ПОГРЕШНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ И МЕТОДЫ ИХ СНИЖЕНИЯ

### 4.1. Источники ошибок позиционирования в сенсорных сетях

Принципы работы алгоритмов оценок положения рассматриваются в идеальных условиях работы, в том числе при условии прямой видимости между узлами сенсорной сети. В реальных условиях существуют различные источники ошибок, вносящие погрешность в результат оценивания позиции мобильной станции. В дальнейшем рассматриваются причины возникновения погрешностей и методы их снижения.

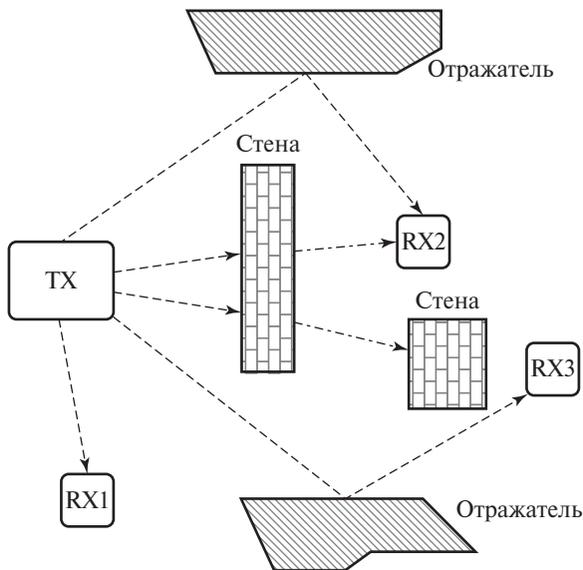
Дальнометрия определяется как измерение прямого пути между двумя узлами при прохождении сигнала по прямой линии в среде с постоянной и известной диэлектрической проницаемостью [3].

При наличии отражателей или препятствий на пути распространения сигнала выполняется ошибочное измерение расстояния (на рис. 4.1 представлено измерение мощности сигнала от передатчика TX на приемниках RX2 и RX3). Причиной ошибок является как дополнительное затухание сигнала при отражении или прохождении через препятствие, так и увеличение времени распространения сигнала от источника к приемнику при действии многолучевости. Кроме того, как указывалось ранее, значительное влияние оказывает дрейф часов.

На величину погрешности при использовании геометрических методов наибольшее влияние оказывают многолучевость и наличие препятствий на пути распространения сигналов. Методы цифрового моделирования радиополя учитывают влияние источников ошибок, но не снижают его. Схемы позиционирования на основе измерения времени распространения сигнала больше всего подвержены влиянию ошибок синхронизации в сенсорной сети и дрейфа часов.

#### *Влияние многолучевости*

Замирания сигналов при многолучевом распространении вызваны интерференцией колебаний, поступающих на антенну приемника



**Рис. 4.1.** Расположение препятствий на пути распространения сигнала

различными путями. При этом возрастает дисперсия принимаемой мощности сигнала. В целом позиционирование методами измерения мощности мало подвержено влиянию многолучевости, так как колебания мощности устраняются путем усреднения в пределах времени наблюдения.

Временное разрешение сигналов в методах оценки TOA/TDOA при использовании кросс-корреляционной функции ограничивается до величины, обратной ширине спектра сигнала. Проблема заключается в приеме нескольких копий сигнала, поступающих на входные цепи приемного устройства различными путями. Если приемник не способен определить, какой сигнал приходит первым, т.е. по прямому пути распространения, величина погрешности значительно возрастает.

Аналогично многолучевое распространение сигнала оказывает влияние на оценку углового направления на источник сигнала в случае, когда приемник не различает временные задержки отраженных сигналов от близко расположенных источников. В каналах с равномерным затуханием сигнала задержка распространения мала по сравнению с величиной, обратной ширине спектра сигнала, что приводит к сильной корреляции многолучевых компонент. Следовательно, задачей разработчика является проектирование антенной системы

и самого приемного устройства с целью обеспечения наилучшего углового разрешения сигналов.

Рассмотрим максимально правдоподобную оценку ТОА в условиях многолучевого распространения сигнала. Пусть единичный импульс  $g(t)$  с длительностью  $T_{\text{и}}$  передается по многолучевому каналу при воздействии гауссовского шума. Тогда принятый сигнал имеет вид  $y(t) = s(t) + n(t)$ , где  $s(t)$  — ответный импульс канала для импульса  $g(t)$ ;  $n(t)$  — АБГШ с нулевым средним значением и спектральной плотностью мощности  $\frac{N_0}{2}$ . Запишем выражение для полезной составляющей:

$$s(t) = \sqrt{E_g} \sum_{l=1}^L a_l g(t - \tau_l),$$

где  $L$  — число путей распространения сигнала в условиях многолучевости,  $a_l$  и  $\tau_l$  — амплитуда и задержка сигнала при прохождении по  $l$ -му пути соответственно, причем  $E_g$  является средней полученной энергией на антенне приемника. Задачей является оценка ТОА  $\tau = \tau_l$  при прямом пути распространения в течение времени наблюдения  $T_{\text{наб}}$ .

Дисперсия максимально правдоподобной оценки асимптотически стремится к пределу Рао—Крамера при больших отношениях сигнал—шум. Оценка ТОА получается с помощью коррелятора при сопоставлении с принимаемым сигналом и соответствует максимуму корреляционной функции. Коррелятор приемника в условиях действия АБГШ должен быть согласован с формой принимаемого сигнала  $s(t)$ , а не излучаемого  $g(t)$ . Однако выполнение данного условия затруднено из-за необходимости оценки формы полученного сигнала.

При априорно неизвестных параметрах канала выполняется совместная оценка ТОА и амплитуды сигнала по методу максимального правдоподобия. Оценка неизвестных параметров многолучевого канала распространения сигнала  $\mathcal{Q} = \{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_L, a_1, a_2, \dots, a_L\}$  соответствует множеству значений, при которых максимальна функция правдоподобия:

$$\Lambda(\mathcal{Q}) = -\frac{1}{N_0} \int_0^{T_{\text{наб}}} \left| y(t) - \sqrt{E_g} \sum_{l=1}^L a_l g(t - \tau_l) \right|^2 dt.$$

Максимально правдоподобная оценка времени прохождения сигнала по  $l$ -му пути и соответствующая амплитуда определяются следующим образом. Пусть  $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_L]^T$ ,  $\boldsymbol{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_L]^T$ ,  $\mathbf{r}(\boldsymbol{\tau})$  — автокорреляционная матрица излучаемого сигнала  $g(t)$  такая,

что  $r_{i,j} = r_g(\tau_i - \tau_j)$  — отсчеты автокорреляционной функции сигнала  $g(t)$ . Тогда максимально правдоподобные оценки  $\hat{a}$  и  $\hat{\tau}$  имеют вид:

$$\hat{\tau} = \arg \max_{\hat{\tau}} \{\chi^H(\hat{\tau}) \mathbf{r}^{-1}(\hat{\tau}) \chi(\hat{\tau})\}, \quad \hat{\mathbf{a}} = \mathbf{r}^{-1}(\hat{\tau}) \chi(\hat{\tau}),$$

где

$$\chi(\tau) = \int_0^{T_{\text{наб}}} y(t) \begin{bmatrix} g(t - \tau_1) \\ g(t - \tau_2) \\ \vdots \\ g(t - \tau_L) \end{bmatrix} dt$$

представляет собой корреляцию между принятым сигналом и его копиями с различными задержками при различных путях распространения сигнала.

## 4.2. Дрейф часов

Дальнометрия на основе измерения информационных параметров TOA и TDOA требует точного измерения временного интервала. Ошибка измерения — порядка 1 нс и менее. Каждый из узлов оснащается собственными эталонными часами, однако в процессе работы возникает искажение частоты внутреннего генератора и, как следствие, дрейф часов. Время по часам в устройстве можно выразить в виде функции  $C(t)$  истинного времени  $t$ , причем для идеальных часов  $C(t) = t$  (рис. 4.2). В реальных системах выполняется оценка времени  $\hat{t} = C(t)$ . Так как скорость распространения радиоволн велика, а расстояния между узлами сравнительно небольшие, то измеряемые временные интервалы короткие и могут быть описаны выражением

$$C(t) = (1 + \delta)t + v,$$

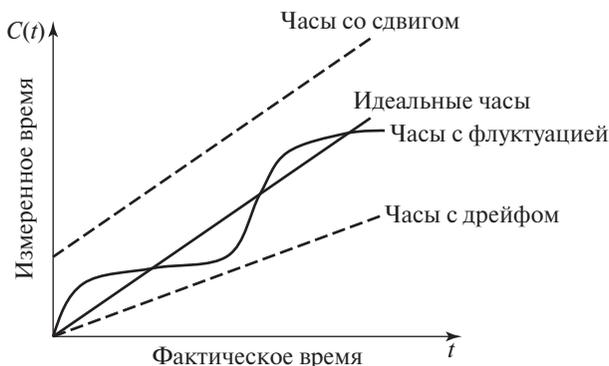


Рис. 4.2. Связь между расчетным и реальным временем

где  $\delta$  — дрейф часов относительно правильной скорости;  $\nu$  — сдвиг часов.

Допустим, в одном из узлов происходит измерение временного интервала с истинной длительностью  $t = t_2 - t_1$  с, тогда оценочное значение определяется следующим образом:  $\hat{t} = C(t_2) - C(t_1) = \tau(1 + \delta)$ . При попытке формирования задержки сигнала  $\tau_d$  с формируется реальная задержка  $\hat{\tau}_d = \frac{\tau_d}{1 + \delta}$ . Для пары узлов А и Б введем понятие дрейфа  $\delta_A, \delta_B$  и сдвига  $\nu_A, \nu_B$  соответственно.

При односторонней дальнометрии применяется синхронизация с общим источником времени. Сдвиги часов  $\nu_A$  и  $\nu_B$  представляют собой остаточные сдвиги времени при неточной синхронизации по отношению к общему источнику в предположении, что последняя синхронизация выполняется в момент времени  $t = 0$ . Передача сигнала от узла А осуществляется в момент времени  $C_A(t_1)$ , прием в узле Б выполняется в момент местного времени  $C_B(t_2)$ . Задержка распространения сигнала имеет вид

$$\hat{\tau}_f = C_B(t_2) - C_A(t_1) = \tau_f + \delta_B t_1 - \delta_A t_1 + \nu_B - \nu_A.$$

На оценку времени оказывают влияние как дрейф часов, так и сдвиг часов. Поэтому при односторонней дальнометрии необходимо обеспечить точную синхронизацию времени в сенсорной сети.

В случае двусторонней дальнометрии требуется не только измерение временных интервалов с малой погрешностью, но и формирование точных задержек. Эффективная задержка  $\hat{\tau}_{\text{зад}}$  в узле Б при наличии дрейфа часов определяется выражением  $\hat{\tau}_{\text{зад}} = \frac{\tau_{\text{зад}}}{1 + \delta_B}$ .

Оценка времени приема-передачи RTT  $\hat{\tau}_{RT}$  имеет вид

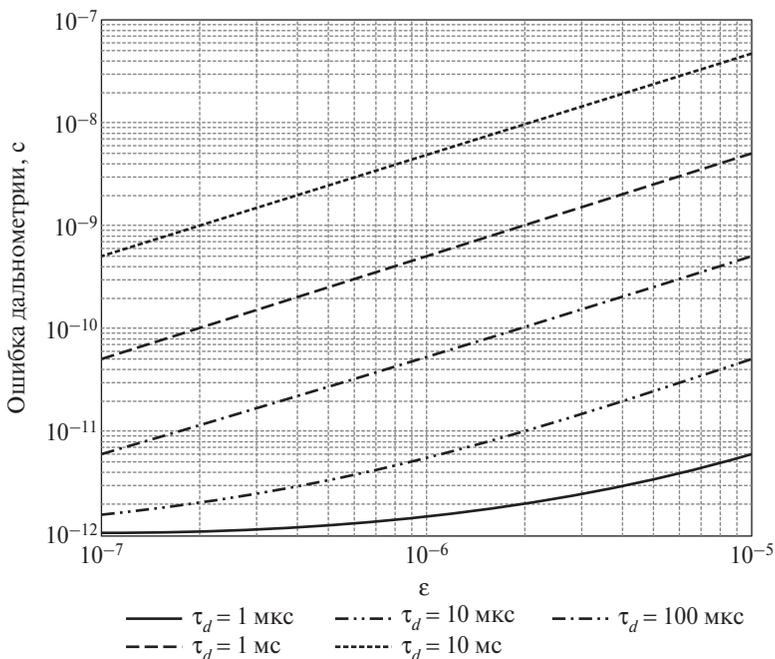
$$\hat{\tau}_{RT} = 2\tau_f(1 + \delta_A) + \frac{\tau_{\text{зад}}(1 + \delta_A)}{1 + \delta_B}.$$

Узел А оценивает время распространения  $\hat{\tau}_f$  в соответствии с предпологаемым временем приема-передачи  $2\hat{\tau}_f + \tau_{\text{зад}}$ , тогда получается выражение

$$\hat{\tau}_f = \tau_f(1 + \delta_A) + \frac{\varepsilon\tau_{\text{зад}}}{2(1 + \delta_A - \varepsilon)},$$

где  $\varepsilon = \delta_A - \delta_B$  — относительное смещение часов.

Погрешность дальнометрии в результате относительного смещения часов показана на рис. 4.3.



**Рис. 4.3.** Погрешности оценки TOF при двусторонней дальнометрии при  $\delta_A = 10^{-5}$  (10 ppm) и  $\tau_f = 100 \text{ нс}$

Допустим, целевая ошибка оценки времени приема-передачи равна 33 пс (погрешность оценки расстояния — около 1 см), может быть снижена для  $\epsilon = 10^{-5}$ , если задержка ответа  $\tau_{\text{зад}} < 10^{-5} \text{ с}$ . Для значения  $\epsilon = 10^{-6}$  требование максимальной задержки ответа снижается до  $\tau_{\text{зад}} = 10^{-4} \text{ с}$ . Возможно снизить погрешность оценки времени приема-передачи при использовании высококачественных генераторов, что приводит к значительному росту стоимости устройства, либо путем синхронизации на физическом уровне.

### 4.3. Расчет предельной погрешности позиционирования

Пределы ошибок позволяют оценить практическую ценность алгоритмов. Наиболее удобным в этом отношении является нижний предел ошибки Рао—Крамера, который показывает предельную точность любой несмещенной оценки с точки зрения ее среднеквадратической ошибки. Внедрение новых технологий требует новых решений и выводов новых уравнений для предела Рао—Крамера.

Например, технология сверхширокополосных сигналов обеспечивает высокую точность измерения даже в неблагоприятных условиях многолучевости. Тем не менее необходимо для каждой технологии выбирать новые алгоритмы оценивания параметров и расчета параметров их эффективности. Граница Рао—Крамера не является точной при низких и умеренных отношениях сигнал—шум. Известны и другие границы, более сложные для вычисления — предел Зив—Закаи, предел Беллини—Тартара и Хазана—Зив—Закаи.

