

Министерство образования Российской Федерации  
Владимирский Государственный Университет

***А.К. Бернюков***

***Функциональная адаптация  
радионавигационных систем  
к комплексу многолучевых помех***

*Учебное пособие*

Владимир 2004г.

УДК 629.396.96(075):621.372.542  
Б19

*Рецензенты*

Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехники  
Муромского института ВлГУ Ромашов В.В.

Доктор технических наук, профессор Костров В.В.

Доктор технических наук, профессор Талицкий Е.И.

Печатается по решению редакционно-издательского совета  
Владимирского государственного университета

Бернюков А.К.  
Б19 Функциональная адаптация радионавигационных систем к комплексу  
многолучевых помех: Учеб. пособие/ Владим. гос. ун-т. Владимир, 2004,  
100 с.

ISBN ...

Включены материалы по повышению помехоустойчивости  
перспективных радиосистем навигации и посадки самолетов методом  
функциональной адаптации к комплексу многолучевых стохастических и  
сигналоподобных помех.

Предназначено для слушателей магистратуры по направлению  
«Радиотехника» (552200) при изучении дисциплины «Аэрокосмические  
радионавигационные системы», а также для студентов специальности  
200700 «Радиотехника» при изучении дисциплины «Основы  
радиотехнических систем». Может быть использована при курсовом и  
дипломном проектировании.

ил. - Библиогр.: назв.

ISBN ...

© Владимирский государственный университет, 2004

## **Оглавление**

Предисловие

Список условных сокращений

### **Часть I. Принципы и технические основы радионавигации**

- 1.1. Введение. Общие сведения и определения
- 1.2. Классификация радионавигационных систем и устройств
- 1.3. Основные навигационные элементы (параметры)
- 1.4. Методы определения местоположения объектов в пространстве радиосредствами
- 1.5. Основные тактико-технические характеристики РНС
- 1.6. Авионика летательных аппаратов
- 1.7. Задания для самоподготовки
- 1.8. Темы курсовых работ

### **Часть II. Повышение помехоустойчивости радионавигационных систем**

- 2.1. Актуальность проблемы повышения помехоустойчивости систем радионавигации и посадки самолетов
- 2.2. Анализ работы перспективных время-импульсных радиосистем навигации при воздействии многолучевых априорно неопределенных помех
- 2.3. Методы принятия решений в бортовых подсистемах радионавигационных систем при ограниченных априорных сведениях о многолучевых помехах.
- 2.4. Пути цифровой адаптации ВИРС НП
- 2.5. Функционально-адаптивная обработка (ФАДО) многолучевых сигналов как средство повышения помехоустойчивости ВИРС НП
- 2.6. Процедурное наполнение ФАДО
- 2.7. Микропроцессорная функционально-адаптивная обработка сигналов систем радионавигации
- 2.8. Перспективы развития цифровой функционально-адаптивной обработки сигналов
- 2.9. Задания для самоподготовки

### **Часть III. Некоторые вопросы цифровой обработки сигналов в радионавигационных системах**

- 3.1. Место цифровой и дискретной обработки сигналов в радионавигационных системах
- 3.2. Проблемы дискретизации сигналов на радио (промежуточной) частоте
- 3.3. Цифровой радиоприем с цифровой обработкой сигналов
- 3.4. Цифровое распознавание образов
- 3.5. Нелинейная (гомоморфная) обработка многолучевых сигналов

3.6. Восстановление дискретизованных сигналов

3.7. Бортовая вычислительная аппаратура ЛА

3.8. Задания для самоподготовки.

Заключение

Библиографический список

## **Предисловие**

Издание «Функциональная адаптация радионавигационных систем к комплексу многолучевых помех» является учебным пособием по дисциплине «Аэрокосмические навигационные системы» для подготовки магистров по направлению 552500 «радиотехника». Целью пособия является ознакомление слушателей магистратуры с проблемными вопросами радионавигации, касающимися обработки сигналов на фоне помех, вызванных многопутевым распространением сигналов по трассе «радиомаяк – борт летательного аппарата». Характерной особенностью комплекса таких помех является их нестационарность и априорная неопределенность, снижающие эффективность традиционных (в том числе и адаптивных) методов повышения помехоустойчивости радионавигационных систем. Предлагаются пути построения цифровых систем обработки многолучевых сигналов, адаптирующихся по функциям обработки к априорно неопределенным стохастическим и сигналоподобным помехам – отражениям от местных предметов в аэропортах и подстилающей поверхности суши и моря.

Пособие состоит из трех основных частей. Первая часть посвящена введению обучаемых в принципы и технические основы радионавигации. Во второй части на основе информационной общности систем навигации и посадки самолетов рассматривается механизм образования многолучевого сигнала, характер сигналоподобных и стохастических отражений и ошибки определения навигационных параметров. Рассматриваются классические процедуры борьбы с помехами и ограничения по их использованию в современных условиях радионавигации. Предлагается поэтапное устранение разнохарактерных помех путем функциональной адаптации (ФАДО). Рассматривается процедурное наполнение ФАДО во внелучевых и внутрилучевом каналах.

В третьей части представлен материал по избранным вопросам цифровой обработки сигналов как процедурных компонентов ФАДО – распознаванию стохастических отражений, нелинейной гомоморфной фильтрации, цифровому приему на основе квадратурной обработки радиосигналов и т.п.

Методически изучение материала по дисциплине «Аэрокосмические навигационные системы» проводится на основе пособия следующим образом. Первая часть пособия сопровождается написанием магистрантом курсовых работ по предлагаемым темам, посвященным технике радионавигации. Теоретический материал второй части изучается совместно с самостоятельной проработкой материала по предлагаемым в пособии вопросам. Третья часть подкрепляется лабораторным практикумом по вопросам цифровой обработки сигналов. Работы проводятся с использованием компьютерного учебника «Дискретная и цифровая обработка информации» и комплекса автоматизированного обучения и контроля, разработанных автором ранее.

Автор выражает благодарность магистрантам И.И. Баркову, А.Е. Попугаеву и К.Е. Левину за помощь, оказанную в подготовке к изданию данного пособия.

## **Список условных сокращений**

### **ЛА – летательный аппарат**

УВД – управление воздушным движением

РНС (РНУ) – радионавигационная система (устройство)

НЭ (НП) – навигационные элементы (параметры)

ПНК (ПНО) – пилотажно-навигационный комплекс (оборудование)

САУ – система автоматического управления

БВС (БЭВМ) – бортовая вычислительная система (ЭВМ)

ИНС – инерциальная система навигации

СВС – система воздушных сигналов

РЛС – радиолокационная станция

СП – система посадки самолетов

РСДН – радиосистема дальней навигации

РСБН – радиосистема ближней навигации

РНТ – радионавигационная точка

ЛП – линия положения

РПДУ (РППУ) – радиопередающее (радиоприемное) устройство

РМ – радиомаяк

ДИЗС – доплеровский измеритель скорости

РС – разрешающая способность

ДНА – диаграмма направленности антенны

ВИРС НП – время-импульсная система навигации и посадки самолетов

СПСД – система посадки сантиметрового диапазона

ФАДО – функционально-адаптивная обработка

БРЭО – бортовое радиоэлектронное оборудование

СППЗ – система предупреждения столкновения с землей

КПА – кусочно-постоянная аппроксимация

КЛА – кусочно-линейная аппроксимация

## **Часть I. Принципы и технические основы радионавигации**

### **1.1. Введение. Общие сведения и определения [1-5]**

*Navigatio [лат.] – мореплавание, судоходство.*

**Радионавигация** – определение местоположения объектов и обеспечение их движения по заданным траекториям с помощью радиосредств. В случае аэрокосмической навигации объектами являются летательные аппараты (ЛА) (самолеты, ракеты, спутники).

Отличие радионавигации от радиолокации в том, что целью последней являются обнаружение, определение («где находитесь вы?») местоположения объектов (движущихся и неподвижных) с использованием радиоволн, отраженных или излученных данным объектом, в то время как радионавигация («где нахожусь?») – средство самоопределения объекта. Для радиолокации характерна работа на пороговых сигналах (при малых отношениях сигнал/шум), в то время как в радионавигации сигналы (как правило) излучаются наземными радиомаяками и соотношения сигнал/шум весьма велики, но существенна отрицательная роль отражений от различных объектов в аэропортах и на трассе.

Заметим, что в зависимости от источника первичной информации, системы навигации могут быть кроме радиотехнических - геотехническими, астрономическими, светотехническими и другими.

**Геотехнические средства** (магнитные компасы, барометрические высотомеры, гироскопы, инерциальные системы и т.п.) автономны, им практически невозможно создать помехи, но их погрешности накапливаются со временем.

**Радиотехнические средства** в любых метеоусловиях обеспечивают высокую точность измерений, но эти средства подвержены помехам (как стохастическим, так и сигналоподобным – отражениям от местных предметов и рельефа). Их используют периодически для коррекции инерциальных средств. В ряде случаев радиотехнические средства неавтономны.

**Астрономические средства** (используют световое или радиоизлучения небесных тел, например секстанты) не подвержены действием помех, но их точность не всегда удовлетворительна и их применение зависит от условий видимости и метеофакторов.

**Светотехнические средства** (бортовые огни, светомаяки и т.п.) применяются в основном ночью и в сложных метеоусловиях для обеспечения посадки летательных аппаратов и предотвращения столкновений.

В практике управления воздушным движением (УВД) все средства используются комплексно.

**Радионавигационное устройство (РНУ)** – радиотехническое средство навигации, основанное на определенном принципе действия и предназначенное



для осуществления самостоятельного измерения навигационных параметров (НП) независимо от наземных средств, (то есть автономно). Примеры РНУ – радиовысотомер, доплеровский измеритель скорости и угла сноса.

**Радионавигационная система (РНС)** – совокупность взаимосвязанных бортовых и наземных радиотехнических средств, предназначенная для измерения навигационных параметров совместно с наземными средствами (радиомаяками). Примеры: дальномерные и угломерные системы, радиоконпасы.

**Комплексная система навигации (КСН)** – совокупность взаимосвязанных бортовых и наземных технических средств (радиотехнических и нерадиотехнических), основанных на различных принципах действия, предназначенных для совместного измерения навигационных параметров при решении определенных навигационных задач. Пример КСН – совокупность радиосистемы ближней навигации (РСБН) и навигационного вычислительного устройства (типа НВУ-БЗ).

На каждом этапе навигации (взлет ЛА, выход на маршрут, следование по маршруту, заход на аэродром, посадка) свой режим навигации, определяемый совокупностью *навигационных элементов (НЭ)* (координат, скорости и ускорения, параметров атмосферы и т.п.). Большое количество информации на борту ЛА, поступающей от многочисленных и различных технических средств, не позволяет напрямую использовать её экипажем для управления ЛА. Поэтому процесс управления ЛА автоматизирован.

**Пилотажно-навигационный комплекс (ПНК)** – предназначен для автоматизации обработки информации с вводом нужных параметров в системы автоматического управления ЛА при решении сложных полетных задач и обеспечения наглядного отображения информации для навигации, пилотирования и контроля над работой всего замкнутого контура системы управления полетом ЛА. На рис. 1.1 представлена структура ПНК.

Навигационные технические средства включают радиотехнические и нерадиотехнические измерители (1) навигационных параметров. Их выходные данные поступают на бортовую вычислительную систему (БВС) (2), включающую одну или несколько бортовых вычислительных машин и набор программ.

Сигналы управления, сформированные с БВС, воздействуют на систему автоматического управления (САУ) (3), которая оказывает воздействие на ЛА, являющийся объектом управления.

Возмущения, воздействующие на ЛА - флуктуации тяги двигателей (причина движения ЛА). Помимо тяги в процессе полета на ЛА в атмосфере воздействуют подъемная сила, сила тяжести, лобовое сопротивление и ветер. Скорость ветра содержит медленноменяющуюся функцию времени (ламинарную) составляющую и флуктуационную (турбулентную).

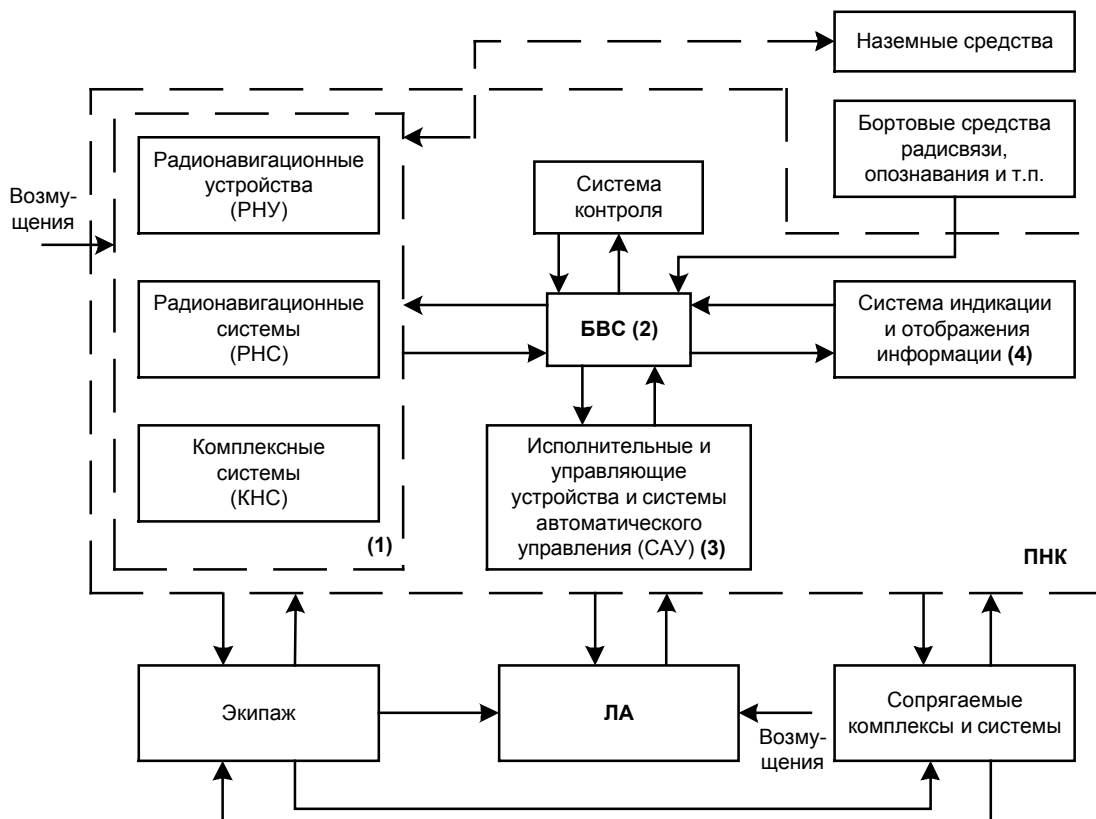


Рис. 1.1. Структура пилотажно-навигационного комплекса

Возмущения на измерители ПНК – переотражения сигналов радиомаяка из-за многолучевого распространения радиоволн, стохастические отражения от подстилающей поверхности, внешние помехи и шумы.

Все возмущающие факторы в (основном случайные) и ошибки навигационных измерителей приводят к тому, что практически все навигационные элементы (координаты положения, скорость, угловые координаты и т.д.) представляют собой *случайные* процессы.

В процессе навигации и управления современным ЛА участвуют как экипаж, так и ПНК. В зависимости от степени и характера участия экипажа в процессе управления ЛА различают штурвальное (ручное), директорное и автоматическое способы управления.

**Штурвальное управление** (наиболее важное для пилотируемых ЛА) используется на наиболее ответственных этапах полета. Летчик получает информацию с устройств индикации и отображения (4) о текущем положении и состоянии ЛА, анализирует ее и принимает решение о необходимом изменении движения самолета.

При **директорном управлении** автоматически формируются команды от вычислителя траекторного управления, исполнение которых обеспечивается летчиком в режиме штурвального управления. По приборам летчиком определяются отклонения параметров (величина и направление) от заданных

значений, которые пилот, управляя ЛА, приводит в нейтральное положение. Благодаря этому *повышается точность управления* на сложных участках полета.

При **автоматическом управлении** формирование заданного маневра ЛА и его выдерживание выполняются автоматически. Летчик лишь участвует в выборе режима работы автоматической системы и осуществляет контроль управления.

Независимо от вида управления *рост скоростей ЛА и их количества, увеличение требований к точности и выдерживанию заданной траектории и профиля полета, необходимость выполнения полетов на малых высотах с огибанием рельефа местности* – все это существенно повышает роль технических средств навигации и, в частности, РНУ и РНС.

*Основными задачами*, решаемыми современными ПНК (независимо от их назначения и конкретного технического воплощения) являются:

- непрерывное автоматическое определение координат местоположения ЛА;
- непрерывное автоматическое определение углового положения ЛА (курса, крена, тангажа);
- непрерывное автоматическое определение других навигационных элементов (скорости, угла сноса, высоты и др.);
- автоматическая коррекция координат местоположения ЛА и других навигационных элементов;
- автоматическое программирование маршрутов полета;
- вычисление и выдача в САУ управляющих сигналов;
- выдача информации о навигационных элементах в систему индикации и отображения и в другие сопрягаемые с ПНК бортовые системы ЛА;
- автоматический контроль бортовых устройств и систем ПНК на Земле и в полете;
- автоматическая стабилизация и автоматическое управление ЛА при полете (с помощью двух каналов курса и крена).

В ПНК, как правило, входят следующие *измерители навигационной информации*: инерциальная система навигации (ИНС); доплеровский измеритель скорости и угла сноса; система воздушных сигналов (СВС), измеряющая воздушную скорость; самолетная система курса-вертикали (СКВ), измеряющая курс, крен, наклон; радиотехническая угломерно-дальномерная система; радиотехническая разностно-дальномерная система; бортовая РЛС; оптико-информационные визирные системы и т.п.

## **1.2. Классификация радионавигационных систем и устройств [1-4]**

РНС относятся к *системам извлечения информации* об объектах и их параметрах из принимаемого радиосигнала. Обработка этой информации включает задачи:

- распознавание – установление принадлежности объекта к определенному классу;
- обнаружение – принятие решения о наличии или отсутствии объекта в заданной области пространства при воздействии помех;
- измерение координат и параметров движения – оценка координат объектов и их производных (скорости, ускорения);
- разрешение (различение) сигналов – обнаружение объекта и измерение его координат и параметров движения при наличии в исследуемом пространстве других объектов.

РНС делятся:

- **по назначению:**
  - радиосистемы дальней навигации (РСДН) (определяют местоположение объекта на расстояниях до 1500 км и более). Специальную группу составляют **глобальные навигационные системы**, которые могут быть использованы для навигации практически в любой точке земной поверхности;
  - радиосистемы ближней навигации (РСБН) с дальностью действия до 400-700 км (в зависимости от высоты полета ЛА);
  - **системы посадки самолетов (СП)** выдают информацию об отклонении ЛА от заданной траектории на заключительном этапе полета и о дальности до точки приземления.
- **по степени автономности:**
  - **неавтономные РНС** включают радиолинию, состоящую из радиопередающего устройства (РПДУ), передающей антенны, трассы распространения радиоволн (радиоканала РК), приемной антенны и радиоприемного устройства (РПрУ). РПДУ устанавливается в пункте с известными координатами – радионавигационной точке (РНТ). Таких точек обычно *несколько*, и они могут располагаться на Земле, либо на движущихся объектах – искусственных спутниках Земли и других ЛА. Радиоприемное устройство (РПрУ) находится на подвижном объекте, местоположение которого надо определить. *Большинство РНС являются неавтономными.*

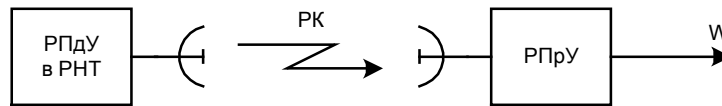


Рис. 1.2. Неавтономная RHS

- **автономные RHS** (всегда бортовые) не нуждаются в радиоаппаратуре, устанавливаемой в РНТ. Они определяют местоположение подвижного объекта с помощью *бортовых радиоустройств* и представляют по существу *активные РЛС*. При этом отражающим объектом обычно является земная поверхность.
- **по характеру принимаемого сигнала:**
  - **активные системы и устройства** (рис.1.3) извлекают информацию  $W$  (вектор навигационных параметров) из *отраженного сигнала*. Излучаемый сигнал называют *зондирующим*. В состав активной РС входят РПДУ, РПрУ и две (рис.1.3,а) или одна (рис.1.3,б) коммутируемая антенным переключателем (АП) антенны. Активные системы характерны для большинства РЛС и *некоторых RHS*.

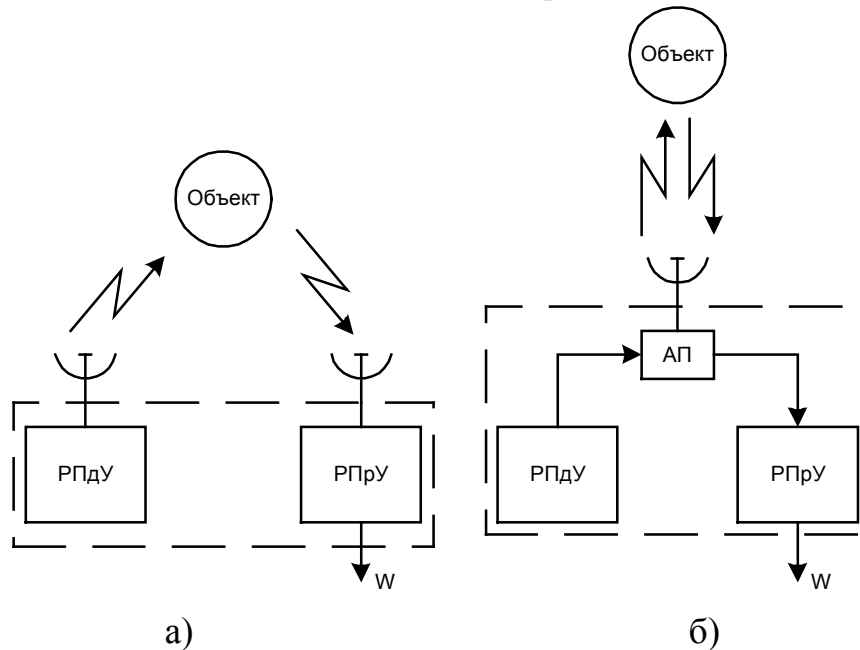


Рис. 1.3. Активные радиосистемы

- **пассивные системы** (рис.1.4) предназначены для получения информации из сигнала, специально вырабатываемого самим объектом, либо наземной радиостанцией. Поэтому пассивная система состоит из приемной антенны и РПрУ. На основе *пассивных систем строится большинство РСДН*.

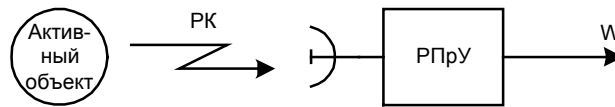


Рис. 1.4. Пассивная радиосистема

- **многопозиционные системы** – извлекают информацию об элементах вектора  $W$  с помощью пространственно-временных методов обработки сигналов, принимаемых (или излучаемых) *одновременно в разнесенных в пространстве точках*. Многопозиционная система может быть *пассивной и активной*. Например, *пассивная многопозиционная спутниковая РНС* определяет положение объекта ЛА по сигналам, излучаемым одновременно несколькими ИСЗ (рис.1.5).

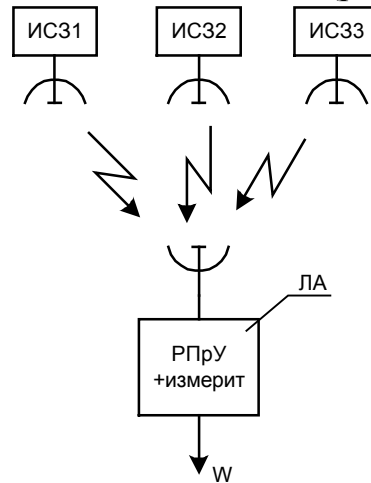


Рис. 1.5. Многопозиционная радиосистема

Избыточность информации позволяет *улучшить характеристики обнаружителя цели*. Местоположение объекта может быть найдено по измерениям *только дальности* или *угловых координат* по сигналам, принятым на каждой из позиций. При этом увеличивается зона действия, точность и улучшаются другие тактические и технические характеристики РНС. Таким образом, многопозиционные системы являются перспективными.

### 1.3. Основные навигационные элементы (параметры) [1-4]

**Пеленг** – угол  $\alpha_m$  между начальным направлением, например, «север-юг» (СЮ), и искомым (в точку М).

**Азимут (курс)** – угол  $\alpha$  между северным направлением географического меридиана и проекцией направления на объект на горизонтальную плоскость.

**Угол места** – угол  $\beta$  между направлением на объект и горизонтальной плоскостью.

**Горизонтальная дальность** – расстояние  $D$  между лоатором и объектом в горизонтальной плоскости.

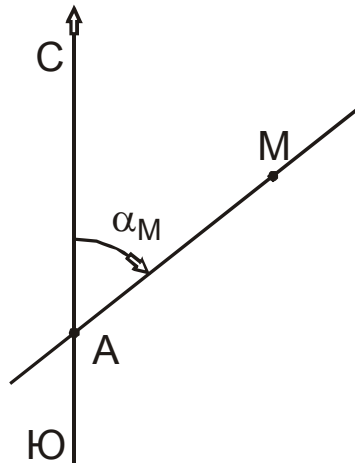


Рис. 1.6

**Наклонная дальность** - расстояние  $R$  между лоатором (радиомаяком) и объектом.

**Высота** – расстояние  $H$  между ЛА и земной поверхностью по вертикали.

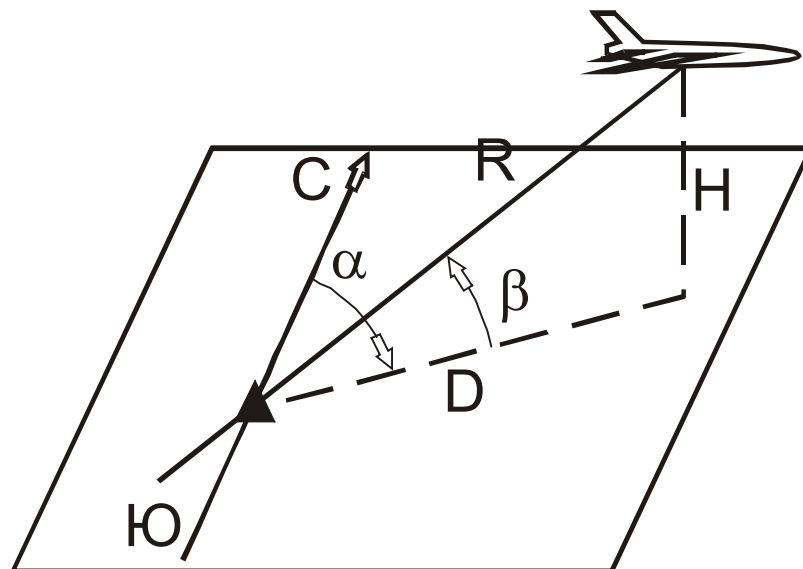


Рис. 1.7

*Указанные величины входят в состав вектора  $W$  навигационных параметров.*

**Линия положения (ЛП)** – геометрическое место точек, для которых величина, определяющая *местоположение объекта постоянна*.

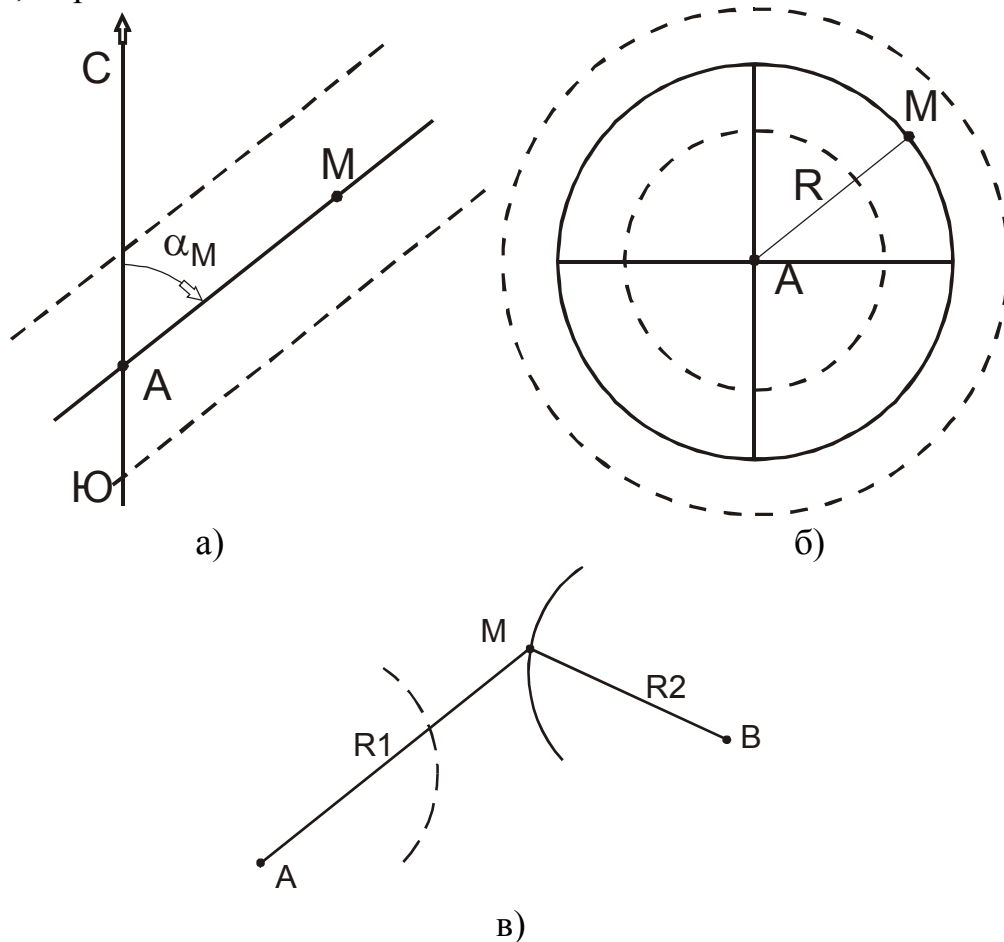


Рис. 1.8

При постоянном пеленге  $\alpha_M$  искомой точки  $M$  из фиксированной  $A$  линия положения  $AM$  – прямая (рис.1.8,а). При постоянном расстоянии  $R$  от искомой точки  $M$  до фиксированной точки  $A$ , ЛП – окружность с центром в точке  $A$  (рис.1.8,б). При постоянной разности расстояний  $(R_1-R_2)$  от искомой точки  $M$  до двух фиксированных  $A$  и  $B$ , П – гиперболы с фокусами в точках  $A$  и  $B$ . (рис.1.8,в)

*Семейство* ЛП соответствует *постоянным значениям* каждой из перечисленных величин (семейство радиальных прямых (рис.1.8,а), семейство окружностей (рис.1.8, б) и т.д.).

**Поверхность положения** – поверхность возможных местоположений объекта, соответствующих постоянному значению каждой из перечисленных величин (например, сфера для случая рис.1.8,б, плоскость при постоянном значении пеленга в горизонтальной плоскости и т.д.).

Пересечение двух поверхностей положения дает *линию положения* в пространстве.



#### **1.4. Методы определения местоположения объекта в пространстве радиосредствами [2-4]**

Таких методов (по виду измеряемого элемента вектора навигационных параметров  $W$ ) четыре: дальномерный, угломерный, разностно-дальномерный и комбинированный. Эти методы называются позиционными.

К методам определения местоположения объектов в пространстве так же относятся *измерители скорости*.

##### **Угломерный метод ( $W = \alpha, \beta$ )**

Угломерные устройства определяют угол в горизонтальной ( $W=\alpha$ ) или вертикальной ( $W=\beta$ ) плоскостях. Имеются две разновидности угломерных устройств:

1. Антенны *радиомаяков* (РМ) (передатчиков) - *ненаправленные*. Антенна *радиопеленгатора* (РП) - *направленная*. Измеряются пеленги П1 и П2 (углы между направлениями «север-юг» и направлениями на радиомаяки РМ1 и РМ2). Пересечения прямых линий положения объекта АА и ВВ определяет место объекта (радиопеленгатора) в плоскости. Координаты радиомаяков и базовое расстояние  $b$  нанесены на карту. *Каждый маяк излучает свой кодированный сигнал*, на основе чего производится их опознавание. Для определения места объекта в пространстве (ЛА) нужен третий маяк. *Недостаток* – реализация остронаправленных антенн на борту ЛА связана с определенными трудностями. (рис.1.9,а).

2. Радиомаяки обладают остронаправленными антеннами, вращающимися с постоянной угловой скоростью  $\Omega$ . В момент прохождения направленной антенны радиомаяка направления «север-юг» излучается опорный сигнал специальной ненаправленной антенной. Обратные пеленги ОП1и ОП2 определяются радиопеленгатором по времени между принятым опорным сигналом (направление «север-юг») и сигналом направления на объект (радиопеленгатор) антенны радиомаяка. Местоположение объекта определяется по пересечению двух линий положения АА и ВВ на радиомаяки РМ1 и РМ2. (рис.1.9,б).

Антенна *бортового пеленгатора* ненаправленная, что является преимуществом (малые габариты и вес антенны).

*Недостаток* угломерных методов – сравнительная небольшая точность определения местоположения объекта  $\Delta D \approx \Delta P \cdot D$ , связанная с неточностью определения угла  $\Delta P$ .

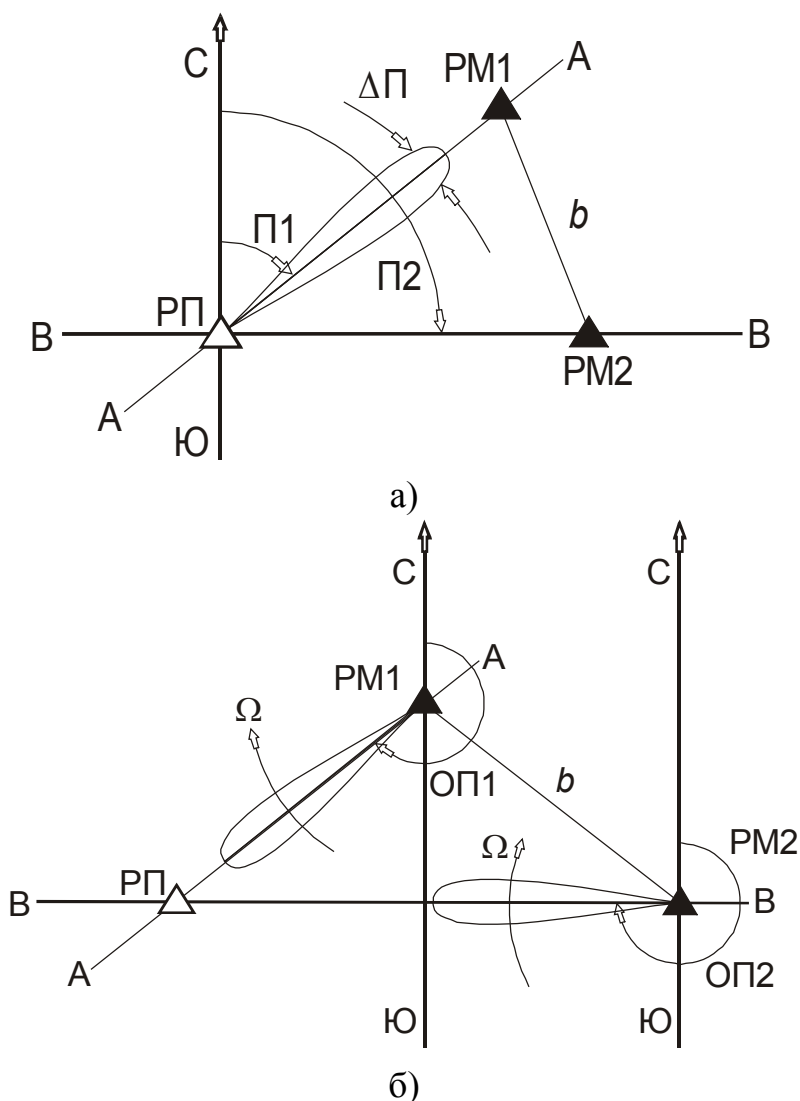


Рис. 1.9

**Дальномерный метод ( $w = D$ )**

Этот метод основан на использовании системы «запросчик - ответчик».

Измеряется интервал времени между излучением запросного сигнала и принятием ответного, по которому определяется дальность:

$$D = ct_D / 2, \quad t_D = t_3 + t_0,$$

где  $t_3$  и  $t_0$  – время прохождения сигнала по запросному и ответному каналам соответственно.

Для определения начала отсчета запросчик вырабатывает синхроимпульс. Линия положения объекта - окружность радиуса  $D$  (рис.1.10). Пересечение линий положения от двух запросчиков ( $Z_1$  и  $Z_2$ ), нанесенных на карты, дает местоположение объекта.

Для устранения двужначности отсчета (1 и 2) либо используется направленная антенна, либо еще один запросчик  $Z_3$ . Может быть вариант системы с одним запросчиком на борту и двумя ответчиками с известными координатами.

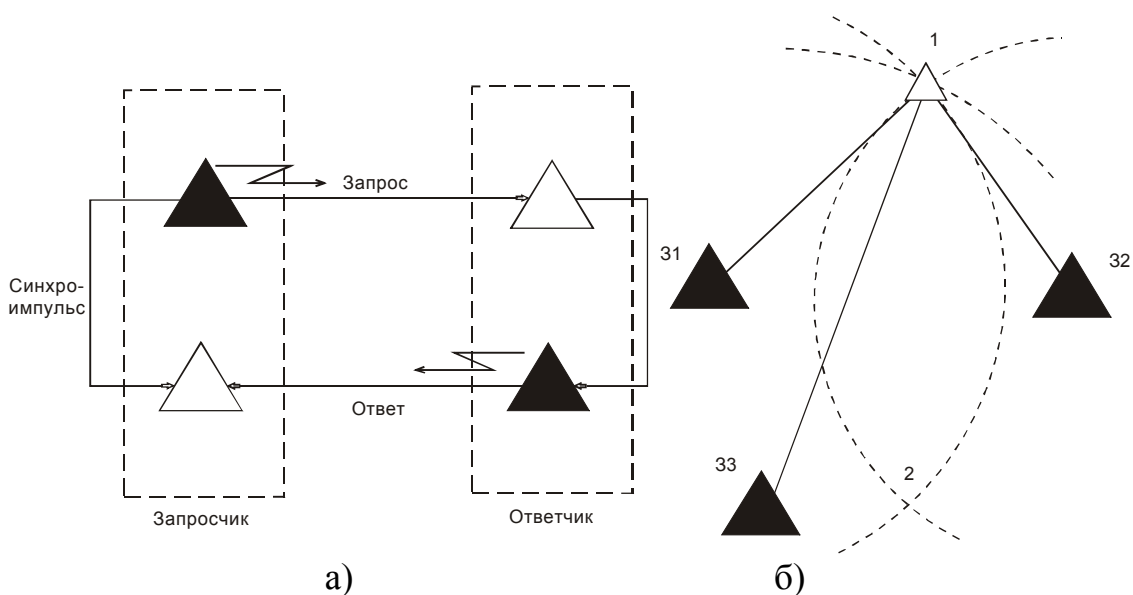


Рис. 1.10

*Достоинство* дальномерного метода – высокая точность (особенно при использовании фазовой дальнометрии  $\Delta D=100$  м при  $D=1000$  км).

*Недостаток* – ограниченная пропускная способность системы за счет огромных пауз (сотни мкс) между запросом и ответом.

**Разностно-дальномерный метод ( $W = R_D = D_A - D_B$ )**

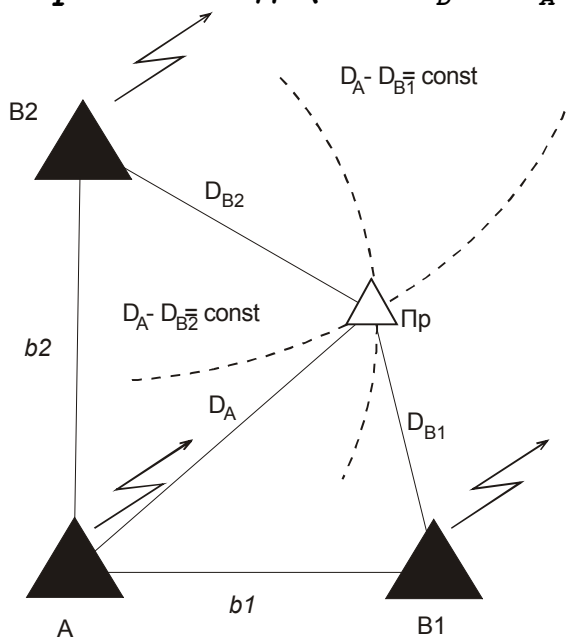


Рис. 1.11

А и  $B_1$  – ведущая и ведомая станции с базой  $b_1$  (рис.1.11). Приемник ПР объекта определяет разности дальностей  $D_A - D_{B1}$  по разности времени прихода сигналов от А и  $B_1$ . На карте нанесена сетка линий положений  $D_A - D_{B1} = \text{const}$  (гиперболы). Вторая пара станций А и  $B_2$  (база  $b_2$ ) определяет

свою сетку линий положения  $D_A - D_{B2} = \text{const}$ . Местоположение приемника определяется по пересечению двух линий положения.

Примером разностно-дальномерной навигационной системы является РСДН «LORAN». Данная система может быть временной, фазовой и комбинированной.