**Основные ограничения по ТОА для сверхширокополосных сигналов.** В системах позиционирования на основе дальнометрии в основном используют метод ТОА. Пусть передается однополосный сверхширокополосный импульс  $g(t)$  с единичной энергией. В простом канале с АБГШ принимаемый сигнал задается выражением

$$r(t) = \sqrt{E_g} g(t - \tau) + n(t),$$

где  $n(t)$  — АБГШ с нулевым средним и спектральной плотностью мощности  $\frac{N_0}{2}$ , а  $E_g$  — энергия полученного сигнала.

*Нижний предел Рао—Крамера.* Пусть время наблюдения больше длительности импульса  $g(t)$ , тогда СКО несмещенной оценки ограничена снизу по пределу Рао—Крамера:

$$K(\tau) = \frac{\frac{N_0}{2}}{(2\pi)^2 E_g \beta^2} = \frac{1}{8\pi^2 \beta^2 q_g},$$

где  $q_g$  — отношение сигнал—шум, а  $\beta^2$  — второй момент спектра  $S(f)$  из  $g(t)$ :

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |S(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df}.$$

Наименьшая погрешность оценки расстояния  $\hat{d}$  выводится из оценки ТОА и удовлетворяет неравенству  $\hat{d} \geq \frac{c^2}{8\pi^2 \beta^2 q_g}$ .

*Нижний предел Зив—Закаи.* Используется при малых отношениях сигнал—шум, так как позволяет учесть наличие некоторых неопределенностей. Получается из общего тождества для СКО:

$$\text{Var}\{\tau\} = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} z \cdot P\left\{|\xi| \geq \frac{z}{2}\right\} dz,$$

где  $\xi = \hat{\tau} - \tau$  — ошибка оценки времени.

Нижний предел  $P\left\{|\xi| \geq \frac{z}{2}\right\}$  связан с вероятностью ошибки в схеме двоичного обнаружения с равновероятными гипотезами  $H_1: r(t) \sim p\{r(t) | \tau\}$  и  $H_2: r(t) \sim p\{r(t) | \tau + z\}$ . Оптимальное отношение правдоподобия  $\Lambda(r(t)) = \frac{p\{r(t) | \tau\}}{p\{r(t) | \tau + z\}}$ .

Предел Зив—Закаи равен

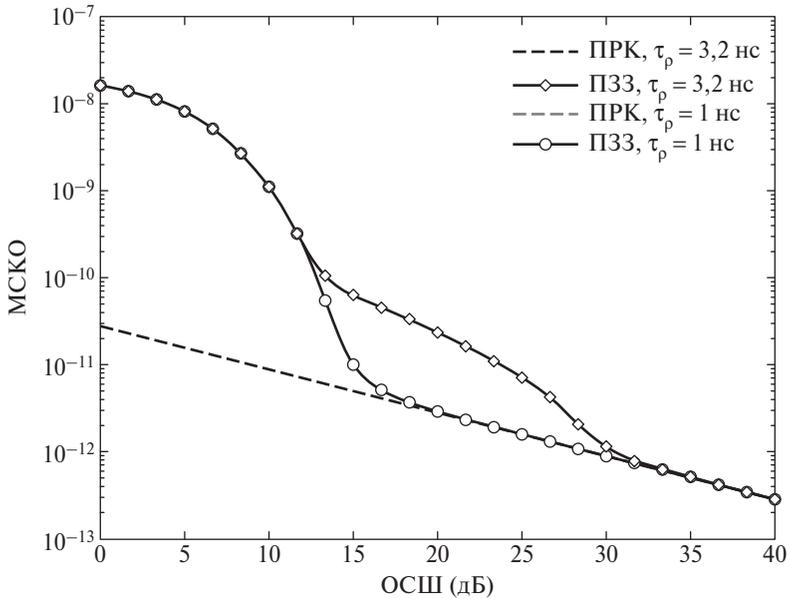
$$Z(\tau) = \frac{1}{T_a} \int_0^{T_a} z(T_a - z) p_{\min}(z) dz,$$

где  $p_{\min}(z)$  — вероятность ошибки, соответствующей оптимальному правилу решения.

При действии АБГШ минимальная достижимая вероятность ошибки  $p_{\min}(z) = w[\sqrt{\eta_g(1 - \rho_g(z))}]$ , где  $w$  — распределение гауссовской функции;  $\rho_g(z)$  — автокорреляционная функция  $g(t)$ . Сравнительный анализ МСКО для пределов Рао—Крамера и Зив—Закаи приведен на рис. 4.4.

*Теоретические пределы производительности при совместном позиционировании.* В типовом WSN-приложении известны позиции всего нескольких узлов (базовых), в то время как другие узлы (с неизвестными координатами) часто располагаются за пределами действия базовых. Тогда позиционирование возможно только путем совместной работы всех узлов, где измерения выполняются между парами некоррелированных узлов. Если узлы оснащены возможностью передачи СШП-сигналов, то оценки расстояний возможны с помощью оценки времени приема сигналов. Результаты оценки нижней границы Рао—Крамера зависят от надежности измерения и топологии сети. Анализ совместного позиционирования выполняется на основе метода ТОА, в том числе с учетом путевых потерь. Целью является получение некоторого представления о достижимой производительности позиционирования.

*Модель сигнала.* Рассмотрим сеть, состоящую из  $N$  узлов, развернутых вдоль прямой линии. Позиция узла в пространстве обозначена  $x_k \in R$ ,  $k = 1, \dots, N$ . Допустим, что позиции первых  $N_u$  узлов  $\mathbf{x} = [x_1 \dots x_{N_u}]^T$  считаются неизвестными, а остальные  $N_B = N - N_u$  яв-



**Рис. 4.4.** Зависимость погрешности оценки методом МСКО от отношения сигнал—шум

ляются позициями базовых узлов  $\mathbf{x} = [x_{N_u} \dots x_N]^T$ . Совместная оценка параметров  $\mathbf{x}$  получается из попарной дальнометрии между любой парой (известных или неизвестных) узлов  $k$  и  $l$ . Дальнометрия от узла  $k$  до узла  $l$  предположительно получается в результате оценки ТОА между двумя узлами, которая следует гауссовой статистике. В частности, измеренные дальности отдельных звеньев считаются некоррелированными. Согласно нижней границе Рао—Крамера и закону о путевых потерях дисперсию оценки расстояния можно оценить как

$$\sigma_{k,l}^2 = \sigma_0^2 \cdot \left( \frac{R_{k,l}}{R_0} \right)^\alpha = \sigma_0^2 \cdot \left( \frac{|x_k - x_l|}{R_0} \right)^\alpha,$$

где  $\alpha$  — показатель путевых потерь;  $\sigma_0 = \frac{c}{2\sqrt{2\pi}\eta_0\beta}$  — погрешность определения расстояния при опорном расстоянии  $R_0$ ;  $\eta_0$  — соответствующее отношение сигнал—шум;  $\beta$  — эффективная ширина полосы радиосигнала, используемая для оценки ТОА.

Общее количество измерений  $K \leq N(N-1) - N_B(N_B-1)$  — это максимально возможное количество измерений в случае полного

охвата, т.е. каждый узел производит измерения до всех других узлов. В реальности каждый узел имеет ограниченный охват и производит измерения до узлов, расположенных в пределах окружности с радиусом  $r$ , т.е.  $\Omega_k = \{x_j; |\Delta x_{k,j}| \leq r\}$ .

#### 4.4. Совместная оценка дальности и направления прихода сигнала

Подходы на основе оценки ТОА могут дать точную оценку позиции, поэтому они хорошо подходят для систем со СШП-сигналами. Тем не менее введение пространственной информации дает еще большее повышение точности оценок. В связи с большой шириной полосы СШП сигнала количество путей может быть очень большим. Оценка угла прихода (АОА) в системах СШП-сигналов решена с учетом подмножества методов. Различия во времени прихода входного сигнала для разных элементов антенны могут указывать на углы прихода сигнала в зависимости от известной геометрии антенного массива. В частотной области можно применять любой спектральный метод оценки для получения профиля задержки мощности, которая определяется как распределение энергии сигнала по отношению к задержке распространения, а из нее производится оценка ТОА (рис. 4.5).

##### *Модель сигнала для многоантенного приемника*

Структура кадра для СШП-сигналов состоит из преамбулы синхронизирующего заголовка, заголовка физического уровня и поля данных физического сервисного блока данных.

Преамбула включает в себя преамбулу дальномерной синхронизации и разделитель начала кадра. Математическая модель сигнала синхронизации:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N_{\text{синх}} + N_{\text{разд}} - 1} a_k \psi(t - kT_{\text{сим}}),$$

где  $N_{\text{синх}}$  и  $N_{\text{разд}}$  — длины сигнала синхронизации и разделителя;  $T_{\text{сим}}$  — длительность символа.

Коэффициенты  $a_k$  равны 1 для сигнала синхронизации и  $\{-1, 0, 1\}$  для сигнала разделителя. Величина  $\psi(t)$  выражается в виде

$$\psi(t) = \sum_{j=0}^{N_f - 1} c_j(j) g_{ix}(t - jT_f).$$

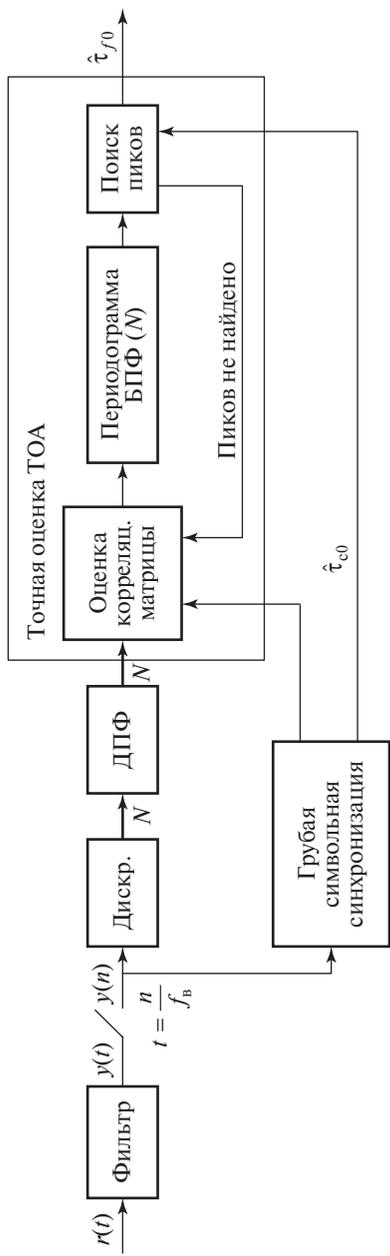


Рис. 4.5. Блок-схема некогерентного блока приемника для одной антенны

В этом уравнении величина  $g_{\text{rx}}(t)$  является ультракоротким импульсом,  $T_f = \frac{T_{\text{сим}}}{N_f}$  — период повторения импульсов, а  $c_i(j)$  обозначает  $j$ -й элемент последовательности  $c_i$ .

Сигнал  $s(t)$  распространяется по  $l$ -му пути затухающего канала, реакция которого на импульс  $g_{\text{rx}}(t)$  описывается выражением

$$h_g(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l g_{\text{rx}}(t - \tau_l).$$

Импульсы, приходящие с каждого  $l$ -го пути, имеют одинаковую форму, но различные коэффициенты затухания  $h_l$  и задержки  $\tau_l$ . Можно считать, что  $\tau_0 \leq \tau_1 \leq \dots \leq \tau_{L-1}$ , где  $\tau_0$  означает ТОА, которое требуется оценить. Сигнал, полученный  $q$ -м элементов антенны узла, оснащенного антенным массивом из  $Q$  элементов, можно записать в виде

$$r_q(t) = \sum_{k=0}^{N_{\text{синх.пр}}-1} \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{l=0}^{L-1} a_k c_i(j) h_{l,q} g_{\text{rx}}(t - T_k^j - \tau_{l,q}) + w_q(t),$$

где  $w_q(t)$  — тепловой шум с двусторонней спектральной плотностью мощности  $\frac{N_0}{2}$ ;  $T_k^j = jT_f + kT_{\text{сим}}$  обозначает коэффициент затухания  $l$ -го пути к антенне  $q$ ;  $N_{\text{синх.пр}} = N_{\text{синх}} + N_{\text{разд}}$ .

Учитывая малый цикл СШП сигнала, предполагается, что принимаемый сигнал свободен от межсимвольных помех. Временная задержка  $\tau_{l,q}$  зависит не только от задержки распространения, но и от направления прихода сигнала. В однородном линейном массиве задержка распространения  $\tau_{l,q}$  задается выражением

$$\tau_{l,q} = \tau_l + q \frac{d}{c} \sin(\theta_l),$$

где  $d$  — расстояние между элементами антенного массива;  $c$  — скорость света;  $\theta_l$  — угол прихода  $l$ -го пути.

Сигнал, связанный с  $j$ -м передаваемым импульсом, соответствует  $k$ -му символу в частотной области:

$$Y_{jq}^k(w) = \sum_{l=0}^{L-1} a_k c_i(j) h_{l,q} S_j^k(w) e^{-jw\tau_{l,q}} + V_{jq}^k(w);$$

$$S_j^k(w) = G(w) e^{-jw(kN_f + j)T_f},$$

где  $G(w)$  обозначает преобразование Фурье  $g(n)$ , которое представляет собой дискретизированный полученный импульс на выходе полосового фильтра;  $N_f$  — число кадров.

Член уравнения  $V_{jq}^k(w)$  является шумовой составляющей в частотной области, связанной с интервалом  $j$ -го кадра, соответствующего  $k$ -му символу. Дискретизация и перевод в векторную форму дают следующее выражение:

$$\mathbf{Y}_{jq}^k = \sum_{l=0}^{L-1} a_k c_l h_{l,q} \mathbf{S}_j^k \mathbf{e}_{\tau_{l,q}} + \mathbf{V}_{jq}^k,$$

где матрица  $\mathbf{S}_j^k$  представляет собой диагональную матрицу, компонентами которой являются частотные образцы  $S_j^k(w)$ .

### Оценка ТОА

Для работы алгоритма необходимо измерение ТОА на каждом элементе антенного массива для получения окончательной совместной оценки ТОА и АОА. Оценка выполняется на основе наблюдения шума  $r_q(t)$  без знания формы импульса  $g(t)$ . Предполагается, что в приемнике есть идеальный полосовой фильтр, на выходе которого выполняется дискретизация Найквиста. На стадии простой грубой оценки обеспечивается привязка ко времени для символьной синхронизации и оценивается порог, который используется в алгоритме оценки ТОА. Затем выполняется этап точной оценки ТОА. При значении оценки, равном нулю, определяется начало первого полного символа в интервале наблюдения  $0 \leq \tau_0 \leq T_{\text{сим}}$ .

*Грубая оценка ТОА.* Заключается в оценке энергии и простого алгоритма писка, который определяет начало символа, применяя критерий минимального расстояния. Так как структура сигнала не включает в себя временную последовательность скачков, минимальный критерий расстояния применяется в данном случае на основе знания тройной последовательности  $c_l$  на символьном уровне. Допустим, прием длится в течение  $K_s + 1$  символов. При этом длительность окна приема больше на один символ, чем число символов, которые считаются при точной оценке времени. Таким образом, минимальное окно приема будет эквивалентно длительности двух символов для выполнения точной оценки единичного символа  $K_s = 1$ .

Чтобы найти начало следующего символа, необходим номер кадра, которому принадлежит первый обнаруженный импульс. Пусть  $y[m] = y(mT_s)$  обозначает принимаемый сигнал с дискретным временем, где  $T_s$  является периодом дискретизации. Импульсы принима-

емого сигнала во временной области в  $i$ -м интервале времени длительностью  $T_f$  определяются как

$$y_{frame,i}[n] = y[(i-1)K_f + n]$$

для  $n = 1, \dots, K_f$ , где  $i = 1, \dots, N_f(K_s + 1)$ .

Перестановка выборок временной области  $y_{frame,i}[n]$  в векторе  $y_{frame,i} \in C^{K_f \times l}$  при  $K_f = \left\lceil \frac{T_f}{T_s} \right\rceil$  — число выборок в интервале кадра.

Энергия в интервале каждого кадра в течение периода одного символа достигается путем усреднения для каждого из  $N_f$  кадров по всем  $K_{s+1}$  символам в интервале приема. Таким образом,

$$E_{frame,j} = \sum_{k=0}^{K_s} \|y_{frame,j+kN_f}\|^2, \quad j = 1, \dots, N_f.$$

Затем определяются 16 максимумов, соответствующих 16 кадрам, содержащим импульсы, оценивается последовательность  $\hat{c}_i$ . Из первоначальной последовательности  $c_i$  вектор  $\mathbf{d}$  определяется как вектор, содержащий 16 позиций последовательности  $c_i$ , содержащих  $\pm 1$ . Затем определяется матрица, строки которой содержат относительные задержки в числе кадровых интервалов между двумя последовательными импульсами в символьном периоде. Каждый ряд представляет собой смещенную версию предыдущей.

Таким образом, с оценкой тройной последовательности  $\hat{c}_i$  согласуется вектор  $\hat{\mathbf{d}}$ , который содержит оценку позиции импульса или, другими словами, который содержит 16 позиций оцениваемой последовательности, содержащей  $\pm 1$ . Следовательно, относительные дистанции между 16 оцененными позициями импульсов образуют вектор

$$\Delta \mathbf{d} = [\rho_{c_i}(1), \rho_{c_i}(2), \dots, \rho_{c_i}(16)].$$

Если обозначить первый импульс в рамках одного символа номером 1 и т.д. до 16, то оценка номера первого обнаруженного импульса осуществляется путем поиска ближайшего ряда  $\Delta_{\rho_{c_i}}$ , который обеспечивает более низкую СКО по отношению к  $\Delta \mathbf{d}$ :

$$u = \arg \min_{j=1, \dots, 16} \|\Delta \mathbf{d} - \Delta_{\rho_{c_i}} | j\|^2,$$

где  $\Delta_{\rho_{c_i}} | j$  обозначает  $j$ -ю строку матрицы  $\Delta_{\rho_{c_i}}$ .

Из установленного номера импульса  $u$  определяется номер кадра  $v \in \{1, \dots, N_f\}$ , к которому относится первый обнаруженный импульс. Тогда грубая оценка ТОА выполняется как

$$\hat{\tau}_0^c = (N_f - \nu + 1)T_f.$$

Временное разрешение этой оценки — период кадра  $T_f$ .

*Точная оценка ТОА.* После грубой оценки начала символа можно применять любой тип спектральной оценки, работающий в частотной области, для получения профиля мощности, определяемого как распределение энергии сигнала по отношению к задержке распространения. Точная оценка ТОА  $\hat{\tau}_0$  получается из грубой оценки  $\hat{\tau}_0^c$  и оценки задержки  $\hat{\tau}$  первого пути с высоким временным разрешением по отношению к началу отсчета времени, полученному при грубой оценке. Оценка ТОА, являющаяся результатом точной оценки, определяется выражением  $\hat{\tau}_0 = \hat{\tau}_0^c + \hat{\tau}$ . Оценка ТОА состоит из нахождения первой задержки  $\hat{\tau}$ , которая превышает заданный порог  $\varepsilon$  в вероятности правильного обнаружения:

$$\hat{\tau} = \min_{\tau} \arg\{\varepsilon(\tau) - \varepsilon\}.$$

Учитывая структуру сигнала в частотной области, профиль задержки мощности можно получить путем оценки энергии сигнала в частотной области, прошедшего через фильтр вектора сигнатур задержки  $\mathbf{e}_{\tau} = [e^{-j\omega_0\tau} \dots e^{-j\omega_0(N-1)\tau}]^T$ , когда каждая задержка по времени приведена к квадратичной форме  $\varepsilon(\tau) = \mathbf{e}_{\tau}^H \mathbf{r} \mathbf{e}_{\tau}$ , где  $\mathbf{r}$  — корреляционная матрица частотного сигнала, вычисленная для сигнала на каждом антенном массиве. Надежную оценку корреляционной матрицы  $\mathbf{r}$  можно получить путем усреднения по символам  $K_s$ :

$$\mathbf{r} = \frac{1}{N_f K_s} \sum_{k=1}^{K_s} \sum_j^{N_f} \mathbf{Y}_{jq}^k \mathbf{Y}_{jq}^{kH}.$$

При вычислении матрицы используется присущее временное разнообразие широкополосного сигнала с  $N_f$  повторяющимися передаваемыми импульсами для каждого информационного символа путем вычисления матрицы для  $N_f$  полученных кадров.

### Совместная оценка ТОА и АОА

Алгоритм предполагает использование измерений ТОА на каждом из элементов антенной решетки для совместной оценки общих значений ТОА ( $\tau_0$ ) и АОА ( $\theta_0$ ). Полагая число элементов антенной решетки равным  $Q$ , получим вектор измеренных временных задержек  $\mathbf{m}_{\tau}$ :

$$\mathbf{m}_{\tau} = [\tau_{0,1} \dots \tau_{0,Q}]^T,$$

который связан с ТОА и АОА геометрическим соотношением

$$\mathbf{m}_\tau = \mathbf{1}\tau_0 + \mathbf{x}\sin(\theta_0) + \mathbf{n},$$

где  $\mathbf{1} = [1 \dots 1]^T$ ,  $\mathbf{x} = \frac{d}{c}[01 \dots Q - 1]^T$  — упорядоченные индексы элементов антенной решетки;  $\mathbf{n}$  — вектор измерений шума. Кроме того, вектор измеренных задержек можно записать как

$$\mathbf{m}_\tau = \mathbf{Z}\mathbf{b} + \mathbf{n},$$

где  $\mathbf{Z} = [\mathbf{1}\mathbf{x}]^T$ ;  $\mathbf{b} = [\tau_0\psi]^T$  — вектор оцениваемых параметров при  $\psi = \sin(\theta_0)$ .

В предположении, что шум является гауссовской величиной, наилучшей линейной несмещенной оценкой будет

$$\hat{\mathbf{b}} = (\mathbf{Z}^T\mathbf{Z})^{-1}\mathbf{Z}^T\mathbf{m}_\tau.$$

*Численные результаты оценивания.* Рассмотрим модели канала, разработанные в рамках стандарта IEEE802.15.4a, а именно модель при распространении сигнала в условиях прямой видимости «жилое здание». Моделирование выполнено для 100 реализаций коэффициентов передачи в канале связи. Передаваемый широкополосный сигнал  $g_{dx}(t) = c(t)\cos(2\pi f_0 t)$  является модулированным по амплитуде импульсом Баттерворта с центральной частотой  $f_0 = 4,5$  ГГц и шириной спектра  $B_W = 1,3$  ГГц, что соответствует европейским нормам широкополосных сигналов.

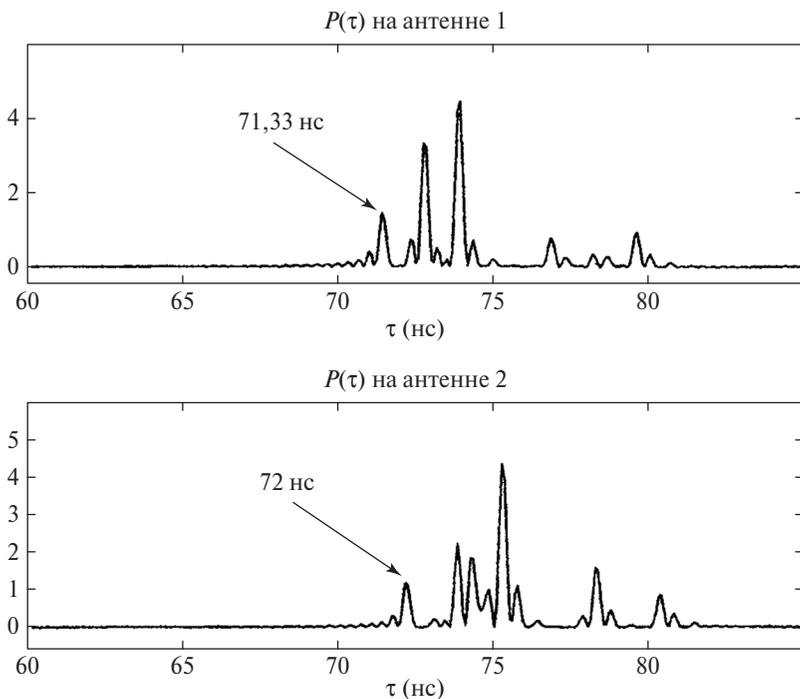
Основные параметры моделирования приведены в табл. 4.1.

Антенная решетка содержит два элемента на расстоянии 36 см друг от друга. Оценка ТОА выполняется по первому пику на периодограмме, который превышает пороговое значение, соответствующее

Таблица 4.1

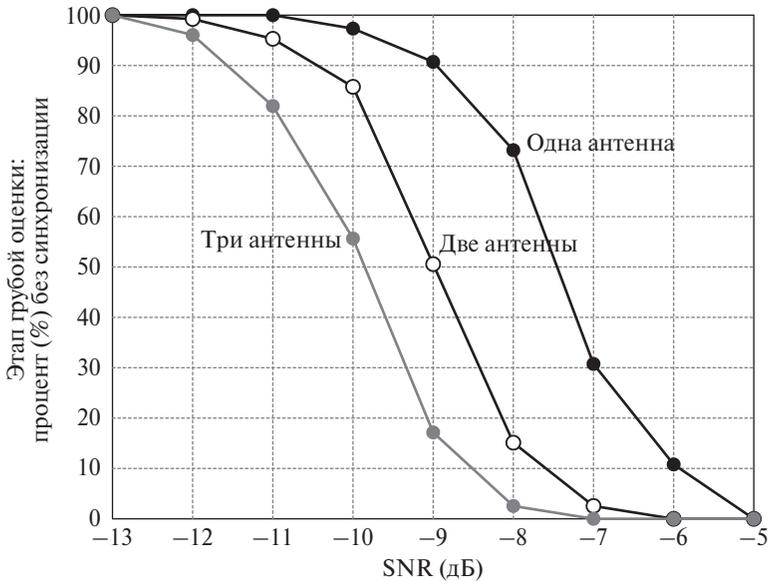
Параметр	Значение
Длительность импульса $g_{dx}(t)$ , $T_p$	0,77 нс
Полоса пропускания $B_W$	1,3 ГГц
Количество кадров на символ, PRF и $N_f$	31
Количество символов в принятом интервале $K_s$	47 символов
Продолжительность символа $T_{\text{сим}}$	3974,4 нс
Частота дискретизации $\frac{1}{T_s}$	3 ГГц
Количество точек ДПФ $N$	128
Количество удаленных значений $M$	1024

уровню шума при грубой оценке ТОА. Обнаруженный пик соответствует первому лучу, принятому массивом. По результатам измерения формируется вектор  $\mathbf{m}_\tau$ , используемый для дальнейшей совместной оценки ТОА и АОА. На рис. 4.6 показаны профили задержки мощности для каждого из элементов антенной решетки.



**Рис. 4.6.** Профили задержки мощности на различных элементах антенной решетки

Величина среднего квадрата ошибки при оценивании времени или угла прихода сигнала значительно повышается при снижении ОСШ (рис. 4.7). С другой стороны, при улучшении условий приема (повышении ОСШ) наблюдается стремление к асимптотическому значению. Это обусловлено тем, что алгоритм оценки ТОА и АОА работает при отсутствии априорных сведений о форме импульса, а также с ограничениями частоты дискретизации принимаемого сигнала. Следует отметить, что в большинстве приложений алгоритма не требуется оценивать значение АОА. Достаточно выполнить оценку синуса угла  $\sin(\theta_0)$ , которая без пересчета используется в определении местоположения объекта.



**Рис. 4.7.** Зависимость вероятности ошибки синхронизации от отношения сигнал—шум (SNR) для антенных решеток, оснащенных различным количеством антенн

*Оценка ТОА при наличии помех.* Как и большинство современных алгоритмов позиционирования, рассматриваемый алгоритм с использованием СШП-сигналов должен стабильно работать в условиях узкополосных помех и многопользовательского доступа. Совместное влияние указанных факторов приводит к снижению точности оценки ТОА.

Многие узкополосные помехи хорошо описываются выражением

$$d(t) = \sqrt{2I}\alpha_J \cos(2\pi f_J t + \varphi_J),$$

где  $I$  — средняя полученная мощность;  $f_J$  — центральная частота спектра помехи;  $\alpha_J$ ,  $\varphi_J$  — амплитуда и фаза затухания полезного сигнала, связанные с действием помехи.

С другой стороны, выражение для многопользовательского доступа зависит от структуры передаваемых сигналов, а также характеристик канала связи. При наличии  $U$  узкополосных помех величина влияния данного фактора описывается выражением

$$d(t) = \sum_{u=2}^U \sum_{n=0}^{N_r-1} w^{(u)}(t - c_n^{(u)}T_c - nT_f).$$

Матрица, содержащая распределение энергий по числу импульсов в преамбуле сигнала и числу временных интервалов в отрезке наблюдения, определяется как полезным сигналом, так и узкополосными помехами. Поэтому для определения требуемого импульса необходимо выполнять двухэтапную фильтрацию — фильтр минимумов и дифференциальный фильтр.

Использование фильтра минимумов дает следующее выражение для столбцов энергетической матрицы:

$$z_k = \sum_{n=0}^{N_I-H} \min\{v_{n,k}, v_{n+1,k}, \dots, v_{n+H-1,k}\},$$

где  $k = 0, \dots, K-1$ ;  $H$  — длина окна фильтра.