*Достоинство разностно-дальномерного метода:* высокая точность при практически безограниченной пропускной способности. Дальность действия 1000-2000 миль. Диапазон волн - длинные и сверхдлинные.

При больших расстояниях, в несколько раз превышающих длину базы ЛП, гиперболы выражаются в прямые и радиодальномерная система используется как угломерная.

### **Комбинированный (угломерно-дальномерный) метод**

Используется одна РЛС с направленной антенной и запросчиком (рис.1.12). Одна линия положения – окружность ( $D = ct_D/2 = \text{const}$ ). Вторая линия положения – прямая ( $\varphi = \text{const}$ ). Пересечение ЛП определяет местоположение объекта. Поверхность положения – шар.

*Преимущества:* определение местоположения из одной точки и с помощью одной РЛС.

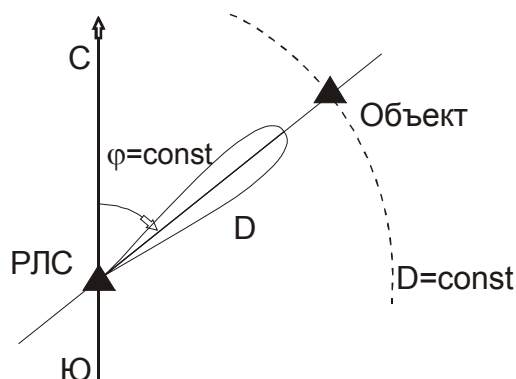


Рис. 1.12

Кроме *позиционных* методов в определении местоположения в РН используется **метод счисления пути** (рис.1.13), основанный на измерении вектора скорости ЛА относительно поверхности Земли и интегрировании скорости во времени, в результате чего определяется пройденный

путь:  $D_t = \int_0^t V(t) dt$  от начальной точки маршрута. Измерения выполняются по борту ЛА с помощью доплеровского измерителя скорости ДИСС, который определяет путевую скорость и угол сноса  $\alpha$ .

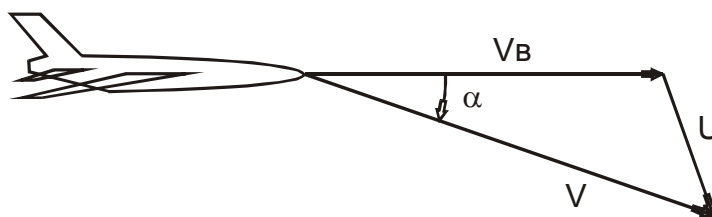


Рис. 1.13

Путевая скорость – горизонтальная составляющая вектора скорости  $V$  складывается из двух составляющих – воздушной скорости  $V_B$  и скорости ветра  $U$ . Для определения местоположения ЛА помимо ДИСС необходима еще *курсовая система*, определяющая курс ЛА – угол в горизонтальной плоскости между северным направлением меридиана и проекцией на землю продольной оси ЛА.

*Достоинство* метода счисления пути - автономность. *Недостаток* – ухудшение точности определения места с течением времени (происходит накопление погрешности по мере удаления ЛА от начального пункта).

В системах *экстремальной навигации* используется **обзорно-сравнительный метод**, основанный на измерении параметров какого-либо физического поля, характерного для осматриваемой местности, и сравнении этих параметров с эталонами, полученными заранее и хранящимися в памяти системы.

### **1.5. Основные тактико-технические характеристики РНС [1-4]**

Тактические и технические характеристики (параметры), определяют качество РНС.

**Тактические** характеристики определяют назначение и практические возможности РНС. К ним относятся: место установки, число и характер измеряемых координат и параметров движения, точность, зона обзора и дальность действия системы, время обзора, помехоустойчивость, разрешающая способность, пропускная способность, электромагнитная совместимость, надежность, масса, габариты, экономичность и т.д.

**Технические** характеристики характеризуют технические средства (устройства) РНС (передатчик, антенну, приемник, выходные устройства). Технические характеристики обеспечивают заданные тактические параметры. К ним относятся значения и стабильность несущей частоты; вид и параметры модуляции излучаемых колебаний (формат сигнала); диаграммы направленности антенных устройств; мощность передатчика; чувствительность приемника; надежность устройств, входящих в состав РНС. Отклонения любого технического параметра от заданного значения влияет на определенный

тактический параметр, что в определенных случаях может вызвать выход тактических параметров РНС за пределы допусков, то есть отказ системы.

Рассмотрим некоторые тактические характеристики.

1. **Число и характер** измеряемых координат. Используются однокоординатные системы (высотомер), двухкоординатные, трехкоординатные (определяют местоположение в наземном, воздушном или космическом пространствах) и т.д. Для управления беспилотными объектами кроме координат измеряют скорости и ускорения объектов.
2. **Область обзора (обнаружения)** – область пространства, в пределах которого объект (цель) может быть обнаружен с вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги не хуже заданных (в РНС при вероятности правильного обнаружения  $P_{обн}$  стремящейся к единице, допускается вероятность ложной тревоги  $P_{лт} = 0,5 \div 0,05 > P_{лт} = 10^{-4} - 10^{-12}$  РЛС). В области обзора рассматривают максимальную и минимальную дальности обнаружения с сектором обзора по азимуту и углу места.
3. **Рабочая область** - область пространства, в пределах которой погрешность (обычно среднеквадратическая) нахождения местоположения с помощью РНС с известной вероятностью не превышает заданную. Для РНС обычно 2 и 3 совпадают. Иногда (в РН) считают областью обзора или рабочей зоной область пространства, в пределах которого точность РНС не хуже заданной.
4. **Разрешающая способность (РС)** – оценивает возможность раздельного определения координат близкорасположенных объектов. Различают:
  - *РС по дальности* - минимальное расстояние  $\Delta D$  между двумя объектами на одном азимуте  $\alpha$  (курсе, угле места), при котором возможно их раздельное обнаружение и измерение дальности. (см. рис.1.14,а).
  - *РС по углу* - минимальный угол  $\Delta\alpha$  при котором возможно разрешение между направлениями на два объекта (минимальная разность угловых положений) на одной дальности  $D$ . (см. рис.1.14,б).
  - *РС по скорости* – минимальная разность скоростей объектов  $\Delta V$  с одинаковыми  $D$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$ , при котором возможно их раздельное обнаружение и измерение их скоростей. (см. рис.1.14,в). Увеличение разрешающей способности достигается соответствующим выбором сигнала и параметров антенной системы.

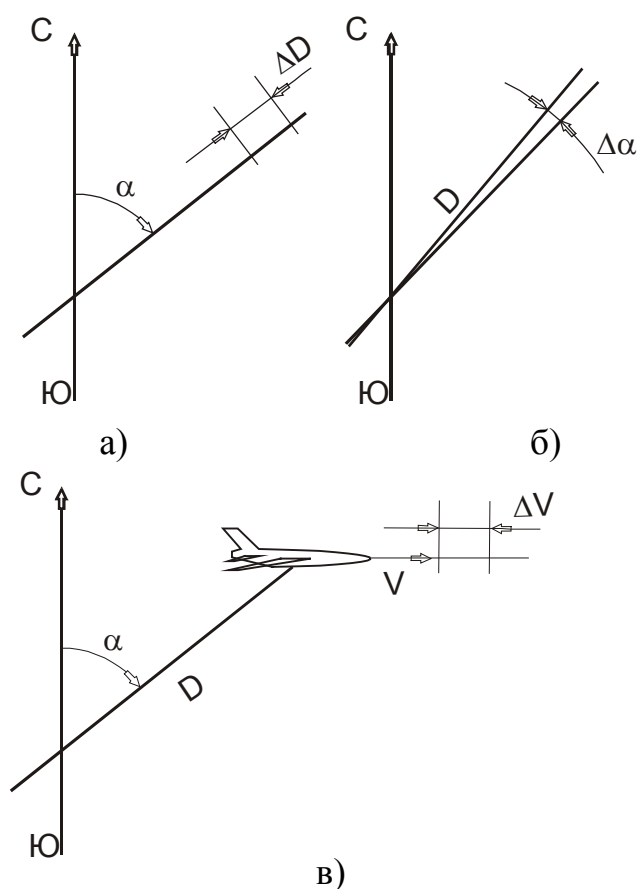


Рис. 1.14

**5. Точность РНС** – отражает близость результатов измерения к истинному значению измеряемой величины и характеризуется значениями систематических и случайных погрешностей.

*Систематические погрешности* обуславливаются известными и закономерными факторами. Их можно заранее рассчитать или измерить экспериментально и либо устранить, либо учесть.

*Случайные погрешности* вызываются большим числом факторов, не поддающихся точному учету и изменяются от одного измерения к другому. Обычно считают, что случайные погрешности  $\Delta x$  измерений параметра  $x$  распределены по гауссовскому закону (рис.1.15):

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{\Delta x^2}{2\sigma^2}},$$

где  $D_x = \sigma^2$  – дисперсия случайной погрешности  $\Delta x$ .

За меру точности принимают среднеквадратическую ошибку (СКО)  $\sigma = \sqrt{D_x}$  или среднюю (вероятную) погрешность  $\Delta x$ . Средняя (вероятная) погрешность  $\Delta x_B = 0,67449\sigma$  не превышает в 50% измерений. Вероятность того, что погрешность измерений не превысит  $\sigma$  при Гауссовском законе равна 0,683. В международной практике часто используют погрешность  $2\sigma$ , которая не превышает в 95 % всех

измерений. Для систем повышенной точности применяют максимальную погрешность, равную  $3\sigma$  (99,7% измерений имеют погрешность не более  $3\sigma$ ).

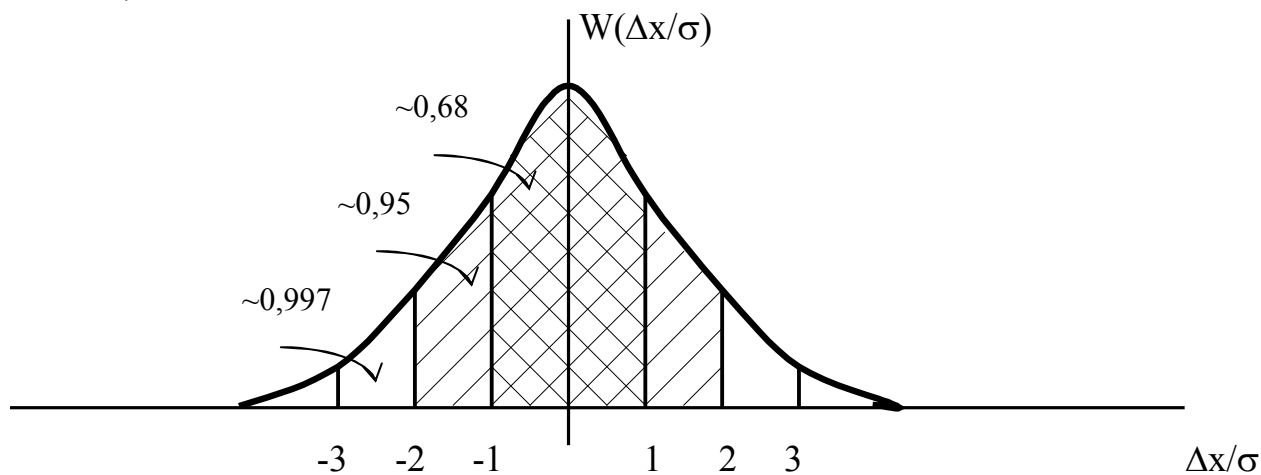


Рис. 1.15

6. **Помехоустойчивость** – способность РНС обнаруживать сигналы, их оценивать и получать информацию о местоположении объектов с требуемой вероятностью и точностью при воздействии естественных или искусственных помех определенного типа. Мерой помехоустойчивости является предельное значение одного из параметров помехи (например, ее мощность) при постоянном значении ее остальных характеристик.
7. **Пропускная способность** – мера способности РНС обеспечивать РН информацией одновременно определенное число объектов. Ограничение пропускной способности свойственно позиционным системам, в которых объект и опорная станция соединены двухсторонней линией связи.
8. **Надежность** – свойство системы сохранять тактические параметры (в первую очередь, точность) в заданных пределах и условиях эксплуатации в течение требуемого интервала времени (обычно для упрощения надежность определяют при отсутствии помех). Одним из показателей надежности является вероятность безотказной работы, то есть вероятность того, что в пределах заданного времени отказ (потеря работоспособности) системы не возникнет.
9. **Эксплуатационная эффективность (Эф)** характеризует средние затраты времени на настройку ( $T_n$ ), регулировку ( $T_r$ ) и обслуживание ( $T_o$ ) системы по сравнению со временем  $T_{исп}$  использования системы по назначению. Количественно введен показатель:

$$Эф = T_{исп} / (T_n + T_r + T_o).$$



## **1.6. Авионика летательных аппаратов [34, 35]**

### **1.6.1. Роль бортового электронного оборудования**

Самолет как системный объект – управляемая система. В процессе полета летчик (или автоматическая система управления) управляет движением самолета в соответствии с указаниями службы управления воздушным движением на основании информации о положении самолета в пространстве, состоянии внешней среды и всех бортовых систем.

Впервые бортовое самолетное оборудование, выдающее летчику необходимую информацию, появилось в 20-х годах XX в. До этого летчик пользовался примитивными приборами, такими, как наручный компас, вертушка-анемометр для измерения скорости потока воздуха, обтекающего самолет.

Частота вращения двигателя определялась по частоте падения капель масла в прозрачной капельнице, вмонтированной в масляную систему. Самолеты летали только при хорошей погоде, поэтому потребности в другом оборудовании не возникало.

Полеты, происходящие в основном вне видимости земной поверхности, когда скорости полета достигают 3000 км/ч, высоты – 30 км, продолжительность – нескольких часов, а дальность – десятков тысяч километров, невозможны без постоянного обеспечения летчика непрерывно и скоротечно меняющейся информацией о навигационной и метеорологической обстановке, о состоянии всех систем самолета.

Бортовое оборудование летательного аппарата – это совокупность большого количества сложнейших приборов и устройств самого различного назначения и принципов действия, связанных между собой многочисленными коммуникациями.

Раньше применялись приборы, базирующиеся на барометрическом (приемники воздушного давления), аэродинамическом (датчики углов атаки и скольжения), гироскопическом (датчики углов тангажа, крена, рыскания и угловых скоростей относительно всех трех осей) и инерционном (акселерометры) методах определения параметров полета.

Во время и после второй мировой войны началось интенсивное развитие радиотехнических средств получения информации и управления полетом.

Специфика выполняемой задачи и условия эксплуатации определяют функциональные возможности и состав *авионики – авиационной электроники*.

По статистике наибольшее количество летных происшествий приходится на категорию, классифицируемую как столкновение с поверхностью земли при управляемом полете. Ранее существовавшие системы предотвращения столкновений в некоторых случаях вообще не могли обеспечить сигнализацию вплоть до самого столкновения. В последние годы появилась возможность

значительно расширить возможности таких систем за счет использования точных навигационных систем и цифровых баз данных, что позволило существенно повысить безопасность полета ВС.

### **1.6.2. Состав авионики**

Авионику – обеспечивающее навигацию и пилотирование самолета бортовое радиоэлектронное оборудование (БРЭО) – можно разделить на пилотажно-навигационное оборудование (ПНО) и радиотехническое оборудование. Такое разделение весьма условно, так как информация, поступающая к экипажу по радиоканалам связи, также используется для решения навигационных задач.

В состав БРЭО входят разнообразные приборы и системы, предназначенные для получения информации, переработки и выдачи ее на пилотажно-навигационные приборы (индикаторы) в кабине экипажа и в системы автоматического управления.

#### ***Радиотехнические средства летательных аппаратов***

Антенно-фидерные устройства (АФУ) радиотехнических средств излучают электромагнитные колебания, которые, распространяясь в пространстве, отражаются от встречных объектов и принимаются АФУ.

В радиотехнических средствах используют основные свойства электромагнитных полей: высокую скорость распространения радиоволн (примерно  $3 \cdot 10^8$  м/с), отражение радиоволн от объектов, прямолинейное распространение фронта волны в однородной среде, возможность направленного излучения и приема радиоволн, эффект Доплера – изменение частоты электромагнитных волн, регистрируемое наблюдателем, в зависимости от направления и значения скорости относительного движения наблюдателя и источника волн.

Дальность до объекта определяют измерением временного сдвига зондирующего (излучаемого) и принимаемого отраженного сигнала. Угловую координату определяют по наземным радиомаякам, используя свойства направленной антенны.

Использование направленных антенных систем, специальных форм зондирующих сигналов, в том числе импульсных, значительно повышает точность и дальность действия радиотехнических средств.

#### ***Проблемы компоновки бортового радиоэлектронного оборудования***

Полет самолета обеспечивают иногда свыше десяти различных подсистем БРЭО. Многие из них дублируются целиком или по отдельным блокам,

поэтому общее число радиоэлектронных блоков на борту доходит до нескольких десятков.

Антенные устройства радиоэлектронных систем весьма разнообразны по форме и конструкции, число их на борту достаточно велико, выбор места и направления их размещения на самолете определит пространственные характеристики направленности их излучения, их электромагнитную совместимость – степень отрицательного взаимовлияния (т.е. попадания излучения антенны на антенны соседних приемопередающих устройств), качество и точность работы соответствующей подсистемы БРЭО.

С целью уменьшения затухания и искажения сигнала приемники и передатчики стремятся размещать возможно ближе к антенне, поэтому размещение антенн на самолете определяет в какой-то мере размещение других блоков БРЭО.

Увеличение дальности действия работающих в сантиметровом диапазоне волн бортовых РЛС требует увеличения диаметра зеркала антенны, и это влияет на выбор формы, размеры и компоновку носовой части фюзеляжа маневренных боевых самолетов. Многие блоки аппаратуры, обеспечивающей навигацию, должны занимать определенное положение относительно центра масс ЛА.

Повышение потребляемой мощности приводит к нагреву блоков БРЭО, что ухудшает их работу и требует размещения некоторых из них в вентилируемых герметичных отсеках, обеспечивающих термостатирование оборудования. Блоки радиоэлектронной аппаратуры очень чувствительны к воздействию вибрационных нагрузок, поэтому их устанавливают на специальных амортизаторах. Для обеспечения возможности подстройки, регулировки и контроля аппаратуры необходимо предусмотреть удобные подходы к ней.

Размещение радиоэлектронного оборудования и антенн (указаны стрелками) различных приемопередающих радиостанций на самолете-истребителе показано на рисунке 1.16.

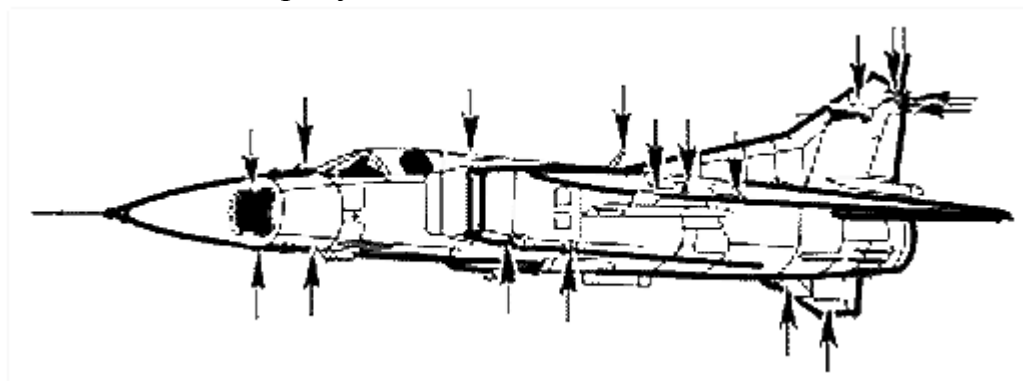


Рис. 1.16. Места размещения оборудования на борту ЛА

### ***Многофункциональные комплексы БРЭО***

С развитием БРЭО и другого бортового оборудования возросли потоки информации, поступающей к экипажу от бортовых систем. Одновременно с этим при увеличении скорости полета время принятия решения постоянно сокращалось, и психофизиологические возможности летчика приблизились к пределу, когда летчик уже не успевал воспринимать и анализировать поступающую к нему информацию.

Стремление облегчить работу экипажа привело к постепенному объединению приборов и устройств во взаимосвязанные группы (комплексы), предназначенные для решения всего множества полетных задач. При этом значительно увеличилось количество взаимосвязей между отдельными устройствами и системами, перекрытие и дублирование задач, решаемых различными устройствами. Так, курсовая система самолета позволяет экипажу отсчитывать гироскопический курс, гироманнитный курс, гироскопический курс с астрономической коррекцией, курс по пеленгам наземных радиостанций.

### ***Автоматизация обработки информации***

В связи с избыточностью информации появилась необходимость автоматизации процесса обработки информации и управления самолетом и его системами на всех этапах полета в любых метеоусловиях при отсутствии видимости земли.

Впервые системы автоматического управления (САУ) использовались в виде одноканального автопилота, обеспечивающего стабилизацию самолета по тангажу во время маршрутного полета. САУ позволяют автоматизировать полет самолета от взлета до посадки, решают множество других задач. Такая автоматизация стала возможной в результате создания малогабаритных и надежных вычислительных устройств с высоким быстродействием и большим объемом памяти.

### ***Бортовые вычислители***

В связи с комплексированием оборудования возросло количество различных бортовых вычислителей, стали устанавливаться бортовые ЭВМ, появилось и непрерывно совершенствуется специальное программное обеспечение.

На тяжелых бомбардировщиках устанавливается до 4–6 универсальных бортовых ЭВМ и до 30 специализированных периферийных вычислителей, которые обеспечивают информационное и алгоритмическое взаимодействие систем высокоточной навигации, управления полетом и вооружением. На борту магистральных пассажирских самолетов имеется по 300–400 мини- и микро-ЭВМ, большинство из которых используется в режиме резервирования.

### ***Системы оперативного контроля***

Сложность и чувствительность к дестабилизирующим факторам (температуре, вибрациям, магнитным и электрическим полям и т.п.) БРЭО и ЭВМ приводит к снижению их надежности по сравнению с другими видами оборудования, причем большинство неисправностей не может быть выявлено простейшей проверкой или осмотром, и для их обнаружения требуются специальные методы контроля и соответствующая аппаратура.

На борту ЛА появились автоматизированные системы оперативного контроля, диагностики неисправностей, прогнозирования надежности радиоэлектронного и другого оборудования и автоматического управления оборудованием (выбор состава работающего в данный момент оборудования, переключение режимов его работы, включение резерва и т.д.). Основные направления развития этого оборудования – замена дискретной информации, считываемой экипажем с различных приборов, автоматически обрабатываемой непрерывной информацией, микроминиатюризация и достижение минимальной массы, комплексирование, многократное резервирование, стандартизация и унификация. Создание таких комплексов позволяет выполнить требования по эффективности и надежности ЛА, сократить число членов экипажа и облегчить его работу.

Интеграция пилотажно-навигационного комплекса и систем управления оружием обеспечивает современному боевому самолету многофункциональность (т.е. высокую эффективность при поражении воздушных, наземных, надводных и подводных целей) и способность вести многоканальную (т.е. по нескольким целям одновременно) стрельбу с использованием принципа "пустил-забыл" при применении всех видов управляемого оружия, позволяет совершать автоматизированный маловысотный полет с огибанием рельефа местности. Средства радиопротиводействия своевременно предупреждают летчика об облучении радиолокационной станцией противника и создают эффективные помехи средствам противника, чтобы сорвать возможность атаки и поражения самолета.

Далее в качестве примеров рассматриваются некоторые системы бортовой электроники.

#### ***1.6.3. Авиационная Бортовая Радиотехническая Интегрированная Система (АБРИС)***

АБРИС установлена на ЛА типа Ми-8, Ан-2, Ил-76, Ка-32, Ан-124, ТУ-134.



Рис. 1.17. ЛА с АБРИС

**Назначение АБРИС:**

- подготовка и планирование полета;
- картографическое обеспечение на всех этапах полета;
- обработка информации от сопрягаемых систем;
- выдача информации в сопрягаемые системы;
- выполнение штурманских расчетов как перед полетом, так и в полете.



Рис. 1.18. Внешний вид АБРИС

**АБРИС обеспечивает:**

- подготовку плана полета (программирование и хранение информации о промежуточных пунктах маршрута, аэродромах, радиомаяках, возможность изучения местности по маршруту полета и др.);
- возможность в процессе полета оперативного изменения плана полета;
- непрерывное определение координат местоположения ЛА с помощью встроенного СНС приемника, отображение положения ЛА на электронной карте (в масштабе, удобном для оператора), с индикацией бокового отклонения от линии заданного положения (ЛЗП) и другой необходимой информации;
- отображение электронных карт местности на цветном дисплее;
- хранение и возможность многократного обновления (перезагрузки) электронных карт, аэронавигационных и др. баз данных;

- отображение на дисплее аэронавигационной информации и плана полета (в том числе на фоне электронной карты), необходимых для решения задач самолетовождения на различных этапах полета;
- прием информации от автономных барометрических датчиков высоты и необходимую обработку барометрической высоты для потребностей встроенного СНС приемника;
- прием и обработку информации от сопрягаемых систем, а также выдачу информации в сопрягаемые системы;
- прием, выдачу и отображение информации для системы автоматического зависящего наблюдения (при ее наличии на борту);

**Технические характеристики:**

Тип экрана	AMLCD
Рабочее поле экрана	211x158 мм
Яркость	>650 кд/м <sup>2</sup>
Управление яркостью	Автоматическое и с панели прибора летчика
Контрастность	100:1
Количество цветов	65535
Масштабы отображаемых карт	от 1:5 000 до 1:20 000 000
Объем загружаемой картографической информации	2.500.000 км <sup>2</sup>
Напряжение электропитания	+27 В (с двух бортов)
Потребляемая мощность	85 Вт (максимально)
Рабочая температура	от -50°C до +75°C
Температура хранения	от -55°C до +85°C
Влажность	Не более 98% при +35°C
Удары	78,5 (8g) м/сек <sup>2</sup>
Линейные ускорения	88,3 (9g) м/сек <sup>2</sup>
Наработка на отказ	7.500 ч
СНС приемник GPS/GLONASS (GNSS)	12 канальный с функцией RAIM
Размеры	220x292x170 мм
Масса	6,2 кг

**Схема возможного подключения:**

АБРИС размещается на приборной панели кабины летательного аппарата. Электропитание изделия АБРИС осуществляется от бортовой системы электроснабжения постоянным напряжением +27В. После подачи питания

происходит автоматическая подготовка АБРИС к работе, которая длится не более 120с (проводятся встроенные тесты и, в случае включения при низких температурах, происходит прогрев).



Рис. 1.19. Схема подключения АБРИС

Управление изделием АБРИС осуществляется кнопками, расположенными на базовом блоке (функциональное назначение кнопок меняется в зависимости от текущего режима работы системы) или с помощью дополнительной клавиатуры.

Система встроенного контроля изделия АБРИС позволяет определить неисправность с точностью до блока. Встроенный контроль изделия АБРИС проводится непрерывно.

В изделии АБРИС имеется несколько режимов представления информации. Основные режимы: "МЕНЮ", "НАВ", "ОБЗОР", "ПНП", из которых осуществляется переход к другим режимам.

#### **1.6.4. Вычислительная самолетная система TNC-1G**

Вычислительная самолетная система TNC-1G предназначена для установки на различные типы самолетов и вертолетов, использующих цифровое и/или аналоговое бортовое оборудование, для облегчения работы летного экипажа и повышения безопасности полета.

**Режимы работы системы TNC-1G:**



- **Расчет навигационных параметров:**  
общего времени полета; времени полета ППМ; времени полета на участке маршрута; вычисление точки начала и конца снижения; расчет остатка топлива; расчет восхода и захода солнца.
- **Определение параметров движения воздушного судна:**  
широты; долготы; истинной высоты; истинного и магнитного курса; путевой скорости; фактического путевого угла; направления и скорости ветра; угла сноса; магнитного склонения; угла наклона траектории; универсального времени.
- **Работа с маршрутами полета:**  
ручное и автоматическое планирование маршрута; редактирование маршрута перед полетом и в полете; «склеивание» двух маршрутов; спрямление маршрута; планирование маршрутов для поиска и спасения; сохранение маршрута; загрузка ранее созданного маршрута.
- **Базы данных:**  
все железнодорожные пути; все аэропорты (с ВПП более 1200 м); все РТС; частоты радиосвязи.

**Технические характеристики:**

Процессор	32-bit RISC
Тип экрана	AMLCD
Боковой угол обзора	+/-80°
Яркость	>680 кд/м <sup>2</sup>
Подсвет	белый; зеленый; красный
Клавиатура:	11
- функциональные клавиши	12
- неименованные клавиши	42
- алфавитно-цифровые клавиши	
Напряжение электропитания	+27,5 В постоянный ток (номинальное)
Потребляемая мощность	65 Вт (максимально)
СНС приемник GPS/GLONASS (GNSS)	12 канальный с функцией RAIM, PRAIM
Размеры	147x169x120 мм
Масса	2,5 кг
Сертификация	КТ-34-01А1/В1/С1 TSO-C129А1/В1/С1 TSO-C115b

**Схема возможного подключения:**

Бортовые приборы напрямую подключаются к TNC-1G. Производится прием информации от следующих систем:

- система навигации и инструментальной посадки VOR/ILS/MLS;
- дальномер (DME);
- система воздушных сигналов (СВС);
- инерциальная система и курсовертикаль;
- автоматический радиоконпас;
- доплеровский измеритель скорости и угла сноса (ДИСС);
- радиовысотомер;
- блок коммутации и оцифровки аналоговых сигналов;
- система сбора информации от двигателей и общесамолетных систем.

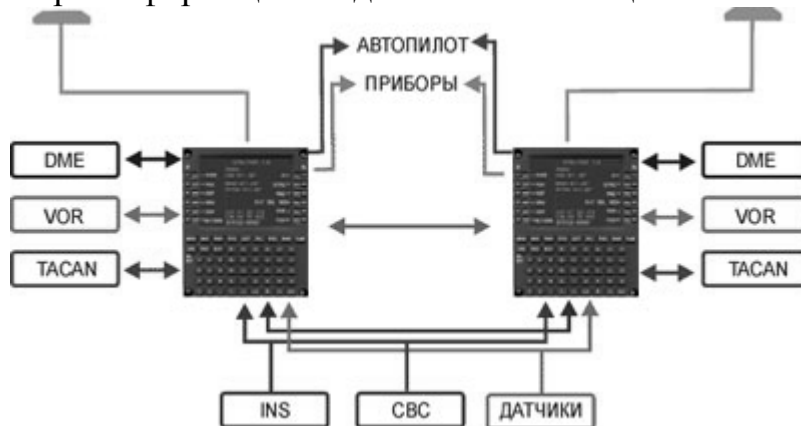


Рис. 1.20. Схема подключения TNC-1G

**1.6.5. Система раннего предупреждения столкновения с землей TAWS (ТТА)**

Первые версии систем предупреждения приближения к земле (СППЗ, GPWS) были внедрены в середине 70-х годов. Решение о необходимости разработки таких систем было принято после расследования ряда катастроф, связанных со столкновением с подстилающей поверхностью полностью управляемых ЛА, пилотируемых высококвалифицированным летным экипажем. С того времени СППЗ (GPWS) претерпела существенные изменения и доработки. Современные системы раннего предупреждения для формирования сигнализации летному экипажу об угрозе столкновения с землей или препятствием используют помимо данных системы воздушных сигналов (СВС) и радиовысотомера, информацию от таких устройств, как спутниковые навигационные системы, базы данных, содержащих информацию по цифровой модели рельефа, препятствиям вдоль маршрутов полета и зонам использования

ВС, различные аэронавигационные данные (координаты порогов ВПП их превышения и др.).

Использование баз данных позволяет осуществлять проверку близости воздушного судна к подстилающей поверхности (препятствию) вдоль спрогнозированной траектории. Прогноз осуществляется за 30-90 с (для сравнения СППЗ выдает сигнализацию за 0-20 с до столкновения). Поэтому такие системы называются системами раннего предупреждения приближения к земле (СРППЗ или ТАWS - Terrain Awareness Warning System). Анализ летных происшествий за период 1985-1995 показывает, что установка систем класса СРППЗ (ТАWS) смогла бы предотвратить от 95% до 100% из них.

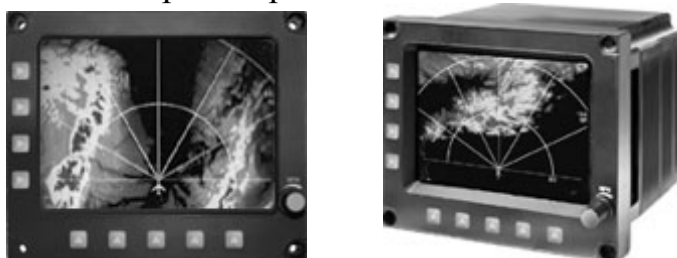

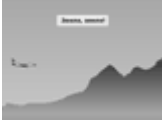


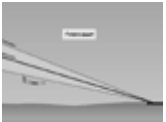


Рис. 1.21. Внешний вид модулей ТАWS

ТТА-124 - система, обеспечивающая летный экипаж визуальной и звуковой сигнализацией о непреднамеренном сближении с подстилающей поверхностью с учетом этапа полета, времени реакции летного экипажа и скорости ЛА. ТТА-124 разработана и изготовлена в соответствии с действующими и перспективными гражданскими авиационными стандартами, рекомендациями и требованиями к системам раннего предупреждения приближения к земле и может быть установлена на всех типах гражданских самолетов и вертолетов.

**Основные режимы системы предупреждения приближения к земле (СППЗ) :**

1) Чрезмерная скорость снижения	2) Опасная скорость сближения с подстилающей поверхностью
 <p>В этом режиме формируется сигнализация, когда комбинация барометрической вертикальной скорости и высоты над подстилающей поверхностью находится в пределах установленных границ.</p>	 <p>В этом режиме формируется сигнализация, когда комбинация скорости изменения истинной высоты и высоты измеренной радиовысотомером находится в пределах установленных границ.</p>
3) Режимы этапа взлета	4) Приближение к подстилающей поверхности, самолет не в посадочной конфигурации

	<p>Режимы имеют два подрежима <b>3а)</b> и <b>3б)</b>. Режим <b>3а)</b> направлен на выдачу сигнализации в случае снижения ЛА (анализируется барометрическая вертикальная скорость) после взлета до достижения истинной высоты 210 м. Режим <b>3б)</b> предназначен для предупреждения летного экипажа о недопустимой потере барометрической высоты, и необходим в случае снижения с малой вертикальной скоростью, когда не выполняются условия для формирования сигнализации режима <b>3а)</b>.</p>		<p>В этом режиме формируется сигнализация, если самолет приближается к земле, не выпустив шасси или закрылки.</p>
<p><b>5) Значительное отклонение ниже линии глиссады</b></p>			
	<p>В этом режиме формируется сигнализация, если отклонение под линию глиссады больше допустимого значения.</p>		

**Дополнительные возможности режимов СППЗ :**



- возможность измерения истинной высоты ЛА при отказе радиовысотомера;
- возможность модификации границ сигнализации в районе определенных аэропортов для исключения ложных сигнализаций обусловленным специфичным характером рельефа;
- возможность расширения границы сигнализации режима 1 (чрезмерная скорость снижения) в области больших вертикальных скоростей за счет возможности измерения истинной высоты за пределами рабочего диапазона радиовысотомера;
- возможность уменьшения вероятности ложных сигнализаций за счет модуляции границ сигнализации.

**Режим переднего и бокового обзора (FLTA) :**

Режим используется для проверки отсутствия элементов подстилающей поверхности и искусственных препятствий в пределах предустановленного рабочего пространства, форма и размеры которого являются расчетными и зависят от этапа полета, определяющегося степенью близости к порогам ВПП;

текущих параметров ЛА (местоположение, скорости, углы пространственной ориентации, др.), а также от точностных характеристик используемых данных.



Режим FLTA (Forward Looking Terrain Awareness) используется на протяжении всех этапов полета, включая эволюции самолета. При выполнении разворота происходит искривление рабочего пространства в сторону разворота.

<b>Недостаточная высота над подстилающей поверхностью</b>		<b>Недостаточная высота над препятствием</b>	
	Режим используется для проверки отсутствия элементов подстилающей поверхности в пределах предустановленного рабочего пространства.		Режим используется для проверки отсутствия элементов искусственных препятствий в пределах предустановленного рабочего пространства.

**Режим предупреждения о преждевременном снижении (PDA) :**


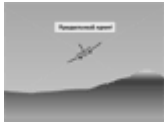
Режим 4, используемый в СППЗ выдает сигнализацию о недостаточном запасе высоты только, если ЛА находится в непосадочной конфигурации, таким образом, после выпуска шасси и механизации крыла в условиях отсутствия инструментальной системы посадки ЛА, с установленной системой СППЗ (GPWS) оказывается полностью незащищенным.

Использование в системе ТГА-124 аэронавигационной базы данных, позволяет построить защитные области вокруг каждой ВПП, тем самым, расширяя границы четвертого режима СППЗ для ЛА, находящегося в посадочной конфигурации. В этом режиме проверяется не находится ли самолет опасно ниже допустимой траектории захода на посадку, путем сравнения текущей истинной высоты и превышения ЛА над порогом ближайшей ВПП с высотой, нахождение на которой допустимо при текущем удалении от порога ВПП.

<b>PDA_runway - предупреждение о недостаточной высоте ВС над порогом ВПП</b>		<b>PDA_terrain - предупреждение о недостаточной истинной высоте</b>	
	В этом режиме проверяется, что превышение над порогом ВПП не оказалось ниже допустимого значения на определенном удалении от порога. Введение дополнительной проверки необходимо, так как первый подрежим не обеспечивает полной защиты для горных аэродромов.		В этом режиме сигнализация выдается в случае, когда текущая истинная высота ЛА меньше рассчитанной минимальной допустимой высоты, являющейся функцией удаления ЛА от порога ВПП.

**Отображение характера подстилающей поверхности и искусственных препятствий на экранном дисплее.**

**Речевое оповещение:**

Проход заданной высоты		Превышение максимально допустимого угла крена	
	Режим используется для уведомления экипажа о прохождении предопределенного набора высот, задаваемых при начальной настройке изделия.		В этом режиме формируется речевая сигнализация "Предельный крен" при превышении значением крена своего порогового значения (с учетом истинной высоты, массы ЛА, и др.). Область сигнализации формируется индивидуально для каждого типа ВС в соответствии с РЛЭ.
Опасность удара хвостовой частью ВС			
	В этом режиме формируется речевая сигнализация "Проверь тангаж" при опасности удара о землю хвостовой балкой ЛА. Область сигнализации формируется индивидуально для каждого типа ВС в соответствии с РЛЭ.		

**Варианты исполнения ТТА:**

- ТТА-12 – предназначен для установки на модернизируемые ЛА (Ту-154, Ан-124-100, Ил-76, Як-40), на борту которых есть датчики с аналоговыми выходными интерфейсами. Конструктивно блок вычислителя ТТА-12 объединен с пультом управления и устанавливается на приборной доске. Прием аналоговых сигналов осуществляется с помощью Универсального Блока Связи (УБС).

Вариант исполнения	Встроенный СНС - приемник	
	Есть	Нет
ТТА-12		+
ТТА-12-01	+	

- ТТА-124 – предназначен для установки на новые самолеты с цифровыми бортовыми системами (Ил-86, Бе-200). Блок выполнен в соответствии с рекомендациями ARINC 762, ARINC 600 (AMU).

Вариант исполнения	Встроенный СНС - приемник		Упит.	
	Есть	Нет	+27В	~115В 400Гц
ТТА-124		+	+	

ТТА-124-01		+		+
ТТА-124-02	+		+	
ТТА-124-03	+			+

- ТТА-204 – предназначен для установки на новые самолеты с цифровыми бортовыми системами (Ил-114, Ил-96-300, Ту-204, Ту-214, Ту-334). Блок выполнен в соответствии с рекомендациями ARINC 762, ARINC 600 (AMU).