Второй этап фильтрации — применение дифференциального фильтра:

$$z_k = \tilde{z}_k + \tilde{z}_{k+1}, \quad k = 0, \dots, K-1,$$

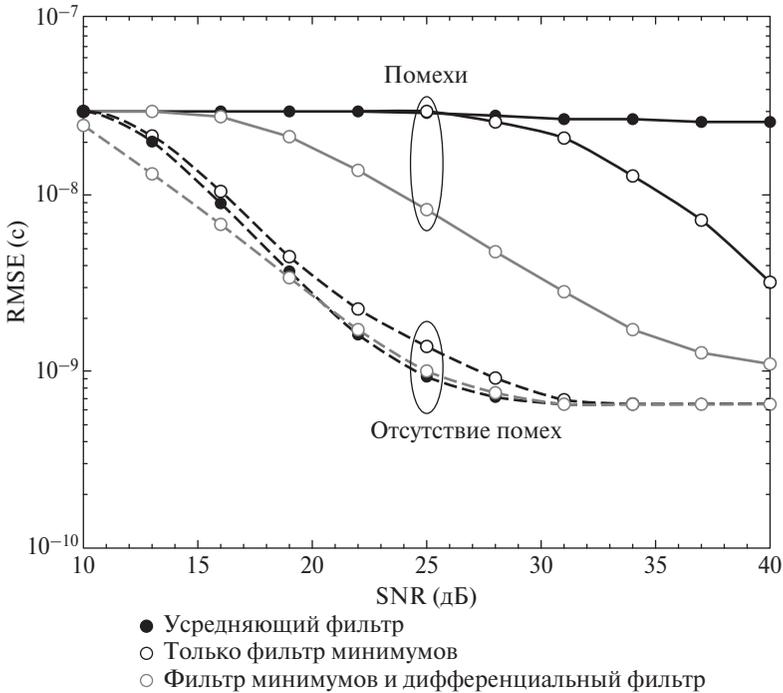
где  $\tilde{z}_k$  — значения в столбце матрицы после первого этапа.

Целью второго этапа является сокращение уровней, вызванных несколькими узкополосными помехами, а также определение положения требуемой оценки (рис. 4.8).

*Средний квадрат ошибки оценивания TOA при наличии и отсутствии помех.* Показано, что единичные фильтры в условиях помех показывают низкую производительность, в то время как каскад фильтров обеспечивает сравнительно высокую точность оценки TOA.

*Оценка TOA в условиях отсутствия прямой видимости.* Для систем позиционирования, основанных на измерении TOA, требуется точная оценка задержки распространения сигнала по прямому пути. Однако многолучевое распространение в условиях NLOS смещает оценку прибытия первого сигнала. Кроме того, корреляторы не способны отделить прямой путь от эхового, если он по уровню близок к прямому сигналу. Используемые статистические методы, основанные на методе максимального правдоподобия, обеспечивают полное описание канала за счет высокой вычислительной способности. Однако в условиях сильной многолучевости, когда задержка сигнала сильно возрастает, вычислительные затраты на реализацию метода максимального правдоподобия могут быть слишком высоки.

Одним из вариантов решения проблемы может быть использование спектрального анализа. Тогда допустимо применение спектральных методов с высоким разрешением, например MUSIC. Препятствием к их реализации может стать требование к оценке числа путей распространения.



**Рис. 4.8.** Зависимость СКО от величины отношения сигнал—шум при различных методах фильтрации и условиях работы

*Оценка ТОА в частотной области с высоким разрешением.* Предлагается алгоритм оценки ТОА на основе сетевого поиска с минимальной дисперсией и быстрым преобразованием Фурье, что позволяет значительно уменьшить вычислительную нагрузку.

**Критерий минимальной дисперсии.** Состоит в нахождении характеристики фильтра  $w(\tau)$ , обеспечивающей максимальное ОСШ и удовлетворяющей условию  $w^H(\tau)S e_\tau = 1$ :

$$w(\tau) = \frac{\mathbf{r}_y^{-1} S \mathbf{e}_\tau}{\mathbf{e}_\tau^H S^H \mathbf{r}_y^{-1} S \mathbf{e}_\tau},$$

где  $\mathbf{r}_y$  — корреляционная матрица из  $N$  наблюдений в соответствии с временем задержки;  $S$  — диагональная матрица, компонентами которой являются частотные образцы спектра передаваемого сигнала;  $\mathbf{e}_\tau$  — вектор гармонических составляющих при времени задержки  $\tau$ .

Выражение для профиля задержки мощности имеет вид

$$G(\tau) = \mathbf{w}(\tau)^H \mathbf{r}_y \mathbf{w}(\tau) = \frac{1}{\mathbf{e}_\tau^H \mathbf{S}^H \mathbf{r}_y^{-1} \mathbf{S} \mathbf{e}_\tau}.$$

Это выражение представляет собой оценку ТОА с минимальной дисперсией и формирует банк фильтров с близкими характеристиками.

Обычно выполняется поиск и оценка задержки в условиях прямой видимости как первого максимума профиля задержки мощности выше порогового уровня. Сетевой поиск реализуется с помощью быстрого преобразования Фурье. Для случая дискретной обработки используется ДПФ:

$$G(\tau) = \frac{1}{\sum_{n=1}^{N-1} D_n e^{-jn\varphi}},$$

где  $D_n$  — сумма  $n$ -х диагональных элементов матрицы  $\mathbf{S}^H \mathbf{r}_y^{-1} \mathbf{S}$ .

Информация о времени задержки содержится в фазе  $\varphi = \omega_0 \tau$ .

На практике спектр задержки мощности сильно зависит от полосы пропускания фильтра, а наличие формирующего фильтра приводит к росту боковых лепестков, которые могут быть восприняты как сигналы.

При нормировке профиля задержки мощности получаем выражение в спектральной области:

$$S(\tau) = \frac{P(\tau)}{\mathbf{w}(\tau)^H \mathbf{w}(\tau)} = \frac{\mathbf{e}_\tau^H \mathbf{S}^H \mathbf{r}_y^{-1} \mathbf{S} \mathbf{e}_\tau}{\mathbf{e}_\tau^H \mathbf{S}^H \mathbf{r}_y^{-2} \mathbf{S} \mathbf{e}_\tau},$$

где  $P(\tau)$  — профиль задержки мощности.

**Критерий определения корня многочлена производной минимальной дисперсии.** Максимизация функции профиля задержки мощности для поиска соответствующей задержки для каждого пути канала связи эквивалентна минимизации выражения

$$\max P(\tau) \Leftrightarrow \min \mathbf{e}_\tau^H \mathbf{S}^H \mathbf{r}_y^{-1} \mathbf{S} \mathbf{e}_\tau \Leftrightarrow \min \sum_{n=1-N}^{N-1} D_n e^{-jn\varphi}.$$

Выполняя дифференцирование  $P(\tau)$  при  $\rho = e^{-j\varphi}$ , получим:

$$\frac{\partial}{\partial \omega} P(\tau) = -j \sum_{n=1-N}^{N-1} n D_n \rho^n = 0.$$

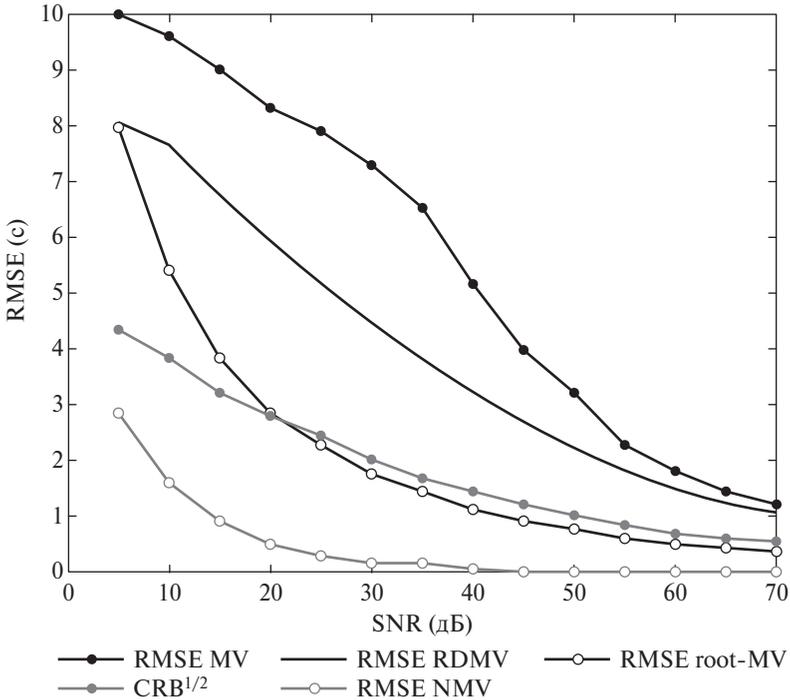
Тогда ТОА получается путем вычисления корня:

$$r^{(\rho)} = - \sum_{n=1}^{N-1} n^2 D_n \rho^n.$$

**Критерий корней многочлена минимальной дисперсии.** Нахождение максимумов плотности задержки мощности эквивалентно нахождению корней полинома  $\mathbf{e}_\tau^H \mathbf{S}^H \mathbf{r}_y^{-1} \mathbf{S} \mathbf{e}_\tau$ :

$$\sum_{n=1}^{N-1} D_n \rho^n = 0.$$

На рис. 4.9 показаны результаты сравнения дальнометрии по разным критериям с границей дисперсии Рао—Крамера. Рассмотрены задержки от 0,3 до 0,6 мкс, типичные для городских условий.



**Рис. 4.9.** Зависимость СКО от величины отношения сигнал—шум при разных критериях оценки

## Характеристики пределов погрешности

Возможности систем высокоточного позиционирования, основанные на СШП-сигналах, ухудшаются при распространении в условиях NLOS в связи с ошибками дальнометрии из-за наличия препятствий. Во многих случаях прямой путь не закрыт, однако происходит дополнительная задержка сигнала в связи с различиями материалов, от которых отражаются электромагнитные волны.

Измеренная дальность моделируется следующим выражением:

$$r_i = d_i + b_i + e_i,$$

где  $d_i$  — истинное расстояние;  $b_i$  — смещение ошибки;  $e_i$  — гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_i^2$ .

Погрешность  $b_i$  может рассматриваться как случайная величина с известными статистическими характеристиками либо как детерминированная величина, если эти характеристики неизвестны.

*Детерминированная модель погрешности — модель стена.* Погрешность прежде всего определяется препятствиями на пути прямого распространения сигнала. Тогда ее можно смоделировать следующим выражением:

$$b_i = E_i c; \quad E_i = \sum_{k=1}^{N_e} M_k \Delta_k,$$

где  $c$  — скорость света;  $E_i$  — общее время задержки;  $M_k$  — число стен, вносящих задержку  $\Delta_k$  (стены одинаковой толщины из одинакового материала);  $N_e$  — число различных задержек.

Общее число стен

$$M = \sum_{k=1}^{N_e} M_k.$$

Если все стены одинаковы ( $\Delta_k = \Delta$ ), выражение упрощается:

$$b_i = M \Delta c.$$

Значения  $\Delta_k$  и  $M_k$  можно получить только в известной топологии с помощью экспериментальных данных или трассировки лучей.

*Коррекция погрешности позиционирования.* На основе анализа экспериментальных данных с использованием СШП-сигналов показано, что погрешность строго зависит от количества препятствий (стен), которые проходит сигнал. При наличии априорных сведений о топологии среды можно уточнить оценку местоположения агента после

получения начальной грубой оценки. Таким образом, алгоритм позиционирования разбивается на следующие шаги:

- первая оценка — начальная грубая оценка позиции  $\hat{\mathbf{r}}_1$ , полученная с помощью метода наименьших квадратов при условии  $\hat{R}_i = r_i$ ;
- коррекция дальности — погрешности, обусловленные распространением через стены, вычитаются из измерений дальности в соответствии с моделью для  $b_i$ , где количество стен между агентом и якорем рассчитывается по первой оценке позиции на основе топологии среды;
- уточнение — вторая оценка позиции методом наименьших квадратов  $\hat{\mathbf{r}}_2$ , рассчитанная с исправленным значением дальности.

### Контрольные вопросы

1. Назовите основные источники ошибок позиционирования при позиционировании в беспроводной сенсорной сети.
2. Зависимости измеренного времени от реального при различных видах ошибок.
3. Приведите выражения для расчета пределов погрешности Рао—Крамера и Зив—Закаи.
4. Объясните принцип совместной оценки дальности и направления прихода сигнала.
5. Приведите выражения, описывающие модель сигнала для многоантенного приемника.
6. Объясните принцип грубой и точной оценки параметра ТОА применительно к многоантенному приемнику.
7. Опишите принцип оценки времени прихода сигнала при наличии помех.
8. В чем необходимость выполнения оценки ТОА в частотной области?
9. Как выполняется оценка параметра ТОА по критерию минимальной дисперсии?
10. Опишите детерминированную модель погрешности.

# ГЛАВА 5

## СОВРЕМЕННЫЕ И ПЕРСПЕКТИВНЫЕ МЕТОДЫ И СИСТЕМЫ РАДИОНАВИГАЦИИ

### 5.1. Позиционирование в беспроводных сенсорных сетях с использованием сверхширокополосных сигналов

Сверхширокополосные сигналы представляют собой импульсы с малой длительностью (менее наносекунды) и низкой спектральной плотностью мощности. Ширина спектра сигнала составляет более 500 МГц. Таким образом достигается высокое временное разрешение и устойчивость к затуханию в канале передачи. Применение сверхширокополосных сигналов жестко регламентируется, так как их спектры могут перекрываться со спектрами других беспроводных систем. По этой причине ограничивается мощность излучения передатчиков СШП-сигналов, а также используются сверхвысокие частоты в качестве несущих колебаний.

Высокое временное разрешение в системах, использующих СШП-сигналы, позволяет эффективно оценивать местоположение узлов по параметру времени прихода сигнала. Например, СШП-системы на основе инфракрасного излучения обеспечивают погрешность оценки расстояния менее сантиметра. Однако при этом значительное влияние оказывает временная задержка импульса при распространении по прямому пути. Задержка описывается выражением

$$\Delta t = (\sqrt{\epsilon_p} - 1) \frac{d_{\text{мат}}}{c},$$

где  $\epsilon_p$  — относительная диэлектрическая проницаемость материала;  $d_{\text{мат}}$  — толщина слоя материала;  $c$  — скорость света.

Ошибка в оценке расстояния при наличии избыточной задержки сопоставима с толщиной материала, через который проходит СШП-сигнал. При многолучевом распространении на антенне приемника формируется последовательность импульсных сигналов, приходящих по разным путям и имеющих разную временную задержку. «Эхо»-

сигналы могут перекрываться во времени, что приводит к значительным ошибкам в оценке ТОА.

### *Оценка расстояния на основе обнаружения максимального уровня сигнала*

Существуют три основных метода обнаружения максимального уровня сигнала после согласованной фильтрации: метод одиночного поиска; метод поиска и вычитания; метод поиска, вычитания и подстройки. Принцип работы указанных алгоритмов заключается в обнаружении  $N$  экстремальных выходных значений сигнала после согласованного фильтра, где  $N$  — число путей распространения сигнала, учитываемых при поиске.

*Метод одиночного поиска* (рис. 5.1). Для каждого канала сразу оцениваются задержки  $\{\hat{t}_l\}_{l=1}^N$  и амплитуды  $\{\alpha_l\}_{l=1}^N$ . При этом задержка распространения сигнала для прямого пути распространения является минимальным значением множества  $\{\hat{t}_l\}_{l=1}^N$ .

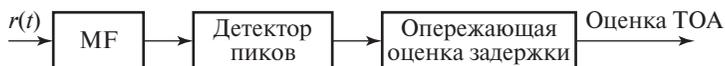


Рис. 5.1. Оценка ТОА методом одиночного поиска

*Метод поиска и вычитания* (рис. 5.2). Формируемая в момент времени  $t_l$  выборка  $\alpha_{\max}$  соответствует самому большому значению выходного сигнала согласованного фильтра. Затем полученные значения вычитаются из принятого сигнала, а затем определяется новое максимальное значение для результирующего сигнала. Процесс повторяется до тех пор, пока не будут обнаружены все  $N$  путей распространения. Оценка ТОА выбирается как минимальное значение множества  $\{\hat{t}_l\}_{l=1}^N$ .



Рис. 5.2. Оценка ТОА методом поиска и вычитания

*Метод поиска, вычитания и подстройки.* В предыдущем методе оценка задержки распространения и амплитуды каждого пути выполняется отдельно. Рассматриваемый метод выполняет совместную оценку путей распространения на каждом этапе выполнения алго-

ритма с применением метода максимального правдоподобия. При условии равенства оцениваемых  $K$  путей общему числу  $N$  алгоритм соответствует максимально правдоподобной оценке при многолучевом распространении сигнала.

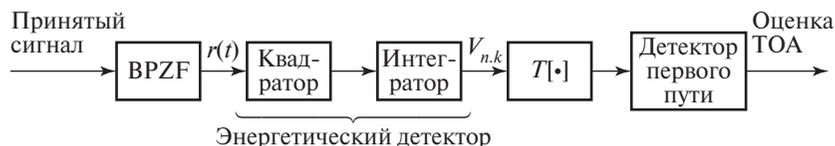
### *Оценка на основе порогового значения*

Простейшим способом оценки ТОА является сравнение уровня сигнала на выходе согласованного фильтра с выбранным пороговым значением  $h$ . При этом момент времени первого превышения порога считается оценкой ТОА  $\hat{\tau}$ . Важной задачей представляется выбор порогового значения  $h$ . Слишком низкое значение приводит к обнаружению высоких уровней шума и ложному срабатыванию порогового устройства. В свою очередь, высокий пороговый уровень может привести к пропуску прямого сигнала при наличии препятствия на пути распространения. Существует ряд критериев для выбора порогового значения [29].

## **5.2. Оценка положения объекта в системе со сверхширокополосными сигналами**

### *Оценка ТОА по измерению энергии сигнала*

Широкий спектр СШП-сигналов приводит к необходимости использования высокой частоты дискретизации, обеспечить которую зачастую бывает трудно. Применение АЦП с частотой дискретизации в несколько гигагерц затруднен в маломощных устройства сенсорной сети. По этой причине значительное внимание уделяется аналоговым алгоритмам оценки энергии сигналов, поступающих в течение нескольких временных интервалов. Форма импульса не учитывается, а энергопотребление остается приемлемым для разрабатываемой системы. Схема оценки ТОА на основе энергии сигнала показана на рис. 5.3.



**Рис. 5.3.** Оценка ТОА на основе пороговых значений по схеме ED

Сигнал поступает на полосовой фильтр с полосой  $\Delta f_{\text{пф}}$  и центральной частотой  $f_c$  с целью предварительного устранения внеполосного шума.

Выходной сигнал фильтра имеет вид

$$r(t) = s(t) + d(t) + n(t),$$

где

$$s(t) = \sum_{m=0}^{N_t-1} w^{(1)}(t - c_m^{(1)}T_c - mT_f) \quad \text{и} \quad w^{(u)}(t) = \sqrt{\frac{E_s^{(u)}}{N_s}} \sum_{l=1}^L \alpha_l^{(u)} g(t - \tau_l^{(u)}),$$

где  $L$  — количество переотраженных сигналов на входе фильтра;  $\tau_1^{(u)}$ ,  $\tau_2^{(u)}$ , ...,  $\tau_L^{(u)}$ ,  $\alpha_1^{(u)}$ ,  $\alpha_2^{(u)}$ , ...,  $\alpha_L^{(u)}$  — значения задержек  $\tau_i^{(u)}$  и коэффициентов передачи  $\alpha_i^{(u)}$  канала распространения сигнала от  $u$ -го датчика.

Оценкой ТОА считается  $\tau_i^{(u)}$ . Для нормализованного сигнала  $E_s^{(u)}$  является средней энергией символа для одного датчика. В выражении выходного сигнала фильтра  $d(t)$  обозначает интерференционный компонент,  $n(t)$  — АБГШ.

Выход энергетического детектора дискретизируется через каждые  $T_{\text{инт}}$  секунд в соответствии с постоянной времени интегратора; следовательно, в каждом интервале есть отсчеты  $K = \left\lceil \frac{T_{\text{наб}}}{T_{\text{инт}}} \right\rceil$ . Истинная

оценка ТОА  $\tau$  находится во временном отрезке  $n_{\text{ТОА}} = \left\lceil \frac{\tau}{T_{\text{инт}}} \right\rceil$ . Интервал, соответствующий первым  $n_{\text{ТОА}}$  отсчетам, содержит отсчеты шума и интерференционные компоненты, а интервал, соответствующий  $K - n_{\text{ТОА}} + 1$  отсчетам, также включает многолучевые компоненты сигнала. Время  $T_{\text{инт}}$  определяет временное разрешение оценки ТОА, тогда минимальная среднеквадратическая ошибка равна  $\frac{T_{\text{инт}}}{\sqrt{12}}$ .

Полученные отсчеты с выхода энергетического детектора представляют собой матрицу  $\mathbf{V}$  размера  $N_t \times K$ :

$$v_{m,k} = [\mathbf{V}]_{m,k} = \int_{kT_{\text{инт}}}^{(k+1)T_{\text{инт}}} |y_m(t)|^2 dt, \quad m = 0, \dots, N_t - 1; \quad k = 0, \dots, K - 1,$$

где  $y_m(t)$  — принимаемый сигнал.

На следующем этапе выполняется фильтрация полученных отсчетов путем преобразования  $T[\cdot]$ , на выходе которого формируется вектор  $\mathbf{z} = \{z_k\} = [T[v_{m,k}]]$ , используемый для оценки ТОА. При этом

преобразование может быть как линейным, так и нелинейным. Традиционно выполняется усреднение по столбцам:

$$z_k = \sum_{m=0}^{N_t-1} v_{m,k}, \quad k = 0, \dots, K-1.$$

Далее выполняется поиск прямого пути распространения при помощи различных алгоритмов. Определенный временной интервал, соответствующий прямому пути прихода сигнала, представляет собой искомую оценку ТОА.

### *Оценка ТОА в частотной области*

Большинство методов определения положения объекта для СШП-сигналов разработаны для применения во временной области. Тем не менее оценка ТОА может эффективно выполняться в частотной области. Одним из таких методов является использование дискретного преобразования Фурье принимаемого сигнала. Таким образом получается максимально правдоподобная оценка мгновенной фазы. Рассмотрим модель системы передачи сигнала позиционирования. Пусть  $s(t)$  — реальный передаваемый полосовой сигнал. После прохождения канала с АБГШ принимаемый сигнал имеет вид

$$y(t) = as(t - \tau) + n(t),$$

где  $a$  и  $\tau$  — усиление и время задержки канала соответственно;  $n(t)$  — АБГШ со спектральной плотностью мощности  $N_0$ .

Введем обозначения огибающих  $u(t)$ ,  $v(t)$  и  $w(t)$  для сигналов  $s(t)$ ,  $y(t)$  и  $n(t)$  по отношению к центральной частоте  $f_c$ . Тогда для принимаемого сигнала

$$v(t) = ae^{-j2\pi f_c \tau} u(t - \tau) + w(t),$$

где  $w(t)$  представляет комплексную огибающую АБГШ с односторонней спектральной плотностью мощности  $\gamma_w = 2N_0$ , причем мощность синфазной и квадратурной составляющих равна  $N_0$ .

Центральная частота  $f_c$  определяется как

$$f_c = \frac{\int_0^{+\infty} f |S(f)|^2 df}{\int_0^{+\infty} |S(f)|^2 df},$$

где  $S(f)$  — преобразование Фурье от  $s(t)$ .

Предположим, что огибающая  $v(t)$  принятого сигнала проходит через идеальный фильтр нижних частот с частотой среза  $\frac{B_w}{2}$ , где  $B_w$  — ширина спектра сигнала  $s(t)$ .

Тогда сигнал на выходе фильтра имеет вид

$$\begin{aligned}\tilde{v}(t) &= ae^{-j2\pi f_c \tau} u(t - \tau) + \tilde{w}(t), \\ \tilde{v}(t) &= ae^{-j2\pi f_c \tau} u(t) + \tilde{w}(t),\end{aligned}$$

где  $\tilde{w}(t)$  — комплексный стационарный в широком смысле гауссовский процесс с нулевым средним.

Ковариация  $\tilde{w}(t)$  имеет вид

$$C_{\tilde{w}(t)} = \sigma_{\tilde{w}}^2 \frac{\sin(\pi B t)}{\pi B t},$$

где  $\tilde{w} = 2N_0 B_w = C_{\tilde{w}}(0)$  — дисперсия  $\tilde{w}(t)$ .

Пусть сигнал  $\tilde{v}(t)$  дискретизируется с частотой  $f_c = \frac{1}{T_s} = B_w$ . Тогда

$$\tilde{v}(n) = ae^{-j2\pi f_c \tau} u(nT_s - \tau) + \tilde{w}(n),$$

где  $\tilde{v}(n) = \tilde{v}(nT)$ ,  $n = 0, \dots, N-1$ ;  $N$  — число образцов;  $T = NT_s$  — момент времени наблюдения.

Компонент  $\tilde{w}(n)$  является сложной гауссовской последовательностью с нулевым средним.

Дискретное преобразование Фурье  $\tilde{V}[k]$  от  $\tilde{v}[n]$ , где  $k = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2} - 1$ , можно записать в виде

$$\tilde{V}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{v}[n] e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} = ae^{-j2\pi f_c \tau} U_{\tau}[k] + \tilde{W}[k],$$

где  $\tilde{W}[k]$  — комплексная белая гауссовская последовательность с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_{\tilde{w}}^2 = N\sigma_n^2$ .

По теореме Найквиста  $\tilde{V}[k]T_s = \tilde{V}(f_k)$ , где  $\tilde{V}(f)$  — преобразование Фурье от  $\tilde{v}(t)$ ;  $f_k = \frac{k}{NT_s} = k\Delta f$ . При условии  $U_{\tau}[k] = e^{-j2\pi(f_c + f_k)\tau} U_k$

можно записать  $\tilde{V}[k]$  в виде

$$\tilde{V}_k = e^{-j2\pi(f_c + f_k)\tau} U_k + \tilde{W}_k = ae^{-j\theta_k} U_k + \tilde{W}_k = G_k + \tilde{W}_k.$$

Следовательно,  $\theta_k = 2\pi(f_c + f_k)\tau = \theta_{U_k} - \theta_{G_k} \cdot \tilde{W}_k$  представляет собой комплексную белую гауссовскую последовательность с нулевым средним.

### *Расширенные геометрические методы позиционирования*

Одним из развивающихся направлений в области позиционирования является разработка алгоритмов, позволяющих смягчить влияние эффектов NLOS. К ним относятся алгоритмы распределенной оценки погрешности в сети беспроводных узлов, а также позиционирование с помощью проекции на выпуклые множества (ПВМ).

**Распределенная оценка граничной ошибки.** При оценке состояния с использованием измерений в WSN возникают достаточно сложные проблемы. В централизованном подходе к оценке состояния все измерения от датчиков передаются для обработки на центральный процессор. Такое решение имеет малую надежность и зависит от состояния центрального процессора, так как оценка происходит только на нем. В случае распределенной оценки каждый датчик самостоятельно отвечает за обработку своих измерений и данных от соседних датчиков. Так обеспечивается устойчивость сети в случае выхода из строя центрального процессора.

Однако возникает проблема устойчивости распределенной оценки к ошибочным измерениям с дефектных датчиков. Кроме того, использование методов оценки при централизованном подходе не всегда удобно для распределенной оценки.

Пусть имеется сеть из  $N$  датчиков. Цель работы заключается в оценке неизвестного вектора параметров  $\mathbf{x}^*$ , содержащего положения датчиков с использованием измерений  $\mathbf{y}_i$ ,  $i \in [1, N]$  от каждого датчика в сети. Допустим, что измерения  $\mathbf{y}_i$  связаны с  $\mathbf{x}^*$  следующим выражением:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{f}_i(\mathbf{x}^*) + \mathbf{e}_i, \quad i \in [1, N],$$

где  $\mathbf{e}_i$  — ошибка измерения в пределах некоторого известного интервала  $[\underline{\mathbf{e}}, \bar{\mathbf{e}}]$ . Введем новое значение измерения  $[\mathbf{y}_i] = \mathbf{y}_i - [\underline{\mathbf{e}}, \bar{\mathbf{e}}]$ , тогда  $\mathbf{f}_i(\mathbf{x}^*) \in \mathbf{y}_i$ ,  $i \in [1, N]$ . Оценка граничной ошибки предназначена для множества  $S_0$  всех параметров, в том числе всех измерений, модели измерений и пределов измеренного шума:

$$S_0 = \{p \in P \mid \forall i \in [1, N], \mathbf{f}_i(\mathbf{x}^*) \in \mathbf{y}_i\}.$$

При наличии дефектных датчиков проявляются выбросы для некоторых измерений. В этом случае множество  $S_0$  может оставаться

пустым. Тогда оценка для параметров  $\mathbf{x}$ , устойчивых к  $q$  выбросам, определяется следующим образом:

$$S_q = \{\mathbf{x} \in X \mid \lambda(\mathbf{x}) \geq N - q\},$$

$$\text{где } \lambda(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^N I_{[y_i]}(\mathbf{f}_i(\mathbf{x})), \quad I_{[y_i]}(x) = \begin{cases} 1, & x \in [y_i], \\ 0 & \text{— иначе.} \end{cases}$$

Гарантированные границы множества параметров  $S_q$  можно получить при любых значениях  $q$  с использованием интервального анализа на центральном процессоре при условии, что переданы все измерения  $y_i$  и модели  $\mathbf{f}_i$ .

Рассмотрим распределенную и надежную оценку граничной ошибки, целью которой является повышение устойчивости к ошибкам ЦП при вычислении оценки каждого датчика в сети и уменьшении объема данных для передачи в пределах сети.

### *Надежный централизованный подход*

При таком подходе все датчики передают свои измерения и измерительные функции центральному процессору. Надежная оценка основана на понятии функции включения. Она получается путем замены всех положений переменной  $x$  в функции эквивалентным интервалом.