**Характеристики :**

Процессор	32-bit RISC
Интерфейс:	
- вход, ARINC-429	16
- выход ARINC-429	2
- РК вход	20
- РК выход	13
- аналоговый вход	6
- ARINC-708	2
- STANAG	2
- ARINC-646 (Ethernet)	1
Напряжение электропитания	+28 В постоянный ток (номинальное) или 115 В, 400 Гц
Потребляемая мощность	50 Вт (максимально) 10 Вт (номинально)
Размеры	57x194x318 мм
Масса	5 кг
Сертификация	TSO-C151A

**Схема возможного подключения :**

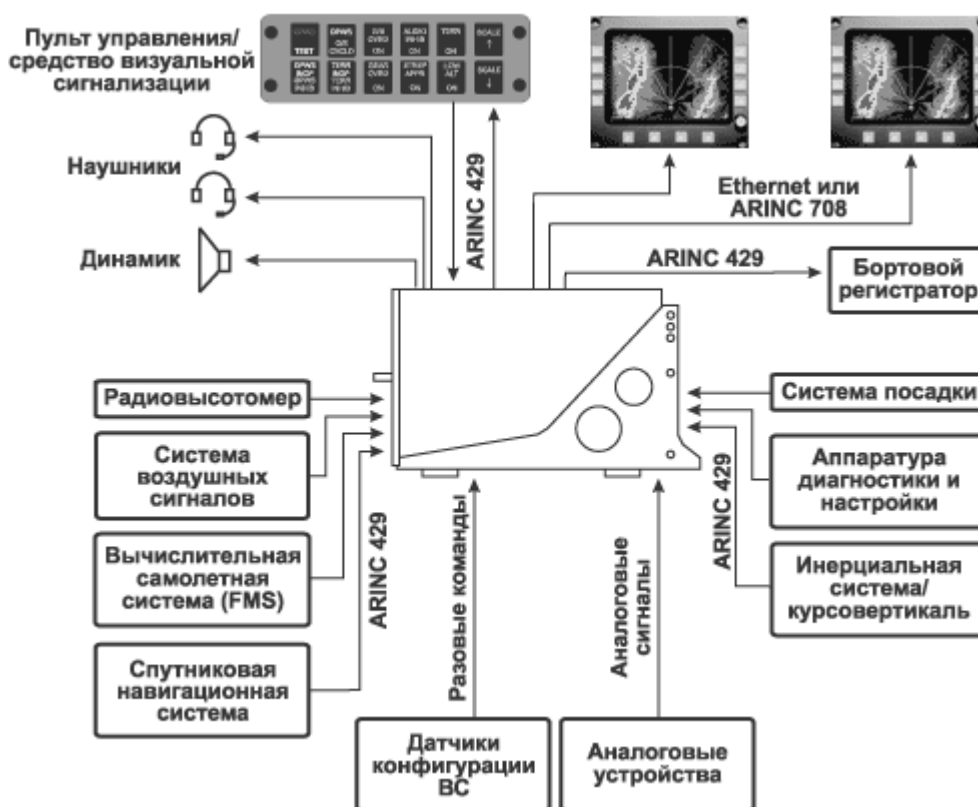


Рис. 1.22. Схема подключения ТТА

### 1.6.6. Карт - сервер (TMG-17)

Система генерации картографической информации (TMG-17) предназначена для формирования картографического изображения и подключения к бортовым системам электронной индикации и многофункциональным дисплеям. Позволяет значительно облегчить работу экипажа как при полетах по ПВП, так и при полетах по ППП.



Рис. 1.23. Внешний вид модулей TMG-17

**Возможности :**



- формирование изображения по векторным электронным картам (совместно и отдельно по аэронавигационным, топографическим, морским);
- формирование изображения земной поверхности на основе цифровой модели рельефа и данных об искусственных препятствиях;
- отображение процедур маневрирования в районе аэродрома и планов летных полей в формате AIP;
- формирование изображения по данным от бортового метео РЛС с возможностью наложения на изображение карты;
- формирование изображения по данным от метеорологических служб (результаты работы МРЛС, карты барической топографии и пр.);
- отображение маршрута полета по данным от FMS на фоне любого другого изображения.

TMG-17 позволяет подключать до четырех многофункциональных индикаторов. При подключении более чем к одному индикатору каждый летчик может выбирать отдельно состав и масштаб отображаемой информации. TMG-17 подключается к индикаторам при помощи видео интерфейса (STANAG) или при помощи Ethernet. Для подключения к радионавигационному оборудованию или вычислительным системам используется ARINC-429. Для подключения к метео РЛС используется ARINC-708.

TMG-17 позволяет хранить базы данных, содержащие аэронавигационную, топографическую информацию и информацию с морских карт. Объем РПЗУ позволяет хранить:

- аэронавигационную информацию согласно спецификации ARINC-424 для территории всего земного шара;
- топографическую информацию в масштабе 1:1 000 000 и 1:200 000 для территории России, и в масштабе 1:1 000 000 для всего земного шара. Объектовый состав топографической информации аналогичен составу информации бумажных бортовых карт;
- базы данных по рельефу (с шагом сетки 30 метров в РА и 800 метров по маршруту полета) для территории всего земного шара;
- векторные морские карты (непрерывное покрытие масштаба 1:250 000) на территорию 1000 x 1000 км. Информация с морских карт может быть использована экипажами воздушных судов ведущих поисково-спасательные или рыбопромысловые работы.

**Технические характеристики:**

Процессор	32-bit RISC
Напряжение	+28 В постоянный ток

электропитания	115В, 400Гц (выбор по заказу)
Потребляемая мощность	50 Вт (максимально) 10 Вт (номинально)
Размеры	57x194x318 мм
Масса	5 кг
Сертификация	TSO-C151A

**Схема возможного подключения:**

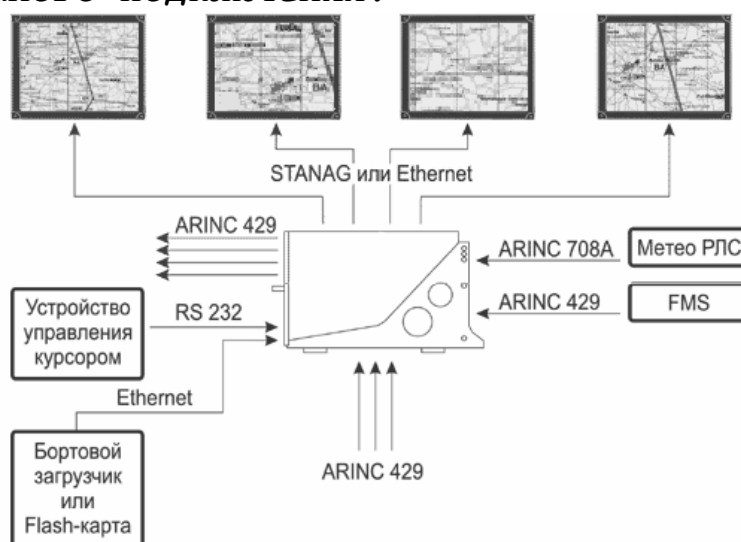


Рис. 1.24. Схема подключения TMG-17

**1.6.7. Аэронавигационное обеспечение**

Для обеспечения бортовых систем (АБРИС, ТАУС, FMS и т.д.) предлагается весь спектр информации, в которой нуждается экипаж. Используют следующие виды данных:

- Аэронавигационная информация;
- Топографическая информация;
- Цифровая модель рельефа (DEM).

Эти данные отображаются в виде электронных карт местности с нанесенной на них аэронавигационной информацией и используются в системе раннего предупреждения столкновения с подстилающей поверхностью. Помимо представления информации для пользователей в виде баз данных, аэронавигационная и топографическая информация используется для систем визуализации и моделирования аэронавигационной обстановки. Эти системы являются составной частью комплексных тренажеров и призваны обеспечить как можно более полное соответствие моделируемых процессов реальной обстановке.

Для обеспечения экипажей воздушных судов аэронавигационными базами данных, компания ТРАНЗАС предлагает четыре вида сервиса: Lido

FlightNav - предназначенный для обеспечения авиакомпаний, выполняющих полеты по всему миру, NaviJet - применяемый для полетов по ППП в воздушном пространстве Российской Федерации, NaviProp - для обеспечения полетов вертолетов и авиации общего назначения по ПВП, а также NaviTAWS - специально разработанный сервис для воздушных судов, выполняющих полет с применением TAWS. Обновление аэронавигационной информации производится путем рассылки компакт-дисков или флэш-карт каждые 28 дней. У пользователей бортовых и наземных систем есть возможность получения обновлений к базам данных через Интернет.

Бортовая база данных, предоставляемая фирмой Lido, предназначена для выполнения и планирования полетов в верхнем воздушном пространстве в любой точке мира с использованием систем ТРАНЗАС.

Бортовая база данных, поставляемая в рамках сервиса Lido FlightNav содержит следующие аэронавигационные данные:

- Гражданские аэропорты с искусственной ВПП, превышающей 4000 футов;
- Аэродромные и трассовые ППМ;
- Аэродромные и трассовые РНС;
- Зоны ожидания;
- Схемы маневрирования в районе аэродрома.

База данных NaviJet предназначена для применения в бортовых и наземных системах ТРАНЗАС при планировании и выполнении полетов по ППП в верхнем воздушном пространстве Российской Федерации.

База данных NaviJet содержит записи по следующим аэронавигационным объектам:

- Аэродромы, для которых опубликованы схемы маневрирования по ППП;
- Схемы маневрирования в районе аэродрома по ППП;
- ВПП;
- Минимальные безопасные высоты в секторе (МБВс);
- Связь в районе аэродрома;
- Воздушные трассы верхнего и нижнего воздушного пространства (включая внутренние трассы и МВЛ I категории);
- Зоны ожидания по ППП на воздушных трассах и в районе аэродрома;
- Аэродромные и трассовые радионавигационные средства (ОПРС, МРМ, VOR/DME, РСБН, РМС);
- Связь на воздушных трассах (для ФИР, ВРЦ);
- Зоны ограничений;
- Районы аэродромов.

База данных NaviProp предназначена для выполнения и планирования полетов по ПВП и ППП в нижнем воздушном пространстве Российской Федерации, и используется для обеспечения полетов вертолетов и авиации общего назначения.

Бортовая база данных NaviProp содержит данные по следующим аэронавигационным объектам:

- Аэродромы;
- Схемы маневрирования в районе аэродрома по ПВП и ППП;
- ВПП;
- Минимальные безопасные высоты в секторе;
- Связь в районе аэродрома;
- Вертодромы;
- Посадочные площадки;
- Аэродромные и трассовые препятствия;
- Местные воздушные линии;
- Зоны ожидания по ПВП и ППП;
- Аэродромные и трассовые радионавигационные средства (ОПРС, МРМ, VOR/DME, РСБН, РМС);
- Связь;
- Зоны ограничений;
- Районы аэродромов;

NaviTAWS представляет собой бортовую базу данных, предназначенную для применения в Системе раннего предупреждения столкновения с землей (TAWS). NaviTAWS является комплексной базой данных и включает как аэронавигационные данные, так и данные по подстилающей поверхности (Цифровая модель рельефа - ЦМР).

База данных NaviTAWS может использоваться в системе TAWS на любых типах воздушных судов, выполняющих как протяженные международные полеты, так и низковысотные полеты в ограниченном регионе. Аэронавигационные данные NaviTAWS обеспечивают определение этапа полёта и критериев оценки области срабатывания сигнализации системы TAWS. Данные по цифровой модели рельефа обеспечивают определение текущей истинной высоты полета и ее предсказания вдоль предсказанной траектории.

Бортовая база данных NaviTAWS содержит следующие аэронавигационные данные:

- координаты контрольных точек аэродромов;
- координаты и превышения порогов ВПП;
- магнитные/истинные посадочные путевые углы ВПП;
- координаты и абсолютные высоты препятствий в районе аэродрома и на воздушных трассах;

- данные по подстилающей поверхности (цифровые модели рельефа).

### **1.6.8. Авионика Ту-204-100**

Пилотажно-навигационное оборудование обеспечивает эксплуатацию самолета по минимуму категории IIIА ИКАО. На самолете используется отечественный цифровой комплекс авионики с шестью цветными многофункциональными дисплеями для вывода информации о полете и данных о работе бортовых систем и силовой установки.

Используются:

- автоматическая система самолетовождения;
- встроенные средства диагностики оборудования;
- цифровые компьютеры для управления полетом в реальном масштабе времени;
- средства спутниковой и инерциальной навигации;
- система предупреждения столкновений в полете.

Самолет может совершать посадки в погодных условиях по категории IIIм ИКАТО.



### Рис. 1.25. Авионика Ил-96

Важность создания и совершенствования авионики подчеркивается тем фактом, что аварийность воздушного флота продолжает оставаться сравнительно высокой: ежегодно в результате авиакатастроф гибнут десятки воздушных судов и тысячи людей. Повышение безопасности полета стало интернациональной и межгосударственной задачей.

#### **1.7. Задания для самоподготовки**

1. Дать определение радионавигации, радионавигационных систем и устройств и описать их место в ряду других средств навигации.
2. Пояснить структуру и назначение пилотажно-навигационного комплекса. Описать способы управления летательными аппаратами.
3. Провести классификацию радионавигационных систем и устройств.
4. Дать определение основным радионавигационным параметрам.
5. Описать методы определения местоположения объектов в пространстве радиосредствами.
6. Обосновать основные тактико-технические характеристики радионавигационных систем.
7. Пояснить назначение, состав и особенности авионики современных летательных аппаратов.

#### **1.8. Темы курсовых работ-рефератов [1-8, 33-35]**

1. Принципы измерения дальности с помощью РНС. Радиодальномеры.
2. Принципы измерения угловых координат (направлений) с помощью РНС. Радиопеленгаторы.
3. Измерение скорости с помощью РНС. Доплеровские измерители скорости.
4. Следящие измерители в составе РНК.
5. Точность радионавигационных методов местоопределения.
6. Поиск сигналов в РНС.
7. Устранение многозначности отсчета в РНС.
8. Построение цифровых приемоиндикаторов РНС.
9. Комплексование измерителей в составе РНК. Повышение точности измерений.
10. Радиосистемы дальней навигации. Принцип действия и состав аппаратуры.
11. РНС сверхдлинного диапазона.
12. Радиосистемы ближней навигации. Принцип действия и состав аппаратуры.
13. Радиосистемы посадки самолетов. (СПМД, СПСД, доплеровская СП)

14. Спутниковые РНС. Особенности систем 1-го и 2-го поколения.
15. Автономные РНС. Многопозиционные РНС.
16. Обзорно-сравнительные РНС.
17. Комплексные навигационные системы.
18. Фазовые дальномеры и разностно-дальномерные РСДН.
19. Системы космического спасения COSPAS – SARSAT.
20. Микропроцессорные измерители времени и углов.
21. Авионика.
22. Фрактальные методы обнаружения объектов.
23. Радиолокация объектов шумоподобными сигналами.
24. Сложные сигналы в радионавигации.
25. Принятие решений на основе нечеткой логики.

## ***Часть II. Повышение помехоустойчивости радионавигационных систем***

### ***2.1. Актуальность проблемы повышения помехоустойчивости систем радионавигации и посадки самолетов [2-5, 8-10, 25-27]***

Решение задач гражданской авиации, таких как обеспечение безопасности и регулярности полетов, эксплуатация новых пассажирских и грузовых самолетов, активное использование воздушных судов в условиях Арктики и Антарктики и других областях со сложными метеоусловиями (организация всепогодных полетов), использование аэропортов со сложным рельефом, освоение воздушных линий с высокой пропускной способностью, обусловлено экономическим и социальным развитием в нашей и зарубежных странах.

Проблема обеспечения безопасности воздушного движения с каждым годом все острее вступает в противоречие с необходимостью повышения его интенсивности. Мировой объем воздушных перевозок каждые 5 лет почти удваивается. Только в США количество взлетов и посадок самолетов в 1995 году возросло до 519 млн. по сравнению с 128 млн. в 1968 году. Число

самолетов одновременно находящихся в воздухе за этот срок увеличилось от 12800 до 54000 соответственно.

Поскольку около четверти перелета приходится на нахождение в аэродромной зоне, полная нагрузка воздушного пространства делится примерно поровну между аэродромными зонами и трассами. *Этапы ближней навигации и посадки* самолетов являются *наиболее ответственными* при управлении воздушным движением. Известно, что до 45% катастроф (аварий с человеческими жертвами) приходится на этап посадки. Цена катастрофы за последние 20-25 лет возросла с учетом стоимости авиатехники и затрат на подготовку кадров почти в 10 раз.

Повышение требований к эффективности воздушного движения, требует совершенствования единой системы управления воздушным движением, в том числе входящих в нее радиосистем навигации и посадки самолетов.

Существенное улучшение эксплуатационных характеристик систем навигации и посадки стало возможным при переходе на перспективные системы со сканирующими диаграммами направленности антенн (ДНА), работающие в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн. К ним относятся радиосистемы ближней навигации (РСБН) и системы посадки сантиметрового диапазона (СПСД). Они обеспечивают навигацию с высокой пропускной способностью и точностью в сложных метеоусловиях, позволяют реализовать сложный маневр в расширенном контролируемом пространстве, перспективны не только как всепогодные, но и как тактические и мобильные. РСБН и СПСД устанавливаются на временных (неподготовленных) аэродромах и площадках со сложным рельефом (гористая поверхность, морские акватории и т.п.) и рекомендованы для обслуживания самолетов с укороченным и вертикальным взлетом. Такие радиосистемы комплексируются с другими средствами получения навигационной информации, способны обеспечить высокую категориальность посадки и снизить уровень авиационного шума.

Сеть РСБН различных модификаций, более точных чем зарубежные VOR (Very High Frequency Omnidirectional), TACAN (Tactical Air Navigation) и другие, является основным средством навигации в нашей стране. Сантиметровые (микроволновые) системы посадки типа MLS (Microwave Landing System) (USA) или СПСД, ЕГРСП (Единая Государственная Радиотехническая Система Посадки самолетов) (Россия) приняты решением международной организации гражданской авиации ICAO к практическому использованию в 1972 г. По ряду прогнозов в ближайшем будущем большинство мировых аэропортов должно быть оснащено такими системами. Они имеют экономическое преимущество за счет высоких тактико-технических характеристик и уменьшения затрат на подготовку места установки и сокращения периодических летных испытаний.



Системы РСБН и СПСД имеют *информационную общность*, заключенную в способе формирования навигационного сигнала, близком диапазоне волн и методе извлечения угломерной информации. Поэтому в дальнейшем будем называть их *время-импульсными системами навигации и посадки самолетов* (ВИРС НП), что позволяет использовать единый подход к обработке сигнала в бортовых подсистемах.

В реальных условиях эксплуатации возникают серьезные трудности в обеспечении заданных тактико-технических характеристик ВИРС НП вследствие неизбежного многопутевого распространения сигнала по трассе «радиомаяк – борт самолета». Возникающие при этом сигналоподобные и стохастические *многолучевые помехи-отражения* от локализованных (местные предметы в аэропортах) и распределенных (подстилающая поверхность суши и моря) объектов вызывают ряд негативных последствий, в том числе:

- в несколько раз снижается реальная точность измерения координат летательного аппарата;
- ухудшается достоверность навигационной информации, что затрудняет поиск и сопровождение ЛА;
- возникает потребность в дорогостоящих работах по нивелированию местности;
- затрудняется реализация высоких категорий работы систем;
- снижается эксплуатационная эффективность систем из-за значительных затрат на профилактику и контроль.

Ежегодное повышение интенсивности воздушного движения, использование аэропортов и других площадок базирования со сложным рельефом и ужесточение тактико-технических требований к ВИРС НП вступает в противоречие с влиянием многолучевости. Отсюда вытекает актуальная и важная *народно-хозяйственная и научная проблема* разработка мер обеспечения требуемого качества функционирования ВИРС НП (практическая реализация высоких характеристик, установленных стандартом) в изменяющихся условиях эксплуатации, обусловленных воздействием мешающих отражений, характер, число и интенсивность которых изменяются как в пределах аэропорта, так и их совокупности.

Вследствие значительной стоимости разработок ВИРС НП, большой трудоемкости изготовления и дороговизны испытаний наиболее целесообразный путь повышения помехоустойчивости ВИРС НП – *оптимизация обработки сигналов в бортовых подсистемах цифровыми как наиболее перспективным, аппаратно-программными методами*, так как вторжение в наземные средства сопряжено со значительными материальными затратами и изменением принятого, в том числе и международного формата сигналов. При этом следует учитывать *нестационарность* процессов на входе бортовых подсистем, вызванную эффектом сканирования и изменением

отражающих свойств объектов при их облете, и *априорную неопределенность* обрабатываемых сигналов из-за изменчивости тактических ситуаций в аэропортах, широкого набора локализованных и распределенных отражателей, в том числе и мобильных, и нелинейной обработки сигналов в штатной аппаратуре.

Поэтому методы принятия решений в бортовых подсистемах ВИРС НП должны быть *максимально свободными от знания статистики* помех, и *адаптивными к помехам* как шумового так и сигналоподобного характера. Ограниченные в данном случае возможности классической фильтрации Колмогорова-Винера (сложность определения и реализации импульсной характеристики оптимального фильтра нестационарного многолучевого процесса) и Калмана-Бьюси (отсутствие априорных данных о вероятностных характеристиках помех), *этическая неприемлемость гипотезы «среднестатистический аэродром»*, а также многообразие априорно-неопределенных помех вызывают необходимость в использовании совокупности процедур (функций), адаптивно включаемых бортовой системой в зависимости от конкретной помеховой ситуации.

Характер указанной проблемы определил круг задач, решаемых в направлении повышения помехоустойчивости ВИРС НП:

1. Исследование последствий многопутевого распространения сигналов радиомаяка на характеристики перспективных ВИРС НП.
2. Обоснование методов принятия решений в бортовых подсистемах ВИРС НП при ограниченных априорных данных о многолучевых помехах.
3. Повышение помехоустойчивости времяимпульсных радиосистем навигации и посадки самолетов, вертолетов и других летательных аппаратов *функциональной (процедурной) адаптацией* к изменяющимся помеховым ситуациям как по виду, так и по интенсивности сигналоподобных и стохастических отражений.
4. Обоснование и исследование процедур функционально-адаптивной обработки (ФАДО), выполняемых в бортовых подсистемах ВИРС НП при распознавании зеркальных и стохастических отражений, обнаружении сигналоподобных помех, разрешении их с сигналом и оценивании параметров в условиях ограниченных априорных данных.

## **2.2. Анализ работы перспективных время-импульсных радиосистем навигации и посадки самолетов при воздействии многолучевых априорно-неопределенных помех [10-12, 19-26, 32]**

### **2.2.1. Информационная общность и характеристики ВИРС НП, установленные стандартом**

К перспективным радиосистемам время-импульсного типа относятся, как было указано, отечественная радиосистема ближней навигации (РСБН) и международная система посадки сантиметрового диапазона (СПСД). Обе системы являются угломерно-дальномерными и работают в сверхвысокочастотном диапазоне, используя принцип сканирования луча и отсчета времени для измерения координат – принцип TRSB (Time Reference Scanning Beam). Существенно улучшены (по сравнению с системами метрового диапазона) технические и тактические характеристики, а так же использованы для обработки навигационной информации цифровые методы и средства. Рассмотрим кратко основные принципы функционирования и характеристики рассмотренных систем.

#### **Радиосистемы ближней навигации (РСБН)**

РСБН в различных модификациях (РСБН-2, РСБН-4, РСБН-6 и др.) используются для решения следующих задач: непрерывного и автоматического определения местоположения летательного аппарата, привода ЛА в любую точку в пределах зоны действия системы, определение координат (азимута и дальности) и опознавания ЛА. Система двухканальная – содержит в составе каналы измерения азимута и дальности ЛА. Отечественная РСБН-4 превосходит по точностным характеристикам зарубежные системы VOR/DME и TACAN.

В состав РСБН входит один азимутально-дальномерный радиомаяк (АДРМ) и общее бортовое оборудование для получения информации как о дальности, так и об азимуте самолета. РСБН так же обеспечивает заход на посадку и наблюдение воздушной обстановки.

#### **Основные параметры РСБН**

Диапазон частот, ГГц	
Канал азимута	0.87-0.93 (0.34-0.32)м
Канал дальности (запрос)	0.77-0.81(0.38-0.36)м
(ответ)	0.94-1.00(0.32-0.3)м
Дальность действия (км) при высоте полета (м)	(250-550)/(5-35)10 <sup>3</sup>
Погрешность измерения азимута 2σ, град	±0.25
Погрешность определения дальности, м	200
Пропускная способность, число ЛА	100

В канале азимута используется время-импульсный метод определения угловой координаты. Азимутальный радиомаяк (АРМ) имеет антенную

систему, диаграмма направленности (ДНА-1) которой в горизонтальной плоскости состоит из двух лепестков (рис.2.1,а) и вращается с частотой  $\Omega_{ep} = 100 \text{ об/мин}$  (600 град/с), что соответствует  $F_{ep} = \frac{\Omega_{ep}}{2\pi} = 1,66 \text{ Гц}$ . Антенная система питается немодулированными колебаниями указанного диапазона. В некоторых модификациях РСБН используется импульсное излучение высокочастотных колебаний.

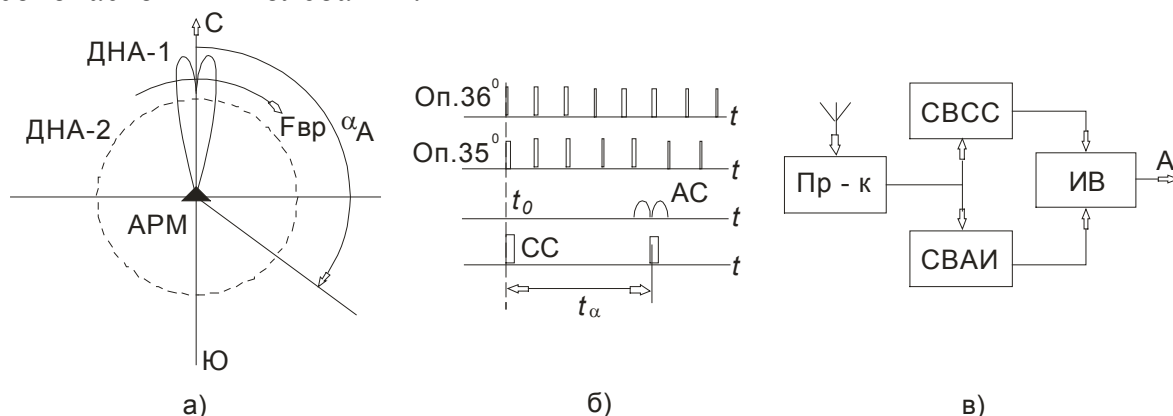


Рис. 2.1. Принцип действия (а), сигналы (б) и структура (в) РСБН

Приемное устройство бортового оборудования выделяет импульс, образующийся при прохождении ДНА через точку приема. Этот импульс при азимуте точки приема, равном  $\alpha_A$  запаздывает на время  $t_\alpha = \frac{\alpha_A}{\Omega_{ep}}$  относительно момента  $t_0$  начала отсчета (рис.2.1,б), когда минимум ДНА совпадает с северным направлением меридиана, проходящего через точку установки АРМ. Для выделения информации об азимуте применяют цифровые измерители времени (ИВ) (рис.2.1,в).

Азимутальные сигналы (АС), принимаемые на ЛА (рис.2.1,б) имеют форму сдвоенного импульса, форма которого определяется характеристикой ДНА-1. Частота следования АС  $F_{AC} = F_{BP} = 1,66 \text{ Гц}$ . Для повышения точности отсчет времени  $t_\alpha$  производят по азимутальному импульсу (АИ), вырабатываемому схемой выделения АИ (СВАИ), который соответствует точке на заднем фронте первого импульса АС, где крутизна огибающей максимальна. Возникающая из-за смещения АИ относительно минимума АС погрешность постоянна, равна  $1^\circ$  и компенсируется в измерителе азимута.

Опорный сигнал, излучаемый ненаправленной антенной с диаграммой ДНА-2, содержит две последовательности опорных сигналов 35 и 36 (содержат по 35 и 36 импульсов за один оборот направленной антенны). Сигнал совпадения (СС), выделяемый схемой выделения синхросигналов (СВСС), определяет начало отсчета при измерении азимута. Импульсы 36 следует через

каждые  $10^\circ$  оборота антенны с частотой  $F_{36}=60$  Гц. Частота  $F_{35}=58,333$  Гц. Разность  $F_{36}-F_{35}=F_{gp}=1,666$  Гц.

Канал дальности РСБН реализует импульсный метод определения дальности. Информация о дальности заключена в интервале времени между моментом излучения с ЛА кодированного канала запроса дальности и моментом приема сигнала ответа с наземного радиомаяка  $t_D = 2D/C + t_{az}$ , где  $D$  – расстояние от ЛА до радиомаяка,  $C = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость распространения радиоволн,  $t_{az}$  – аппаратная задержка сигнала радиомаяка.

Импульсный характер дальномерных сигналов позволяет радиомаяку работать с несколькими запросчиками, что увеличивает пропускную способность системы. Принятие различных частот и кодов для сигналов запроса и ответа повышает помехоустойчивость запросчиков к сигналам от других ЛА и предотвращает запуск ДРМ собственными сигналами, отраженными от местных предметов. Система РСБН будет использоваться нашей авиацией в широких масштабах и в будущем.

### **Системы посадки сантиметрового диапазона (СПСД)**

Системы посадки сантиметрового диапазона разрабатываются на основе решения международной организации гражданской авиации ИКАО, принятого в 1972 году.

Система посадки СПСД (за рубежом MLS – Microwave Landing System, в нашей стране ЕГРСП – единая Государственная радиотехническая система посадки самолетов) должна обеспечивать:

- информацию об азимуте, угле места и дальности при заходе на посадку и об угловых координатах при взлете и уходе на второй круг;
- требуемый уровень безопасности посадки различных видов ЛА, в том числе увеличенных размеров, сверхзвуковых, с вертикальным и укороченными взлетом и посадкой, вертолетов при метеоминимумах I (горизонтальная видимость на ВПП  $D_0=800$ м, высота принятия решения  $H_0=60$ м), II ( $D_0=400$ м,  $H_0=30$ м), III ( $D_0=0-200$ м,  $H_0=0-15$ м) категорий для различных классов аэропортов;
- высокую точность, надежность и практическую независимость угломерной и дальномерной информации от внешних условий (рельефа местности, сооружений аэропортов, метеоусловий) и режима полета;
- формирование оптимальных, в том числе и криволинейных траекторий полета с целью повышения пропускной способности (на 8-15%) аэропорта и снижения шума от ЛА.

### Основные характеристики СПСД

Зона действия СПСД	
по азимуту (относительно оси ВПП), град	±60
по углу места, град	0...20
по дальности, км	37
Погрешность выдачи информации (2σ)	
азимутального канала, град	0.05
угломерного канала, град	0.05
дальномерного канала, м	30.5
Пропускная способность, число ЛА	200
Минимальная частота обновления информации, Гц	5...10
Частотные диапазоны, ГГц	
основных радиомаяков	5...5.75(0.06-0.052)
дальномерной системы	0.96-1.22(0.31-0.24)

Определение углового положения ЛА основано на измерении в бортовом устройстве временного интервала  $t_{\alpha,\theta}$  между импульсами И-А и И-Б (рис.2.2.), появляющихся на выходе приемника при облучении ЛА направленной сканирующей со скоростью  $\Omega_c$  антенной радиомаяка во время прямого и обратного хода лучей. Углы в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно равны:

$$\alpha_{ЛА} = M_{\alpha}(t_{\alpha} - T_{0\alpha}); \theta_{ЛА} = M_{\theta}(t_{\theta} - T_{0\theta}), \text{ где } M_{\alpha,\theta} = \frac{\Omega_{0\alpha,\theta}}{2};$$

$T_{0\alpha}$  – временной интервал между импульсами И-А и И-Б при нахождении ЛА в вертикальной плоскости, содержащей ось взлетно-посадочной полосы (ВПП);

$T_{0\theta}$  – временной интервал между импульсами И-А и И-Б при нахождении ЛА на заданной глиссаде.

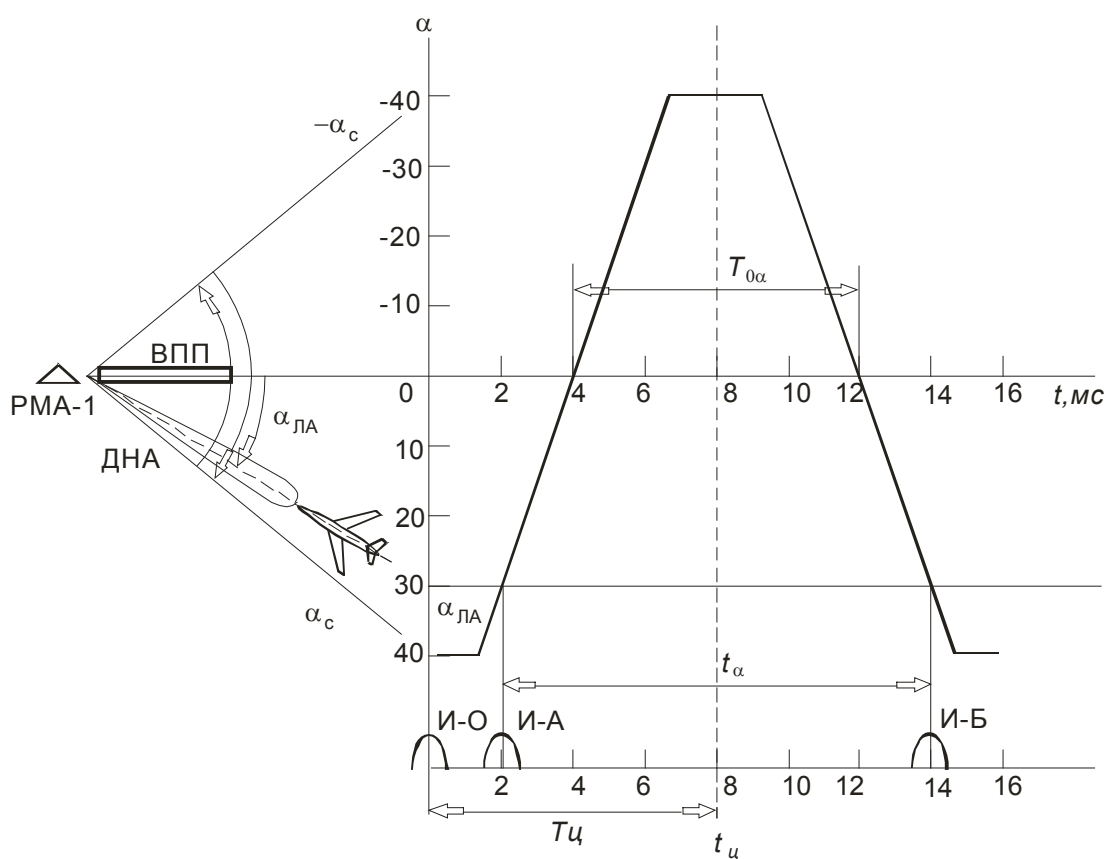


Рис. 2.2. Принцип действия СП

Отсчет времени в бортовом устройстве начинается с момента приема стартового импульса И-О, который передается ненаправленной антенной радиомаяка во время излучения сигнала преамбулы, предшествующей началу сканирования луча в прямом направлении. На борту фиксируется так же момент  $t_c$ , соответствующий середине цикла сканирования луча. Интервал  $T_c$  между И-О и моментом  $t_c$  не зависит от углового положения ЛА и называется кодовым интервалом. Определенная величина кодового интервала позволяет опознать принадлежность принятой бортовым устройством информации (азимут с прямым курсом посадки, азимут с обратным курсом посадки, угол места при снижении или при выравнивании).

Формат сигналов угломерных каналов СПСД предусматривает сканирование лучей с частотами 13,5 Гц (канал курса) и 40,5 Гц (угломерный канал). Основной цикл работы (592 мс) системы разбивается на восемь чередующихся последовательностей передачи информации по 64 мс каждый. В них входят функции измерения угла места при снижении и выравнивании, измерения азимута при заходе на посадку и при уходе на второй круг. Формат сигнала включает не только угломерную, но и дополнительную информацию (длина ВПП, направление ветра и т.п.). Преамбула содержит специфические

для СПСД сигналы: кодированный стартовый сигнал и кодовый интервал, кодированный сигнал опознавания функций.

В зависимости от комплектности наземного оборудования СПСД может быть I, II, III категорий. Наиболее полный вариант ЕГРСИ III категории по проекту включает в себя: курсовой (КРМ-1) и глиссидный (ГРМ-1) радиомаяки, обеспечивающие самолет информацией об его угловом пространственном положении при выполнении захода на посадку; курсовой радиомаяк, работающий в направлении взлета или ухода на второй круг (КРМ-2); глиссидный радиомаяк (ГРМ-2), обеспечивающий самолет угловой информацией на этапе выравнивания; азимутальный радиомаяк (КРМ-360°), позволяющий определить положение самолета в секторе 360°; дальномерный радиомаяк (ДРМ). Совместная работа радиомаяков ведется по принципу временного уплотнения (разделения) каналов передачи информации, что позволяет уменьшить полосу канала до 300 кГц. Отдельно от радиомаяков СПСД и на других частотах работает дальномерное оборудование (DME – Doppler Measurement Equipment).

Применение СПСД позволяет сократить вероятность аварии при посадке в 2,5 раза для общей авиации и в 8 раз для транспортной. Для небольших аэропортов, в которых выгодно использование СПСД, сокращение аварий на 7-23 в год, экономический эффект от использования СПСД в небольших аэропортах составляет 7-23 млн. долларов.

Общий экономический эффект от использования MLS в США составил в период с 1978 по 2000 год 633.888 млн. долларов.

Приведенные выше сведения о системах ближней навигации типа РСБН и посадки самолетов типа СПСД показывают их общность с точки зрения получения и обработки информации, которая заключается в следующем:

- системы двухканальные угломерно-дальномерного типа;
- используется диапазон сверхвысоких частот (сантиметровый (S) – для СПСД и дециметровый (L) – для РСБН);
- принципы получения угломерной информации едины – основаны на сканировании пространства узконаправленным лучом и отсчете времени между опорным и информационным импульсами;
- вид сигнала на борту определяется формой диаграммы направленности радиомаяка типа  $\text{sinc}(\alpha)$ ,  $\text{exp}(-a\alpha^2)$ ,  $\text{sinc}^2(\alpha/2)$ ,  $\text{sinc}'(\alpha)$  и т.п.
- соотношение  $t_s \gg T_0$  длительности сигнального импульса ( $t_s$ ) и периода несущей частоты ( $T_0$ ) позволяет считать обрабатываемый сигнал узкополосным;
- анализируемый в бортовой подсистеме процесс является пространственно-временным, что позволяет организовать цифровую



многоканальную обработку в реальном времени и пространственно-временную селекцию микросекторов с опасными помехами;

- аппаратура систем взаимозаменяема и частично дополняема, а системы могут выполнять взаимозаменяемые функции: РСБН использоваться для целей посадки, а СПСД – для ближней навигации;
- наиболее опасный вид помех для обеих систем – отражения от местных предметов и подстилающей поверхности в зоне функционирования систем или многопутевом распространении сигнала по трассе – “радиомаяк – борт самолета”.

В связи с указанным дальнейшие рассуждения будут проводиться применительно к обобщенной *время-импульсной радиосистеме навигации и посадки самолетов (ВИРС НП)* со сканированием луча и отсчетом времени, для которой:

- обрабатываемый в бортовой подсистеме узкополосный процесс является пространственно-временным;
- форма информационных сигналов определяется диаграммой направленности антенны радиомаяка;
- информационный параметр (угловая координата самолета) пропорционален временному интервалу между информационным импульсом и опорной точкой на временной оси, что предполагает единый способ измерения.

Следует отметить некоторые отличия СПСД и РСБН – разница в диапазоне частот (хотя и сверхвысоких), отсутствие угломестного маяка в РСБН, наличие там импульсного заполнения в навигационном сигнале и двухлепестковый характер огибающей. Однако, в рамках изучаемого курса, эти отличия не принципиальны и не нарушают концепцию информационной общности ВИРС НП. При решении некоторых частных задач (исследование многофакторного влияния многолучевости на конкретные системы, разработка средств выявления отражений, основанных на специфике формата сигналов и т.п.), указанные отличия особо оговариваются опять же в рамках обобщения ВИРС НП.

### **2.2.2. Многопутевой процесс на входе бортовой подсистемы ВИРС НП**

В реальных условиях эксплуатации ВИРС НП многопутевое распространение сигнала по трассе “радиомаяк-борт самолета” вызывает на входе бортового приемника сложный пространственно-временной процесс  $x(\alpha, t)$ , содержащий кроме полезного сигнала  $S(\alpha, t)$  (результат облучения самолета узким сканирующим в угловом пространстве  $\alpha = \Omega_c t$  со скоростью  $\Omega_c$  лучом) помеховые компоненты – отражения от неоднородностей среды распространения, искусственных сооружений и мобильных объектов в зоне

аэропортов, рельефа местности, метеообразований и др. РСБН измеряет одну угловую координату – азимут, поэтому сканирующий узкий луч формируется только в горизонтальной плоскости  $\alpha$ , СПСД – две (азимут  $\alpha$  и угол места  $\theta$ ) – с помощью двух узких лучей (в горизонтальной плоскости  $\alpha$  и вертикальной  $\theta$ ). С учетом постоянства скорости сканирования ( $\Omega_c = const$ ) процесс на входе приемника можно считать чисто временным  $x(\alpha, t) = x(t)$ ,  $\alpha = \Omega_c t$ . Среда распространения радиоволн сантиметрового и дециметрового диапазонов в условиях прямой видимости между передающей и приемной антеннами, поднятыми над землей, считается линейной. Поэтому входной процесс  $x(t)$  – аддитивная смесь прямого сигнала радиомаяка  $S(t)$ , сигналподобных помех-отражений  $C_k(t)$  от местных предметов в аэропортах (вышки, бензозаправщики, соседние самолеты и т.п.), стохастических отражений  $N(t)$  от подстилающей поверхности, метеообразований, стай птиц и собственных шумов  $N_0$ .

$$x(t) = S(t) + \sum_{(k)} C_k(t) + N(t) + N_0 \quad (1)$$

Такой процесс называют многопутевым (многолучевым) вследствие прихода сигналов на борт самолета по нескольким путям (лучам).

В качестве примера анализа, не нарушающего общности подхода к ВИРС НП, рассмотрим многолучевой сигнал, возникающий при взаимном перемещении самолета и отражателей, в зоне действия СПСД. Как показано на рис. 2.3, где в прямоугольной системе координат точки О, С, М характеризуют расположение радиомаяка, самолета и местного предмета-отражателя соответственно, D – расстояние между самолетом и радиомаяком,  $\rho$  – между радиомаяком и отражателем,  $r$  – между самолетом и отражателем, плоскость ХОУ совпадает с поверхностью земли, а ось ОУ – с проекцией на плоскость ХОУ направления полета самолета (с осью ВПП).