Для обработки используется алгоритм SIVIA, применяются следующие операции:

- если функция  $\lambda(\mathbf{x})$  входит в значения измерений от  $N - q$  до  $N$ , то все параметры  $\mathbf{x}$  соответствуют требуемым измерениям и вектор сохраняется в  $[S_q, \overline{S_q}]$ ;
- если функция  $\lambda(\mathbf{x})$  не входит в значения измерений от  $N - q$  до  $N$ , то все параметры  $\mathbf{x}$  не соответствуют требуемым измерениям и отбрасываются.

Особенностью такого подхода является отсутствие необходимости указывать априори дефектные датчики. Указаны только  $q$  ошибочных данных.

### *Идеализованный надежный подход к распределенной оценке*

В этом случае каждый датчик сам обрабатывает свои измерения и информацию, передаваемую соседними датчиками.

Допустим, что датчик выполнил оценку множества параметров  $S_q^1$ , а соседний датчик передал множество  $S_q^2$ . Следовательно, для получения наилучшей аппроксимации датчик должен выполнить

оценку  $S_q^{1+2}$ . Если измерения не согласованы, то простой связи между ними не существует. Если же измерения согласованы, то оценка  $S_q^{1+2}$  будет содержать элементы из множеств  $S_q^1$  и  $S_q^2$ . На деле для вычисления  $S_q^{1+2}$  требуются все множества  $S_0^1, \dots, S_q^1$  и  $S_0^2, \dots, S_q^2$ , что приводит к увеличению объема передаваемых данных. При этом число допустимых выбросов (дефектных датчиков) считается априори фиксированным.

Первоначально каждый  $i$ -й датчик обрабатывает свои измерения. Затем он передает первую оценку соседним датчикам и получает аналогичные структуры. После первого цикла связи каждый  $i$ -й датчик может улучшить свои оценки множества параметров.

В следующем цикле связи датчики транслируют улучшенные значения множеств. Процесс схождения значений может продолжаться до тех пор, пока не будут получены значения  $S_q^{[1,M]} = S_q$  за некоторое конечное время. При этом вычисления могут быть прекращены в любой момент путем установления внешней аппроксимации.

**Проблемы реализации.** При передаче множеств  $S_q^{[1,M]}$  возникает проблема совместимости форматов множеств от различных датчиков. Одной из задач внешней аппроксимации является определение гарантированного вида решения  $S_q$ . Она может иметь вид любой простой геометрической формы. Для формирования связей между датчиками можно использовать эффективные протоколы маршрутизации, например протокол поиска оптимального пути, что приводит к снижению числа рекомбинаций решений от различных датчиков.

В узлах беспроводной сети используются ретрансляторы много-точечного распределения для передачи данных. Их сообщения получают только непосредственные соседи. Выбор ретранслятора адаптивен и осуществляется в режиме реального времени. Причем каждый датчик способен самостоятельно выбирать свои ретрансляторы и посылать свои оцененные множества только им. Пусть требуется определить положение единичного источника в двумерной среде. Имеется сеть из девяти узлов, равномерно расположенных в пространстве (рис. 5.4). Каждый датчик измеряет мощность сигнала, полученного от источника. Предполагается, что бесшумовое измерение принадлежит интервалу  $[y] = \left[ \frac{y}{w}, yw \right]$ , где  $w = 1,7$ , что соответствует сравнительно высокому относительному уровню шума. Выбросы вводятся вручную для датчиков с номерами 4 и 6. Требуется оценить  $\mathbf{x}^* = (X_1, X_2)$ . Модель измерений:

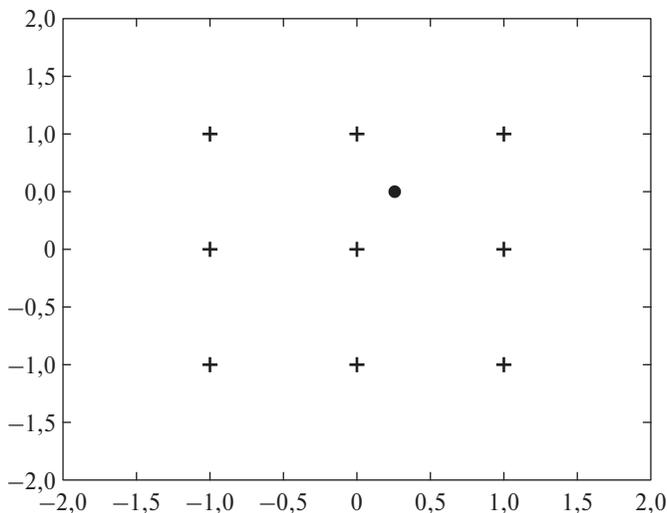


Рис. 5.4. Размещение датчиков на плоскости

$$y_{m,i} = \frac{P_0}{R((X_1, X_2), (X_{1i}, X_{2i}))^n}.$$

где  $(X_{1i}, X_{2i})$  — расположение датчика с номером  $i$ ,  $d(X_1, X_2)$  — расстояние между положениями  $X_1$  и  $X_2$ . При этом  $X_0 = 1$  и  $q = 2$ .

За счет увеличения числа узлов сети можно провести оценку числа итераций до схождения. Сложность будет линейной для ряда датчиков. Описанный алгоритм является устойчивым к выбросам. Для каждого датчика обеспечивается внешняя аппроксимация множества всех значений вектора параметров, которые соответствуют всем измерениям. Однако допустимое число выбросов заранее известно.

#### *Алгоритм проекции на выпуклые множества (ПВМ)*

Характерный сигнал детектируется и измеряется с помощью набора датчиков с фиксированной или известной позицией, а задача позиционирования часто формулируется в виде задачи оптимизации наименьших квадратов. При этом локальные минимумы и точки перегиба целевой функции усложняют процедуру оптимизации, что приводит к оценкам со значительными ошибками.

Для решения данных проблем был предложен алгоритм на основе проекций на выпуклые множества. Он устойчив к локальным минимумам в функциях с низкой сложностью, а вычисления распределяются по узлам сенсорной сети. Алгоритм круговой ПВМ хорошо

работает при условии, что источник располагается внутри выпуклого периметра сенсорной сети, но испытывает трудности при нахождении источника за пределами периметра. В этом случае требуется определить параметры канала — путевые потери и мощность передатчиков.

Гиперболическая ПВМ расширяет возможности классической круговой ПВМ, так как она способна искать датчики за пределами выпуклого периметра. Кроме того, она способна оценивать расстояния с постоянным неизвестным смещением. В целом, как для любого алгоритма оценки расстояния по RSS, нужно знать параметры канала. На практике это зачастую нереализуемо. Линейная ПВМ снижает требования к априорным знаниям параметров канала; предполагается, что они одинаковы для всех звеньев цепи. Тогда количество приложений, в которых способна работать линейная ПВМ, значительно расширяется. При этом погрешность оценки позиции достаточно низкая.

Пусть имеется  $N$  датчиков с известными координатами  $\mathbf{z}_i = [z_{i,1}, z_{i,2}]^T$ ,  $i = 1, \dots, N$ , называемых якорными (опорными) узлами. Предположим, что вектор  $\mathbf{m}$  состоит из измерений шума на этих датчиках. Измерения являются функцией расстояния:

$$R_i(\mathbf{x}_0) = \|\mathbf{x}_0 - \mathbf{z}_i\|, \quad i = 1, \dots, N,$$

где  $\|\cdot\|$  — евклидова норма между датчиками и источником с неизвестными координатами  $\mathbf{x}_0 = [x_{0,1}, x_{0,2}]^T$ . Измерения RSS  $P_i$  моделируются как  $P_i \sim R_i^{-\beta}$ , а измерения TOA  $t_i$  моделируются как  $t_i \sim R_i(\mathbf{x}_0) + \Delta$ .

Пусть положительно определенная ковариационная матрица вектора  $\mathbf{m}$  будет  $\mathbf{V}$ , а его математическое ожидание  $E\{\mathbf{m}\} = \mu(\mathbf{x}_0)$ . Тогда оценка наименьших квадратов  $\hat{\mathbf{x}}_0$  от  $\mathbf{m}$ :

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = \underset{\mathbf{x}}{\operatorname{arg\,min}} [\mathbf{m} - \mu(\mathbf{x})]^T \mathbf{V}^{-1} [\mathbf{m} - \mu(\mathbf{x})].$$

Круговой метод ПВМ используется для аппроксимации оценки к виду предыдущей записи, которая также может являться максимально правдоподобной аппроксимацией в случае измерений гауссовского шума с нулевым средним. Круговая ПВМ обеспечивает высокую устойчивость, сходимость и производительность при малой вычислительной сложности. Высокие показатели достижимы при нахождении источника внутри выпуклой оболочки, определяемой выражением

$$H = \left\{ x = \sum_{i=1}^N a_i \mathbf{z}_i, a_i \geq 0, \sum_{i=1}^N a_i = 1 \right\}.$$

Круговая ПВМ не может включать в себя неизвестное смещение, как это происходит при измерениях ТОА. Если ПВМ основана на оценке расстояния по измерениям RSS, то требуется априорная информация о параметрах распространения сигнала в среде.

Рассмотрим реализацию кругового метода ПВМ. Пусть  $N_r$  — множество датчиков, которые способны измерять RSS, синхронизировать время приема в источниках или измерять время прохождения сигнала от источника и обратно. Из этих параметров можно непосредственно оценить расстояние  $\{R_i(\mathbf{x}_0)\}_{i \in N_r}$ . Если ошибки измерения обладают нулевым средним и коррелируют между отдельными измерениями, то целевая функция является взвешенной суммой квадратов. Каждый член суммы достигает минимума на окружности  $C_i$ :

$$C_i = \{R_i(\mathbf{x}) \leq \hat{R}_i\},$$

где  $\hat{R}_i$  — оценка  $R_i(\mathbf{x}_0)$ , полученная на основе модели сигнала. Оценка  $\mathbf{x}_0$  — любая точка на пересечении  $C$  и выпуклого множества  $C_i$

$$\hat{\mathbf{x}}_0 \in C = \bigcap_{i \in N_r} C_i$$

или, если пересечение  $C$  пусто, может иметь место при измеренном шуме

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = \arg \min_{\mathbf{x}} \sum_{i \in N_r} \|\mathbf{x} - \mathbf{J}_{C_i}\|,$$

где  $\mathbf{J}_{C_i}$  — проекция вектора  $\mathbf{x}$  на множество  $C_i$ .

Метод оценки расстояния с помощью ПВМ представляет собой следующее.

1. Произвольная инициализация  $\mathbf{x}^0$ .
2.  $\mathbf{x}^{v+1} = \mathbf{x}^v + a_v[\mathbf{J}_{C_i}(\mathbf{x}^v) - \mathbf{x}^v]$ , где  $a_v$  — параметр ослабления датчика  $N_r$ . Параметр ослабления первоначально равен единице, после определенного числа итераций  $v_0$  уменьшается по следующему закону:

$$a_v = \left[ \frac{v - v_0 + 1}{N_r} \right]^{-1},$$

где операция  $[\cdot]$  означает выбор наименьшего целого, большего или равного числу в скобках. Функция проекции имеет вид

$$\mathbf{J}_{D_i}(\mathbf{x}) = \begin{cases} \mathbf{x}, & \text{если } d_i(\mathbf{x}) \leq \hat{d}_i, \\ \mathbf{z}_i + [\hat{R}_i \cos \varphi \quad \hat{R}_i \sin \varphi]^T & \text{— иначе.} \end{cases}$$

Рассмотрим случай гиперболической ПВМ (рис. 5.5). Пусть  $N_r$  — множество датчиков, которые способны обмениваться оценками расстояний и формировать разности  $\tau_{i,j} = \hat{R}_i - \hat{R}_j$ . Такой способ удобен для исключения неизвестного постоянного смещения оценки расстояния.

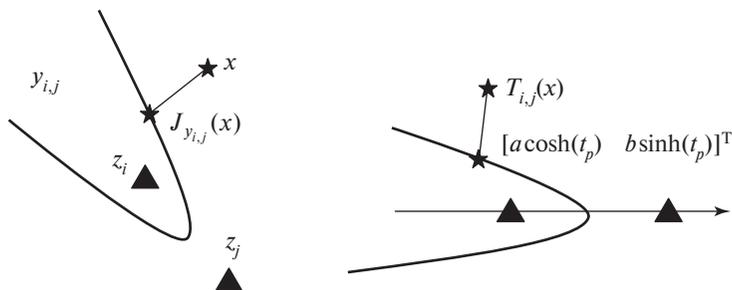


Рис. 5.5. Преобразование гиперболической ПВМ

Предполагается, что формируемые разности удовлетворяют условию  $|\tau_{i,j}| < \|z_i - z_j\|$ , т.е. выполняется неравенство треугольника. Тогда каждое уравнение разности определяет гиперболу в плоскости с фокусами в точках  $z_i$  и  $z_j$ . Для описания гиперболы в удобной форме выполняется ее преобразование:

$$T_{i,j}(\mathbf{x}) = \mathbf{G}_{i,j}(\mathbf{x} - \mathbf{b}_{i,j}); \quad \mathbf{G}_{i,j} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix},$$

где  $\theta$  — аргумент комплексного числа  $c_{i,j} = z_{j,1} - z_{i,1} + j(z_{j,2} - z_{i,2})$ ;  
 $\mathbf{b}_{i,j} = \frac{z_j - z_i}{2}$ .

Гипербола делит плоскость на два непересекающихся множества, одно из которых выпукло.

Точки на гиперболе параметризуются следующим образом:

$$\mathbf{h}(t) = T_{i,j}([a \cosh(t) \quad b \sinh(t)]^T),$$

где  $a$  и  $b$  — большая и малая полуоси вращения гиперболы. Проекция множества  $\mathbf{x}$  на выпуклое множество  $y_{i,j}$  задана выражением

$$J_{y_{i,j}}(\mathbf{x}) = \begin{cases} \mathbf{x}, & \text{если } \mathbf{x} \in y_{i,j}, \\ \mathbf{h}(t_p) & \text{— иначе,} \end{cases}$$

где  $t_p = \operatorname{argmin}_t \|\mathbf{x} - \mathbf{h}(t)\|^2$ .

Решение находится в явном виде путем решения предыдущего уравнения относительно параметров гиперболы. Итерации и набор параметров ослабления при гиперболической ПВМ аналогичны круговой ПВМ.

В отличие от круговой ПВМ, гиперболическая во многих случаях способна обнаруживать источники вне множества, ограниченного гиперболой. Причина заключается в форме области множества  $y_{i,j}$ , которая меняется при удалении источника от гиперболы. Таким образом, метод гиперболической ПВМ является дополнением к круговой ПВМ при наличии источников за пределами выпуклого множества.

Круговая и гиперболическая ПВМ требуют оценки расстояния, чтобы определить выпуклые множества (гиперболы или диски). Если доступны только измерения RSS, а показатели путевых потерь и мощности неизвестны, такие методы не позволяют определить позицию источника сигнала. Однако можно ввести определенные допущения для открытого пространства:

- мощности всех источников одинаковы;
- скорость снижения мощности сигнала с расстоянием постоянна.