Свойства линейности среды позволяют представить канал распространения радиоволн линейным четырехполюсником, коэффициент передачи которого  $p\left(\omega \sim \frac{1}{\lambda}, t, \alpha_0, \rho, S_{эф}\right)$  в общем случае имеет переменные параметры:  $\omega$  – частоту;  $t$  – время;  $\alpha_0, \rho$  – координаты отражателя – местного предмета и  $S_{эф}$  – его эффективную поверхность рассеяния.

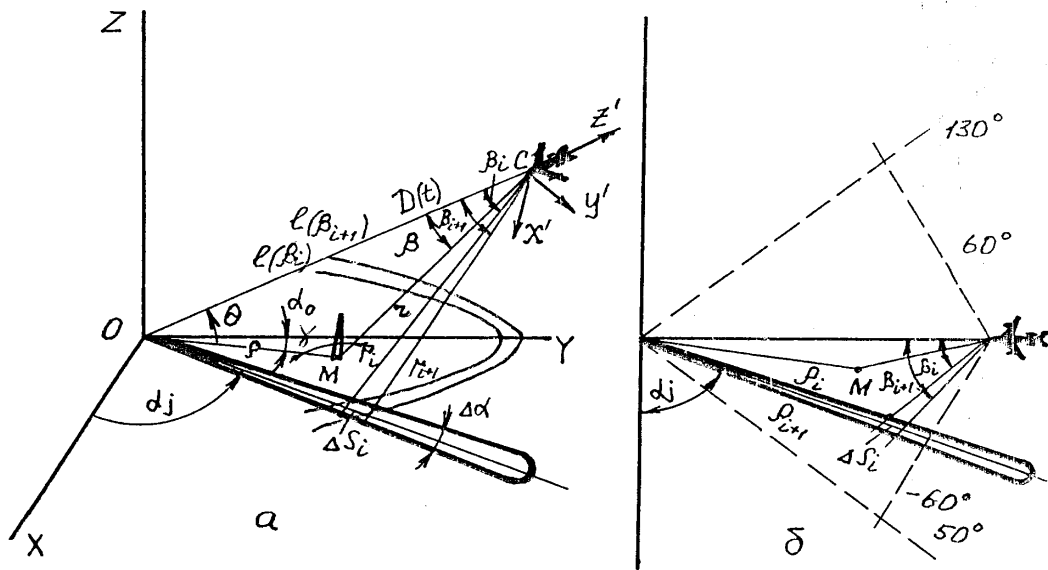


Рис. 2.3. Взаимное расположение самолета и отражателя

Учитывая тот факт, что эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) тела сложной формы определяется как сумма ЭПР его элементарных частей и наблюдается декорреляция отраженных полей от отдельных частей отражателя, канал распространения радиоволн может быть представлен моделью в виде бесконечного набора элементарных четырехполюсников с коэффициентами передачи  $p_i(\omega, t, \alpha_{0i}, \rho_i, S_{эф_i})$  (рис. 2.4), имеющими смысл коэффициентов отражения электромагнитного поля от объектов в зоне аэропортов. Известно выражение для комплексного коэффициента отражения локализованного отражателя:

$$p(\lambda, \alpha_0, \rho, S_{эф}) = \frac{E_{omp}}{E_{nao}} = \frac{1}{r\sqrt{4\pi}} \sqrt{S_{эф}(\lambda, \alpha_0, \rho)} \exp \left\{ j \left[ \frac{\omega}{c} \left( r + 2l \cos \frac{\gamma}{2} \right) \right] \right\} \quad (2)$$

где  $r$  – расстояние между отражателем и приемником;  $l$  – расстояние между фазовым центром отражателя и началом отсчета дальности;  $\gamma$  – угол между направлениями “излучатель-отражатель” и “отражатель-приемник”;  $\lambda = 2\pi c/\omega$  – длина волны электромагнитных колебаний.

Модуль коэффициента отражения

$$p(\lambda, \alpha_0, \rho, S_{эф}) = \sqrt{S_{эф}(\lambda, \alpha_0, \rho)} / r\sqrt{4\pi} \quad (3)$$

определяет амплитуду отраженного сигнала, а аргумент

$$\varphi(\lambda, \alpha_0, \rho) = \frac{\omega}{c} \left( r + 2l \cos \frac{\gamma}{2} \right) = \frac{2\pi}{\lambda} \left( r + 2l \cos \frac{\gamma}{2} \right) \quad (4)$$

его фазу.

Отражающие свойства тел существенно отличаются в зависимости от соотношения размеров отражающего тела  $a$ , длины волны  $\lambda$  падающего

электромагнитного поля и направления облучения. Возможны случаи резкого возрастания отраженного сигнала (при  $\gamma \rightarrow 180^\circ$ ). Для радионавигации характерен случай, когда  $a \gg \lambda$ . ЭПР отражателей зависят от углов облучения или приема и состоят, как правило, из очень узких лепестков. Ширина главного лепестка уменьшается с увеличением характерных размеров тела. Поэтому модуль коэффициента отражения  $\rho$  характеризует интенсивность отраженного сигнала  $q(\omega)$  и диаграмму вторичного излучения  $f(\omega, t, \alpha_0, \rho, q)$  отражающего тела. В общем случае

$$p(\omega, t, \alpha_0, \rho, q) = q(\omega) f(\omega, t, \alpha_0, \rho) / r, \quad (5)$$

причем для узкополосных ВИРС НП зависимость  $p(\omega)$  слабая.

Движение приемника относительно отражателя приведет к изменению фазовой характеристики коэффициента отражения:

$$\varphi(\omega, t, \alpha_0, \rho) = \omega \tau_{po} + \omega_{oo} t + \varphi_0 = \frac{\omega}{c} r + \omega_{oo} t + \varphi_0, \quad (6)$$

где  $\tau_{po} = r/c$  - задержка распространения сигнала от отражателя до приемника,  $\omega_{oo} = \omega_0 \frac{r(t)}{c}$  - доплеровское смещение частоты из-за движения приемника относительно отражателя;  $\varphi_0$  - набег фазы из-за случайного блуждания фазового центра отражателя;  $r(t) = \frac{dr(t)}{dt}$  - скорость сближения приемника с отражателем.

Рассмотрим характерный для ВИРС НП случай, когда на интервале существования полезного сигнала присутствует один отраженный от локализованного местного предмета сигнал. Такое отражение назовем доминирующим. Учитывая узкополосность сигналов ВИРС НП с несущей частотой  $\omega_0$ , а также взаимные перемещения самолета, отражателя, радиомаяка и эффект сканирования узким лучом со скоростью  $\Omega_c$ , запишем коэффициент отражения в виде:

$$p(\omega, t, \alpha_0, \rho, q) = q(\omega_0) \frac{f(\omega_0, t, \alpha_0, \rho)}{r(t)} \exp \left\{ j \left[ \omega_0 \left( \frac{r + r t}{c} + \tau_{2o} \right) + \varphi_0 \right] \right\} = \quad (7)$$

$$= p \exp \{ j [\omega_0 (\tau_{po} + \tau_{oo} + \tau_{2o}) + \varphi_0] \},$$

где  $p = q(\omega_0) f(\omega_0, t, \alpha_0, \rho) / r(t)$ ,  $\tau_{2o} = \alpha_0 / \Omega_c + \rho / c$  - задержка отраженного сигнала относительно начала отсчета из-за конечных скоростей сканирования  $\Omega$  и

распространения радиоволн  $c$  до отражателя,  $\tau_{до} = \frac{r}{c}t$  - приращение задержки за счет доплеровского смещения частоты.

Излучаемый радиомаяком ВИРС НП сигнал:

$$U_{изл}(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_{нач}), \quad (8)$$

содержит нижнечастотную (спектр огибающей  $U(t)$ ) и верхнечастотную (спектр несущего колебания  $\cos(\omega_0 t + \varphi_{нач})$ ) части спектра. Поэтому, применив преобразование Гильберта к излучаемому сигналу, получим

$$S_{изл}(t) = U_{изл}(t) + \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{U_{изл}(\tau)}{t - \tau} d\tau \approx U_{изл}(t) \exp[j(\omega_0 t + \varphi_{нач})]. \quad (9)$$

На входе приемника сигнал радиомаяка  $S_{изл}(t)$  из-за сканирования и конечной скорости распространения радиоволн задержан на величину  $\tau_1 = \alpha_{ЛА} / \Omega_c + D/c$ , то есть

$$S(t) = U(t + \tau_1) \exp\{j[\omega_0(t + \tau_1) + \omega_\delta(t + \tau_1) + \varphi_{нач}]\}, \quad (10)$$

где  $\omega_\delta = \omega_0 \frac{D(t)}{c}$  - смещение частоты из-за относительного перемещения передающего и приемного устройств со скоростью  $\dot{D}(t) = \frac{dD(t)}{dt}$ .

Спектр воздействующего на отражатель гильбертова сигнала  $S(t)$

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t + \tau_2) \exp\{j[\omega_0(t + \tau_2) - \omega t]\} dt = \dot{S}(\omega - \omega_0) e^{-j\omega_0 \tau_2} \quad (11)$$

совпадает по форме со спектром огибающей излучаемого сигнала, но смещен на величину  $\omega_0$ , а фазовый сдвиг пропорционален  $\tau_2 = \alpha_0 / \Omega_c + \rho / c$ . Спектр сигнала на выходе отражателя:

$$\dot{C}(\omega) = \dot{S}(\omega) p(\omega, t, \alpha_0, \rho, q) = \dot{S}_{изл}(\omega - \omega_0) e^{-j\omega_0 \tau_2} p(\omega, t, \alpha_0, \rho, q) \quad (12)$$

Обратное преобразование Фурье от (12) – сигнал в точке отражения

$$\dot{C}(t) = \frac{1}{2\pi} e^{-j\omega_0 \tau_2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{изл}(\omega - \omega_0) p(\omega, t, \alpha_0, \rho, q) e^{j\omega t} d\omega \quad (13)$$

Подставляя выражение (7) для коэффициента отражения в (13), получим

$$\dot{C}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{изл}(\omega - \omega_0) p e^{j\left[\omega \left(\frac{r+rt}{c} + \tau_2\right) + \varphi_0\right]} e^{j\omega t} d\omega = p U_{изл}(t + \tau_0) e^{j[\omega_0(t + \tau_0) + \varphi_0]}, \quad (14)$$

где  $p U_{изл}(t + \tau_0) = \sqrt{\text{Re}^2[\dot{C}(t)] + \text{Im}^2[\dot{C}(t)]}$  - огибающая отраженного сигнала;

$$\tau_0 = \frac{(r + rt)}{c} + \tau_2.$$

Шумовой сигнал от совокупности элементарных отражателей (подстилающей поверхности суши или моря) можно записать в виде

$$N(t) = \sum_{i=1}^{\infty} p_i U_{изл}(t + \tau_{0i}) \cos[\omega_0(t + \tau_{0i}) + \varphi_0] = \dot{N}_{шo}(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_{ш}(t)], \quad (15)$$

где  $N_{шo}$  – огибающая помехового сигнала;  $\varphi_{ш}(t)$  - случайная фаза помехового сигнала.

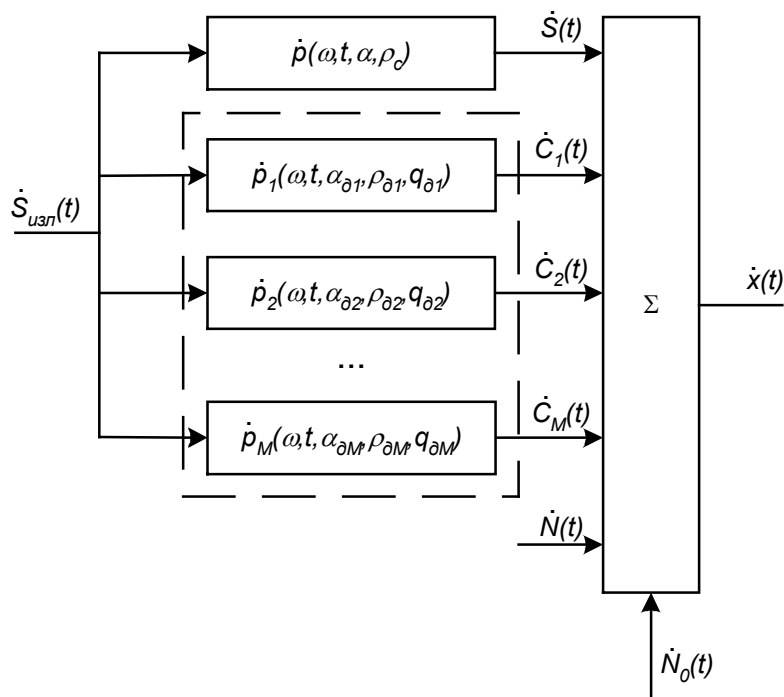


Рис. 2.4. Модель многолучевого канала ВИРС НП

Итак, модель многолучевого радиоканала ВИРС НП (рис. 2.4) представляет набор линейных звеньев и сумматора, в которых коэффициент передачи  $\dot{p}(\cdot)$  определяет ослабление и задержку полезного сигнала,  $\dot{p}_k(\cdot)$ ,  $k = \overline{1, M}$  - коэффициент отражения сигнала от  $k$ -го доминирующего отражателя (локализованного местного предмета),  $\dot{x}(t) = \dot{S}(t) + \sum \dot{C}_k(t) + \dot{N}(t) + \dot{N}_0$  - совокупный многолучевой сигнал, включая полезный  $\dot{S}(t)$  и отраженные от локализованных отражателей  $\sum \dot{C}_k(t)$  и отражения от неоднородностей подстилающей поверхности  $\dot{N}(t)$ , имеющий случайный характер,  $\dot{N}_0$  – собственный шум.

Согласно модели радиоканала и (10), (15) реальный многолучевой процесс на входе бортового приемника (БП) содержит прямой условно неослабленный, но задержанный сигнал, отражения от доминирующих МП и распределенных отражателей и собственный шум БП и антенны:

$$U_{\Sigma}(t) = U_{\text{изл}}(t + \tau_{\text{ЛА}}) \cos[\omega_0 t + \varphi_{\text{изл}}(t)] + \sum_{k=1}^M P_k U_{\text{изл}}(t + \tau_k) \times \quad (16)$$

$$\times \cos[\omega_0 t + \varphi_k(t)] + N_{\text{ш}}(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_{\text{ш}}(t)] + N_0,$$

где  $\tau_{\text{ЛА}} = \frac{\alpha_{\text{ЛА}}}{\Omega_c} + \frac{D}{c}$ ,  $\tau_k = \tau_{\text{рк}} + \tau_{\text{ок}} + \tau_{2к} = \frac{r_k}{c} + \frac{r_k}{c} t + \frac{\alpha_k}{\Omega_c} + \frac{\rho_k}{c}$ ,

$$\varphi_{\text{изл}}(t) = \omega_0 \tau_{\text{ЛА}} + \omega_0 t + \varphi_{\text{нач}} = \omega_0 \left( \frac{\alpha_{\text{ЛА}}}{\Omega_c} + \frac{D}{c} \right) + \omega_0 \frac{D}{c} t + \varphi_{\text{нач}},$$

$$\varphi_k(t) = \omega_0 \tau_{\text{рк}} + \omega_0 t + \varphi_{\text{ок}} = \omega_0 \left( \frac{\alpha_k}{\Omega_c} + \frac{\rho_k}{c} \right) + \omega_0 \frac{r}{c} t + \varphi_{\text{ок}}.$$

Прямой и отраженные доминирующие сигналы совпадают по форме, но отличаются по амплитуде в  $p_k$  раз, временному положению  $\tau_k(t)$  и фазовой структуре  $\varphi_k(t)$ .

Сигналоподобные помехи  $C_k(t) = p_k S(t - \tau_k)$  от доминирующих МП могут создавать как *внутрилучевые* отражения (ВНУО), так и *внелучевые* (ВНЕО). ВНЕО определяются таким временным разнесением с прямым  $\tau_{\text{сп}}$  (угловым  $\alpha_{\text{сп}} = \Omega_c \tau_{\text{сп}}$ ), при котором их взаимная энергия  $E_{\text{ПО}}$  близка к нулю.

Следует заметить, что процесс (16) случаен в силу случайности параметров отражателей ( $p_k, \tau_k, \varphi_k$ ) даже при работе ВИРС НП в ближней зоне, когда соотношение сигнал/помеха намного больше 1.

Широкий набор в аэропортах локализованных и распределенных отражателей, включая мобильные, изменение их отражающих свойств при облете, разнообразие тактических ситуаций (посадка на временный аэродром – морской носитель, горы, в сложных метеоусловиях), неограниченное возрастание источников помех в военное время, вызывают многообразие помех существенно негаусовского типа с глубокой априорной неопределенностью.

Сигнал на выходе УПЧ  $U_{\Sigma \text{УПЧ}}(t)$  совпадает по форме с сигналом, действующим на входе бортового приемного устройства, но имеет центральную частоту  $\omega_{\text{ПР}}$

$$U_{\Sigma \text{УПЧ}}(t) = U_{\text{изл}}(t + \tau_1) \cos[\omega_{\text{пр}} t + \varphi_{\text{пр}}(t)] + \sum_{k=1}^M P_k U_{\text{изл}}(t + \tau_k) \cos[\omega_{\text{пр}} t + \varphi_k(t)] + \quad (17)$$

$$+ N_{\text{ш}}(t) \cos[\omega_{\text{пр}} t + \varphi_{\text{ш}}(t)] = U_{\Sigma}(t) \cos[\omega_{\text{пр}} t + \varphi_{\Sigma}(t)]$$

Деформация огибающей многолучевого сигнала в приемнике, а значит и погрешности определения временного положения информационного импульса зависят от типа детектора. Кроме того, нелинейности приемного тракта, включая влияние АРУ и логарифмической характеристики УПЧ, изменяют

законы распределения случайных компонентов входного процесса, усугубляя априорную неопределенность обрабатываемого процесса.

На рис. 2.5 и 2.6 представлены в качестве примера полученные расчетным путем иллюстрации последствий воздействия на полезный сигнал в двухлучевом канале на сигнал СПСД и РСБН одного отражения от местного предмета с коэффициентами отражения  $p=0.1$ ;  $0.5$  и разными фазовыми сдвигами  $\Delta\Phi$ . Огибающая сигнала СПСД аппроксимирована функцией  $\text{sinc}(at)$ , а для РСБН -  $|\text{sinc}'(at)|$ ,  $a=\text{const}$ . Видно, что характер искажений огибающей зависит от амплитудных ( $p$ ), временных ( $\tau_{sc}$ ) и фазовых ( $\Delta\Phi$ ) соотношений прямого и отраженного сигналов. При этом увеличение коэффициента отражения вызывает не только увеличение амплитуды суммарного сигнала, но и существенное изменение формы. В частности возможен переход из однолепестковой структуры в двухлепестковую для СПСД (рис.2.5,б) и двухлепестковой – в трехлепестковую для РСБН (рис.2.6,б). Последнее может вызывать не только недопустимо большие аномальные ошибки фиксации и измерения углов, но и *неоднозначность* отсчета угловой координаты. С уменьшением амплитуды отражения влияние нелинейной обработки слабеет и при  $p \ll 1$  ее можно не учитывать.

Результаты экспериментов на полунатурных моделях РСБН и СПСД подтверждают расчеты влияния отражений на информационный сигнал.

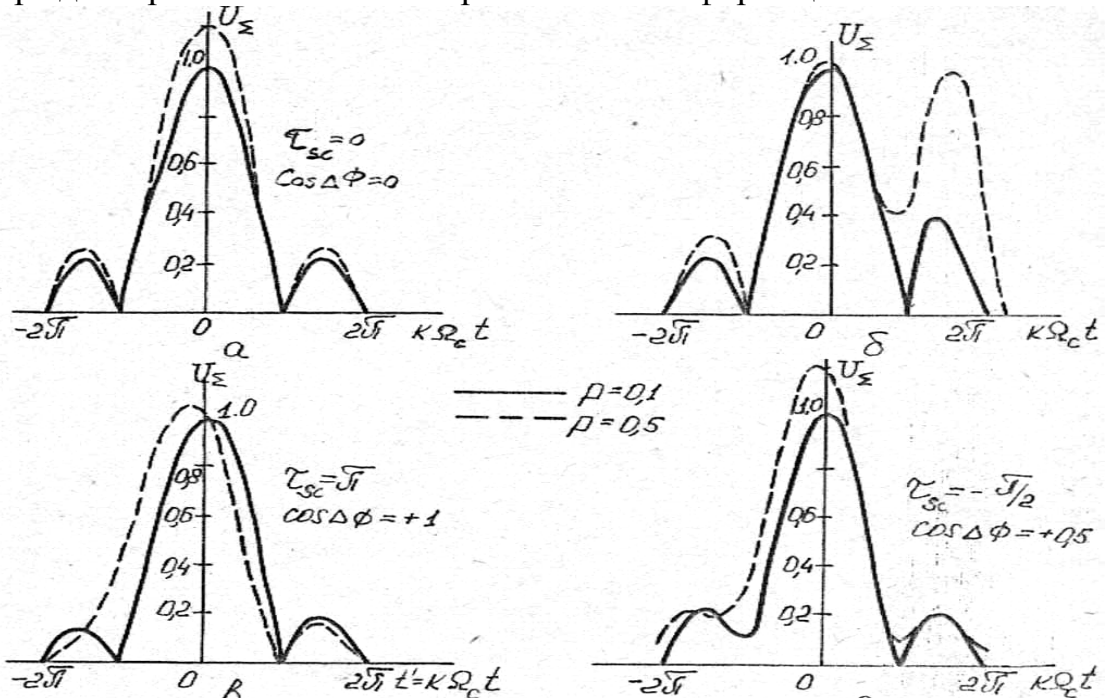


Рис. 2.5. Деформация огибающей сигнала СПСД



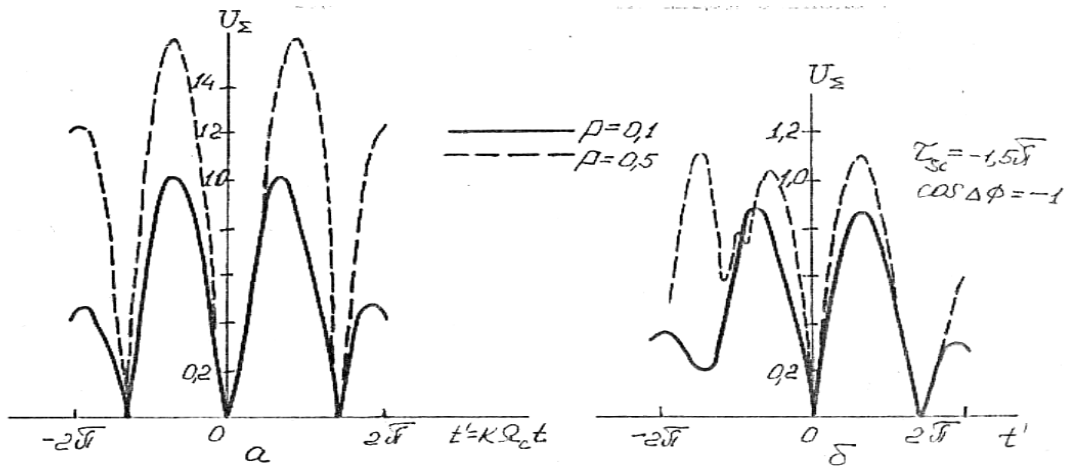


Рис. 2.6. Деформация огибающей сигнала РСБН

Априорная неопределенность статистики параметров  $p$ ,  $\tau_{sc}$ ,  $\Delta\phi$  делает факт присутствия отражений неочевидным. Это снижает достоверность прогнозирования аэродромной обстановки.

Следует отметить факт нестационарности обрабатываемого на борту ВИРС НП процесса  $U_{\Sigma}(t)$ , вызванный влиянием облучения подстилающей шероховатой поверхности сканирующим лучом радиомаяка. Отраженный от поверхности стохастический сигнал нестационарен (особенно в зоне внутрилучевых отражения), что вызывает нестационарность совокупного процесса  $x(t)$ .

Рассмотрим отрицательные (в смысле потери точности ВИРС НП) эффекты многопутевого распространения сигналов по трассе радиомаяк – борт самолета.

### 2.2.3. Многолучевые погрешности РСБН

Точность измерения азимута с помощью РСБН определяется в основном погрешностями фиксации азимутального сигнала. Знание реальных погрешностей РСБН необходимо для синтеза устройств принятия решений на борту, для проведения прогностических расчетов при летном контроле, вопросов качества измерений в комплексных системах и ряда других задач. При этом необходимо учесть не только свойства многолучевого канала, но и характеристики реального бортового приемника. С учетом сложностей и ограничений аналитических оценок более плодотворен путь определения многофакторных погрешностей, вызванных многолучевостью, - полунатурное моделирование. При этом используется комплекс, состоящий из имитатора многолучевого радиоканала РСБН, сопряженного с ЭВМ и реальной бортовой аппаратуры РСБН. Использование такого комплекса позволяет исследовать ошибки измерения азимута  $\delta = \alpha_3 - \alpha_{изм}$ , как разность заданного  $\alpha_3$  и измеренного  $\alpha_{изм}$  значений азимута в зависимости от углового сдвига

оггибающих (с боковыми лепестками (БЛ) и без них) прямого и отраженного сигналов при фиксированных коэффициентах отражения  $p$ , фазовых  $\varphi_{cs}$  и доплеровских  $\Delta f_\delta$  сдвигах, с вариацией последних в широком диапазоне.

В радиотехническом имитаторе сигналов систем навигации (РИССН) реализована модель канала с сигналом  $U_{np}(t)$ , пораженным отражением  $U_0(t)$  и мультипликативной помехой  $M(t)$ , характерной для РСБН:

$$U(t) = M(t)[U_{np}(t) + U_0(t)] = \\ = M(t)\{AS(t - t_{amp})B(t) \cos \omega_0 t + pAS(t - t_{\alpha_0})B(t - \Delta t_p) \cos[(\omega + \Delta \omega_\delta) + \varphi_{cs}]\},$$

где  $A$ ,  $S(t)$  – амплитуда прямого сигнала и его огибающая;  $B(t)$  – функция, описывающая импульсное заполнение;  $t_{amp}, t_{\alpha_0}$  – сдвиги огибающей, связанные с азимутами точки приема  $\alpha_{np}$  и отражателя  $\alpha_0$ ;  $\Delta t_p$  – разность времен распространения прямого и отраженного сигналов;  $\Delta \omega_\delta = 2\pi\Delta f_\delta$  – разность доплеровских сдвигов прямого и отраженного сигналов;  $\varphi_{cs}$  – сдвиг фаз прямого и отраженного сигналов.

В РСБН принят способ фиксации азимутального импульса (АИ) по двум отсчетам на внутренних склонах огибающей. В идеальном случае (при полном отсутствии шумов, отражений и мультипликативной помехи) точность фиксации азимутального сигнала зависит только от стабильности формы огибающей азимутального сигнала и уровней фиксации, или, что то же самое, прямо пропорциональна длительности азимутального сигнала. При достаточно стабильных уровнях фиксации и форме огибающей азимутального сигнала (здесь основное требование – сохранение симметрии огибающей сигнала относительно его оси) ошибка измерения при изменении ширины азимутального сигнала по уровню 0,5 от  $2^\circ$  до  $15^\circ$  не превышает  $0,1^\circ$ .

В результате исследований получены зависимости ошибок фиксации АИ  $\delta = \alpha_s - \alpha_{изм}$  от параметров помех. Зависимость ошибок от сдвига огибающих прямого  $\alpha_{np}$  и отраженного  $\alpha_0$  сигналов  $\Delta\alpha = \alpha_{np} - \alpha_0 = 360^\circ(t_{amp} - t_{\alpha_0})/T_{сп}$  при фиксированных значениях  $p$ ,  $\varphi_{cs}$ ,  $\Delta f_\delta = 0$  и ширине провала между лепестками АИ  $\theta = 6^\circ$  приведены на рис. 2.7,а-2.9,а (АИ без БЛ) и рис. 2.7,б-2.9,б (АИ с БЛ). На рис.2.7 для сравнения приведена кривая  $\delta(\Delta\alpha)$  для  $p=0.5$ , полученная аналитически.

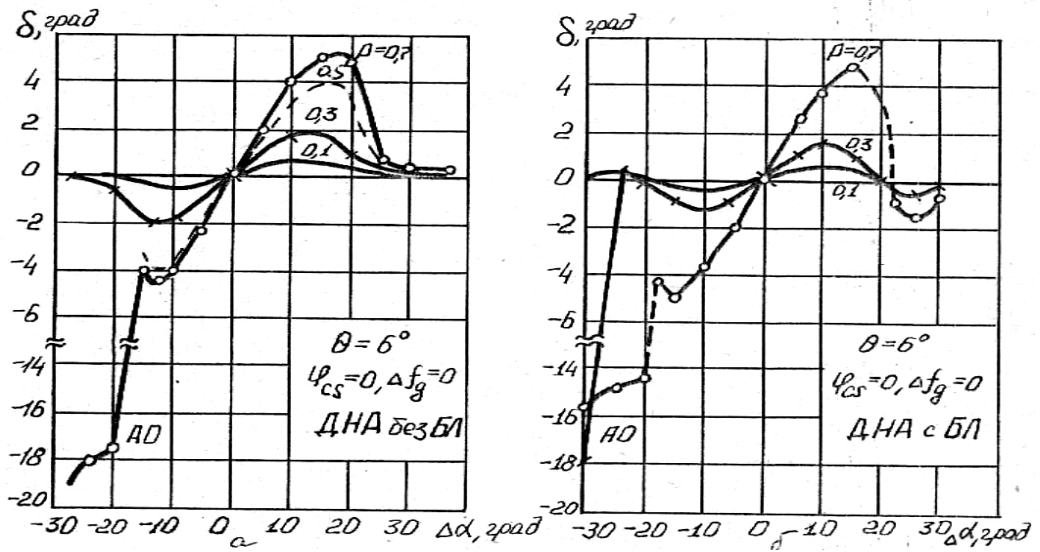


Рис. 2.7. Погрешности РСБН при синфазных отражениях

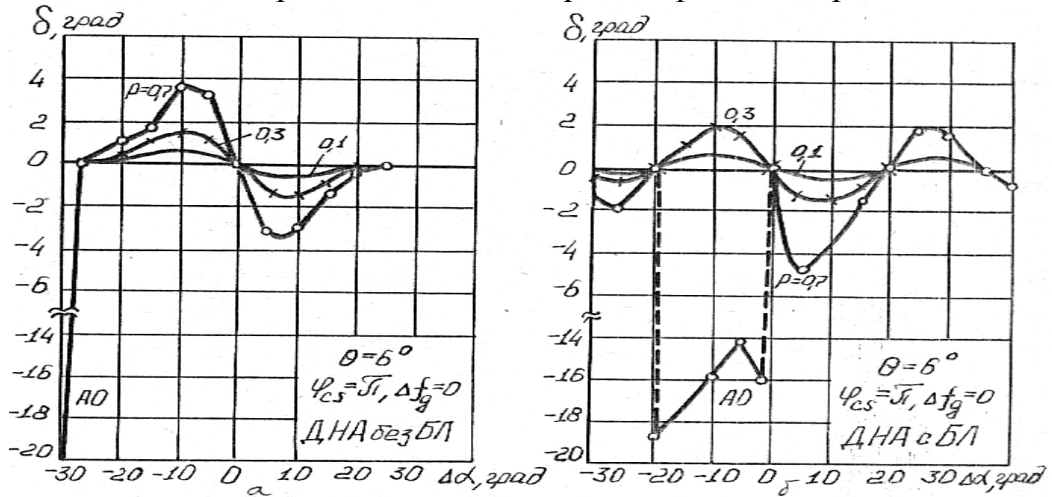


Рис. 2.8. Погрешности РСБН при противофазных отражениях

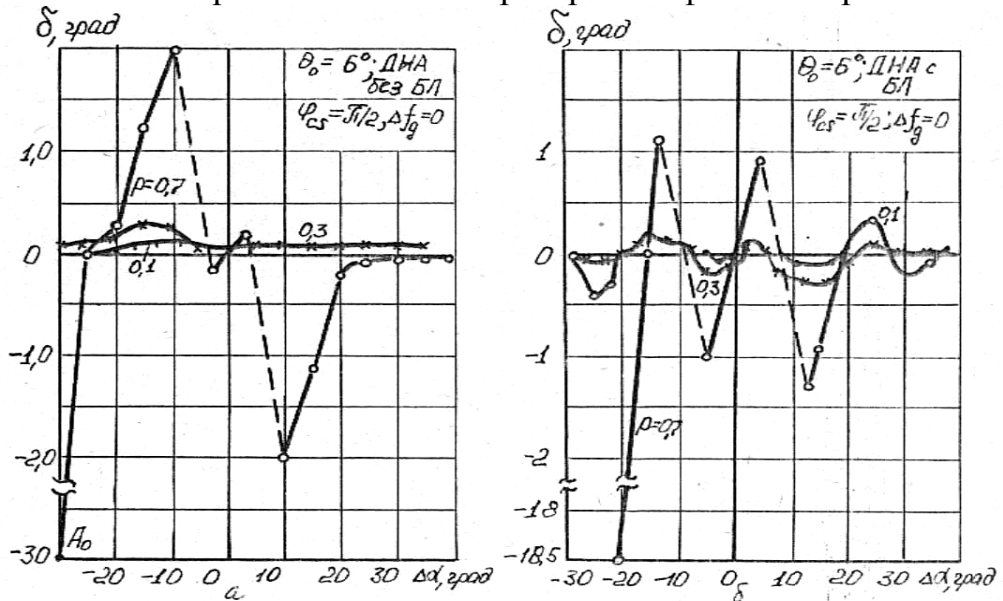


Рис. 2.9. Погрешности РСБН при ортогональных отражениях

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

1. Вид зависимости  $\delta(\Delta\alpha)$  определяется фазовыми соотношениями между прямым и отраженным сигналом.
2. Наибольшие абсолютные значения ошибок соответствуют синфазным ( $\varphi_{cs} = 0$ ) и противофазным ( $\varphi_{cs} = \pi$ ) сигналам.
3. Знак ошибки соответствует знаку  $\Delta\alpha$  при синфазных сигналах и противоположен знаку  $\Delta\alpha$  при противофазных сигналах.
4. При ортогональных сигналах ( $\varphi_{cs} = \pi/2$ ) абсолютное значение ошибок минимально, но при больших значениях коэффициента отражения ( $p \geq 0,7$ ) происходит срыв измерения из-за уменьшения провала между лепестками азимутального сигнала, приводящего к исчезновению точек фиксации.
5. При больших значениях  $p$  и  $\Delta\alpha$  происходит захват отраженного сигнала, если он опережает прямой, что ведет к появлению аномальных ошибок (АО), значительно превышающих нормальные.
6. Влияние боковых лепестков в азимутальном сигнале приводит к увеличению зон АО, что обусловлено появлением ложных точек фиксации при наложении отраженного сигнала на боковые лепестки прямого. В этом случае аномальные ошибки возникают при меньших значениях коэффициента отражения ( $p=0,3$ ).

Исследованы также зависимости ошибок фиксации от ширины азимутального сигнала  $\theta$  (ширины провала между лепестками) при различных значениях  $p$  и  $\theta$  для синфазных и противофазных отражений, а также влияние мультипликативной помехи, характерной для РСБН, и доплеровских сдвигов несущей частоты.

Общие итоги исследований позволили:

- утверждать, что реальные погрешности РСБН, работающих в условиях многолучевости, значительно больше, чем установленные стандартом;
- более корректно учитывать влияние различных факторов многолучевого распространения, характеристики приемника и формат сигнала на погрешности РСБН;
- выяснить зависимость погрешностей от длительности азимутального сигнала и сделать вывод о возможности расширения азимутального сигнала без потери точности, что связано с уменьшением размера и массы антенной системы;
- учесть влияние мультипликативной помехи, существенной именно для частотного диапазона РСБН;
- выявить ошибки измерения азимута за счет доплеровских сдвигов несущей частоты, приводящих к искажению огибающей сигнала из-за биений, возникающих в приемнике между прямым и отраженным сигналами.

### 2.2.4. Многолучевые погрешности СПСД

По аналогии с РСБН анализ погрешностей СПСД проведен методом полунатурного моделирования, что обеспечивает более качественные оценки.

Полунатурный моделирующий комплекс, включающий бортовой приемник СПСД с логарифмическим УПЧ, фиксатор, процессор, цифровой индикатор, радиотехнический имитатор сигналов системы посадки (РИССП), управляющую ЭВМ и контрольно-измерительную аппаратуру, позволил провести исследование влияния многолучевости и характеристик приемника и антенны радиомаяка на погрешности измерения угловых координат.

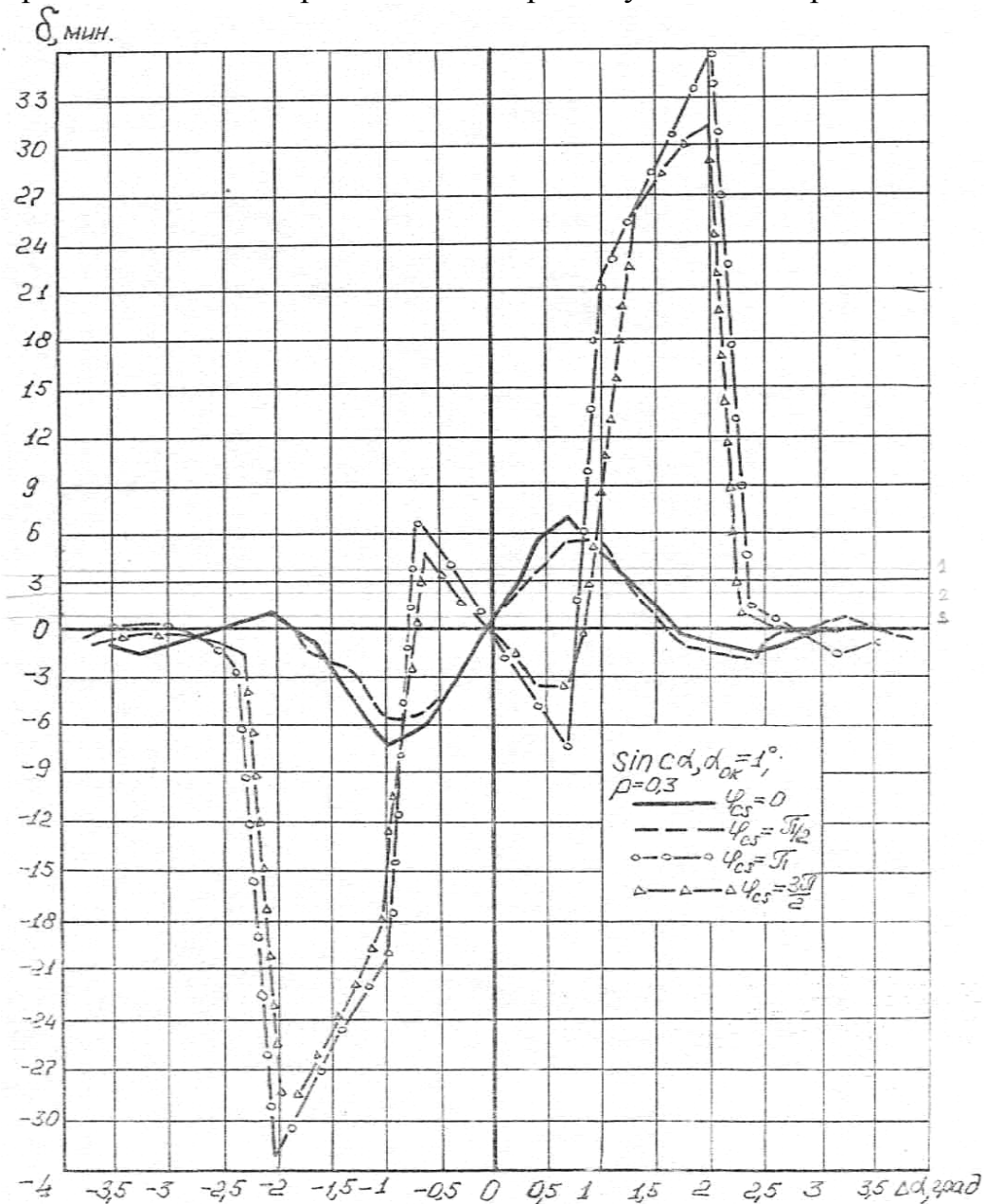


Рис. 2.10. Зависимость погрешности СП от угловых сдвигов сигнала и отражения для ДНА  $\sin \alpha / \alpha$

Измерения проводились в режиме имитации курсового радиомаяка КРМ-1 при полете по заданному курсу  $\alpha_{кз} = 4^\circ$ . Имитировались типовые огибающие радиосигналов:  $\sin k_1\alpha/k_1\alpha$ ;  $\left(\sin 0,5k_1\alpha/0,5k_1\alpha\right)^2$ ;  $\exp(-k_2\alpha^2)$ . Коэффициент  $k_1$  выбирался таким, чтобы обеспечить принятые в СПСД значения ширины огибающей  $\alpha_{ок}$  на уровне  $-3$  дБ, равные  $1^\circ, 1,5^\circ, 2^\circ$ . Величина  $k_2$  задавала ширину функции  $\exp(-k_2\alpha^2)$  на уровне  $-3$  дБ, равную ширине функции Хэмминга (уровень БЛ=  $-42$  дБ), которая формируется той же апертурой, что и  $\sin k_1\alpha/k_1\alpha$ . Значение параметров отраженного сигнала охватывали реальный диапазон их измерений:  $\alpha_{omp} \in [-4^\circ, +12^\circ]$ ;  $p \in [0.3 - 0.75]$ ;  $\varphi_{cs} \in [0, 3\pi/2]$ . Результаты экспериментов представлены зависимостями погрешности  $\delta = \alpha_k - \alpha_{куз}$  от указанных параметров ( $\Delta\alpha = \alpha_{np} - \alpha_{omp}$ ,  $\varphi_{cs}$ ,  $p$  и вида ДНА) на рис. 2.10 – 2.12.

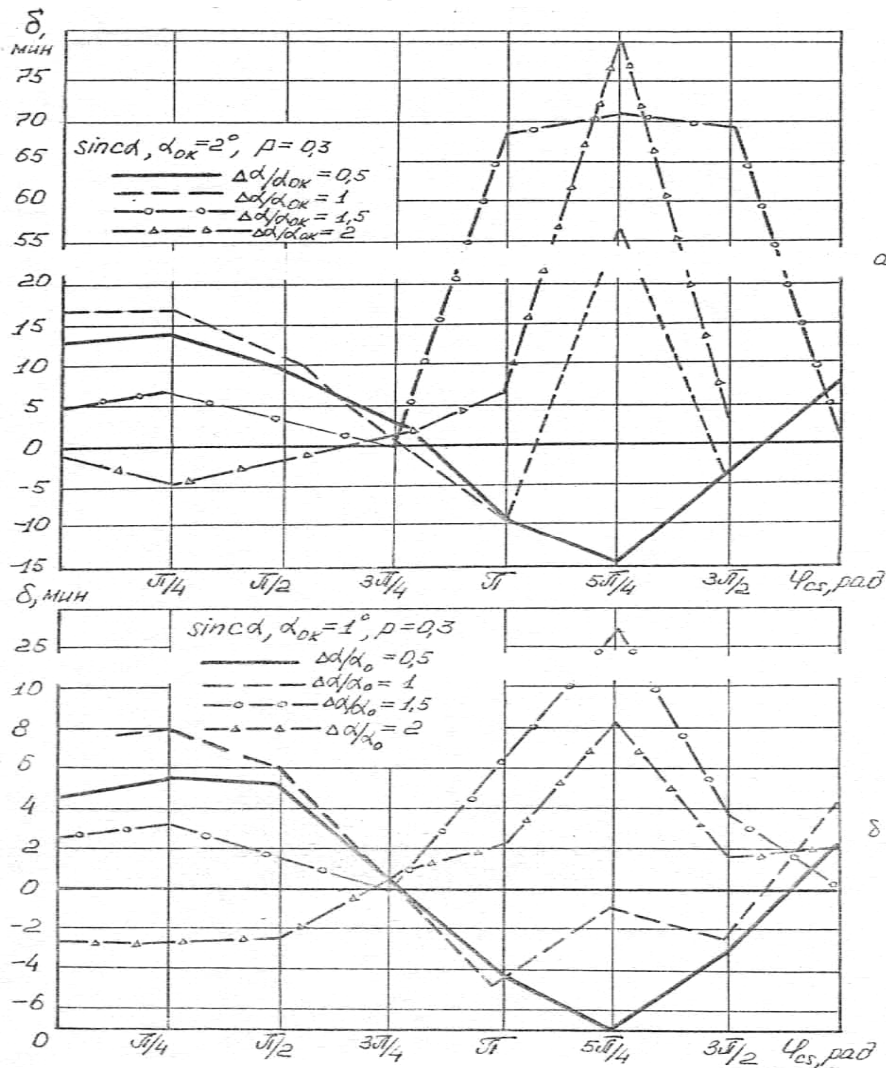


Рис. 2.11. Зависимость погрешностей от фазовых сдвигов сигнала и отражения для ДНА  $\sin \alpha/\alpha$  при  $\alpha_{ок} = 2^\circ$  (а) и  $\alpha_{ок} = 1^\circ$  (б)

Анализ результатов исследований на полунатурной модели подтвердил возможность возникновения как нормальных, так и аномальных погрешностей. При фиксации по двум фронтам сигнала нормальные ошибки имеют место до тех пор, пока на выходе фиксатора возникает один импульс. При аномальных ошибках, кроме основного импульса, на выходе фиксатора появляются дополнительные, вызванные отражением и боковыми лепестками основного сигнала. Из рис.2.10-2.12 следует, что максимальные нормальные ошибки фиксации разных знаков имеют место для синфазных ( $\varphi_{cs} = 0$ ) и противофазных ( $\varphi_{cs} = \pi$ ) сигналов. Нормальные ошибки фиксации минимальны при огибающих типа  $\sin \alpha / \alpha$ .

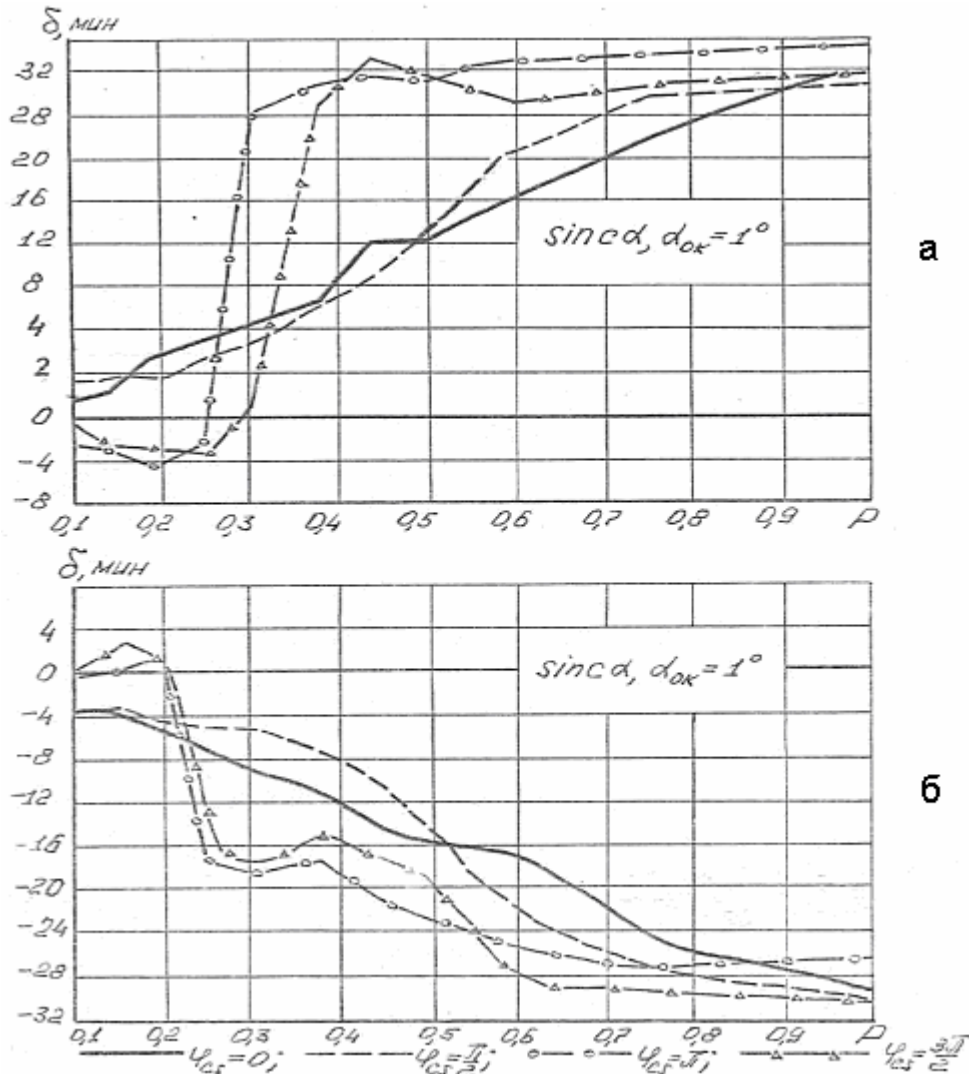


Рис. 2.12. Зависимости погрешности СП от уровня отражения

Зависимость нормальных ошибок от изменения фазового сдвига  $\varphi_{cs}$  при  $\Delta\alpha = \alpha_{\text{нр}} - \alpha_{\text{опр}} = \text{const}$  имеет циклический характер с ненулевым средним

(рис.2.11). При некоторых значениях  $\Delta\alpha$  наблюдаются аномальные ошибки в диапазоне фаз от  $\pi$  до  $3\pi/2$  при сравнительно малых нормальных ошибках в остальном диапазоне изменения фазы.

Зависимость (рис.2.12) ошибок измерения от коэффициента отражения внутрилучевой помехи нелинейная, что объясняется наличием в приемнике логарифмического УПЧ. При  $\varphi_{cs} = \pi$  и  $3\pi/2$  погрешности имеют знакопеременный немонотонный характер, что вызвано изменяющимся вкладом аномальной и нормальной составляющей в полную ошибку измерения.

В целом по результатам математического и полунатурного моделирования можно сделать следующие выводы:

- внутрилучевые отражения вызывают нормальные и аномальные погрешности фиксации информационных импульсов, ухудшающие установленные стандартом погрешности СПСД и затрудняющие их эксплуатацию по высоким категориям;
- влияние на погрешности вида диаграммы направленности радиомаяков несущественно, наименьшие погрешности имеют место в случае использования диаграммы вида  $\frac{\sin k\Omega_c t}{k\Omega_c t}$ ;
- зависимость погрешности измерения углов монотонная от уровня отраженных сигналов и знакопеременная от временных (угловых) и фазовых сдвигов сигнала и отражения, последнее допускает возможность усреднения;
- максимальные уровни погрешностей соответствуют синфазным и противофазным сигналам;
- аномальные ошибки, вызванные дополнительным пересечением уровня фиксации, достигают значений, при которых возможен неоднозначный отсчет;
- сходность зависимостей погрешностей СПСД и РСБН от параметров многолучевости подтверждают информационную общность ВИРС НП.

### **2.2.5. Выводы**

1. Перспективные время-импульсные радиосистемы ближней навигации (РСБН) и посадки самолетов типа СПСД, имеющие преимущества по точности, количеству обслуживаемых самолетов и надежности перед ранее введенными в эксплуатацию системами, нуждаются в совершенствовании в направлении обеспечения устойчивости к помехам, вызванным многолучевым распространением информации по трассе “радиомаяк-борт самолета”.
2. Многолучевость канала распространения создает в бортовой подсистеме локализованные (зеркальные) и распределенные (стохастические) помехи, которые ухудшают эксплуатационные характеристики указанных систем –



снижают реальную точность и вызывают неоднозначность отсчетов. Это не позволяет на практике обеспечить работу систем по высшим категориям, в переменных условиях эксплуатации (всепогодные режимы, сложные структуры аэропортов и т.п.).

3. Информационная общность СПСД и РСБН, заключающаяся в едином принципе определения навигационной информации, в характере сигналов, в близости основных параметров, взаимозаменяемости функций аппаратуры посадки и навигации, позволяет исследовать и совершенствовать эти системы едиными методами на основе обобщенной время-импульсной радиосистемы навигации и посадки ВИРС НП.
4. Модель многолучевого канала ВИРС НП представляет аддитивную совокупность линейных звеньев с коэффициентами передачи, определяющими прямое прохождение сигнала радиомаяка (полезный эффект) и многолучевость, вызывающую внутрилучевые (ВНУО) и внелучевые (ВНЕО) сигналоподобные отражения от местных предметов в аэропортах и шумовые отражения от подстилающей поверхности суши, моря и других распределенных объектов типа метеообразований, стай птиц и других неоднородностей.
5. Деформация сигнала в бортовом приемнике ВИРС НП зависит от амплитудных, временных и фазовых соотношений основного и отраженного сигналов. Нестационарность процесса на входе бортового приемника вызывается сканированием луча антенны.
6. Априорная неопределенность процесса на входе ВИРС НП обусловлена многообразием и возможной непредсказуемостью тактических ситуаций, наличием локализованных и распределенных отражателей, включая мобильные, изменением их отражающих свойств при облете, изменением диаграмм направленности радиомаяков, нелинейной обработкой в приемнике, неограниченным возрастанием источников внешних помех в военное время.
7. Анализ статистических свойств погрешностей угломерных каналов ВИРС НП показывает:
  - что наибольший вклад в ошибку измерения вносят доминирующие внутрилучевые отражения, а в пределах этой ошибки наибольшее влияние оказывают погрешности фиксации информационных импульсов;
  - нестационарность законов распределения погрешностей фиксации временного положения импульсов.
8. Определенные методом полунатурного моделирования реальные погрешности РСБН и СПСД, показавшие значительное (в несколько раз, а иногда и на порядок) ухудшение реальных точностей систем по сравнению с установленными стандартом. В частности показано, что наибольшие погрешности вызывают синфазные и противофазные отражения,

наименьшие – ортогональные; влияние формы и ширины диаграммы направленности антенны радиомаяка на величины погрешностей слабое (минимальные погрешности обеспечивает антенна с диаграммой направленности вида  $\frac{\sin k\alpha}{k\alpha}$ ; при значительных коэффициентах отражения и временных (угловых) сдвигах внутрилучевого отраженного сигнала возникают аномальные погрешности, вызывающие неоднозначный отсчет.

9. Полученные данные по многолучевым погрешностям могут использоваться при разработке устройств обработки сигналов ВИРС НП, при проведении прогнозов аэродромной обстановки и летном контроле, при решении задач комплексного использования всех бортовых навигационных средств.

### **2.3. Методы принятия решений в бортовых подсистемах радионавигационных систем при ограниченных априорных сведениях о многолучевых помехах [3-5, 10, 13-18]**

#### **2.3.1. Существующие мероприятия, направленные на снижение влияния многолучевого распространения сигналов ВИРС НП**

Выше показано, что основным фактором, снижающим эффективность ВИРС НП, является многопутевое распространение сигнала по трассе "радиомаяк-борт самолета", вызывающее сосредоточенные (зеркальные) и распределенные (стохастические) помехи-отражения. На борьбу с отрицательными последствиями многолучевости (в основном со снижением точности и достоверности навигационной информации) направлен комплекс организационных и технических мероприятий, связанных с совершенствованием как наземных, так и бортовых подсистем, а также летный контроль.

#### **Организационные мероприятия**

К ним относятся:

- тщательный выбор местоположения и ориентации ВПП при строительстве аэропорта с учетом рельефа местности;
- тщательный выбор места установки и размещения наземных радиомаяков;
- разработка генерального плана размещения аэродромных служб и сооружений;
- прогнозирование категоричности аэропорта по известной аэродромной ситуации и регламентирование размеров и места расположения сооружений.

#### **Летный контроль радиомаяков**

Большая часть *рабочих* параметров наземной и бортовой аппаратуры радиотехнических систем ближней навигации, а также систем посадки самолетов измеряется в процессе *планово-предупредительных работ* на аэродроме. Основные характеристики, от которых зависит безопасность полетов (искривления линий курса и глиссады для СП и точность

радиомаяков РСБН), контролируются в процессе *летных испытаний*. Используемые в настоящее время методики летного контроля точности радиомаяков РСБН основаны на усреднении результатов измерения координат при круговых облетах контрольных точек – ориентиров с известным местоположением. В СПСД измеряются искривления линий курса и глиссады (по траекторным записям контрольных посадок). Эти методики учитывают, в основном, несовершенство наземной и бортовой аппаратуры. Влияние отражений от местных предметов и подстилающей поверхности устраняется (в пределах возможностей) *нивелированием* местности. В то же время в реальных аэропортах из-за наличия многочисленных стационарных и мобильных местных объектов и предметов эффект многолучевости присутствует всегда и вызывает смещение и дополнительные искривления линии положения, не выявляемые в процессе летного контроля и не поддающиеся регулировке в наземной и бортовой аппаратуре.

Организационные мероприятия и летный контроль требуют *значительных материальных затрат* и не позволяют до конца устранить влияние многолучевости. Поэтому проводятся технические мероприятия направленные на разработку и совершенствование бортовых и наземных радиотехнических устройств, снижающие отрицательное влияние многопутевого распространения сигналов.

Установленные нормы и стандарты на сигналы радиомаяков ВИРС НП ограничивают возможности борьбы с многолучевыми отражениями модернизацией наземных средств. Поэтому основные усилия по повышению эффективности ВИРС НП (в первую очередь точности) направлены на *совершенствование (дополнение) бортовой аппаратуры*. Используемые в настоящее время способы обработки сигналов на фоне помех, как правило, базируются на знании статистики помех. Рассмотрим основные из них.

### 2.3.2. Классические процедуры принятия решений в бортовых подсистемах ВИРС НП

Наблюдаемый процесс (аддитивная или реже, в основном в РСБН, мультипликативная комбинация сигнала  $S(t)$  и помехи  $N(t)$ )  $x(t) = S(t) \otimes N(t)$  всегда случаен. Выходные решения (о наличии сигнала, оценка его параметров) также случайны, причем апостериорное распределение вероятностей  $w_{аном}(x) = \Psi[w_{анп}(x)]$  зависит от априорной информации  $w_{анп}(x)$  (степени знания законов распределения вероятностей случайного процесса на входе). Априори известное сообщение информации не несет. При полном отсутствие априорных сведений оптимальный синтез процедур и устройств обработки невозможен. Информационной общности радиосистем соответствует общность процедур статистической обработки сигналов. Рассмотрим основные процедуры принятия решений в бортовых подсистемах ВИРС НП, используемые традиционно.

1. **Обнаружение сигналов** на фоне помех - проверка статистической гипотезы  $H_0 : x(t) = N(t)$  против альтернативы  $H_1 : x(t) = S(t) \otimes N(t)$ .

Для решения этой задачи обнаружитель по выборке  $X = [x_1, \dots, x_n]$ , процесса  $x(t)$ , на интервале наблюдения  $T_x$ , вычисляет отношение  $l(x)$  функций правдоподобия - апостериорных вероятностей  $P[X/H_1] = P[x_1, \dots, x_n/H_1]$  и  $P[X/H_0] = P[x_1, \dots, x_n/H_0]$  и сравнивает с порогом  $C_0$ :

$$l(x) = \frac{P[X/H_1]}{P[X/H_0]} = \frac{P[x_1, \dots, x_n/H_1]}{P[x_1, \dots, x_n/H_0]} \geq C_0 \quad (18)$$

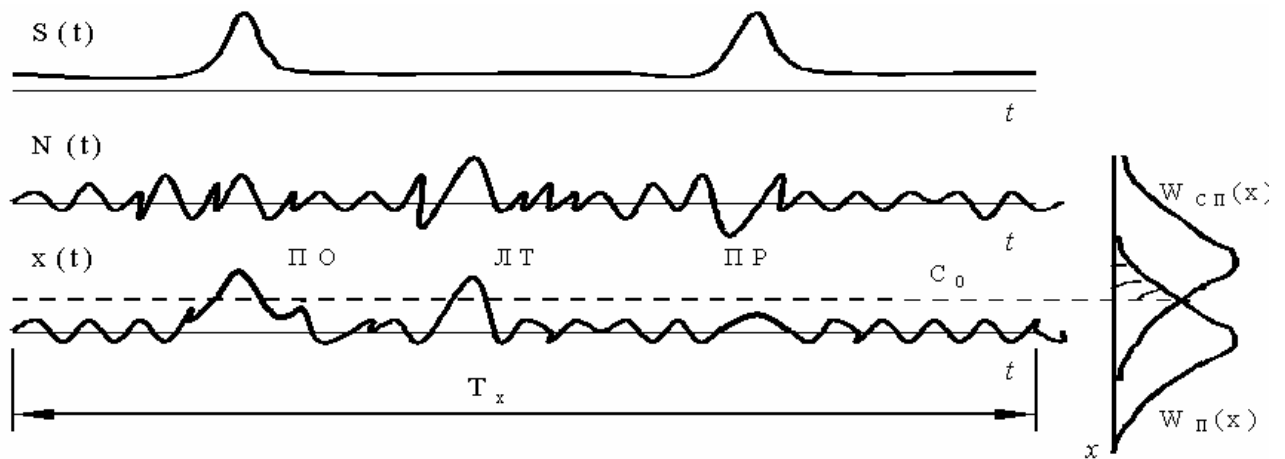


Рис. 2.13

При  $l(x) \geq C_0$  считается, что сигнал в наблюдаемом процессе есть, при  $l(x) < C_0$  - сигнала нет. Вероятность *правильного обнаружения* сигнала

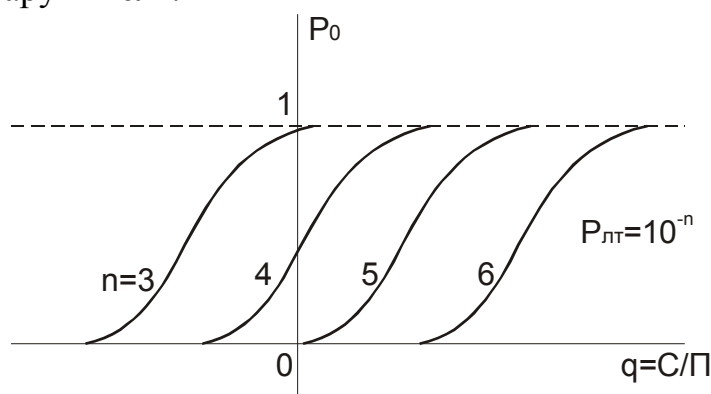
$P_0 = \int_{C_0}^{\infty} w_{СП}(X) dx$ ,  $w_{СП}$  - плотность вероятности сигнала с помехой. Возникают два

вида ошибок (ложная тревога и пропуск сигнала). Вероятность *ложной тревоги*

(ошибка I рода)  $P_{ЛТ} = \int_{C_0}^{\infty} w_{П}(X)dx$ ,  $w_{П}(x)$  - плотность вероятности помехи.

Вероятность пропуска сигнала  $P_{ПР} = \int_{-\infty}^{C_0} w_{СЛ}(X)dx = 1 - P_0$ .  $P_0$ ,  $P_{ЛТ}$ ,  $P_{ПР}$  являются рабочими характеристиками обнаружителя.

Ясно, что с ростом порога  $C_0$  понижается  $P_0$  и  $P_{ЛТ}$ , но и возрастает  $P_{ПР}$ . Все вероятности зависят от соотношения сигнал/помеха. Поэтому требуется оптимизация обнаружителя.



**Рис. 2.14**

Плата за качество обнаружения – *средний риск*  $\bar{r} = r_{ЛТ}P_{ЛТ}P(H_0) + r_{ПР}P_{ПР}P(H_1)$ , где  $r_{ЛТ}$  и  $r_{ПР}$  – «весовые» коэффициенты (выбираются исходя из значимости каждой ошибки)  $P(H_0)$  и  $P(H_1)$  – вероятности гипотез.

Правило (18) обеспечивает оптимальное обнаружение по любому из ниже перечисленных критериев, задаваемых выбором порога  $C_0$ .

**Критерии** оптимального обнаружения сигнала.

1. Критерий *минимума среднего риска* (байесовский)  $\bar{r} = r_{ЛТ}P_{ЛТ}P(H_0) + r_{ПР}P_{ПР}P(H_1) = \min$  - требует наибольших априорных сведений, которыми в практике использования аэропортов со сложным рельефом, в присутствии мобильных отражателей, при неблагоприятных метеоусловиях наблюдатель не располагает.
2. Критерий *Неймана-Пирсона* (распространен в радиолокации). Минимизируется  $P_{ПР} = \min$  при  $P_{ЛТ} = \text{const}$ , откуда и определяется порог  $C_0$ . Здесь требуются знания  $w_{СЛ}(X)$  и  $w_{П}(X)$ .
3. Критерий *идеального наблюдателя* – минимизирует вероятность полной ошибки  $P_{ОШ} = P_{ЛТ}P(H_0) + P_{ПР}P(H_1) = \min$ . Используется в радиосвязи, где пропуски и ложные тревоги равноценны.
4. Критерий *максимального правдоподобия* (МП)  $P(X/H_1) = \max$ . Требует знания  $w_{СЛ}(X)$  и  $w_{П}(X)$  (иногда критерий МП называют критерием

максимума апостериорной вероятности, наименьших квадратов, минимума среднеквадратической ошибки, фильтра Калмана)

5. *Минимаксный критерий* – гарантирует минимум максимума среднего риска  $\bar{r} = [(r_{ЛП}P_{ЛП} + r_{ПР}P_{ПР})]_{\max} = \min$  и не требует знания вероятностей  $P(H_0)$  и  $P(H_1)$  (они приняты равными 1). Он является наиболее осторожным и сопряжен с проблемой нахождения наименее благоприятного распределения.

Следует заметить, указанные критерии обнаружения могли бы найти применение при использовании априорной информации по «среднестатистическому аэропорту», полученной наложением сведений по ряду конкретных аэропортов. Но подобную концепцию оптимального приема следует считать этически неприемлемой.

2. *Различение сигналов* – многоальтернативный вариант проверки статистических гипотез  $H_K: x(t) = S_k(t) \otimes N(t), k=0, 1, \dots, m$ . Выносится решение, какой из сигналов  $S_0(t), S_1(t), \dots, S_k(t), \dots, S_m(t)$ , присутствует в наблюдаемом процессе. Эта задача характерна для систем радионавигации, когда в наблюдаемом процессе  $x(t)$  присутствуют кроме шума  $N(t)$  и полезного сигнала  $S(t)$  отраженные копии. *Рабочие характеристики процедуры различения* – средний риск и вероятность перепутывания сигналов.

3. *Фильтрация*. Во входном сообщении  $x(t) = S(t, \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_l) \otimes N(t)$  при известных априорных данных об  $N(t)$  наилучшим (в определенном смысле) образом фильтруется (выделяется) оценка параметра  $\lambda_i(t)$  в сигнале  $S(t, \lambda)$ , где  $\lambda = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_l]$  – вектор параметров сигнала, причем  $\lambda_i(t)$  – так же случайный процесс.

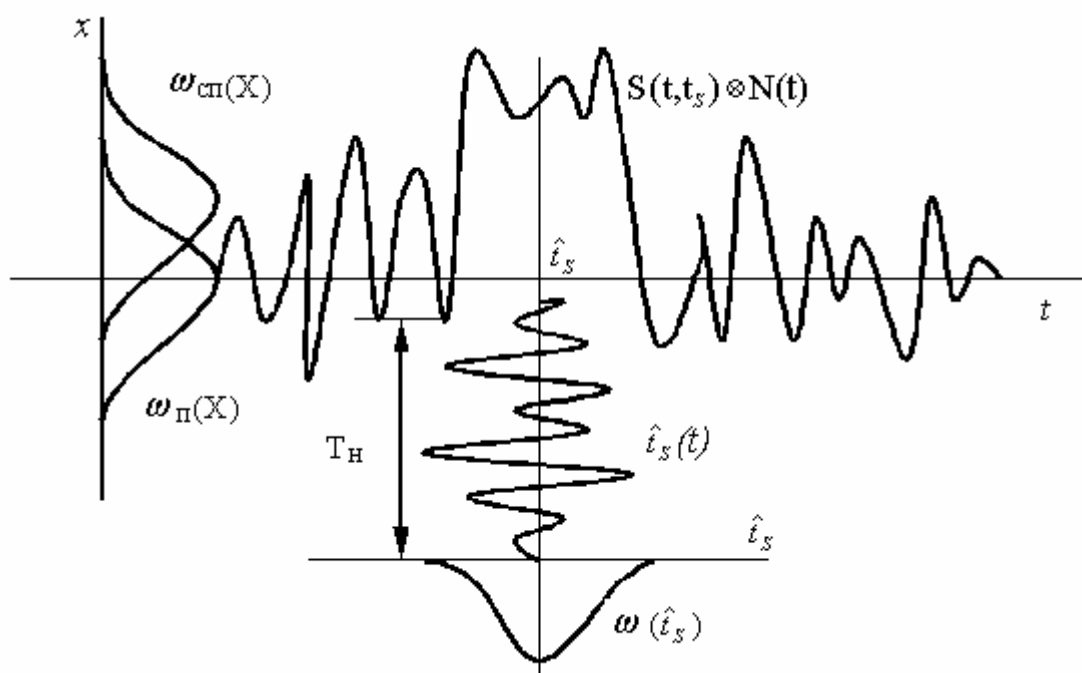


Рис. 2.16

*Пример:* в процессе  $x[t, A(t), t_D(t), F_\delta(t), \varphi(t)]$  фильтруются оценки дальности  $\hat{D}(t)$  по задержке  $\hat{t}_D(t)$  и скорости  $\hat{V}(t)$  по доплеровскому смещению частоты  $\hat{F}_\delta(t)$ . Задача *фильтрации* переходит в задачу *оценивания* параметра сигнала, если оцениваемый параметр не успевает существенно измениться на интервале наблюдения  $T_H$ .

4. **Распознавание** (классификация) – процедура, выясняющая принадлежность образа  $\mathbf{Z}$  (образом может быть принятый сигнал) к одному из классов  $C_i: \mathbf{Z}[z_1, z_2, \dots, z_d] \subset C_i, i=1, 2, \dots, l$  по совокупности  $\alpha$  признаков  $[z_1, z_2, \dots, z_d]$  из "словаря" образов  $\mathbf{Z}_i$  (обычно опытные данные).

### 2.3.3. Специфика задач обработки многолучевого процесса в бортовых подсистемах РНС

Многолучевой процесс на входе приемника ВИРС НП описывается (в форме аналитических сигналов) выражением

$$x(t) = S(t) + \sum_{K=1}^M \dot{C}_K(t) + N(t) = A \dot{G}(t - \tau_s) e^{j[(\omega_0 + \omega_{ds})t + \varphi_s]} + \\ + \sum_{K=1}^M p_K A \dot{G}(t - \tau_K) e^{j[(\omega_0 + \omega_{gK})t + \varphi_K]} + N_{III}(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi_{III}(e))}$$

где  $G(t) = G(\alpha(t)/\Omega_c)$  – закон изменения диаграммы направленности антенны радиомаяка сканирующей со скоростью  $\Omega_c$ ,  $A = const$ ;  $\tau_s(\tau_K), \omega_{ds}(\omega_{gK}), \varphi_s(\varphi_K)$  – временные, частотные (доплеровские) и фазовые сдвиги сигнала  $S(t)$  и отражений  $C_K(t)$  соответственно. Характер  $x(t)$  требует при принятии решений выполнения *всех* основных *процедур оптимального приема* - от распознавания помех до оценивания параметров сигнала и отражений.

*Распознавание* помех требуется для классификации вида помех с целью выбора соответствующих процедур обработки многолучевого процесса.

*Обнаружение сигнала*  $S(t)$  в смеси, содержащей только сигнал и шум  $x(t) = IS(t) + N(t)$ ,  $I=0 \vee 1$  требует проверки статистической гипотезы  $H_0$  о том, что  $x(t) = N(t)$ ,  $I=0$  против альтернативы  $H_1$ :  $x(t) = IS(t) + N(t)$ ,  $I=1$ . Такая задача, типовая для радиолокации, в радионавигационных системах может возникнуть при навигации в дальней зоне при сложных погодных условиях, на морских акваториях и т. п.

Чаще встречается задача *обнаружения отражений*  $C_K(t)$  на фоне сигнала  $S(t)$  и шума в смеси  $x(t) = \sum_{K=1}^M [S(t) + I_K C_K(t)] + N(t)$  (аналог задачи различения сигналов). Обнаружение *внелучевых* отражений (ВНЕО) ( $I_{КВНЕО} = I$ ) позволяет их отсеleccionировать в пространстве, устранить неоднозначность оценок, т.е.

повысить достоверность информации и сократить объемы вычислительных процедур на последующих этапах обработки. Оценка неочевидного факта присутствия *внутрилучевой* помехи (ВНУО) ( $I_{KBHVO} = I$ ) позволяет принять решение о методе учета или устранения ее мешающего действия. Обнаружение ВНУО требуется для выявления искривленных участков траектории и принятия мер для повышения точности измерений, например, переход на навигацию по инерционным системам. В большинстве случаев наиболее вероятно воздействие одного ВНУО в силу узости диаграммы направленности антенны. (рис. 2.16).

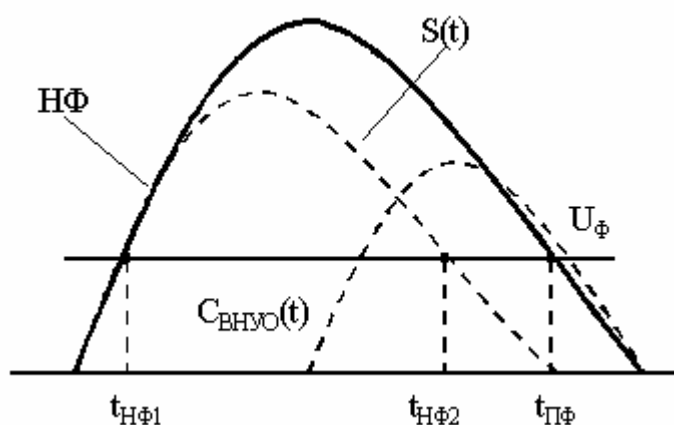


Рис. 2.16

Задаче обнаружения ВНУО близка задача *идентификации непораженного отражением* фронта (НФ) суммарного сигнала. В настоящее время не применяются методы выявления пораженного фронта ПФ, на который воздействие запаздывающих или опережающих ВНУО наиболее существенно. Поэтому принят способ фиксации сигнала по двум фронтам. Это увеличивает ошибку многолучевости более чем в три раза по сравнению с фиксацией по одному фронту. Фиксация непораженного фронта позволяет приблизить точность оценки к случаю, соответствующему отсутствию ВНУО.

Сигналоподобность отражений делает факт их присутствия неочевидным, а непредсказуемые флюктуации параметров отражения ( $\tau_k, \omega_k, \varphi_k$ ) при облете отражателей затрудняют процедуру обнаружения. При этом актуальной задачей является поиск эффективного признака ВНУО в амплитудной, фазовой или частотной областях для обнаружения отражения в условиях ограниченных априорных данных.

Процедуры обнаружения являются *первичными* перед оцениванием вектора параметров  $\lambda[\lambda_1, \dots, \lambda_m]$  сигнала ВИРС НП  $S(t, \lambda_S = \tau_S)$  и отражений  $C_k(t, \lambda_k[\tau_k, \omega_k, \varphi_k, p_k])$ , составляющих их *признаковую* основу.

Распространенные в радионавигации методы *оценки* параметров сигнала и отражений связаны, как и в задачах обнаружения, с формированием апостериорной плотности вероятности измеряемого параметра  $\lambda_i$  на



совокупности  $\lambda [\lambda_1, \dots, \lambda_m]$  на основании принятого колебания  $x(t)$  и априорных сведений.

Если  $T_{C,S}=[t_{CL}, \dots, t_{CL}, t_S]$ ,  $P_C=[p_{CL}, \dots, p_{CL}]$ ,  $\Omega_o=[\omega_{o1}, \dots, \omega_{oL}]$ - векторы подлежащие оценке параметров,  $X[x_1, \dots, x_n]$  - вектор измеренных величин реализации  $x(t)$ , то между измеренными значениями вектора  $\hat{X}$  и векторами  $T$ ,  $P_C$ ,  $\Omega_o$  существует связь

$$\hat{X} = X(T_{C,S}) + \xi, \quad \hat{X} = X(P_C) + \Psi, \quad \hat{X} = X(\Omega_o) + \Phi,$$

где  $X(T_C)$ ,  $X(P_C)$ ,  $X(\Omega_o)$  – принятые модели зависимостей реализаций  $X$  от параметров  $T$ ,  $P_C$ ,  $\Omega_o$ ,  $\xi=[\xi_1, \dots, \xi_m]$ ,  $\Psi=[\psi_1, \dots, \psi_m]$ ,  $\Phi=[\phi_1, \dots, \phi_m]$  – векторы суммарных ошибок измерения и моделей.

Задача сводится к отыскиванию оценок  $\hat{T}_{C,S}$ ,  $\hat{P}_C$ ,  $\hat{\Omega}_o$  векторов  $T_C$ ,  $P_C$ ,  $\Omega_o$  соответственно при помощи некоторого алгоритма оценивания  $\hat{T}_{C,S}(X)$ ,  $\hat{P}_C(X)$ ,  $\hat{\Omega}_o(X)$ , при котором в максимальной степени устраняется влияние ошибок  $\xi$ ,  $\Psi$  и  $\Phi$ .

Построение оптимальных алгоритмов оценивания  $\hat{T}_{C,S} = \hat{T}_{C,S}(X)$ ,  $\hat{P}_C = \hat{P}_C(X)$ ,  $\hat{\Omega}_o = \hat{\Omega}_o(X)$ , требует поиска распределений  $w(\xi)$ ,  $W(\Psi)$  и  $W(\Phi)$  связанных с помехами, что на практике не всегда возможно.

Иногда все эти процедуры являются *совместными*. Так, при обработке сигнала на больших расстояниях от радиомаяка необходимо обнаружить сигнал  $S(t)$  совместно с доминирующими внелучевыми локализованными отражениями  $S_{ВНЕОК}(t)$  на фоне распределенных отражений и шумов  $N(t)$ .

Нерегламентируемость ряда параметров сигнала, отсутствие сведений относительно функции распределения  $w(x)$  и вероятностей  $P(H_K)$  порождает *непараметрическую априорную неопределенность* и соответственно ограничения в большинстве случаев практического использования классических алгоритмов обработки сигналов на фоне помех. Во *внелучевом* пространстве априорная неопределенность усугубляется увеличением степеней свободы совокупностей отражателей.

Задача *классификации* локализованных и распределенных помех (отражения от сложного рельефа, морской взволнованной поверхности, метеообразований, стай птиц и т. п.) актуальна в настоящее время вследствие усложнения аэродромных ситуаций. Она решается методами *распознавания*  $d$ -мерных образов  $Z=[z_1, \dots, z_d]$ , где  $d$  - число характерных параметров помех в пределах  $l$  классов, определяющих основные виды помех. Основной задачей при этом является нахождение решающей функции (правила)  $g(Z)$ , в соответствии с которой по контрольной реализации  $Z \sim X$  устанавливается ее принадлежность к одному из классов (образов). Распознавание помех позволяет

их классифицировать и подавлять в соответствии с уровнем опасности для ВИРС НП.

*Общими трудностями по использованию классических методов принятия решений в бортовых подсистемах ВИРС НП являются:*

- недостаток априорных данных и отличие фактических распределений вероятностей сигналов, помех и их параметров от предполагаемых в алгоритмах обработки из-за многопутевого распространения сигналов, маневров самолетов, и других объектов в зоне аэропортов, влияние широкого класса помех, включая организованные, нестабильность аппаратуры;
- недостаточная надежность и оперативность оценивания при обработке больших массивов информации, в которых присутствуют аномальные значения (например, сигнал от локального переотражателя в зоне посадки);
- недопустимость априорных гипотез и полуэмпирических и эмпирических зависимостей при автоматизированной обработке на борту с помощью ЭВМ (предварительно принятые погрешности накапливаются);
- трудности нахождения распределений оцениваемых параметров  $p_k, \tau_k, \omega_{dk}, \varphi_k$ , даже при знании  $w(X)$  – распределения выборки  $X=[x_1, \dots, x_n]$  наблюдаемого процесса.

Ясно, что при организации обработки многолучевого процесса в бортовой подсистеме ВИРС НП необходимо:

- учитывать многообразие сигналоподобных и стохастических априорно-неопределенных помех;
- применять многообразие процедур обработки (предпочтительно адаптивных или инвариантных к статистике помех) – от распознавания до оценивания, выполняемых в виде некоторой совокупности, автоматически приспособляемой к конкретной помеховой обстановке.

Таким образом, комплекс процедур обработки многолучевых сигналов должен включать *внутреннюю (процедурную)* адаптацию к помехам и *внешнюю (функциональную)* – к помеховым ситуациям.

#### **2.4. Пути цифровой адаптации ВИРС НП [15, 16, 26, 27]**

Проведенный выше анализ показал, что реализация требуемой точности, достоверности и других показателей ВИРС НП, установленных стандартом, при работе в условиях многолучевости, возможна при:

- использовании в реальном времени адаптивного к многолучевым помехам комплекса процедур статистической обработки от распознавания и обнаружения до оценивания параметров сигналов и помех;
- обеспечении принятия на борту решения по реализациям  $X_j = [x(t)]_j$  не стационарного случайного процесса  $x(t)$ , полученным в смежных  $j$ -ых периодах сканирования, в условиях ограниченных априорных данных о многолучевых помехах;

- комплексном применении разнообразных (не вытекающих друг из друга) методов борьбы с внутрилучевыми и внелучевыми сигналоподобными (зеркальными) и распределенными (стохастическими) помехами, в максимальной степени свободных от знания статистики помех;
- сохранении штатного состава аппаратуры в бортовом приемнике;

Целесообразно, в целях реализации указанных задач, организовать *цифровую многоэтапную обработку* сигналов ВИРС НП в реальном времени на основе главного принципа получения угломерной информации этими системами – при сканировании (обзоре) пространства узконаправленным ( $\alpha_0 < 1-2^\circ$ ) лучом радиомаяка с постоянной скоростью  $\Omega_c = 2\pi F_c$ ,  $F_c = 13.5 \text{ Гц}$  (КРМ) и  $F_c = 40.5 \text{ Гц}$  (ГРМ) для СПСД и  $F_c = 1.66 \text{ Гц}$  для РСБН и отсчете времени  $t = \alpha(t) / \Omega_c$ . При этом возможно пространственно-временное квантование рабочего углового сектора  $\alpha_c$  (для РСБН  $\alpha_c = 360^\circ$ , для СПСД  $\alpha_c = \pm 60^\circ$ ) на  $M = \alpha_c / a\alpha_c$ ,  $a \leq 1$ , микросекторов. Это эквивалентно квантованию времени  $t_c = \alpha_c / \Omega_c$  на  $M \approx 100 - 200$  дискретов (временных каналов) с целью получения цифровых сегментов эквидистантных входных данных  $X_j = [x_1, x_2, \dots, x_M]$  обновляемых в каждом  $j$ -ом периоде сканирования. Весьма важным является факт, что сегмент  $X_j$  несет информацию по всем микросекторам (во всем рабочем пространстве).