Исходя из этих допущений, предполагаем, что узел источника, скорее всего, располагается ближе к якорному узлу с большей мощностью принимаемого сигнала.

Пусть  $c_k$  для  $k = 1, 2, \dots, \frac{N(N-1)}{2}$  обозначает все возможные пары якорных узлов в точках  $(z_i, z_j)$ . Выбирая пару  $c_k = (z_i, z_j)$ , мы можем разделить пространство на две полуплоскости, границей которых является перпендикуляр к середине отрезка между точками  $z_i$  и  $z_j$ . В первую очередь рассматривается полуплоскость, включающая узел с наибольшей мощностью принимаемого сигнала.

Формально

$$H_k = \begin{cases} \frac{(\mathbf{x} - \mathbf{z}_i)^T (\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_j)}{\|\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_j\|} \geq \frac{\|\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_j\|}{2}, & X_i \leq X_j, \\ \frac{(\mathbf{x} - \mathbf{z}_i)^T (\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_j)}{\|\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_j\|} < \frac{\|\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_j\|}{2}, & X_i > X_j. \end{cases}$$

Учитывая данное выражение, можно сделать вывод, что узел источника сигнала с неизвестным положением можно найти в пересечении множеств  $H_k, k = 1, 2, \dots, \frac{N(N-1)}{2}$ :

$$x_0 \in A = \bigcap_{k=1}^{\frac{N(N-1)}{2}} H_k.$$

Допустим, что  $H_k$  — непустое множество. Точка, найденная с помощью ПВМ, является оценкой неизвестного положения узла. Данная концепция является основой алгоритма работы линейной ПВМ.

Рассмотрим два основных подхода к определению положения источника методом линейной ПВМ (рис. 5.6). В рамках первого подхода выполняется поиск точки по периметру пересечения полуплоскостей. Используются проекции на перпендикуляр к середине отрезка, соединяющего данную пару якорных узлов.

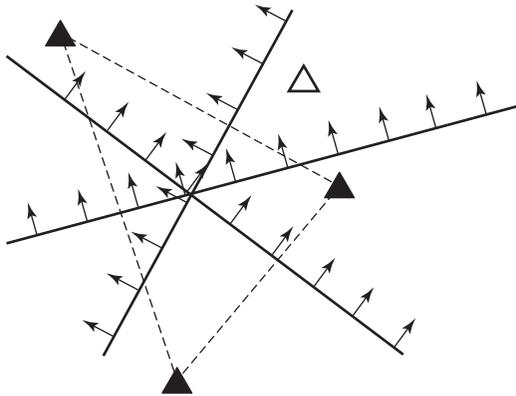


Рис. 5.6. Полуплоскости линейной ПВМ

Результатом проецирования является точка, которая расположена на одинаковых расстояниях от каждого из якорных узлов даже при условии различных измерений RSS. Однако это некорректно.

По второму варианту линейной ПВМ определяются полуплоскости  $H'_k$ , которые аналогичны  $H_k$ , но их границы проходят через узлы с большей полученной мощностью перпендикулярно линии, соединяющей пару якорных узлов (рис. 5.7):

$$H_k = \begin{cases} \frac{(\mathbf{x} - \mathbf{z}_i)^T (\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_j)}{\|\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_j\|} \geq 0, & X_i \leq X_j, \\ \frac{(\mathbf{x} - \mathbf{z}_i)^T (\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_j)}{\|\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_j\|} < 0, & X_i > X_j. \end{cases}$$

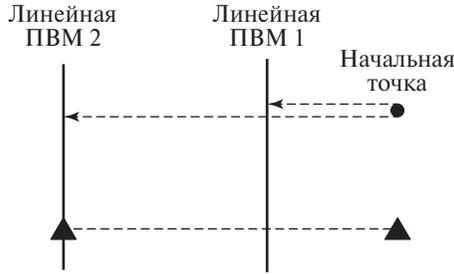


Рис. 5.7. Проекции узлов на плоскости в линейной ПВМ

Пусть множество  $N_r$  — датчики, способные оценить расстояние путем измерения мощности сигналов, полученных от источников. Тогда измерение RSS в  $i$ -м датчике, выраженное в децибелах, имеет вид

$$P_i = P_0 - 10\beta \log \frac{R_i(x_0)}{R_0} + w_{P_i},$$

где  $P_0$  — мощность принимаемого сигнала в децибелах на определенном расстоянии  $R_0$ ;  $\beta$  — путевые потери, которые предполагаются известными при всех алгоритмах, за исключением линейной ПВМ.

Измерения имеют ошибку вида  $w_{P_i}$ . Тогда максимально правдоподобная оценка расстояния имеет вид

$$\hat{R}_i = R_0 10^{\frac{P_0 - P_i}{10} \beta}.$$

Оценка имеет смещение. Однако квадрат данного смещения мал по сравнению с дисперсией оценки.

Далее рассмотрим множество  $N_r$  — датчики, способные формировать разности между оценками расстояния. Разность для датчиков  $i$  и  $j$  описывается выражением

$$\tau_{j,j} = \hat{R}_i - \hat{R}_j,$$

где  $\hat{R}_i$  задается оценкой по предыдущей формуле.

Как и ранее, расчет разности расстояний позволяет нейтрализовать постоянное смещение в оценке дальности. Измерения дальности и их разностей, очевидно, коррелированы.

Рассмотрим сеть из  $N$  датчиков, равномерно распределенных по площади квадрата со стороной  $S$ . Один узел источника располагается в этой области случайным образом. Датчики измеряют RSS в соответствии с ранее указанными выражениями. Исследованы два

сценария: в первом измерения производятся по выражению для логарифмической модели расстояния, а во втором добавляется ошибка калибровки номинального расстояния и выражение принимает вид

$$P_i = P_0 - 10\beta \log \frac{R_i(\mathbf{x}_0)}{R_0} + \eta + w_{P_i},$$

что приводит к положительному смещению оценки расстояния, величина которой изменяется с увеличением этого расстояния.

При близком расположении источника сигнала круговая ПВМ будет иметь преимущество перед гиперболической, так как источник с большей вероятностью окажется окружен датчиками. При удаленном расположении наблюдается обратная ситуация. Такой эффект связан с благоприятными геометрическими условиями, которые позволяют обеспечить высокую точность оценки расстояний. Отрицательная ошибка в измерениях RSS оказывает сильное влияние на методы с ПВМ. Круговая ПВМ показывает хорошие результаты в случаях, где количество датчиков вокруг узла значительно, так как оценки расстояния с большим положительным смещением неявно отбрасываются. Однако наличие отрицательного смещения сильно снижает эффективность круговой ПВМ. Независимо от знака наличие большого смещения при оценки больших расстояний часто не удовлетворяет неравенству треугольника и, как следствие, отбрасывается. Если смещенных оценок много, то выполняется дифференцирование результатов и переход к гиперболической ПВМ.

Метод взвешенных наименьших квадратов имеет преимущество перед остальными методами до тех пор, пока возможно схождение к глобальному минимуму функции оптимизации. В противном случае ошибка становится значительной, надежность оценки позиции снижается. В свою очередь, методы круговой и линейной ПВМ (второй вариант) близки по эффективности, а регулярная линейная ПВМ имеет значительную погрешность при оценке положения.

Ранее указывалось, что при расположении узла источника за пределами множества датчиков (выпуклой оболочки) круговая ПВМ не обеспечивает оценки положения узла. Аналогично, при большом размере области пересечения полуплоскостей эффективность методов линейной ПВМ снижается.

### 5.3. Алгоритмы совместного позиционирования

Применяемая система позиционирования в структуре сенсорных сетей должна обеспечивать высокую энергоэффективность и надеж-

ность работы в условиях многолучевого распространения сигнала и затухания. Однако в реальном применении систем позиционирования только несколько узлов являются якорными, т.е. имеют определенную позицию. Результатом экономии средств на установку является расположение многих источников сигнала за пределами радиуса действия любого из опорных узлов, что связано также с малой дальностью действия сенсоров.

В результате традиционные методы позиционирования не подходят, так как для них требуется одновременный прием сигналов на несколько опорных узлов на равноправной основе. Таким образом, необходимо применять методы совместного позиционирования. Крупные сети с большим числом узлов имеют серьезное потенциальное преимущество за счет расширенных методов позиционирования, имеющих распределенный характер.

В одноранговой сети при малом числе якорных узлов требуется совместное вычисление координат всех источников. Интеграция нескольких узлов с различными технологиями передачи данных (например, 4G, GNSS и WPAN) может обеспечить значительное преимущество в точности оценки. Аналогичный подход применяется в транспортных сетях (VANET — vehicular ad hoc network) для предупреждения о сближении и предотвращения столкновений на дорогах и в складских зонах. Совместные методы могут быть основаны на расширении традиционных подходов. Формулировка задачи позиционирования основана на определении функции стоимости, используемой для оценки расстояния между узлами и их углового положения. Алгоритм работает либо централизованно, либо итеративно, когда узлы обмениваются результатами измерений до сходимости значений позиции.

Современные исследования направлены на разработку совместных распределенных алгоритмов, которые учитывают энергию, сложность передачи и возможности низкоуровневых беспроводных сетей, а также возможность работы в реальном времени.

Централизованный алгоритм отличается передачей всех измерений в единственную точку для одновременной обработки. Работа узла организуется либо на сетевой организации («звезда»), либо на основе технологии узла. Преимущество заключается в простоте организации и производительности. Недостаток — число передач сигнала в одной точке и повышенное потребление энергии и пропускной способности сети.

В распределенных методах алгоритм выполняется всеми узлами, в результате вычисление координат осуществляется на местном уровне. Преимуществом их является отсутствие передачи измерений

в центральный процессор, что позволяет снизить расходы на связь и энергию. В распределенных подходах датчики обмениваются информацией только с соседними узлами, определение позиции неизвестного узла выполняется путем многократных последовательных уточнений, вплоть до сходимости. При условии большого числа датчиков возрастают затраты энергии на передачу сигналов. В динамических сетях мобильного позиционирования источники движутся с определенной скоростью, поэтому используются байесовские алгоритмы слежения.

В табл. 5.1 приведены сравнительные параметры централизованного и распределенного алгоритмов позиционирования. Полезным средством для анализа точности позиционирования является нижняя граница дисперсии Рао—Крамера. Рассчитывается для дальнометрии на основе ТОА для обычного и совместного позиционирования. Анализ данного параметра показывает, что якорные узлы и источники с неизвестной позицией оказываются в равном положении при совместном подходе. Якоря представляют собой особые узлы с «бесконечной» точностью позиции.

Таблица 5.1

**Особенности алгоритмов позиционирования**

Показатель	Централизованный алгоритм	Распределенный алгоритм
Обработка	Только на сервере	На всех узлах
Передача	Многоскачковая передача данных до сервера	Односкачковая передача между соседними узлами
Задержка ответа	Зависит от времени передачи данных	Зависит от числа итераций
Энергетический баланс	Высокое потребление энергии на сервере и ближайших узлах	Малое энергопотребление на каждом узле

### *Совместная оценка методом наименьших квадратов*

Пусть имеется двумерная сеть с  $N + M$  сенсорных узлов. Агентские  $M$  узлов с неизвестными позициями случайно помещены в позициях  $\mathbf{z}_i = [x_i, y_i]^T, i = 1, \dots, M$ , остальные  $N$  узлов имеют известные позиции на плоскости  $\mathbf{z}_j = [x_j, y_j]^T, j = M + 1, \dots, N + M$ . Каждый агентский узел может подключиться к близлежащим опорным узлам и некоторым другим агентам. Допустим, что сенсорные узлы способны оценить расстояние до узлов, с которыми они связаны, что приводит к следующим измерениям (рис. 5.8):

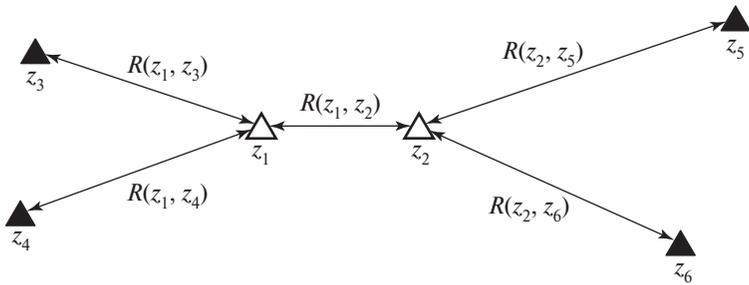


Рис. 5.8. Оценки расстояний между связанными узлами

$$\hat{R}_{i,j} = R(\mathbf{z}_i, \mathbf{z}_j) + \varepsilon_{i,j}, \quad i = 1, \dots, M,$$

где  $R(\mathbf{z}_i, \mathbf{z}_j) = \|\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_j\|$  — фактическое расстояние от сенсорного узла  $j$  до точки  $\mathbf{z}$ . Ошибки измерения считаются независимыми и одинаково распределенными.

В нелинейном методе наименьших квадратов оценку позиции, основанную на измерении дальности, можно получить как решение нелинейной задачи минимизации множества:

$$\hat{\mathbf{Z}} = \arg \min_{\mathbf{z}_i, i=1, \dots, M} \sum_{i=1}^M \sum_{j=A \cup B} (\hat{R}_{i,j} - R(\mathbf{z}_i, \mathbf{z}_j))^2.$$

Данный алгоритм не имеет аналитических решений, поэтому используются численные методы поиска минимума. На практике получаем, что алгоритм является одной из возможных реализаций дополнительных схем позиционирования, в которой на каждой итерации поиска положения цели нелинейный подход применяется с учетом позиций целей, обнаруженных в предыдущей итерации в качестве «виртуальных» якорных узлов. Производительность рассмотренного алгоритма сильно зависит от точности начальной оценки позиции. Некорректная инициализация алгоритма приводит к сходимости к локальным минимумам и значительным ошибкам в определении позиции.

**Линейный алгоритм наименьших квадратов.** Рассмотрим двухэтапную линейную оценку. На первом этапе получается грубая оценка позиции, которая уточняется на втором этапе. Изначально имеем  $E_i$  — множество всех агентских узлов, которые локализованы по переданным данным на агентский датчик  $i$ . Допустим, что число таких узлов как минимум три, а ошибка позиционирования мала по сравнению с расстояниями.

На первом этапе для агента  $i$  возводится в квадрат уравнение для оценки расстояния, отбрасываются малые значения, в результате получается

$$\tilde{R}_{i,j} = \hat{R}_{i,j}^2 - \|\tilde{\mathbf{z}}_j\|^2 \approx [-2\tilde{\mathbf{z}}_j^T] \boldsymbol{\psi}_i + 2R(\mathbf{z}_i, \tilde{\mathbf{z}}_j) \varepsilon_{i,j}, \quad j \in A_i \cup E_i,$$

где  $\boldsymbol{\psi}_i = [\mathbf{z}_j^T \|\mathbf{z}_j\|^2]^T$ .