Обработка данных разбивается в реальном времени на этапы, включающие в себя:

- классификацию помех (сигналоподобные, стохастические) и при необходимости идентификацию “образов” конкретных помех (этап I на рис. 2.17);
- первичное селектирование микросекторов с доминирующими отражениями и сигналом (этап II);
- вторичную оптимальную обработку информации в отселектированных каналах (этап III);
- разрешение сигнала и внутрилучевой помехи и оценку навигационных параметров (возможна на этапе III или IV);
- принятие решения, при необходимости, (этап IV) о комплексировании ВИРС НП с автономными системами (АС) навигации.

Такая поэтапная цифровая многоканальная обработка (ЦМО) позволит постепенно (при приближении к радиомаяку) освободиться от воздействия помех различного вида методом пространственной селекции и выявить резерв времени на самый ответственный этап принятия решения в канале с сигналом, внутрилучевыми отражениями и шумами.

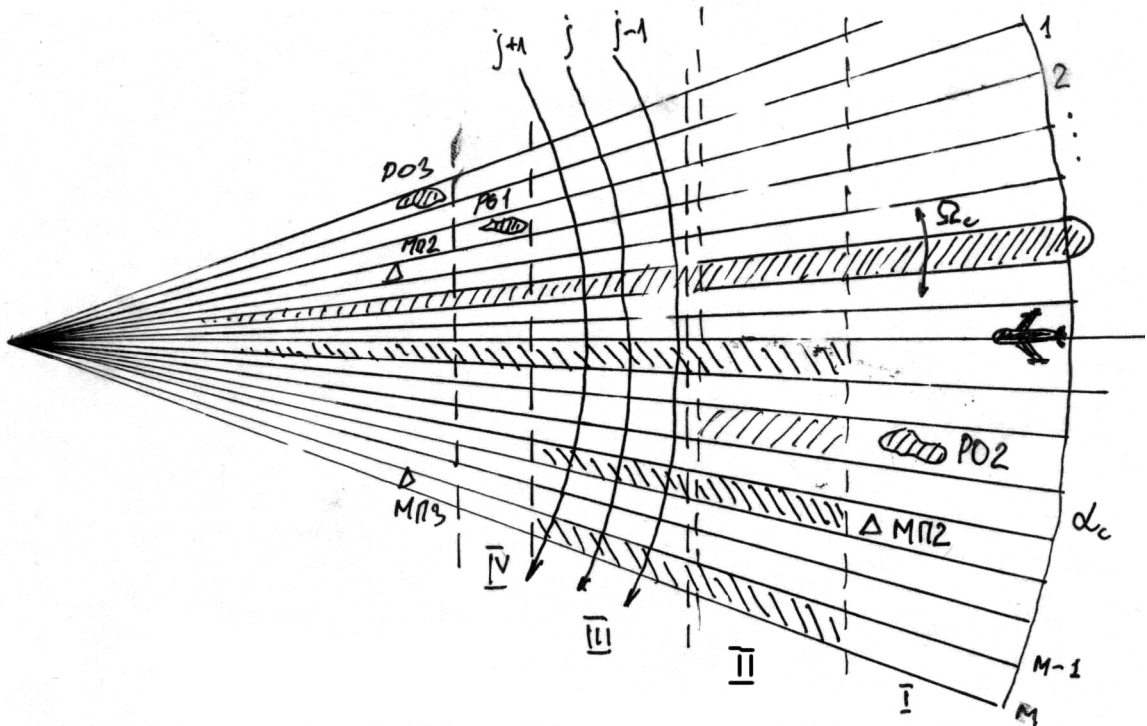
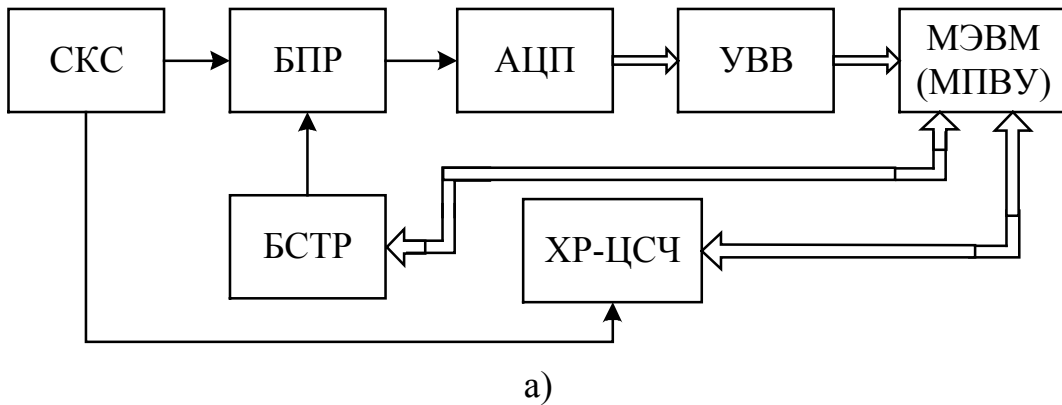
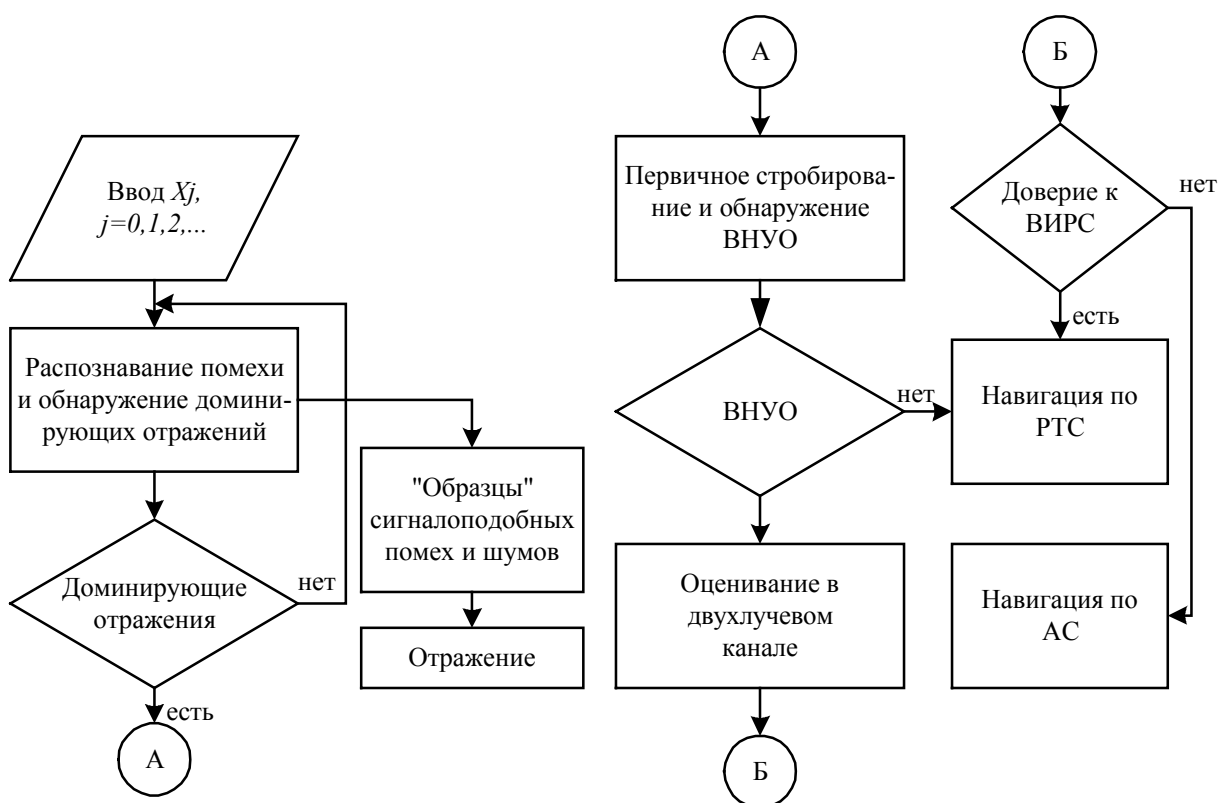


Рис. 2.17. Принцип пространственно-временного квантования и селекции помех

С учетом современного уровня бортовых радиотехнических средств, предусматривающих наличие микро-ЭВМ, можно организовать цифровую многоэтапную обработку (ЦМО) аппаратно-программным методом. На рис.2.18,а представлена структура бортового вычислительного комплекса (БВК).





б)  
Рис. 2.18. Структура БВК (а) и блок-схема алгоритма ЦМО (б)

Она включает бортовой приемник (БПР), связанный со сканирующей системой (СКС), аналого-цифровой преобразователь (АЦП) для получения периодических сегментов цифровых данных  $X_j = \{x(t)\}_j$  в  $j$ -х периодах сканирования, блок стробирования (БСТР) микросекторов, подлежащих обработке, микро-ЭВМ или микропроцессорное вычислительное устройство (МПВУ), сопряженное через устройство ввода/вывода (УВВ) с АЦП и хронизатор (ХР) на основе цифрового синтезатора частоты (ЦСЧ). Для синхронизации этапов обработки вырабатываются опорные импульсные последовательности с частотами, кратными частоте сканирования  $\Omega_c$ .

Использование в программе работы БВК алгоритмов (устройств в аппаратной части), *инвариантных к статистике* помех либо адаптивных может быть *средством преодоления априорной неопределенности* по конкретному виду помех.

Квантование рабочего сектора на микросекторы предоставляет возможность организовать как пространственную, так и частотно-временную *цифровую адаптивную обработку* многолучевых сигналов. В любом случае при адаптивной обработке информации используется процедура обучения алгоритма в процессе двух этапов: оценки значений параметров помеховых сигналов и минимизации влияния помех на полезные сигналы согласно

выбранному критерию. Представление сигналов в виде многомерных векторов  $X_t[x_{1t}, x_{2t}, \dots, x_{Mt}]$  позволяет адаптивно восстановить “образ” сигнала  $\hat{S}(n)$  по процессу  $X_t(n)$ :

$$\hat{S}(n) = X_t(n) \otimes W(n), \quad W(n) = S_{0,жс}(n)R^{-1}, \quad (19)$$

где  $S[S_1, S_2, \dots, S_M]_{0,жс}$ ,  $W[W_1, W_2, \dots, W_M]$  - векторы ожидаемого сигнала и весового коэффициента, адаптивно вычисляемого по принятой реализации входного процесса,  $R^{-1}$  - обращенная корреляционная матрица помех,  $n$  – реальное дискретное время. Система адаптации – цифровой фильтр с параметрами, изменяемыми на основе априорных сведений о сигнале и помехах. Дискретное представление сигналов обуславливает возможность использования перспективных методов *цифровой обработки* данных. Аддитивность полезных и помеховых сигналов позволяют использовать для пространственной и частотно-временной обработки одинаковый *критерий качества – отношение средних мощностей полезного и помехового сигналов* (включая флюктуационные помехи и отражения). При гауссовом распределении комплексных амплитуд сигналов это эквивалентно максимизации отношения правдоподобия, что приводит к классическим характеристикам – вероятности обнаружения сигнала, точности оценок параметров и т. п. Кроме того мощности сигналов и помех являются непосредственно измеряемыми величинами.

*Специфика работы* ВИРС НП (в отличие от радиолокационных систем, где пространственная обработка сигналов весьма перспективна) ограничивает и даже исключает возможность надежного применения такого способа адаптивной обработки по следующим причинам.

Во-первых, различные отражатели в зоне управления воздушным движением создают в основном зеркальные сигналподобные помехи и отражения, которые перекрываются по пространству (углам наблюдения) и спектрам с сигналом, что понижает эффективность весовой пространственной обработки. Следует добавить сложность организации классифицированной выборки «чистой» помехи.

Во-вторых, движение самолета и сканирование пространства лучом радиомаяка затрудняет организацию обучения адаптивной системы. При пространственной радиолокационной обработке процесс адаптации происходит как правило при неизменных угловых положениях источников полезных и помеховых сигналов.

Нестационарность обрабатываемого процесса исключает возможность корректной оценки корреляционной матрицы и спектров помехи при помощи усреднения реализации помеховых сигналов во времени, что характерно для пространственной обработки.

Наконец, флюктуации параметров полезных сигналов и отражений при различных взаимных положениях маяка, самолета и отражателя крайне затрудняют оперативный расчет оптимального весового вектора.

Следует добавить характерное для ВИРС НП многообразие априорно-неопределенных помех, что требует адаптации не только по их параметрам (уровню, частотам, фазе), но и по их виду (сигналоподобные, шумовые, внелучевые, внутрилучевые) и типу помеховых ситуаций.

## **2.5. Функционально-адаптивная обработка (ФАДО) многолучевых сигналов как средство повышения помехоустойчивости ВИРС НП [16, 26, 27, 29, 32]**

Ограниченные возможности классической фильтрации Колмогорова-Винера и Калмана-Бьюси, многообразие априорно-неопределенных помех и невозможность построения универсального решающего правила вызывают необходимость использовать комплекс процедур  $L_k[x(\alpha, t)]$ , реагирующих на  $k$ -ю помеховую обстановку, и максимально свободных от статистики помех, либо адаптивных, объединенных в совокупность ФАДО:

$$L[x(\alpha, t)] = \bigvee_{q=1}^Q \prod_{k=1}^K L_k[x(\alpha, t)], \quad K \leq Q, \quad (20)$$

где  $K$  – число обязательно выполняемых процедур соответствующих помехам в данном аэропорту, из предельного числа  $Q$ , определяющего наихудшую помеховую обстановку по совокупности аэропортов.

В соответствии с классической постановкой задачи по адаптации системы к внешним условиям будем считать имеющимся на входе набор помеховых ситуаций  $X(t) = [X_0(t), \dots, X_Q(t)]$ , где  $X_i(t)$  – реализация многолучевого процесса, включающая определенную совокупность отражений типа ВНЕО, ВНУО и шумовых отражений  $N_{ОРО}$  (рис. 2.19). Предполагается, что система ФАДО откликается на совокупность  $X(t)$  включением определенных процедур  $L_k[x(\alpha, t)]$ , то есть она является дискретной и обладает алфавитом состояний  $\psi = [\psi_0, \dots, \psi_{Q-1}]$ , где  $Q$  – максимальное число используемых процедур (функций). Процесс адаптации в реальном времени должен реализовать выходной алфавит системы ФАДО  $Y = [y_0, y_1, y_2]$ , где  $y_0$  – событие, соответствующее обнаружению сигнала,  $y_1$  – его обнаружению,  $y_2$  – оцениванию информативного параметра.

Изберем в качестве критерия качества выходного результата максимизацию отношения мощности сигнала  $P_S$  к суммарной мощности многолучевых помех  $P_{\Pi\Sigma} = P_{ВНУО} + P_{ВНЕО} + P_N + P_{N_0}$ :

$$\eta = \frac{P_S}{P_{\Pi\Sigma}} = \frac{P_S}{P_{ВНУО} + P_{ВНЕО} + P_N + P_{N_0}} \rightarrow \eta_{\max} = \frac{P_S}{P_{N_0}} \quad (21)$$

Процесс адаптации реализуется системой ФАДО согласно (19) взвешиванием сегментов входных данных  $X_j = [x_1, \dots, x_M]$  весовым вектором  $W = [W_1, \dots, W_M]$ , оптимизируемым на основе критерия (21) соответствующей процедурой  $L_K[X_j]$ ,  $j=0,1,2,\dots$ . Специфика ВИРС НП, предполагающая квантование при сканировании пространства (эквивалентного отрезка времени) на  $M$  микросекторов позволяет организовать весовой вектор  $W$  в виде пространственно-временного гребенчатого строба  $A_K(\alpha, t)$  с компонентами в  $i$ -х микросекторах  $MC_i$  с опасными помехами (рис. 2.19).

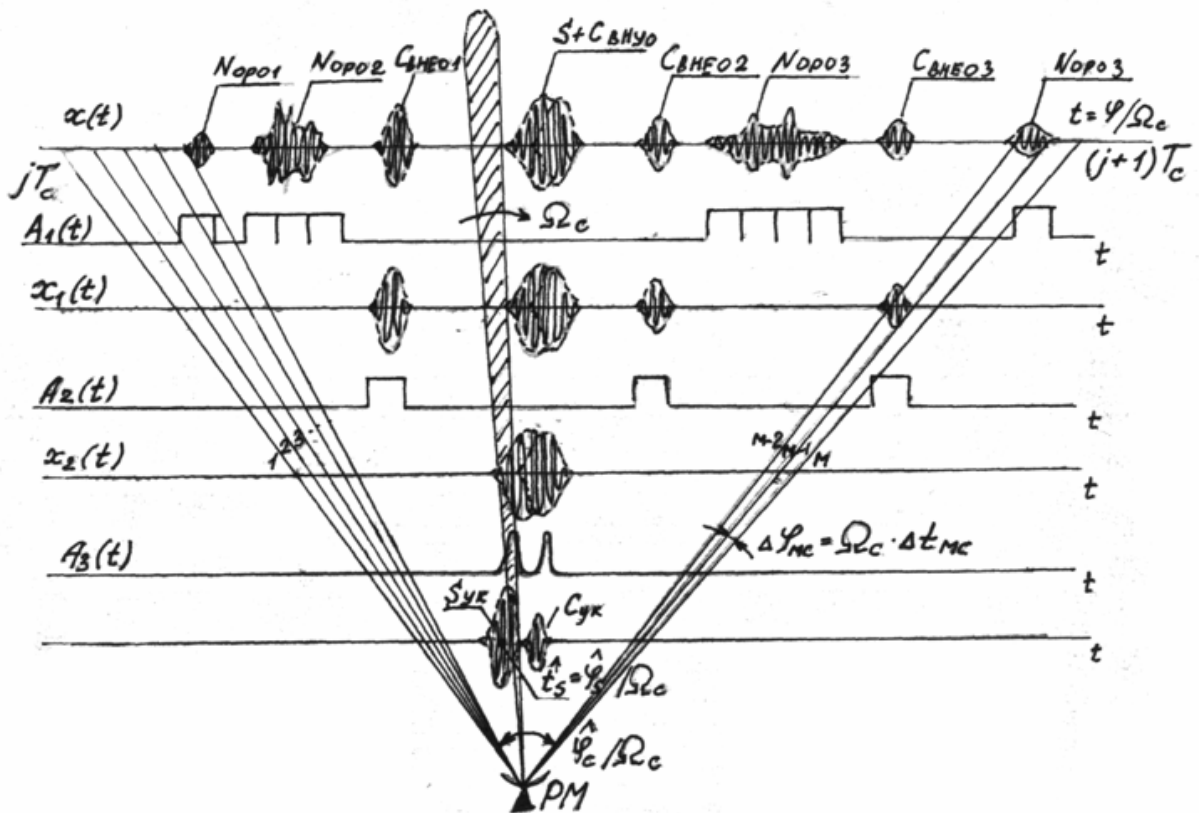


Рис. 2.19. Пространственно-временное квантование многолучевого сигнала

Строб управляется процедурой  $L_K(X_j)$ , соответствующей помеховой обстановке  $X_j(t)$ :

$$[A_K(\alpha, t)] = \left[ \sum_i A_i(\Delta\alpha_i, \Delta t_i) \right]_j = F[L_K(X_j)], \quad i=1, \dots, M \quad (22)$$

Тогда адаптивное взвешивание (рис.2.21,а) эквивалентно селектированию помех в определенных микросекторах пространства и совокупная процедура ФАДО имеет вид

$$X_j[x_1, \dots, x_M] \cdot [A_K(\alpha, t)] \xrightarrow{j \rightarrow \infty} S(t_s) \quad (23)$$



Весовой вектор  $A_k(\alpha, t)$  при этом оптимизируется на основе критерия (21) по длительности и временному положению компонентов  $A_i(\Delta\alpha_i, \Delta t_i)$ . На рис.2.20,а показана структура цифровой ФАДО, в которой текущий (в  $j$ -ом периоде сканирования  $T_c = 2\pi/\Omega_c$ ) оператор обработки  $L[X_j \sim x_j(t)]$  изменяется на основе распознавания помех (РП), осуществляя потом оптимальное пространственно-временное взвешивание сегмента данных  $X_j = [x_1, \dots, x_M]$

Такая структура и принцип действия полностью отвечает определениям процедуры адаптации.

Следует заметить, что набор данных  $X_j[x_1, \dots, x_m]$  параллельно несет информацию по всем микросекторам с возможностью обновления в последующих сканах, что исключает последовательный поиск, а организация весового вектора в виде пространственно-временного строба исключает процедуру вычисления корреляционных функций помех с обращением корреляционной матрицы, как это делается при классической адаптивной обработке.

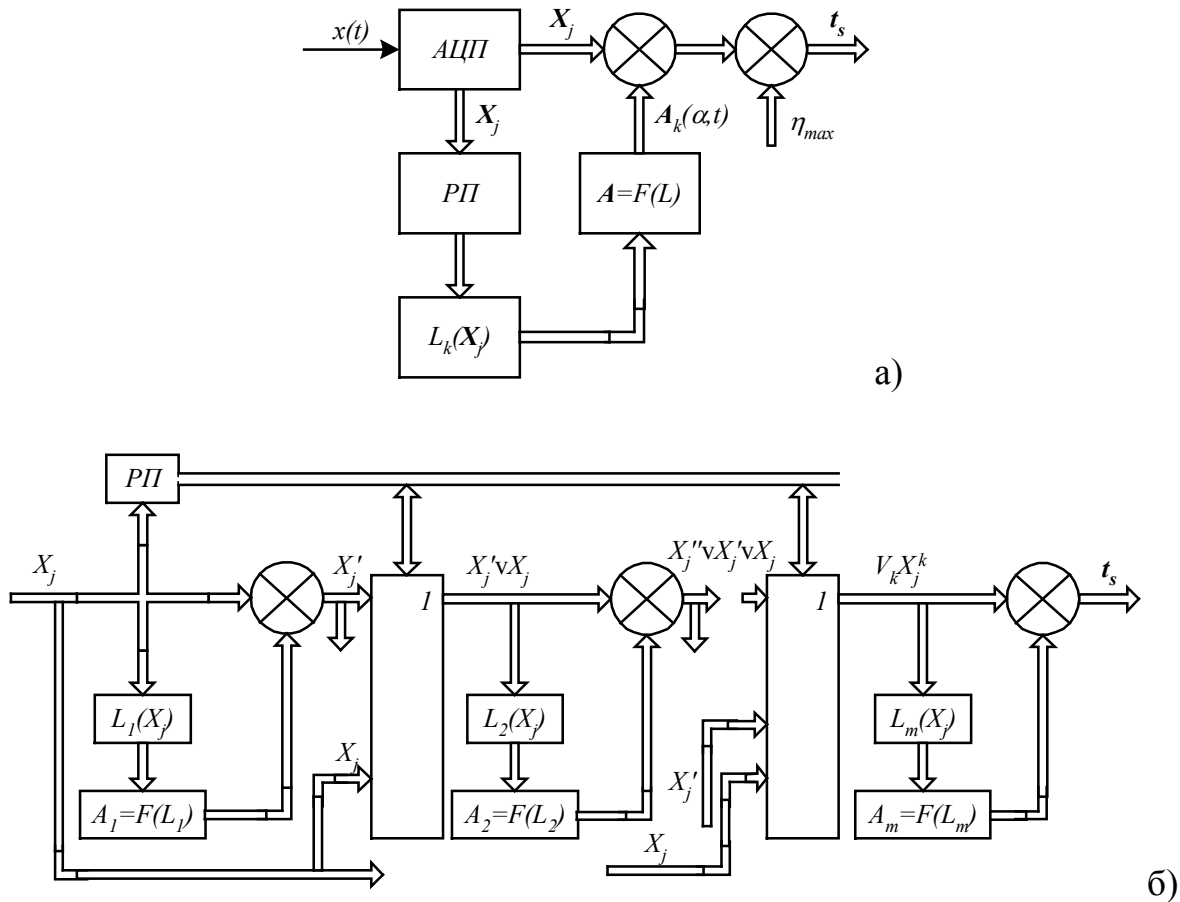


Рис. 2.20. Схема одного контура адаптации (а) и полной структуры адаптивной обработки многолучевого сигнала ВИРС НП (б)

В связи с разнохарактерностью процедур структурная схема ФАДО должна содержать несколько колец адаптации (рис. 2.20,б), обеспечивая

позападную адаптивную обработку многолучевого процесса. В условиях работы ВИРС НП такими этапами являются: распознавание помех и селектирование микросекторов с недопустимыми ОРО, то есть  $L_1(X_j) \rightarrow X_j A_1(t)$ , после чего возникает процесс  $x'(t) = S(t) + \sum_{(i)} C_i(t) + N_0$ , свободный от распределенных отражений  $N(t)$  (ОРО), обнаружение и стробирование ВНЕО -  $L_2(X'_j \vee X_j) \rightarrow X_j A_2(t)$  с образованием процесса  $x''(t) = S(t) + C_{ВНУО}(t) + N_0$ , обнаружение-разрешение ВНУО и сигнала  $L_3(X''_j \vee X'_j \vee X_j) \rightarrow X_j A_3(t)$  и восстановление "образа" сигнала  $x''(t) = S(t)$  с последующей оценкой информационного параметра  $t_s$ :  $L_4(X'''_j \vee X''_j \vee X'_j \vee X_j) \rightarrow X_j A_4(t)$ . Выходной эффект  $\hat{\alpha}_s = \Omega_c \hat{t}_s$  - результат выполнения всех или части процедур  $L_k(X_j)$  с использованием исходных данных или полученных на промежуточных этапах:  $X_j \vee X'_j \vee X''_j \vee X'''_j$ . Выбор необходимых процедур и последовательность их выполнения определяется самой системой ФАДО. Например, оцениванию  $L_4(X_j)$  может предшествовать лишь обнаружение-разрешение  $L_3(X_j)$  при отсутствии ОРО и ВНЕО, обнаружению-разрешению лишь распознавание  $L_1(X_j)$  (при отсутствии ВНЕО) и так далее. Таким образом, в ФАДО совмещается *внешняя (функциональная)* и *внутренняя (компонентная)* адаптация.

Рассмотрим практически полезный вариант синтеза системы ФАДО с позиции теории конечных автоматов. Пусть входной алфавит  $X_a[x_0, \dots, x_7]$  описывает набор следующих помеховых ситуаций:

$x_0(t) = S(t)$  - чистый сигнал, возникающий в бортовой подсистеме при отсутствии доминирующих и распределенных отражателей;

$x_1(t) = S(t) + C_{ВНУО}(t)$  - доминирующий МП в ближней зоне;

$x_2(t) = S(t) + \sum_i C_{iВНЕО}(t)$  - аэропорт со сложным рельефом, отражения внелучевые;

$x_3(t) = S(t) + C_{ВНУО}(t) + \sum_i C_{iВНЕО}(t)$  - отражения за счет МП внутри и вне луча радиомаяка;

$x_4(t) = S(t) + N(t)$  - распределенные отражения в дальней зоне, морская навигация;

$x_5(t) = S(t) + C_{ВНУО}(t) + \sum_i C_{iВНЕО}(t) + N(t)$  - отражения в дальней зоне в аэропортах со сложным рельефом;

$x_6(t) = S(t) + \sum_i C_{iВНЕО}(t) + N(t)$  - внелучевые МП в дальней зоне;

$x_7(t) = S(t) + C_{ВНУО}(t) + N(t)$  - внутрилучевой МП в ближней зоне.

Алфавит состояний автомата ФАДО  $\psi[\psi_0, \dots, \psi_4]$  включает возможные функции бортовой системы ВИРС НП:  $\psi_0$  - распознавание помех,  $\psi_1$  - устранение влияния ОРО,  $\psi_2$  - обнаружение сигнала на фоне ВНЕО и шумов,  $\psi_3$  - обнаружение-разрешение сигнала и внутрилучевой помехи,  $\psi_4$  - оценивание информационного параметра  $\hat{\alpha}_s = \Omega_c \hat{t}_s$ , пропорционального временному отстоянию от опорной точки сигнального импульса  $S(\hat{t}_s)$ .

Задачи, возлагаемые на автомат ФАДО сводятся к:

- поэтапному устранению всех помех путем своевременного включения соответствующих процедур ФАДО в зависимости от характера помех в зоне аэропорта;
- исключению пропуска любого вида помех при произвольных помеховых ситуациях;
- обеспечению наиболее короткого пути в многоэтапной обработке за счет исключения лишних этапов;
- реализации в худшем случае (при воздействии всех видов помех) “правильной” последовательности процедур, в качестве которой логично положить  $\psi_0 \rightarrow \psi_1 \rightarrow \psi_2 \rightarrow \psi_3 \rightarrow \psi_4$ , поскольку при этом входной процесс последовательно “очищается” от помех.

Таким образом, автомат ФАДО в процессе поэтапной обработки адаптивно (с учетом внешних помех) восстанавливает “образ” сигнала наиболее коротким путем (пропуская ненужные этапы) и возвращаясь к исходному состоянию – распознаванию помех в случае завершения процедуры оценивания или нахождения в состоянии более высокого порядка и отсутствии соответствующих этому состоянию помех.

На рис. 2.21,а представлена таблица переходов и выходов системы ФАДО в виде автомата Мура, а на рис. 2.21,б соответствующий ей граф, позволяющие провести синтез минимальной структуры.

$y$	$y_0$	$y_0$	$y_0$	$y_1$	$y_2$
$x \setminus \psi$	$\Psi_0$	$\Psi_1$	$\Psi_2$	$\Psi_3$	$\Psi_4$
$x_0$	$\Psi_4$	$\Psi_0$	$\Psi_0$	$\Psi_4$	$\Psi_0$
$x_1$	$\Psi_3$	$\Psi_0$	$\Psi_3$	$\Psi_4$	$\Psi_0$
$x_2$	$\Psi_2$	$\Psi_0$	$\Psi_4$	$\Psi_0$	$\Psi_0$
$x_3$	$\Psi_2$	$\Psi_2$	$\Psi_3$	$\Psi_4$	$\Psi_0$
$x_4$	$\Psi_1$	$\Psi_4$	$\Psi_0$	$\Psi_0$	$\Psi_0$
$x_5$	$\Psi_1$	$\Psi_2$	$\Psi_3$	$\Psi_4$	$\Psi_0$
$x_6$	$\Psi_1$	$\Psi_2$	$\Psi_4$	$\Psi_0$	$\Psi_0$
$x_7$	$\Psi_1$	$\Psi_3$	$\Psi_0$	$\Psi_4$	$\Psi_0$

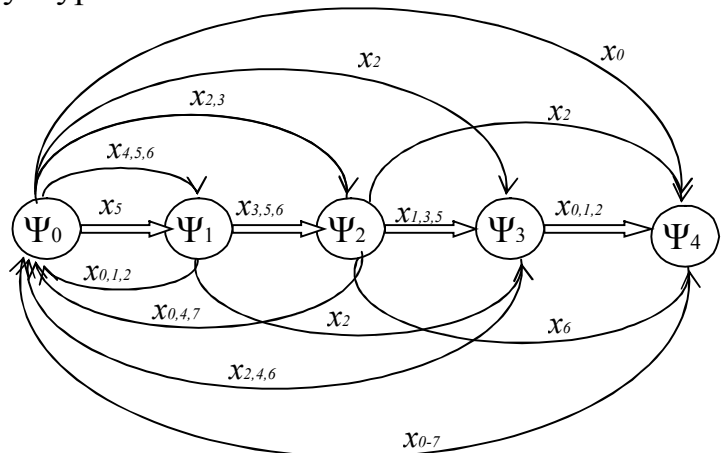


Рис. 2.21. Таблица переходов и выходов (а) и граф (б) автомата ФАДО

Следует заметить, что по мере поэтапного сканирования помех системой ФАДО появляется вероятность выхода на внутрилучевой канал с сигналом от начального значения  $P(M_S)=1/M$ ,  $M$  – число микросекторов квантованного пространства, до величины  $P(M_S)=1/(M-\xi_1-\xi_2)$ ,  $\xi_1$  – число микросекторов с РО,  $\xi_2$  – число микросекторов с ВНЕО.

Представлен вариант реализации ФАДО на микропроцессорном комплекте K580. Оценены положительные эффекты применения ФАДО в ВИРС НП. Так ФАДО в РСБН повышает вероятность выведения самолета в заданную область захвата его радиомаяками систем посадки. Использование ФАДО в системах посадки типа СПСД (ЕГРСП), кроме обеспечения высоких точностных характеристик систем, установленных стандартом, повышает эксплуатационную эффективность СП путем:

- сокращения времени на летные испытания и ремонт;
- повышения интенсивности посадок ЛА даже в сложных метеоусловиях;
- повышения вероятности успешной посадки с первого захода.

Таким образом, применение ФАДО в ВИРС НП сулит значительный технический и экономический выигрыш при незначительных изменениях в процедуре управления воздушным движением и сохранении штатного состава аппаратуры.

Перспективами развития ФАДО являются применение более быстродействующей элементной базы, включая процессоры цифровой обработки информации, что позволяет сократить длительность этапов ФАДО, расширить класс распознаваемых помех и повысить качество обработки входных данных в условиях объективного усложнения помеховых ситуаций.

## **2.6. Процедурное наполнение ФАДО [16, 18-23, 25-32]**

### **2.6.1. Внелучевая обработка сигналов время-импульсных радионавигационных систем (ВИРС НП)**

При приеме многолучевого сигнала ВИРС НП

$$x(t, \alpha) = S(t, \alpha) + \sum_{i=1}^L C_i(t, \alpha) + N(t) + N_0,$$

особо важное значение имеет обработка сигнала  $S(t, \alpha)$ , возникающего при облучении самолета сканирующим со скоростью  $\Omega = \frac{\alpha}{t}$  узким радиолучом маяка, на фоне внутрилучевого отражения  $C_{\text{внуо}}(t, \alpha)$  и шума  $N_0$ . Однако влияние внелучевых отражений от локализованных объектов  $C_i(t, \alpha)$  и стохастических  $N(t, \alpha)$ -от рельефа подстилающей поверхности метеобразований, стай птиц и т.п. не менее существенно, так как снижает достоверность навигационных оценок, затрудняя поиск внутрилучевого канала. Поэтому на стадии внелучевой

обработки процедурное наполнение системы функциональной адаптации ВИРС НП к комплексу априорно неопределенных помех должно реализовывать приоритет правильного обнаружения ( $P_{обн} \rightarrow 1$ ) по отношению к ложным тревогам ( $P_{лт} \rightarrow 0.1-0.5$ ) при соотношении сигнал/шум  $q > 10-13$  дБ. Отсюда вытекает обоснование этапов первичной внелучевой обработки.

### **Формирование вектора входных данных**

Входной процесс (1), подлежащий обработке, можно представить в векторной форме

$$X_{t,\alpha} = [X_{1t,\alpha}, \dots, X_{Mt,\alpha}] = S_{t,\alpha} + \sum_{i=1}^L C_{it,\alpha} + N_{t,\alpha} + N_0,$$

где  $S_{t,\alpha} = [S_{1t,\alpha}, \dots, S_{Mt,\alpha}]$ ,  $C_{it,\alpha} = [C_{i1t,\alpha}, \dots, C_{iMt,\alpha}]$ ,  $N_{t,\alpha} = [N_{1t,\alpha}, \dots, N_{Mt,\alpha}]$  - векторы размерности  $N$  сигнала, сигналоподобных и шумовых отражений соответственно, предполагает дальнейшую цифровую обработку с помощью бортовой ЭВМ. Размерность  $M = \alpha_c / \alpha_0 \approx 100-300$ , где  $\alpha_c \approx 60-360^\circ$ ,  $\alpha_0 \approx 1-2^\circ$  - угловые размеры рабочего сектора и диаграммы направленности антенны радиомаяка соответственно. Обработка в микросекторах  $\Delta\alpha_{mc}$  рабочего сектора  $\alpha_c$  эквивалентна анализу  $M$  дискретов времени  $\Delta t_{mc} = \Delta\alpha_{mc} / \Omega_{ок}$ .

Согласно концепции цифровой ФАДО на входе устройства обработки сигналов ВИРС организуется временной ряд  $X(t) = \{x(1), x(2), \dots, x(N)\}$ , полученный дискретизацией процесса  $x(t)$  с периодом  $T$ . В тоже время, полагая случайную природу входного сигнала, можно представить  $X(t)$  в виде реакции линейного дискретного фильтра на дискретный белый шум  $E = \{E_1, E_2, \dots\}$  с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $D_E = 1$ .

$$X_i = E_i + C_1 E_{i-1} + C_2 E_{i-2} + \dots = C(B)E_i \quad (24)$$

где  $C(B) = 1 + C_1 B + C_2 B^2 + \dots = \sum_{j=0}^{\infty} C_j B^j$ ,  $C_0 = 1$  оператор фильтра;  $Bx_i = x_{i-1}$  оператор сдвига.

Известна авторегрессионная модель порядка  $p$ , обозначаемая  $AR(p)$ , связывающая значения  $x_i$  процесса  $X(t)$  с предшествующими и погрешностью  $E(i) = [E_1, E_2, \dots]$ :

$$A(B)x_i = E_i, \text{ или } x_i = a_1 x_{i-1} + a_2 x_{i-2} + \dots + a_p x_{i-p} + E_i \quad (25)$$

где  $A(B) = 1 - a_1 B - a_2 B^2 - \dots - a_p B^p$  - оператор авторегрессии.

Сопоставляя (24) и (25), видим, что

$$x_i = C(B)E_i = A^{-1}(B)E_i, \quad C(B) = A^{-1}(B). \quad (26)$$

Из (25) следует, что

$$x_i - \sum_{k=1}^p a_k x_{i-k} = B_0 E_i, \quad B_0 = 1. \quad (27)$$

Умножая (27) на  $x_{i-j}^*$ , переходя к математическим ожиданиям и учитывая, что  $m_1\{x_i E_i\} = m_1\{E_i^2\} = D_E = 1$ , приходим к уравнениям Юла-Уокера, связывающим параметры  $a_k$  с корреляционными коэффициентами  $R_{i-k}$

$$\sum_{k=0}^p a_k R_{i-k} = \begin{cases} |B_0|^2, & i=0 \\ 0, & i \geq 1, \end{cases} \quad (28)$$

используемым для идентификации параметров процесса AP(p) при спектральном оценивании.

Известно, что плотность мощности процесса AP(p), формируемого оператором авторегрессии из белого шума, описывается выражением

$$S(\omega) = 2D_E / \left| 1 - \sum_{k=1}^p e^{-jk\omega T} \right|^2$$

и связана с оцениванием коэффициентов  $a_k$  вектора  $\mathbf{A} = [a_1, a_2, \dots, a_p]$ . Это требует меньших априорных данных, чем при классическом оценивании.

Рассмотрим связь спектральных описаний внелучевых стохастических отражений с авторегрессионными моделями.

Действительно, согласно многочисленным работам энергетические спектры радиолокационных отражений можно представить гауссовым законом (аппроксимация Барлоу):

$$S(f) = S(0) \exp(-f^2 / 2\sigma_r^2) = S(0) \exp(-af / f_0)^2, \quad (29)$$

где  $S(0)$ -значение спектра на нулевой доплеровской частоте;  $f_0$ -частота облучающего сигнала;  $\sigma_r^2 = (2s\sigma_v / \lambda)^2$ -дисперсия спектра частот, вызванная разбросом скоростей микроотражателей со среднеквадратичным отклонением  $\sigma_v$ ;  $a = f_0 / 2\sigma_m = C^2 / 8\sigma_v$ -константа, определяющая тип отражений.

Функция (29) согласуется (точно в точках  $f / \sigma = 0.5; 1.0; 1.5$ ) с процессом AP(B) третьего порядка ( $p=3$ )

$$S(f) = S(0) / [1 + 0.502(f^2 / \sigma_r^2) + 0.114(f^4 / \sigma_r^4) + 0.033(f^6 / \sigma_r^6)]. \quad (30)$$

Модель описания спектра стохастических отражений по Фишбейну имеет вид

$$S(f) = S(0) / (1 + |f / f_c|^3), \quad (31)$$

где  $f_c$ -частота среза, при которой реальная спектральная плотность на 3 дБ меньше  $S(0)$ , хорошо согласуется с процессом авторегрессии второго порядка ( $p=2$ )

$$S(f) = S(0) / [1 + 2/3(f / f_c)^2 + 1/3(f / f_c)^4]. \quad (32)$$

Использование авторегрессионных моделей стохастических помех позволяет реализовать спектральное оценивание коротких реализаций входного процесса, характерных для ВИРС НП, с высокой разрешающей способностью.

**Первичная селекция стохастических помех**

Базируется на их распознавании в зоне действия ВИРС НП. Для выявления характерных признаков  $Z_i$  распознаваемых образов  $Z = [Z_1, \dots, Z_d]$  проводится ортогональное преобразование (например, спектральное)  $X_{t,d} \rightarrow X_{\omega} = [X_{1,\omega}, \dots, X_{k,\omega}]$ ,  $k \leq M$ , с последующим понижением размерности. Цифровой классификатор образов помех в пределах  $L$  классов реализует совокупность дискриминантных функций

$$g_i(Z) = W_{i1}Z_1 + \dots + W_{id} - \theta_i; \quad i = 1, 2, \dots, L, \quad (33)$$

где  $W = [W_{i1}, \dots, W_{id}] = Z$ ,  $\theta_i = 1/2 \|Z\|^2$  – опытные данные о среднем образе  $i$ -го класса  $Z_i$ . Максимум функции  $g_{i0}(Z)$  обозначает принадлежность  $Z$  классу  $C_{i0}$ , что соответствует минимуму расстояния  $D_i^2 = \|Z - Z_i\|^2$ .