Теперь систему линейных уравнений можно записать в матричном виде:

$$\mathbf{R}_i = \mathbf{A}_i \boldsymbol{\psi}_i + \mathbf{v}_i,$$

а параметр  $\boldsymbol{\psi}_i$  оценивается следующим выражением:

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_i = (\mathbf{A}_i^T \mathbf{C}_{v_i}^{-1} \mathbf{A}_i)^{-1} \mathbf{A}_i^T \mathbf{C}_{v_i}^{-1} \mathbf{R}_i,$$

где весовая матрица  $\mathbf{C}_{v_i}$  имеет вид

$$\mathbf{C}_{v_i} = \text{diag}\{4R^2(\mathbf{z}_i, \tilde{\mathbf{z}}_{j_1}), \dots, 4R^2(\mathbf{z}_i, \tilde{\mathbf{z}}_{j_L})\}.$$

Вычисление весовой матрицы выполняется по измеренным ранее расстояниям, так как реальные расстояния между агентскими узлами неизвестны. Экспериментальное исследование показало, что замена реального расстояния его оценкой не приводит к значительным ошибкам.

После расчета выполняется обновление множества агентских узлов и позиции агента  $i$ . Дальнейшее итеративное выполнение алгоритма приводит к уточнению оценки позиции. Линейная оценка является удовлетворительной, если уровень помех в точке приема невелик. При отсутствии достаточного числа узлов с известной или предполагаемой позицией выполнить локализацию невозможно.

Исследование эффективности линейного метода совместного позиционирования показало, что в условиях прямой видимости значительно повышается точность оценивания, а дополнительный линейный алгоритм сходится за несколько итераций. При этом возможно использовать меньшее число якорных узлов (например, три вместо пяти) при сохранении величины ошибки.

## 5.4. Гибридное позиционирование

Допустим, что необходимо определить положение объекта в двумерном пространстве с помощью наземной системы позиционирования. Имеется  $M$  опорных узлов, координаты которых заранее известны. Мобильное устройство позволяет выполнять оценку пара-

метров TOA, TDOA и AOA. Тогда вектор измерений в момент времени  $k$  имеет вид

$$\mathbf{z}_k = [\mathbf{z}_{\text{TDOA},k}^T \quad \mathbf{z}_{\text{TOA},k}^T \quad \mathbf{z}_{\text{AOA},k}^T]^T,$$

а измерения шума описываются выражением

$$\mathbf{w}_k = [\mathbf{w}_{\text{TDOA},k}^T \quad \mathbf{w}_{\text{TOA},k}^T \quad \mathbf{w}_{\text{AOA},k}^T]^T,$$

ковариационная матрица шумов

$$\mathbf{r}^{(hyb)} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{\text{TDOA}} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{r}_{\text{TOA}} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{r}_{\text{AOA}} \end{bmatrix}.$$

Измерения параметров являются коррелированными, а матрицы являются диагональными:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{\text{TOA}} &= \text{diag}[\sigma_{\text{TOA},1}^2 \quad \sigma_{\text{TOA},2}^2 \quad \dots \quad \sigma_{\text{TOA},M}^2]; \\ \mathbf{r}_{\text{AOA}} &= \text{diag}[\sigma_{\text{AOA},1}^2 \quad \sigma_{\text{AOA},2}^2 \quad \dots \quad \sigma_{\text{AOA},M}^2]; \\ \mathbf{r}_{\text{TDOA}} &= \mathbf{D}\mathbf{r}_{\text{TOA}}\mathbf{D}^T. \end{aligned}$$

Матрица  $\mathbf{D}$  имеет размер  $(M-1) \times M$  и определяет разность времен прихода сигнала при оценке параметра TDOA:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

В системах позиционирования в помещениях часто используются СШП-сигналы, так как обеспечиваются высокоточные оценки расстояния. Как правило, оценка TOA выполняется по двустороннему способу  $\tilde{t}_{\text{TW-TOA}}$ . Тогда расстояние рассчитывается в соответствии с выражением

$$\tilde{R} = c \cdot \tilde{t}_{\text{TOA}} = c \cdot \frac{\tilde{t}_{\text{TW-TOA}}}{2},$$

где  $c$  — скорость света. Алгоритм выполняет оценку координат мобильного узла путем измерения расстояний между мобильным узлом и набором якорных узлов. В двумерном пространстве вектор наблюдений  $\mathbf{z}_{\text{dist},k}$  для нескольких якорных узлов с координатами  $[x_{A_i}, y_{A_i}]^T$ ,  $i = 1, \dots, L$ , где  $L$  — общее число якорных узлов:

$$\mathbf{z}_{\text{dist},k} = [\tilde{R}_{A_1,k}, \tilde{R}_{A_2,k}, \dots, \tilde{R}_{A_L,k}],$$

где  $\tilde{R}_{A_i,k}$  — предполагаемое расстояние между мобильным узлом и  $i$ -м якорным узлом в момент времени  $t_k$ .

Вектор прогнозируемых измерений  $\mathbf{h}_{\text{dist}}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1})$  определяется как евклидово расстояние между прогнозируемым положением мобильного узла и всеми  $L$  якорными узлами и имеет вид

$$\mathbf{h}_{\text{dist}}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}) = \begin{bmatrix} \text{dist}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}, \mathbf{x}_{A_1}) \\ \text{dist}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}, \mathbf{x}_{A_2}) \\ \vdots \\ \text{dist}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}, \mathbf{x}_{A_L}) \end{bmatrix},$$

$$\text{dist}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}, \mathbf{x}_{A_i}) = \sqrt{(\hat{x}_{k|k-1} - x_{A_i})^2 + (\hat{y}_{k|k-1} - y_{A_i})^2}.$$

Матрица Якоби  $\mathbf{H}_{\text{dist},k}$  вектора прогнозируемых измерений  $\mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_k)$  вокруг вектора априорного состояния  $\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}$  имеет вид

$$\mathbf{H}_{\text{dist},k} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{x}_{k|k-1} - x_{A_1}}{\text{dist}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}, \mathbf{x}_{A_1})} & \frac{\hat{y}_{k|k-1} - y_{A_1}}{\text{dist}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}, \mathbf{x}_{A_1})} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\hat{x}_{k|k-1} - x_{A_L}}{\text{dist}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}, \mathbf{x}_{A_L})} & \frac{\hat{y}_{k|k-1} - y_{A_L}}{\text{dist}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}, \mathbf{x}_{A_L})} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Уравнение наблюдения в линеаризованной форме имеет вид

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}_k^{(BT)}) = [\mathbf{H}_{\text{dist},k} \quad \mathbf{I}_M] \mathbf{x}_k^{(BT)}.$$

Для измерений параметра АОА матрица наблюдений записывается в виде

$$\mathbf{H}_{\text{AOA},k} = \begin{bmatrix} \frac{-\sin\theta_0^{(1)}}{\text{dist}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}, \mathbf{x}_{A_1})} & \frac{\cos\theta_0^{(1)}}{\text{dist}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}, \mathbf{x}_{A_1})} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{-\sin\theta_0^{(L)}}{\text{dist}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}, \mathbf{x}_{A_L})} & \frac{\cos\theta_0^{(L)}}{\text{dist}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}, \mathbf{x}_{A_L})} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\text{где } \theta_0^{(i)} = \arctg \frac{y - y_{A_i}}{x - x_{A_i}}.$$

В свою очередь, для измерений TDOA матрица наблюдений примет вид

$$\mathbf{H}_{\text{TDOA},k} = [\Delta \mathbf{H}_{\text{dist},k} \quad \Delta].$$

Тогда общая линейаризационная матрица  $\mathbf{H}_k^{(hyb)}$  является объединением соответствующих матриц для каждого типа измерений:

$$\mathbf{H}_k^{(hyb)} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{TDOA},k} \\ \mathbf{H}_{\text{TOA},k} \\ \mathbf{H}_{\text{AOA},k} \end{bmatrix}.$$

### Контрольные вопросы

1. Поясните суть трех методов обнаружения максимального уровня сигнала.
2. Опишите алгоритм оценки ТОА по СШП-сигналам.
3. Опишите алгоритм оценки АОА по СШП-сигналам.
4. Поясните принцип оценки ТОА в частотной области.
5. Приведите выражения для распределенной оценки граничной ошибки.
6. Приведите основные принципы работы надежного подхода к распределенной оценке.
7. Поясните алгоритм оценки расстояния с помощью проекции на выпуклые множества.
8. Как выполняется преобразование гиперболической проекции на выпуклые множества?
9. Опишите подходы к позиционированию с помощью линейной ПВМ.
10. Приведите основные принципы совместной оценки параметров.
11. Опишите алгоритм совместной оценки методом наименьших квадратов.
12. Как выполняется гибридное позиционирование?

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Бакулев П.А., Сосновский А.А.* Радионавигационные системы: учебник для вузов. — М.: Радиотехника, 2005. — 224 с.
2. Радиотехнические системы: учебник для студ. высш. учеб. заведений / под ред Ю.М. Казаринова. — М.: Академия, 2008. — 592 с.
3. Методы спутникового и наземного позиционирования. Перспективы развития технологий обработки сигналов / под ред. Д. Дардари, Э. Фалетти, М. Луизе. — М.: Техносфера, 2012. — 528 с.
4. *Шахнович И.В.* Современные технологии беспроводной связи. — М.: Техносфера, 2006. — 288 с.
5. Пространственно-временная обработка сигналов / И.Я. Кремер, А.И. Кремер, В.М. Петров и др; под ред. И.Я. Кремера. — М.: Радио и связь, 1984. — 224 с.
6. *Беляевский Л.С., Новиков В.С., Олянюк П.В.* Основы радионавигации: учебник для вузов гражд. авиации. — М.: Транспорт, 1982. — 288 с.
7. Радионавигационные приборы и системы / В.А. Василенко, Б.С. Розен, В.В. Серегин. — М.: Агропромиздат, 1986. — 319 с.
8. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах / под ред. Ю.М. Казаринова. — М.: Сов. радио, 1975.
9. *Дуров А.А., Рябышкин В.Н.* Судовые УКВ-радиостанции: учеб. пособие для вузов. — Петропавловск-Камчатский: КамчатГТУ, 2002. — 94 с.
10. Судовые радионавигационные приборы. Ч. 1: Радиолокационные станции: учебник / А.Н. Маринич, А.В. Припотнюк, Ю.М. Устинов, А.А. Дуров, В.С. Кан; под ред. Ю.М. Устинова. — Петропавловск-Камчатский: КамчатГТУ, 2010. — 264 с.
11. Многофункциональные радиолокационные системы: учеб. пособие для вузов / П.И. Дудник, А.Р. Ильчук, Б.Г. Татарский; под ред. Б.Г. Татарского. — М.: Дрофа, 2007. — 283 с.
12. *Сосулин Ю.Г.* Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учеб. пособие для вузов. — М.: Радио и связь, 1992. — 304 с.
13. *Белавин О.В.* Основы радионавигации: учеб. пособие для вузов. — М.: Сов. радио, 1977. — 320 с.
14. *Макаров К.В.* Радионавигационные системы аэропортов/ К.В. Макаров, В.В. Червцов, И.Ф. Шешин, В.А. Волынец. — М.: Транспорт, 1978. — 336 с.

15. *Черный М.А., Кораблин В.И.* Самолетовождение. — М.: Транспорт, 1973. — 368 с.
16. *Рябцов А.Л.* Самолетная аппаратура дальней навигации А-720: учеб. пособие. — М.: ВВИА, 1985. — 57 с.
17. *Гришин Ю.П., Игнатов В.П.* Радиотехнические системы / под ред. Ю.М. Казаринова. — М.: Высш. шк., 1990. — 495 с.
18. *Гречихин А.И., Киргетов В.Д.* С картой и компасом — по радиоследу. — М.: ДОСААФ, 1975.
19. *Жуковский А.П., Оноприенко Е.И., Чижов В.И.* Теоретические основы радиовысотометрии / отв. ред. А.П. Жуковский. — М.: Сов. радио, 1979. — 320 с.
20. *Слив Э.И.* Прикладная теория инерциальной навигации. — СПб.: ГИТМО (ТУ), 2002. — 128 с.
21. *Челпанов И.Б.* Оптимальная обработка сигналов в навигационных системах. — М.: Наука. — 1967.
22. *Сосулин Ю.Г.* Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. — М.: Сов. радио, 1978. — 320 с.
23. *Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н.* Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. — М.: Радиотехника, 2014. — 632 с.
24. *Bar-Shalom Y., Li X.R., Kirubarajan T.* Estimation with Applications to Tracking and Navigation: Theory Algorithms and Software // John Wiley & Sons. — 2001. — P. 584.
25. *Sohraby K.* Wireless sensor networks: Technology, protocols, and applications / K. Sohraby, D. Minoli, T. Znati. — Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2007. — 236 p.
26. *Петров А.И.* Статистическая теория радиотехнических систем. — М.: Радиотехника, 2003. — 398 с.
27. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. — М.: Радио и связь, 1982. — 624 с.
28. *Тихонов В.И.* Оптимальный прием сигналов. — М.: Радио и связь, 1983. — 320 с.
29. ITU-R R. P. 1238-7 // Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radio communication systems and radio local area networks in the frequency range, 2012. — Т. 900.
30. *Хайкин С.* Нейронные сети: полный курс. 2-е изд.: пер. с англ. — М.: Вильямс, 2006. — 1104 с.
31. *Вишневский В.М. и др.* Широкополосные беспроводные сети передачи информации. — М.: Техносфера, 2005. — 592 с.
32. *Андрианов В.И., Соколов А.В.* Средства мобильной связи. — СПб.: BHV, 1998. — 256 с

33. *Waqar W., Chen Y., Vardy A.* Smartphone positioning in sparse Wi-Fi environments // *Computer Communications*. — 2016. — Т. 73. Part A. — С. 108–117.
34. *Фокин Г.А.* Технологии сетевого позиционирования 5G. — М.: Горячая линия — Телеком, 2021. — 455 с.
35. *Dumont L., Fattouche M., Morrison G.* Super-resolution of multipath channels in a spread spectrum location system // *Electron. Lett.* — 1994. — № 30 (19). — P. 1583–1584.
36. *Saarnisaari H.* TLS-ESPRIT in a time delay estimation. Proc. 47<sup>th</sup> IEEE Vehicular Technology Conference, 1997.

*Учебное издание*

*Александр Юрьевич Паршин*

# **НАЗЕМНЫЕ РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И КОМПЛЕКСЫ**

**Учебное пособие**

Оригинал-макет подготовлен в Издательстве «КУРС»

Подписано в печать XX.XX.2022.

Формат 60×90/16. Бумага офсетная. Гарнитура Newton.  
Печать цифровая. Усл. печ. л. 10,0. Тираж Х00 экз. Заказ №  
ТК XXXXXX-XXXXXX-XXXXXX

ООО Издательство «КУРС»

127273, Москва, ул. Олонецкая, д. 17А, офис 104.  
Тел.: (495) 203-57-83. E-mail: kursizdat@gmail.com <http://kursizdat.ru>

*Для заметок*

---

---

---

---

*Для заметок*

---

---

---

---