Техническое воплощение аппаратным или программным методом включает блок ортогонального преобразования дискретизованных с периодом  $T$  реализаций входного процесса  $X(t) = x(T), x(2T), \dots, x(NT)$ , цифровой спектроанализатор частот  $k=f/F$  с дискретностью  $F$ , устройство вычисления двумерного вектора признаков  $Z[\Delta f, f_m]$ , где  $\Delta f$  -полоса спектра стохастических отражений,  $f_m$  -частота максимума спектра и  $i$  и фильтр вычисления дискриминантных функций при  $d=2$  и  $l=3-5$ .

Показателем качества классификаций принят критерий максимального произведения отношений меж- и внутриклассовых дисперсий

$$H = \prod_{i=1}^L h_i, \quad h_i = \sigma_i^{-2} \sum_{j=1}^L \|m_i - m_j\|^2, \quad \sigma_i^2 = \frac{1}{M-1} \sum_{j=1}^M \|F[Z_{1,j}, \dots, Z_{dj}] - m_j\|, \quad i = \overline{1, L} \quad (34)$$

где  $\sigma_i^2$  -внутриклассовая дисперсия,  $Z = [Z_{1j}, \dots, Z_{dj}]$  -  $j$ -й образ в обучающей выборке  $l$ -го класса,  $\|\bullet\|$  -евклидова норма,  $F(\bullet)$  -нелинейное преобразование вектора признаков, обеспечивающее равнозначность учета особенностей всех классов в процедуре принятия решений.

Задача построения многоальтернативного классификатора стохастических отражений, таким образом, сводится к выбору отображения  $F$ ,

максимизирующего критерий  $N$ . В качестве такого отображения уместно использовать пару квадратичных форм общего вида для двумерных образов  $Z[\Delta f, f_m]$ :

$$\bar{F}: \begin{cases} \tilde{Z}_1 = a_1 \Delta f + a_2 f_m + a_3 \Delta f f_m + a_4 f_m^2 + a_5 \Delta f^2 + \dots \\ \tilde{Z}_2 = b_1 \Delta f + b_2 f_m + b_3 \Delta f f_m + b_4 f_m^2 + b_5 \Delta f^2 + \dots \end{cases} \quad (35)$$

Моделирование на ЭВМ процедуры распознавания характерных в радионавигации отражений (метеобразований земной и морской поверхности) показало возможность достижения  $N > 200$  (эквивалентно достижению  $P_{\text{обн}} \rightarrow 1$  при  $P_{\text{лт}} < 10^{-2}$ ,  $q = 13 - 14$  дБ), что свидетельствует об уверенной классификации.

В целом первичная селекция (стробирование) (ПС) стохастических помех в  $\xi_{ji}$  микросекторах

$$X_{t,\alpha} \rightarrow X'_{t,\alpha} = S_{t,\alpha} + \sum_{i=1}^L C_j + N_0$$

повышает вероятность выхода на внутрилучевой канал ( $p = 1/(M - \xi_{ji}) > p_{\text{нач}} - 1/M$ ) и обеспечивает резерв времени бортовому вычислителю  $t_{p1} = (\xi_{ji} \Delta_\alpha)$  для последующей обработки.

Более подробно процедура распознавания рассматривается далее в третьей части пособия.

### ***Спектральный анализ при распознавании отражений***

Формирование вектора распознаваемых образов  $Z[\Delta f, f_m]$  проходит при ограниченных априорных данных. Поэтому для определения величин  $\Delta f$  и  $f_m$  в системе дискриминации может быть использован метод максимальной энтропии (ММЭ). ММЭ определяет в дискретном времени  $n = t/T = 0, 1, 2, \dots$  спектральную плотность с априорной неопределенностью по корреляционной функции  $R_x(m)$ ,  $m > M+1$  в расчете на наиболее случайный процесс, для которого значения  $R_x(m)$ ,  $m = 0, 1, \dots, M+1$  совпадают с данными, полученными опытным путем по усеченной реализации входного процесса  $x(n)$ . Использование ММЭ для спектрального анализа обеспечивает высокую разрешающую способность по частоте при сравнительно коротких (полученных в одном или нескольких периодах сканирования луча радиомаяка) реализациях случайного процесса. Оценку спектра методом МЭ получают по весовым коэффициентам  $a_{mk}$  оптимального фильтра предсказания ошибок временного ряда  $x(n)$  порядка  $M$ ,  $f_m(n) = \hat{x}(n) - x(n) = \sum_{k=0}^M a_{mk} x(n-k)$ . При известных



2M+1 значениях корреляционной функции  $R_x(m)$  временного ряда  $x(n)$  оптимальная спектральная оценка соответствует авторегрессионной модели, порядок которой равен максимальному корреляционному сдвигу, согласующемуся с опытными данными:

$$S_{MMЭ}(e^{j\omega}) = 1 / \sum_{m=-M}^M R(m)e^{-j\omega m} = A / \sum_{m=-M}^0 e^{-j\omega m} \sum_{m=0}^M e^{-j\omega m} . \quad (36)$$

При этом предсказание неизвестных значений корреляционной функции (с номерами  $|m| > M$ ) не должно увеличивать энтропию

$$h = \frac{1}{f_{гp}} \int_{-f_{гp}}^{f_{гp}} \ln S_x(f) df \quad (37)$$

процесса  $x(n)$ , описывающего отражения с граничной частотой  $f_{гp}$ , периодом дискретизации  $T$  и спектральной плотностью

$$S_x(f) = T \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_x(m) e^{-j2\pi mfT} . \quad (38)$$

Из условия  $dh / dR_x(m)$  при  $|m| > M + 1$  получена формула для оценки спектра по методу МЭ:

$$\hat{S}_x(f) = P_m / 2f_{гp} \left[ \sum_{m=0}^M a_{mM} e^{-j2\pi mfT} \right], \quad (39)$$

где  $P_m$  и  $a_{mM}$  - средняя мощность сигнала на выходе фильтра предсказания ошибки  $M$ -го порядка и коэффициенты фильтра соответственно. Расчет  $P_m$  и  $a_{mM}$  производится с помощью рекуррентных соотношений для  $m+1$  ступени трансверсальной решетчатой структуры фильтра.

### **Этап вторичной селекции во внелучевом пространстве**

Этап вторичной селекции во внелучевом пространстве - обнаружение сигнала (внутрилучевого канала) на фоне сигналоразличных отражений  $C_{i,\alpha}$  и шума  $N_0$  с точностью до номера микросектора. Нерегулярный и непредсказуемый характер отражений (априорная неопределенность), узкополосность сигналов ВИРС НП обусловили применение на этом этапе непараметрического рангового алгоритма Вилкоксона, мало чувствительного к изменениям характеристик сигналов и помех, с помеховой автовыборкой  $Y = [y_{i1}, \dots, y_{im}]$  из элементов  $y_{ij} = x_i, i \neq j$ , анализируемого пространства  $X = [x_1, \dots, x_1, \dots, x_n]$ ;  $n, m < M$ :

$$S_R = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m h(x_i - y_j) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} C_R, \quad h(x_i - y_j) = \begin{cases} 1, x_i > y_{ij} \\ 0, x_i < y_{ij} \end{cases} \quad (40)$$

Особенностями применения рангового алгоритма в системе ФАДО ВИРС НП являются:

- нестационарность опорной выборки за счет наличия отражений, искажающих ранговую статистику;
- ограниченный объем выборки  $m$  и время накопления рангов;
- наличие боковых лепестков в оптике;
- изменение соотношения сигнал/шум при сближении самолета с радиомаяком;
- разнообразие характеристик радиомаяков и бортовых приемников.

Моделирование радионавигационного приемника с ранговым обнаружителем в различных помеховых ситуациях показало возможность достижения  $P_{обн} > 0.9$  при  $P_{лм} = 0,1$ ,  $q = 9 - 12$  дБ в случае обнаружения сигнала на коротких нестационарных выборках в присутствии внелучевых отражений.

После вторичной селекции отражений в  $\xi_{i2}$  микросекторах  $x'_{t,\alpha} \rightarrow x''_{t,\alpha} = S_{t,\alpha} + C_{внуот,\alpha} + N_0$  обработке подлежат сигнал  $S(t)$  на фоне внутрилучевого отражения  $C_{внуо}(t)$  и шум  $N_0$ . Вероятность выхода на внутрилучевой канал возрастает и достигает значения  $P'' = 1/(M - \xi_{i1} - \xi_{i2}) \rightarrow 1$ . Создается резерв времени для бортовой ЭВМ  $t_{p2} = \xi_{i2} \Delta\alpha_{мс} / \Omega + t_{p2}$ .

В целом, внелучевая обработка повышает достоверность навигационных оценок и эксплуатационную эффективность ВИРС НП снижением потребных затрат на летный контроль.

### **2.6.2. Внутрилучевая обработка сигнала ВИРС НП на фоне отражений и шума**

При эксплуатации время-импульсных радиосистем навигации и посадки самолетов (ВИРС НП), отрицательное влияние на их точностные характеристики оказывают помехи – отражения от местных предметов (МП).

Особенно опасны отражения во внутрилучевом канале. Их обнаружение позволяет:

- повысить точность измерения угловых координат путем фиксации сигнала по непораженному фронту;
- выявить пораженные области в рабочих секторах радиомаяков и скорректировать автономные средства с помощью ВИРС НП в зонах, свободных от отражений;
- повысить эффективность летного контроля дифференциацией интенсивностей испытательных полетов по зонам с разной степенью поражения отражениями;
- ускорить процедуры последетекторной вторичной области.

**Признаки отражения и двухлучевого распространения сигнала**

Синтезу оптимальных обнаружителей априорно неопределенных отражений предшествует анализ продукта взаимодействия прямого сигнала  $u_n(t)$  и внутрилучевой помехи  $u_0(t)$  и поиск признаков многолучевости.

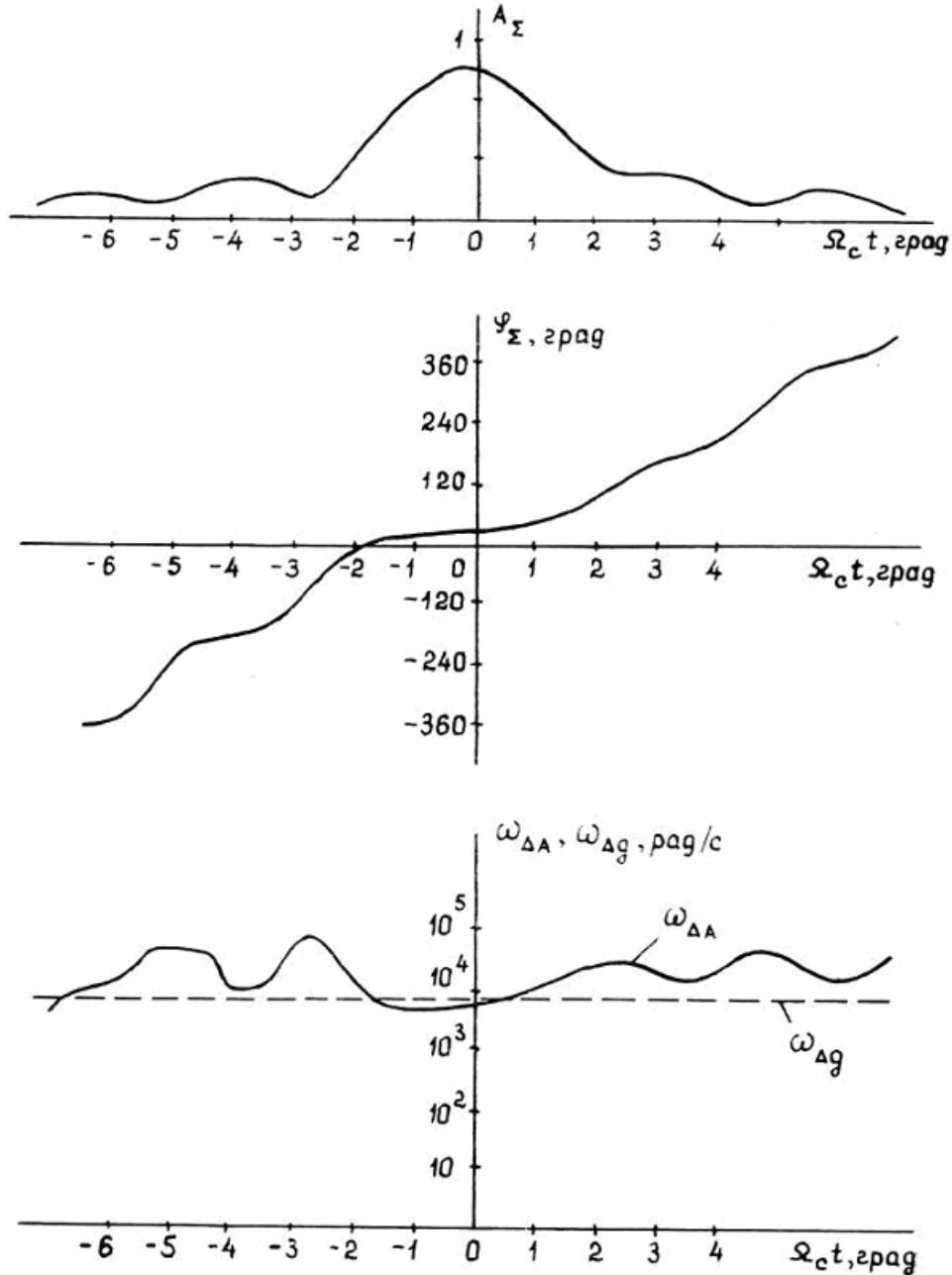


Рис. 2.22. Параметры двухлучевого сигнала

Известно, что отражение в двухлучевом радиосигнале с несущей частотой  $\omega_n$

$$u_\Sigma = u_n(t) + u_0(t) = A_n(t) \cos[\omega_n t + \varphi_n(t)] + A_0(t) \cos[\omega_n t + \varphi_0(t)] \quad (41)$$

деформирует суммарную огибающую

$$A_{\Sigma}(t) = \sqrt{A_{\Sigma c}^2(t) + A_{\Sigma s}^2(t)} = \sqrt{A_n^2(t) + A_0^2(t) + 2A_n(t)A_0(t)\cos[\varphi_n(t) - \varphi_0(t)]}, \quad (42)$$

где  $A_{\Sigma c}(t) = A_n(t)\cos\varphi_n(t) + A_0(t)\cos\varphi_0(t)$ ,  $A_{\Sigma s}(t) = A_n(t)\sin\varphi_n(t) + A_0(t)\sin\varphi_0(t)$  - квадратурные компоненты аналитического сигнала

$\dot{u}_{\Sigma}(t) = A_{\Sigma}(t)e^{j\varphi_{\Sigma}(t)}e^{j\omega_n t} = [A_n(t)e^{j\varphi_n(t)} + A_0(t)e^{j\varphi_0(t)}]e^{j\varphi_n t}$ , а так же вызывает сопутствующую отражениям модуляцию

$$\begin{aligned} \varphi_{\Sigma}(t) &= \text{arctg} \frac{A_{\Sigma s}(t)}{A_{\Sigma c}(t)} = \text{arctg} \frac{A_n(t)\sin\varphi_n(t) + A_0(t)\sin\varphi_0(t)}{A_n(t)\cos\varphi_n(t) + A_0(t)\cos\varphi_0(t)} = \\ &= \varphi_n(0) - \varphi_0(0) + \varphi_{\Delta A}(t) + \varphi_{\Delta g}(t) \end{aligned} \quad (43)$$

и соответствующую добавку к несущей частоте

$$\omega_{\Delta}(t) = \frac{d\varphi_{\Sigma}(t)}{dt} = \frac{1}{A_{\Sigma}^2(t)} \left[ A'_{\Sigma s}(t)A_{\Sigma c}(t) - A'_{\Sigma c}(t)A_{\Sigma s}(t) \right] = \omega_{\Delta A}(t) + \omega_{\Delta g}(t), \quad (44)$$

обусловленную амплитудным  $\omega_{\Delta A}(t)$  и доплеровским  $\omega_{\Delta g}(t)$  вкладами.

Графики на рис. 2.22 иллюстрируют эти эффекты для типового сигнала СП СД с огибающей  $A(t) = \text{sinc}(2\pi\Omega_c t / \beta)$ , где  $\beta = 5^\circ$  - ширина основного лепестка диаграммы направленности антенны по нулям;  $\Omega_c$  - частота сканирования антенны.

### **Использование признаковой основы для синтеза обнаружителей отражений.**

Признаковую основу реализации алгоритмов обнаружителей внутрилучевых отражений составляют следующие эффекты. В общем случае задача обнаружения сигналподобного отражения в смеси с сигналом и шумом сводится к процедуре различения сигналов  $\dot{u}_n[t, v_n]$  и  $\dot{u}_0[t, v_0]$  в пространстве вектора параметров  $V$ , составляющих признаковую основу отражений, по критерию минимума расстояния  $D^2 = \left\| \dot{u}_n - \dot{u}_0 \right\|^2$ .

На основе критерия  $E_{\text{ПО}} = \min$  - минимума взаимной энергии сигнала и отражения (максимума отношения сигнал  $u_n(t)$ / суммарная помеха из отражения  $u_0(t)$  и шума  $N(t)$ ) синтезирован квазиинверсный фильтр (КИФ) обнаружения - разрешения помех. Это устройство функционирует при наличии

ограниченного объема априорной информации о помехах, характеризуемой функцией рассеяния двухлучевого канала в координатах время  $\tau$ -частота  $F$ , и позволяет в реальном времени обнаруживать отражения и оценивать их отличия по временному положению  $\Delta\tau$ , превышающему четверть длительности сигнала  $\tau_n$ . Ограничивает применение КИФ сильная зависимость характеристик от шумов, неэффективность его при малых задержках и необходимость точного знания формы сигнала.

Сложность реализации для работы в реальном времени сужает сферу использования метода функциональной селекции, основанного на анализе деформации огибающей (42).

Характеристиками разрешения помех, сходными с характеристиками КИФ, обладает гомоморфная система анализа кепстров двулучевой смеси, поскольку в обоих случаях эффект укорочения сигналов основан на эффекте выявления спектральной модуляции, возникающей при наложении двух сдвинутых между собой по времени зеркальных сигналов. Преимуществом гомоморфного фильтра является цифровая реализация чисто программным методом, возможность одновременного обнаружения отражения и оценивания его параметров (интенсивности и задержки), инвариантность к форме сигнала, а ограничением по использованию – необходимость реализации в видеодиапазоне. Особенности гомоморфных нелинейных процедур рассматриваются в пособии в третьей части.

Перспективен для выявления отражений с малыми задержками метод, основанный на регистрации сопутствующей частотной добавки. Однако сильное влияние шумов, нестабильностей частот передатчика и синтезатора приемника, а так же потеря чувствительности при синфазных и противофазных отражениях являются серьезными препятствиями на пути практического применения данного метода. Наиболее перспективен метод обнаружения внутрилучевого отражения, использующий фазовый признак, рассматриваемый далее.

### **Фазовый обнаружитель отражений (ФОВО) во внутрилучевом канале**

Существенно снизить влияние указанных нестабильностей можно, если в качестве признака отражения в обнаружителе использовать нелинейность фазовой характеристики суммарного сигнала  $\varphi_{\Sigma}(t)$ , определенной соотношением (43) и показанной на рис. 2.22.

Если принять  $A_{\Pi}(t) = A(t - t_n - t_{np}) = A(t - \tau_n)$ ,  $A_0(t) = pA(t - t_0 - t_{op}) = pA(t - \tau_0)$ , где  $t_n, t_0$  - моменты отсчета пеленгов на самолет и отражатель соответственно;  $t_{np}, t_{op}$  - задержки сигналов в каналах распространения;  $p$  - коэффициент

отражения сигнала от местного предмета, то на основе (43), обозначив  $\tau_n = t_n + t_{np}$ ,  $\tau_0 = t_0 + t_{op}$ ,  $\Delta t_p = t_{op} - t_{np}$ , можно получить выражение для закона изменения полной фразы суммарного радиосигнала

$$\varphi_{\Sigma}(t) = \omega_n t + \omega_{\Delta g} t + \arctg \frac{pA(t - \tau_0) \sin \omega_n \Delta t_p}{A(t - \tau_n) + pA(t - \tau_0) \cos \omega_n \Delta t_p} = \omega_n t + \omega_{\Delta g} t + \varphi_{\Delta A}(t).$$

При сравнении полных фаз принятого и опорного колебаний с частотами  $\omega_1(t)$  и  $\omega_{on}(t)$ , начальными фазами  $\varphi_1$  и  $\varphi_{on}$  соответственно оценивается эффект сопутствующей угловой модуляции. Так, в момент  $t_i = \sum_{j=1}^i T_{onj}$   $i$ -го периода  $T_{on}$  опорного колебания

$$\hat{\varphi}_{\Delta}(t_i) = \int_0^{t_i} [\omega_1(t) - \omega_{on}(t)] dt + \varphi_1 - \varphi_{on} = 2\pi \sum_{j=1}^i T_{onj} / T_{1j} - 2\pi i + \varphi_1 - \varphi_{on}. \quad (45)$$

Если считать  $|\delta T_i| = |T_{1j} - T_{onj}| \ll T_{onj}$  и  $T_{onj} \approx T_{on}$ , то имеем

$$\begin{aligned} \hat{\varphi}_{\Delta}(t_i) &= 2\pi \sum_{j=1}^i T_{on} / (T_{on} + \delta T_j) - 2\pi i + \varphi_1 - \varphi_{on} = \\ &= -2\pi \sum_{j=1}^i \delta T_j / (T_{on} + \delta T_j) + \varphi_1 - \varphi_{on} \approx -\frac{2\pi}{T_{on}} \sum_{j=1}^i \delta T_j + \Delta \varphi \\ T_{on} &= 2\pi / \omega_{on} = \frac{1}{i} \sum_{j=1}^i T_{onj}. \end{aligned} \quad (46)$$

Из выражения (46) виден эффект сопутствующей угловой модуляции, который можно выявить при помощи преобразования частотной модуляции в широтно-импульсную путем усиления–ограничения сигнала с последующим сравнением длительностей импульсов принятого (информационного) и опорного колебаний и оценок  $\sum_{j=1}^i \delta T_j$ . Если отражение отсутствует, то сопутствующей угловой модуляции нет и  $T_{ij} = \text{const}$  при  $j = 1, \dots, M$ ,  $\hat{\varphi}_{\Delta}(t_i) = \varphi_1 - \varphi_{on} = \text{const}$ . При наличии отражения  $\delta T_j \neq \text{const}$ ,  $\hat{\varphi}_{\Delta}(t_i)$  изменяются во времени. Доплеровская добавка мгновенной частоты  $\omega_{\Delta g}$  и нестабильности  $\Delta \omega_1$  и  $\Delta \omega_{on}$  будут деформировать оценку  $\hat{\varphi}_{\Delta}(t_i)$ . Этот недостаток может быть устранен, если в качестве опорного колебания использовать задержанную копию принятого сигнала – автоопору.

Необходимо учитывать смещение оценки  $\hat{\varphi}_{\Delta}(t_i)$  при использовании опорного сигнала с изменяющейся во времени начальной фазой. Нелинейность

$\varphi_{\Sigma}(t)$  обуславливает непостоянство  $\hat{\varphi}_{\Delta}(t_i)$  автоопоры на участке перекрытия  $\Delta T$  компонент сигнала. В данном случае  $|\hat{\varphi}_{\Delta}(t_i)|$  становится меньше, чем при использовании внешнего опорного колебания. Расчеты для типовой траектории посадки самолетов показывают, что для внутрилучевых отражений при временном разнесении  $\tau = \tau_n - \tau_0$  компонент сигнала, меньше удвоенной длительности  $\tau_n$  сигнала, начальная фаза суммарного сигнала  $\varphi_{\Sigma}(t)$  монотонно возрастает (см. рис. 2.22.). В связи с этим использование автоопоры в данном случае приведет к ослаблению признака отражения  $R_{\varphi} = f(|\hat{\varphi}_{\Delta}(t)|)$  и некоторому уменьшению чувствительности обнаружителя и вероятности правильного обнаружения.

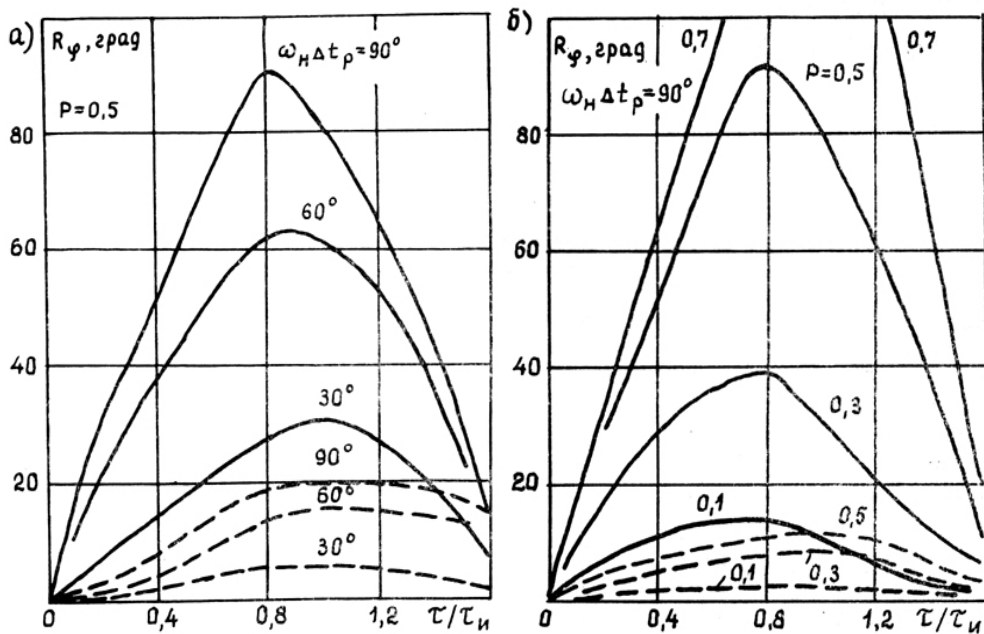


Рис. 2.23. Зависимости признака отражения от параметров при использовании — — — автоопоры; ————— опорного колебания: а – при фиксированном  $\rho=0,5$ ; б – при фиксированном  $\omega_n \Delta t_p = 90^\circ$

На рис. 2.23 приведены зависимости признака обнаружения помехи, сформулированного как  $R_{\varphi} = \left| \hat{\varphi}_{\Delta \max} - \hat{\varphi}_{\Delta \min} \right|$ , от параметров  $\rho$ ,  $\omega_n \Delta t_p$  и  $\tau/\tau_n$  для типового сигнала (СПСД). Сплошные графики соответствуют использованию опорного сигнала с частотой  $\omega_{оп} = \omega_n + \omega_{\Delta g}$ , а пунктирные – автоопоры. Сравнение результатов показывает, что, несмотря на уменьшение  $R_{\varphi}$  с применением автоопоры, этот вариант выявления отражения предпочтителен, так как инвариантен к априорно неизвестным доплеровским смещениям и нестабильности частот передатчика и синтезатора приемника.

Показатели критерия обнаружения помехового отражения с неизвестными параметрами на фоне сигнала и шума зависят от чистоты устранения постоянной составляющей  $(\varphi_1 - \varphi_{он})$  начальной фазы в случайном процессе  $\varphi_{\Sigma}(t)$ .

Если обеспечить синхронизацию первого импульса опорного сигнала и тем самым свести  $(\varphi_1 - \varphi_{он})$  к нулю, то критерий обнаружения формулируется в виде

$$\left| \hat{\varphi}_{\Delta}(t_i) - \hat{\varphi}_{\Delta}(t_{i+k}) \right| \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} C_{\varphi}, \quad (47)$$

где  $H_1, H_0$  – решения о наличии и отсутствии отражения сигнала соответственно;  $c_{\varphi}$  – порог обнаружения помеховых отражений.

### При отсутствии синхронизации следует применять критерий

$$R_{\varphi} = \left| \hat{\varphi}_{\Delta}(t_i) - \hat{\varphi}_{\Delta}(t_{i+k}) \right| \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} C_{\varphi}, \quad k = 1, 2, \dots, M, \quad (48)$$

где  $M$  – число периодов опорной частоты в зоне  $\Delta T$  интерференции сигналов.

Для исключения операции вычисления модуля критерий (48) модифицируется таким образом:

$$R_{\varphi} = \hat{\varphi}_{\Delta \max} - \hat{\varphi}_{\Delta \min} \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} C_{\varphi}, \quad (49)$$

Структурная схема устройства, реализующего фазовый метод обнаружения – разрешения помеховых отражений, показана на рис.2.24.

В каждом периоде обзора формируется генератором (ГС) строб, длительность которого соизмерима с длительностью навигационного сигнала  $\tau_{и}$  на уровне  $U_{\phi}$ . Входное колебание  $U_{\Sigma}(t)$  подвергается ограничению усилителем (УО) и поступает непосредственно и с задержкой в регистре RG на схему совпадения (СС). Длительность задержки  $\tau_3 \approx \tau_{и} / 2$ .

Схема сравнения совместно с двоичным счетчиком (СТ) и арифметическим устройством (АУ) оценивает признак  $R_{\varphi}$ . Пороговое устройство (ПУ) формирует решение. Работа схемы синхронизируется устройством синхронизации (С) и генератором тактовых импульсов (ГТИ).



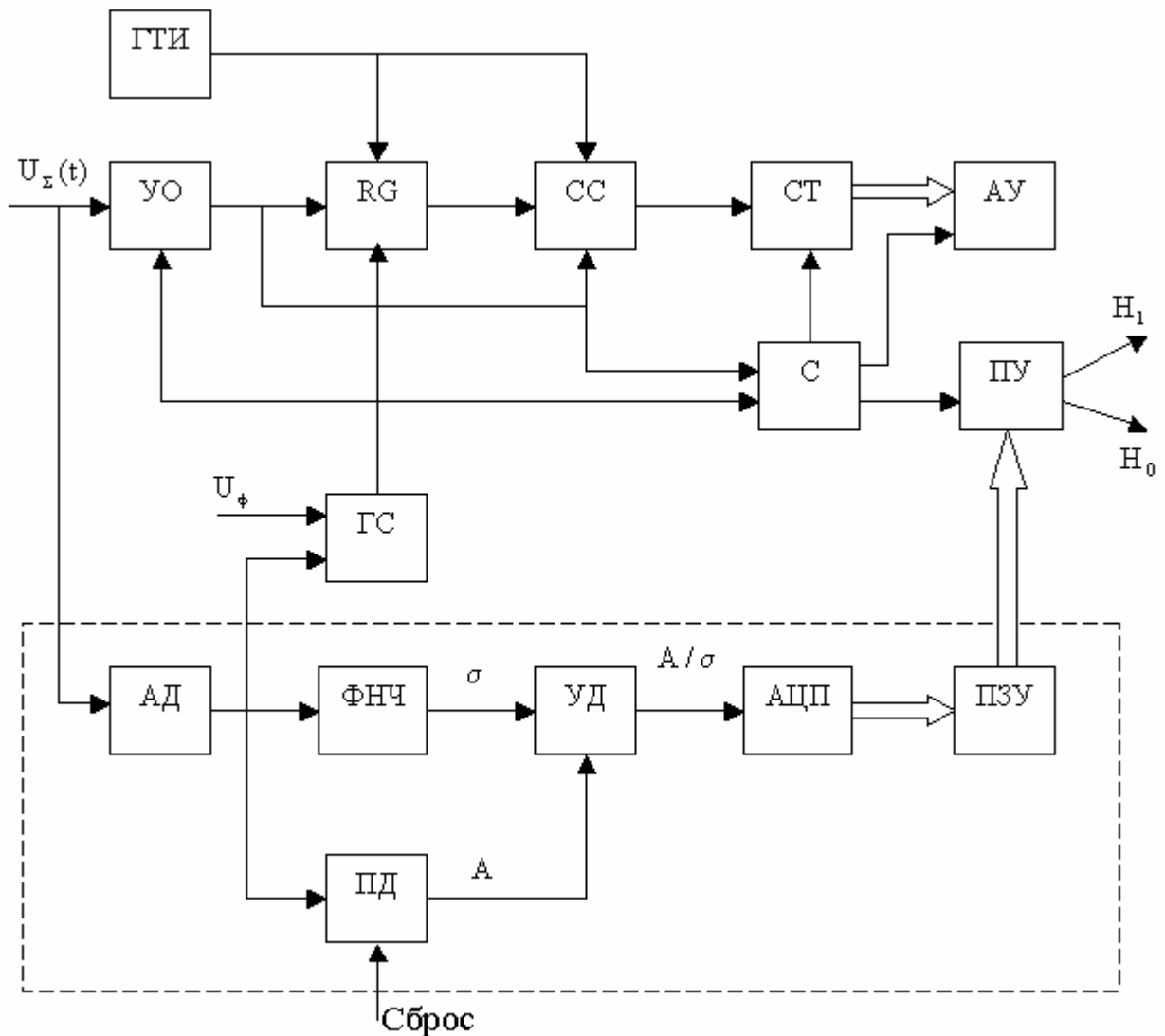


Рис. 2.24. Структурная схема фазового обнаружителя отражений

Характеристики обнаружения, рассчитанные по выше указанным соотношениям, приведены на рис. 2.25.

На рис. 2.25,а, приведены зависимости вероятности ложной тревоги  $P_{ЛТ}(c_\phi)$  для критерия (49) при различных соотношениях сигнал/шум ( $a$ ). Поскольку  $P_{ЛТ}$  уменьшается с ростом  $a$ , то порог  $c_\phi$  следует выбирать для наихудшего случая  $P_{ЛТ\min}$ , что приводит к завышению  $c_\phi$  и снижению вероятности обнаружения отражений, либо стабилизировать  $P_{ЛТ}$  при изменении  $a$  путем адаптации порога обнаружения отражений.

На рис. 2.24 пунктиром показано дополнение к схеме ФОБО, обеспечивающее его адаптацию по шумам. Здесь цепь, содержащая амплитудный детектор (АД) и фильтры низкой частоты (ФНЧ) с постоянной времени, близкой к периоду сканирования, определяет среднеквадратическое

отклонение шума  $\sigma$ . Пиковый детектор (ПД) измеряет максимум  $A$  огибающей  $A_{\Sigma}(t)$ . Значение  $a$  на выходе устройства деления (УД) преобразуется в цифровой код с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) формирует код порога согласно зависимости на рис. 2.25,б. Таким образом стабилизируется вероятность ложного обнаружения отражений.

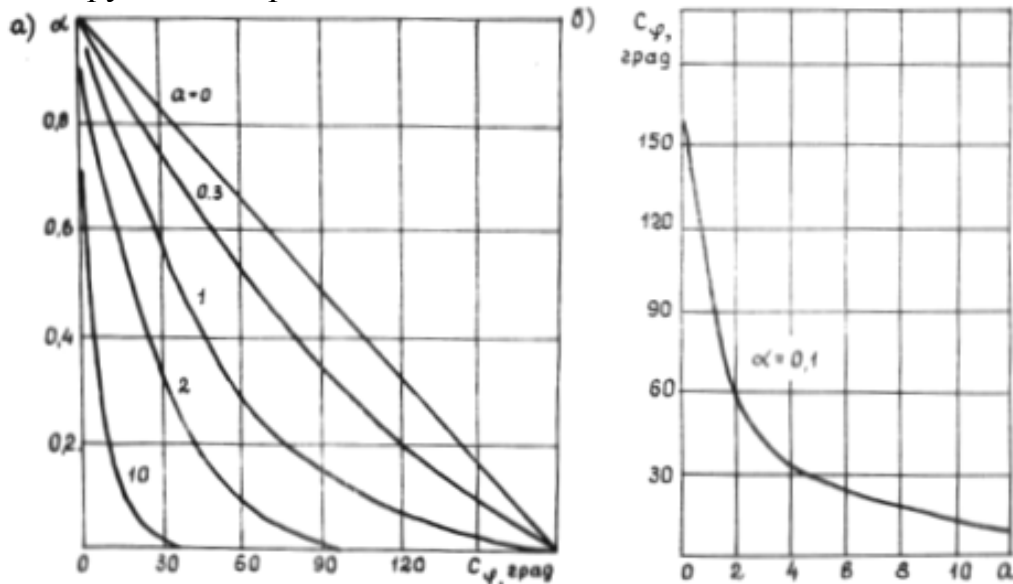


Рис. 2.25. Характеристики ложного обнаружения (а) и зависимость порога от соотношения сигнал-шум (б)

## 2.7. Микропроцессорная функционально-адаптивная обработка сигналов систем радионавигации [16]

При распределении функций обработки на программную и аппаратную части следует учесть, что обработка на радиочастоте вызывает повышенные требования к быстродействию и производительности вычислительных средств, а использование только видеопроцесса ведет к потере информации о характере интерференции сигнала и отражения. Поэтому процедуры распознавания распределенных отражений и непараметрического обнаружения внелучевых помех, связанные с дискретизацией, целесообразно реализовать аппаратно-программным методом обработки видеосигнала, а обнаружение – разрешение внутрилучевой помехи и сигнала – в радиодиапазоне чисто аппаратным методом. На рис.2.26 представлена структура бортового устройства ФАДО на базе микропроцессорного вычислительного устройства МПВУ, на рис.2.27 - программа работы МПВУ в процессе поэтапной ФАДО, на рис. 2.28 - схема алгоритма выполнения процедур.

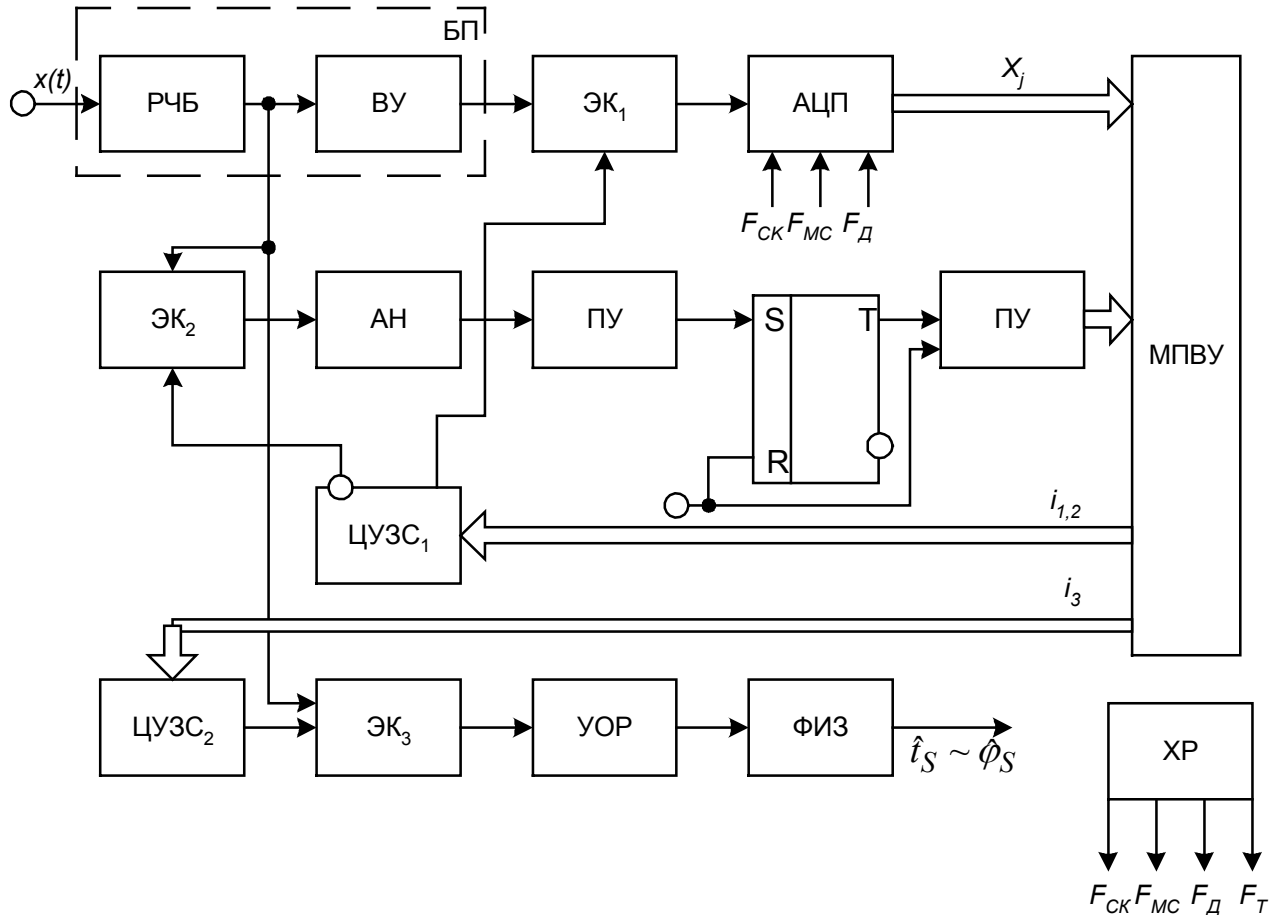


Рис. 2.26. Структура бортового устройства ФАДО

Преобразование информации «аналог-цифра», последовательное выполнение функций обработки сигнала на фоне многолучевых помех, выработка сигналов стробирования микросекторов проводятся по командам хронизатора ХР (рис. 2.26), запускаемого опорными импульсами сигналами «преамбулы» информационной последовательности МСП, сигналом «север» РСБН. Хронизатор вырабатывается синхронно со сканированием последовательности кратных частот  $F_{СК} = \Omega_{СК} / 2\pi$ ,  $F_{МС} = MF_{СК}$ ,  $F_{д} = MPF_{СК}$ ,  $F_{Т} = MPQF_{СК}$ , где  $F_{МС} = 1/T_{МС}$  - периодичность микросекторов в угловом пространстве сектора курса (глиссады);  $F_{д}$  - периодичность дискретных выборок процесса  $x(t)$  (частота его дискретизации  $x(t)$ );  $F_{Т} = 1/T_{Т}$  - тактовая частота работы МПВУ;  $P, Q$  - целые числа;  $M$  - число микросекторов в угловом секторе  $\varphi_c$ . Информация о сигналах и помехах поступает в вычислитель в каждом периоде сканирования с номерами  $j=1,2,\dots$  с выхода видеосуилителя ВУ бортового приемника БП через преобразователь АЦП в виде сегментов данных  $X_j = [x_1, x_2, \dots, x_n]$ , последовательно отражающих уровни процесса  $x(t) = x(\varphi) = \Omega_{СК} t$  в микросекторах  $MC_i$ , с номерами  $I=1,2,\dots,M$ . Обновление информации  $X_j$  в ОЗУ проводится перед каждым этапом ФАДО.

Этап 1 ФАДО – распознавание распределенных отражений с последующим выключением микросекторов с ОРО — проводится за  $L$  сканов. При этом МПВУ проводит спектральный анализ ОРО, рассчитывает параметры спектров  $z_1 = \Delta f$ ,  $z_2 = \Delta f_m$ , по которым проводится классификация ОРО в МС с номерами  $i_l$ . Коды  $i_l$  выводятся из МПВУ и поступают на цифровое устройство задержки строба ЦУЗС<sub>1</sub>, которое вырабатывает стробы, запирающие ключ ЭК<sub>1</sub> в последующих периодах сканирования в промежутки времени, соответствующие МС с номерами  $i_l$ .

Таким образом, в последующих сканах информация об ОРО в МПВУ поступать не будет и длительности «пустых» МС используются для вычислительных процедур на последующих этапах обработки. Ключи ЭК<sub>2</sub> и ЭК<sub>3</sub> на данном этапе закрыты, анализ отличий ВНУО от ВНЕО и оценка  $\hat{t}_s$  не проводится. Получаемый при этом резерв времени  $t_{p1} = T_{СК} - \xi_{i1} T_{МС}$ , где  $\xi_{i1}$  – число МС с ОРО.

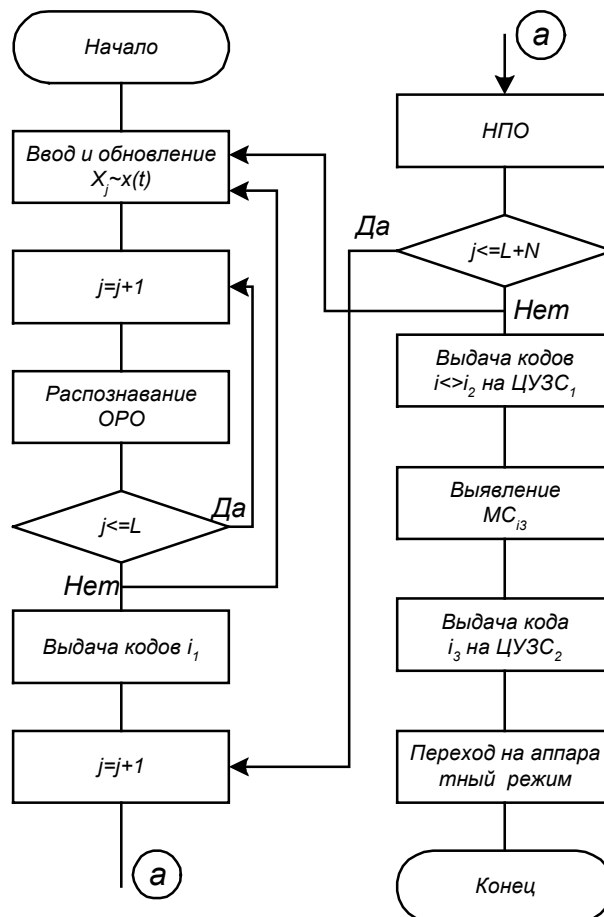


Рис. 2.27. Программа работы МПВУ в процессе поэтапной ФАДО

Этап 2 ФАДО – непараметрическое обнаружение сигнала  $C_{ВНЕО}(t)$  и доминирующих внелучевых отражений  $C_{ВНЕО}(t)$  МС с номерами  $i_2$  – проводится

за  $N$  сканов. Итогом работы МПВУ на данном этапе является расчет и вывод кодов  $i \notin i_2$  на ЦУЗС<sub>1</sub> для исключения из последующего анализа всех МС, кроме тех, в которых присутствуют сигнал и внелучевые отражения. Это позволяет получить дополнительный резерв времени на обработку информации на последующих этапах  $t_{p2} = T_{СК} - t_{p1} - \xi_{i2} T_{МС}$ , где  $\xi_{i2}$  - число МС с сигналом и доминирующими внелучевыми отражениями. На данном этапе ЭК<sub>3</sub> заперт и оценка  $\hat{t}_s$ , не проводится.

Этап 3 ФАДО – выявление МС с сигналом  $MC_{i3}$  на основе различия изменений доплеровских сдвигов сигнала и отражений; ЭК<sub>2</sub> открыт стробом от ЦУЗС<sub>1</sub> в  $MC_{i2}$ . Процедура  $\Delta f_d = |f_{ДС} - f_{ДС}|_{<BHEO}^{>BHEO} \theta_f$  выполняется аппаратным способом. Анализатор АН и пороговое устройство ПУ в процессе анализа сигнала с выхода радиочастотного блока РЧБ приемника выявляют момент превышения порога (моменты действия ВНЕО), которые с помощью преобразователя «время - код» ПВК преобразуются в коды и вводятся в МПВУ для «привязки» к номерам микросекторов  $MC_{i2}$ , свободных от сигнала. Так выявляется  $MC_{i3}$ . Код выводится из МПВУ на цифровое устройство задержки строба  $A_3(t)$  ЦУЗС<sub>2</sub>, которое открывает ЭК<sub>3</sub> только в течение  $MC_{i3}$  с полезным сигналом  $S(t)$ , пораженным внутрилучевым отражением  $C_{BHEO}(t)$ . Выявление факта поражения сигнала внутрилучевым отражением и оценка временного отсчета  $\hat{t}_s \sim \phi_s$  (в некоторых случаях и  $\hat{t}_c$ ) проводятся на радиочастоте аппаратным способом с помощью устройства обнаружения-разрешения сигнала и отражения УОР, а также фиксатора-измерителя ФИЗ.

Микропроцессорный комплект (МПК) для реализации МПВУ ФАДО выбирается из следующих соображений. Анализируемые процессы узкополосны (полоса сигналов и сигналоподобных отражений – десятки килогерц, полоса ОРО – десятки герц 1-4,9), что определяет частоту дискретизации в пределах  $F_d = 2 \dots 20$  кГц. Ориентируясь на ширину диаграмм направленности радиомаяков МСП и РСБН в  $1-2^0$ , целесообразно задать число МС в секторе  $\phi_c = 60-360^\circ$ , равном  $M = 100 \dots 200$ . Последнее и период сканирования (вращения) антенны ( $F_{СК} = 1/T_{СК} < 15$  Гц) определяет длительность МС  $T_{МС} < 1$  мс, максимальное число выборок  $V_{X_j} = MT_{МС} / T_d = MT_{МС} F_d$  в сегменте  $X_j$  данных в пределах  $V_{X_j} = 1000 \dots 2000$  и тактовую частоту не менее  $F_T = 2$  МГц. При погрешности отработки уровня  $x_i$  не хуже 0,5... 1% разрядность памяти не превышает  $n = 8$ . Согласно схеме алгоритма ФАДО (рис.2.27), число операций ввода, вывода, пересылки не превышает 5...20, потребное число операций сложения, вычитания, умножения (без детализации процедур распознавания и непараметрического обнаружения) находится в пределах 10...50. При таких исходных данных наиболее простое техническое решение, реализующее

ФАДО, возможно при использовании МПК серий К580 и К588. Входящий в МПК К580 программируемый таймер 580 ВИ 53 позволяет организовать сетку кратных частот  $F_{MC} = F_d / P = F_T / PQ$  при  $F_T = 2$  МГц и синхронизацию работы МПВУ с процессом сканирования луча радиомаяка  $F_{CK} = F_T / PQM$ . Цикл аналого-цифрового преобразования  $x(t)$  не должен превышать период дискретизации  $T_d \approx 50$  мкс, чему удовлетворяет АЦП с поразрядным уравниванием, реализованный аппаратно-программным методом на базе основного МПВУ. Для реализации операций распознавания и непараметрического обнаружения (основанных на процедурах спектрального анализа и свертки) целесообразно использовать специализированный быстродействующий процессор, обращение к которому производится на соответствующих этапах работы основного МПВУ. Таким сопроцессором может быть специализированная микросхема К1815 ВФЗ (МПК серии К1815), позволяющая выполнять алгоритмы быстрого преобразования Фурье и дискретной свертки, рекурсивную и нерекурсивную фильтрации с тактовой частотой до 10 МГц и сопряженную с ТТЛ-схемами и МПК 580.

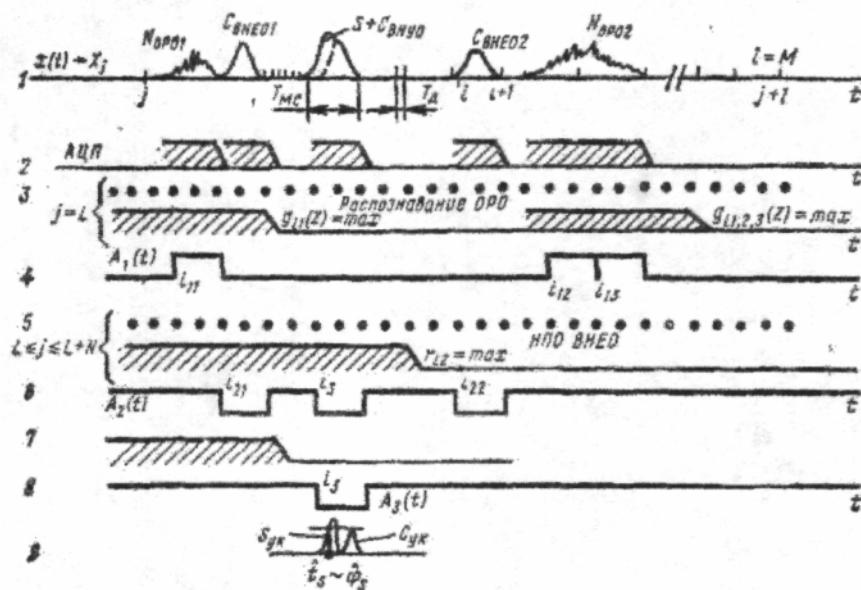


Рис. 2.28. Схема алгоритма выполнения процедур

Применение цифровой функционально-адаптивной обработки в бортовых подсистемах ВИРС НП, реализованной на микропроцессорах, позволяет повысить устойчивость систем к многолучевым сигналаподобным и шумовым помехам при минимальном привлечении дополнительной электроники.

## **2.8. Перспективы развития цифровой функционально-адаптивной обработки сигналов**

Важнейшей задачей развития и совершенствования систем ФАДО, в связи с усложнением комплекса помех, является повышение скорости исполнения процедур многоэтапной обработки, то есть повышение производительности вычислителей ФАДО.

Учитывая технологические пределы повышения быстродействия собственно полупроводниковой элементной базы и некоторые ограничения архитектурных приемов (конвейерная обработка, систолические (матричные) структуры и т.п.), можно видеть весьма перспективным использование в системе ФАДО специализированных микросхем-процессоров цифровой обработки сигналов (ПЦОС), интенсивно разрабатываемых и внедряемых в России и за рубежом.

Эволюция этих устройств за последние годы заключается главным образом в непрерывном увеличении числа и сложности функций, выполняемых вычислительными средствами. Так, микросхема К1815ВФ3 МПК серии К1815 выполняет алгоритмы БПФ и дискретной свертки с тактовой чистотой до 10 МГц. Это позволяет существенно сэкономить вычислительные затраты на наиболее длительные этапы ФАДО – спектральный анализ при распознавании помех и ранговое непараметрическое обнаружение.

Перспективным является применение отечественного процессора цифровой обработки серии К1838 с многоуровневой конвейерной обработкой (1838 ВЦ1, 1838 РИ1, 2) и тактовой частотой до 10 МГц. ПЦОС выполняет умножение 16-разрядных чисел за один цикл тактовой частоты и допускает стыковку по питанию и выходным уровнем с микросхемами К155, К531, К555 и МПК 1802, 589, 1804.

Одним из эффективных путей повышения быстродействия является сокращение числа операций умножения при обработке цифровых сигналов. Так современные микроэлектронные устройства позволяют выполнить две операции сложения и сдвига быстрее, чем одну умножения. Весьма перспективным является использование алгоритмов Винограда и Рейдера для БПФ, конвейерная обработка данных и применение систолических (в виде матриц процессорных элементов) массивов в микропроцессорных структурах. Такие ПЦОС обеспечивают быстродействие до 10 млн. оп/с при потребляемой мощности 2 Вт.

Весьма обнадеживающую перспективу реализации ФАДО на специализированных процессорах имеем в связи с разработкой в России процессоров цифровой обработки с параметрами, аналогичными характеристикам цифрового процессора семейства TMS 320 фирмы TEXAS INSTRUMENTS. Так БИС TMS 320 10 обладает разрядностью команд/ данных – 16 бит, памятью данных 144x16 бит, разрядностью АЛУ/ аккумулятора 32 бита и длительностью командного цикла 200 нс. Умножение двух 16-разрядных чисел выполняется аппаратно за один цикл. Время цикла БПФ – 4,5 мкс.

Применение такого специализированного процессора позволит сократить на два порядка (по сравнению с МПК К580, К588) длительность процедур умножения, спектрального анализа помех, сократить этапы, связанные с загрузками, пересылками, условными переходами и другими командами в связи с переходом на аппаратное умножение.

Полученный резерв времени может использоваться для расширения классов распознаваемых отражений, дальнейшего повышения качества обработки входных данных в условиях усложнения помеховых ситуаций.

Подводя итог сказанному, можно отметить следующие перспективы использования ФАДО в сложных информационных системах.

1. Повышение качества (точности и достоверности) обрабатываемой информации и как следствие повышение эффективности сложных РЭС.
2. Снижение эксплуатационных (затрат повышение процента использования системы по назначению по сравнению с временем испытаний и контроля).
3. Оптимизация использования комплексных средств обработки информации и соответственно, повышение качества решения основной задачи, возлагаемой на систему.

## **2.9. Задания для самоподготовки**

1. Обосновать актуальность проблемы повышения помехоустойчивости радионавигационных систем.
2. Пояснить информационную общность радиосистем ближней навигации (типа РСБН) и посадки самолетов (типа СПСД).
3. Обосновать физическую природу многопутевого (многолучевого) процесса на входе бортовой подсистемы ВИРС НП.



4. Описать характер отражающих свойств местных предметов в аэропортах.
5. Охарактеризовать модель многолучевого канала ВИРС НП.
6. Описать многолучевые погрешности РСБН (СПСД).
7. Каковы существующие мероприятия и проемы борьбы с многолучевостью ВИРС НП.
8. Провести классификацию процедур принятия решений в ВИРС НП и их ограничения.
9. Показать специфику задач обработки многолучевого процесса в бортовых подсистемах РНС.
10. Описать пути и этапы цифровой обработки ВИРС НП в условиях многопутевого распространения сигнала по трассе радиомаяк – борт самолета.
11. Какова структура бортового вычислительного комплекса и алгоритм обработки сигнала ВИРС НП на фоне стохастических и сигналоподобных помех.
12. Показать ограничения по применению классической адаптивной обработки на борту ВИРС НП.
13. Функционально-адаптивная обработка многолучевых сигналов. Критерий адаптации.
14. Структура и алгоритм работы автомата ФАДО.
15. Процедурное наполнение системы ФАДО во внелучевом пространстве.
16. Процедурное наполнение системы ФАДО во внутрилучевом пространстве.
17. Перспективы развития ФАДО.

### Часть III. Некоторые вопросы цифровой обработки сигналов радионавигационных систем

#### 3.1. Место цифровой и дискретной обработки сигналов в радиоэлектронных системах

Исходя из концепции информационной общности, структуру современной радиоэлектронной системы (РЭС) (рис.3.1.), независимо от ее функционального назначения, можно представить как сочетание радиопередающего (РПДУ), радиоприемного (РПРУ) устройств и радиоканала. В РПДУ происходит формирование и модуляция сигналов, в РПРУ – демодуляция сигналов и принятие решений (распознавание сигналов, обнаружение, различение с помехой, оценивание параметров). Так, например, в системе радионавигации роль передающей стороны выполняет радиомаяк, излучающий кодированный сигнал, несущий информацию о местонахождении корабля, самолета в пространстве. Бортовой приемник выполняет демодуляцию высокочастотного сигнала, декодирование цифровой информации с целью определения координат в навигационном индикаторе.

Назначение ЦОС - качественная обработка информации с помощью средств электронно-вычислительной техники. Традиционно цифровая обработка проводилась в видеочасти РЭС.

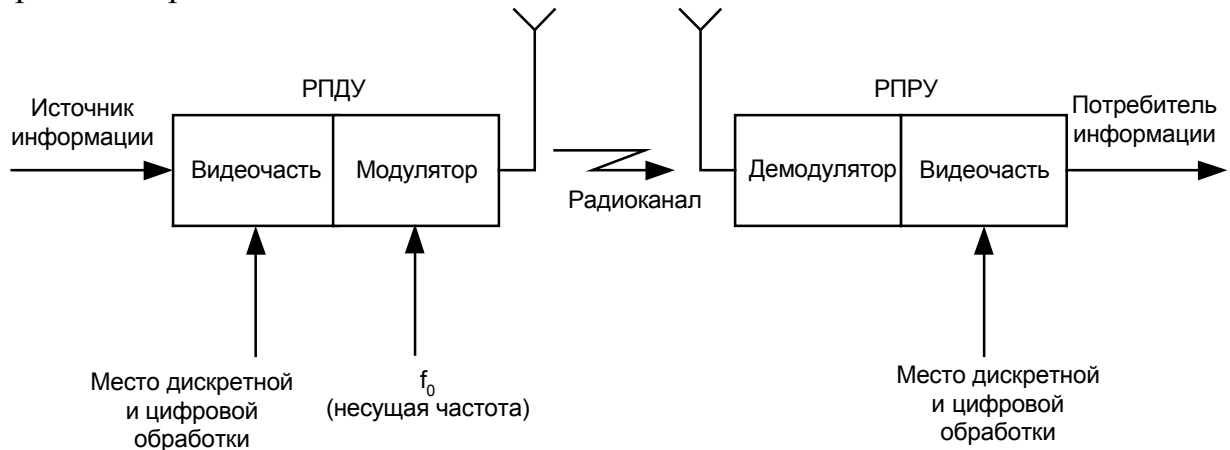


Рис. 3.1. Обобщенная структура РЭС

В современных радиосистемах имеется тенденция к ЦОС на радио- или промежуточной частотах, где большая информативность сигналов.

Рассмотрим структуру передающей части обобщенной РЭС с цифровой обработкой сигналов (рис.3.2.).

Преобразования на *передающей стороне*: дискретизация непрерывного сигнала, квантование, по уровню, кодирование, и далее модуляция сигнала несущей частоты  $f_0$ , излучаемого в радиоканал.

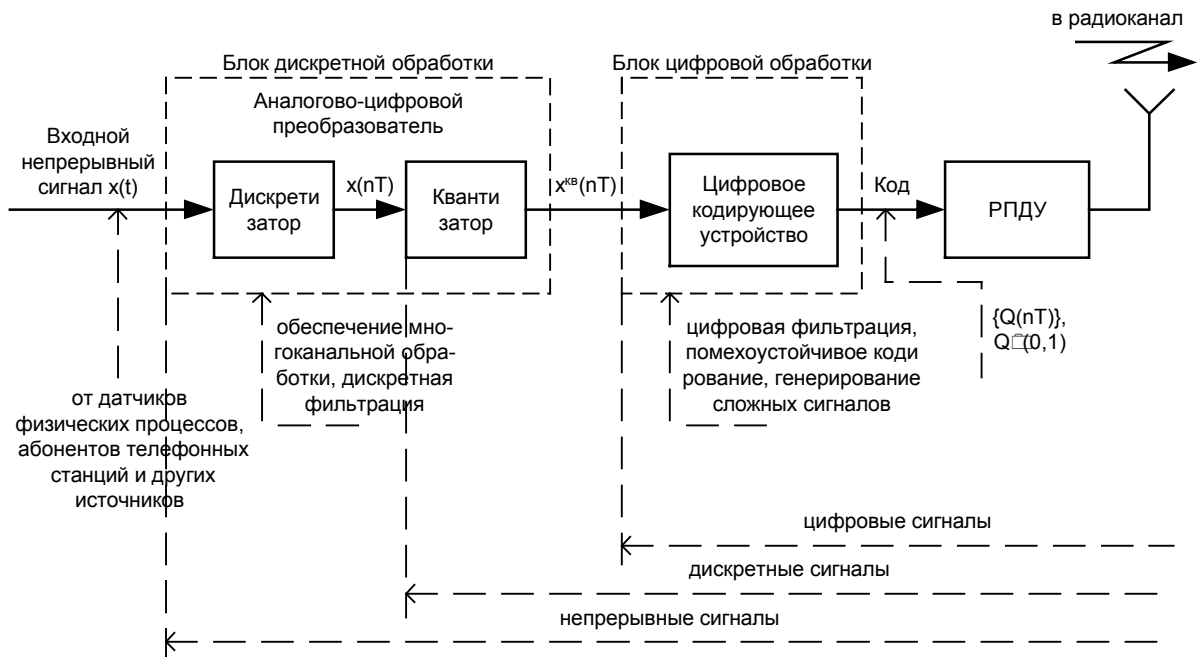


Рис. 3.2. Структура передающей РЭС с цифровой обработкой сигналов

Преобразования на *приемной стороне* обратны: демодуляция принятого радиосигнала, цифровое декодирование, цифро-аналоговое преобразование и фильтрация непрерывного сигнала.

Видно, что в современных РЭС проводится обработка *непрерывных, дискретных* и *цифровых* сигналов.

*Непрерывные* (аналоговые, континуальные) сигналы – непрерывны по времени  $t$  и по уровню  $x$  (всегда есть точки для которых  $\Delta t \rightarrow 0, \Delta x \rightarrow 0$ ) (рис.3.3).

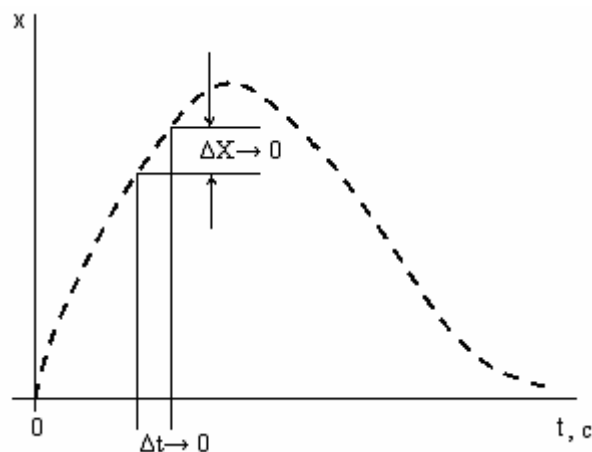


Рис. 3.3. Непрерывный сигнал

*Дискретные* сигналы (дискретные последовательности (ДП), решетчатые функции, временные ряды) непрерывны по уровню  $x$  ( $\Delta x \rightarrow 0$ ) и дискретны (счетны) по времени  $n = t/T = 0, 1, 2, \dots, \infty$ , где  $T = 1/2 F_{\max}$  - интервал дискретизации сигнала с максимальной частотой в спектре  $F_{\max}$  (рис. 3.4).

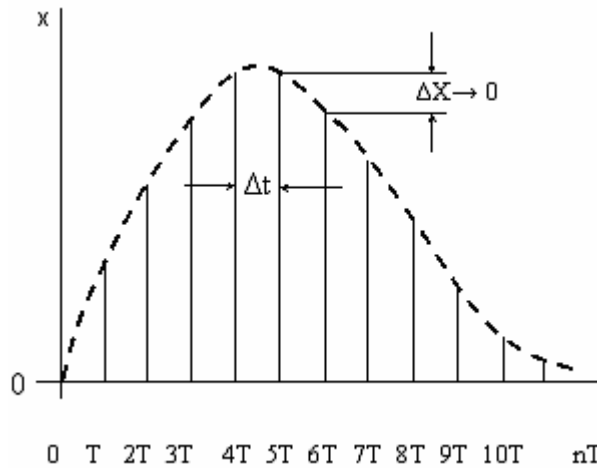


Рис. 3.4. Дискретный сигнал

Цифровые (квантованные) сигналы дискретны по времени  $n = t/T = 0, 1, 2, \dots$  и дискретны (квантованы) и оцифрованы по уровням  $x^{KB}(nT) = ih, i = 0, 1, \dots, M-1, h$  - шаг квантования. (рис. 3.5.)

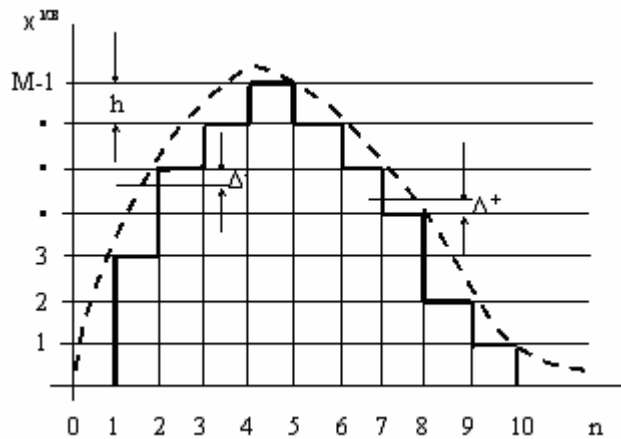


Рис. 3.5. Цифровой сигнал

Квантованный по уровню сигнал оцифровывается и кодируется в какой-либо системе исчисления, например, в двоичной:

$$X_n^{KB} \rightarrow \{Q_p, Q_{p-1}, \dots, Q_1\}_n, Q_i \in [0,1], p - \text{число разрядов двоичного ряда.}$$

При квантовании по уровню возникает ошибка  $\Delta^\pm = x(nT) - x^{KB}(nT)$ , имеющая случайный характер, - шум квантования.

### 3.2. Проблемы дискретизации сигналов на радио (промежуточной) частоте

Тенденция развития цифровой обработки сигналов в радиотехнике – перемещение цифровых процедур из видео в радиотракт (высокочастотную часть (ВЧ) приемника), как показано на рис. 3.6, где представлена эволюция бортовых устройств радионавигационных систем (РНС). Первоначально (60-е

годы) информация о навигационных параметрах извлекалась из видеосигнала после детектора в радиоприёмном устройстве (РПРУ) с использованием специализированного вычислительного устройства (СВУ) и бортовой ЭВМ (рис. 3.6, а). В СВУ решались задачи *первичной* обработки (обнаружение сигнала, разрешение с помехами и оценивание его параметров). Бортовая ЭВМ рассчитывала навигационные параметры - (*вторичная* обработка). Поколение РНС 70-х годов на борту включало микро- ЭВМ (МЭВМ), решавшую задачи первичной и вторичной обработки (рис. 3.6, б). В бортовых подсистемах РНС 80-90-х годов (рис. 3.6, в) все задачи обработки сигналов и оценивания параметров возложены на микропроцессорное вычислительное устройство (МПВУ), сопряженное с быстродействующим АЦП, преобразующим сигналы усилителя промежуточной частоты (УПЧ) в цифровую форму.

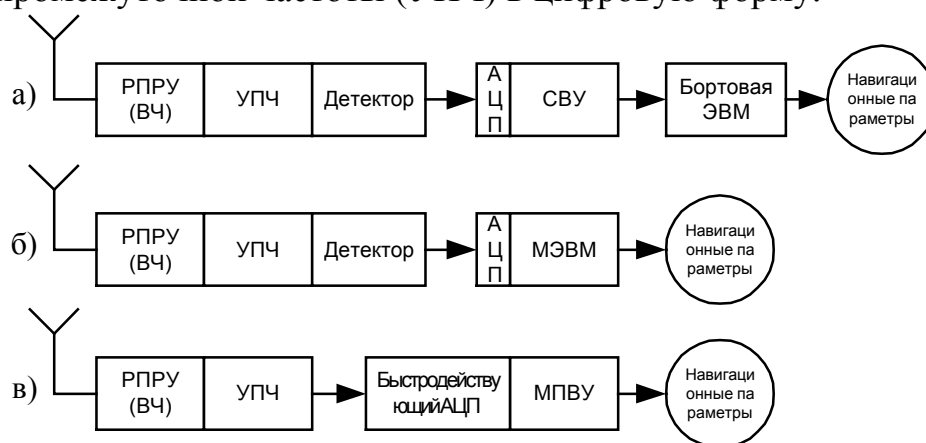


Рис. 3.6. Эволюция бортовых подсистем РНС

Возникает *проблема дискретизации и квантования высокочастотного сигнала*. В качестве вариантов решения можно предложить следующие.

1. Выбор частоты дискретизации по теореме Котельникова (рис. 3.7)

$$F_{\text{д}} = \frac{1}{T} \geq 2F_{\text{М}} = 2(f_0 + F_{\text{max}})$$

физически не реализуем, так как  $f_0$  – десятки и сотни МГц, и требует сверх высокочастотного АЦП. Кроме того, импульс дискретизации должен быть сверхкоротким ( $t_{\text{ди}} < 0.1 [1/(f_0 + F_{\text{max}})]$  - единицы и доли нс).

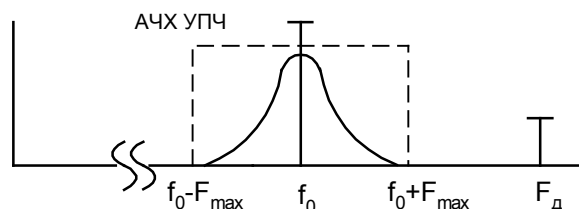


Рис. 3.7

2. Возможен выбор  $F_D \geq 2F_{\max}$  для узкополосного сигнала ( $\Delta F_c = 2F_{\max} \ll f_0$ ). Тогда одна из копий спектра дискретизованного сигнала при соответствующей настройке попадает в полосу УПЧ.

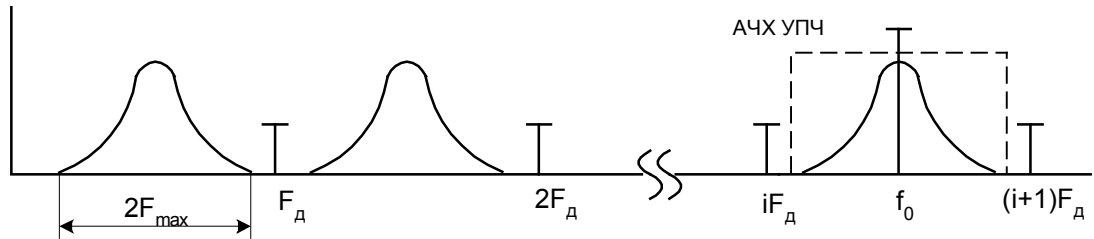


Рис. 3.8

Необходим запас по  $F_D > 2F_{\max}$ , чтобы исключить наложение смежных полос (спектров) и соответствующий этому стробоскопический эффект. Такой способ дискретизации использовался в цифровых РПРУ РНС длинноволнового диапазона. Возникали трудности при реализации устройств выборки и хранения и АЦП, когда  $f_0 + F_{\max}$  - единицы и десятки МГц, а  $2F_{\max}$  - десятки кГц.

3. Использование низкочастотной дискретизации при квадратурной обработке сигналов.

### 3.3. Цифровой радиоприем с квадратурной обработкой сигналов

Сигнал на выходе линейной части РПРУ (УПЧ) в смеси с помехой:

$$U(t) = S(t) + N(t) = \underbrace{E_S(t)}_{AM} \cos[(\omega_0 \pm \Delta\Omega) \pm \underbrace{\varphi_S(t)}_{\text{ЧМ}} - \Theta_S] + E_N(t) \cos[\omega_0 t - \underbrace{\varphi_N(t)}_{\text{ФМ}} - \Theta_N] \quad (50)$$

где  $S(t)$  и  $N(t)$  - узкополосные ( $\Delta f \ll f_0$ ) сигнал и помеха;

$E_S(t)$ ,  $\varphi_S(t)$ ,  $\Delta\Omega$  - законы амплитудной, фазовой модуляции и частотные (доплеровские) сдвиги (или частотная модуляция сигнала);

$E_N(t)$ ,  $\varphi_N(t)$  - огибающая и текущая фаза помехи;

$\Theta_S$ ,  $\Theta_N$  - начальные фазы сигнала и помехи.

В общем случае (1) преобразуется к виду:

$$\begin{aligned} U(t) &= E(t) \cos[\omega_0 t - \phi(t) - \Theta] = \\ &= E(t) \cos \omega_0 t \cos[\phi(t) + \Theta] + E(t) \sin \omega_0 t \sin[\phi(t) + \Theta] = \quad (51) \\ &= A(t) \cos \omega_0 t + B(t) \sin \omega_0 t \end{aligned}$$

где  $A(t) = E(t) \cos[\phi(t) + \Theta]$ ,  $B(t) = E(t) \sin[\phi(t) + \Theta]$  - квадратурные компоненты аналитического сигнала  $\dot{U}(t) = \dot{E}(t)e^{j\omega_0 t}$  с комплексной огибающей

$\dot{E}(t) = A(t) + jB(t) = |\dot{E}(t)| e^{j \arg \dot{E}(t)}$ , аргументом  $\arg \dot{E}(t) = \arctg \frac{B(t)}{A(t)} = \phi(t) + \Theta$  и

модулем  $|\dot{E}(t)| = \sqrt{A^2(t) + B^2(t)}$ .

При цифровой обработке процесса  $U(t)$  аналого-цифровому преобразованию подвергаются сравнительно низкочастотные процессы  $E(t), \phi(t), A(t), B(t)$  и  $\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}$ .

Рассмотрим вариант построения цифрового РПРУ с квадратурной цифровой обработкой сигнала на промежуточной частоте (рис. 3.9).

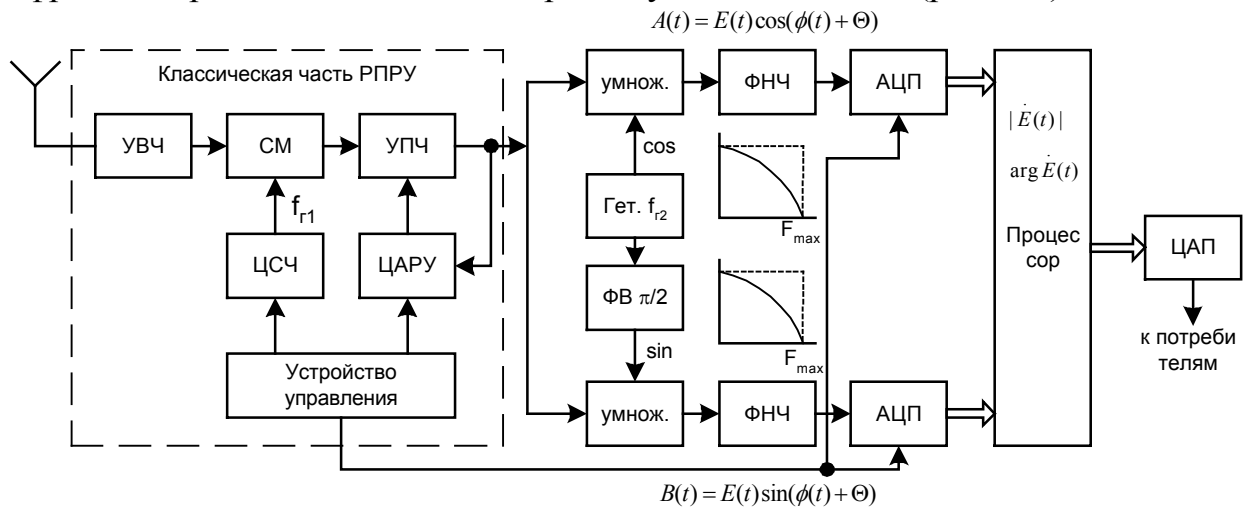


Рис. 3.9. Структура цифрового радиоприемного устройства

Колебание промежуточной частоты (ПЧ) с помощью гетеродина (Гет.) ( $f_{r2} = f_{пч}$ ) и фазовращателя (ФВ) на  $\pi/2$  расщепляется на две квадратурные компоненты  $A(t)$  и  $B(t)$ , выделяемые фильтрами НЧ с ограниченной частотой  $F_{max}$ . Частота дискретизации в каждом канале  $F_d \geq F_{max}$ . Требование теоремы Котельникова ( $F_d \geq 2F_{max}$ ) выполняется, так как дискретизация в обоих каналах проводится одновременно.

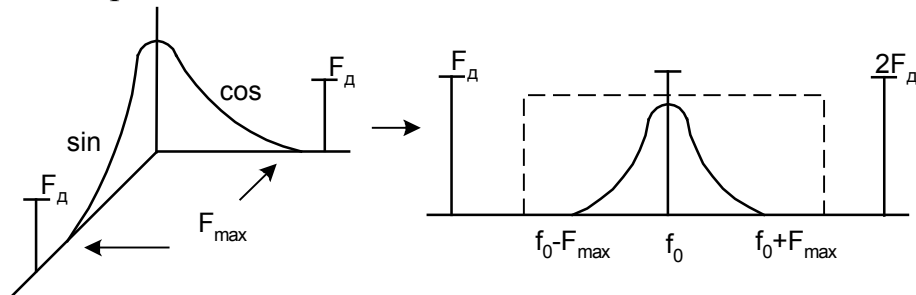


Рис. 3.10

Квадратурный прием сохраняет фазовые соотношения интерферирующих сигналов (уничтожаемые классическим детектированием), что эквивалентно обработке на высокой частоте сигнала.

Основными параметрами цифровой части РПРУ являются число уровней квантования и разрядов.

$$\text{Число уровней квантования } M = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{\Delta U} \approx d, \quad \Delta U \approx U_{\min} \sigma_{\text{ш}},$$

$d = U_{\max} / U_{\min}$  - динамический диапазон РПРУ,  $\sigma_{\text{ш}}^2$  - дисперсия собственного шума РПРУ.

Число разрядов АЦП:  $r = \lceil \log_2 M \rceil = \lceil \log_2 d \rceil$ . Число децибел динамического диапазона на разряд  $\gamma \approx \frac{20 \lg d}{\log_2 d} \approx 6$  дБ/разряд. Поскольку дисперсия шума квантования на выходе АЦП  $D_{\text{АЦП}} = \sigma_{\text{АЦП}}^2 = \Delta U^2 / 12$ , АЦП увеличивает шум РПРУ на 8.5%.

*Функции процессора цифрового РПРУ :*

1. Вычисление  $|\dot{E}(t)| = \sqrt{A^2(t) + B^2(t)}$  и  $\arg \dot{E}(t) = \arctg[B(t)/A(t)]$  для дальнейшей корректной обработки сигнала.
2. Поиск, распознавание и обнаружение сигнала.
3. Узкополосная фильтрация (различение сигналов, оценивание параметров).
4. Спектральный анализ и, если необходимо, преобразование по частоте.
5. Вторичная обработка (восстановление траекторий в радиолокации, объединение данных и т.п.)

### **3.4. Цифровое распознавание образов [11,15,31]**

#### **Алгоритмы и критерии качества распознавания**

Образ любого объекта характеризуется *совокупностью d признаков*: человек (рост, вес, одежда, пол), автомобиль (цвет, марка, габариты), РЛ отражения (полоса частот, положение максимума спектра).

Таким образом,  $\mathbf{Z} = [z_1, z_2, \dots, z_d]$  - *вектор* образа, компоненты которого  $Z_i, i \in [1, d]$  характеризуют d признаков объекта.

*Распознавание* образа - причисление его к одному из l классов  $\mathbf{Z} \in C_i, i = \overline{1, l}$  на основе сравнения с усредненными *опытными данными*  $[\bar{\mathbf{Z}}_i, i = \overline{1, l}]$  из "словаря" распознаваемых образов.

*Критерий распознавания* - минимум квадрата векторного расстояния между классифицируемым образом  $\mathbf{Z}$  и *эталоном* - средним образом  $\bar{\mathbf{Z}}_i, i$ -го класса, определенным по опытными данным



$$D_i^2 = \|\mathbf{Z} - \bar{\mathbf{Z}}_i\|^2 = (\mathbf{Z} - \bar{\mathbf{Z}}_i)^T (\mathbf{Z} - \bar{\mathbf{Z}}_i) = \|\mathbf{Z}\|^2 - 2 \left\{ \bar{\mathbf{Z}}_i^T \mathbf{Z} - \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{Z}}_i\|^2 \right\} = \min,$$

что эквивалентно максимуму *дискриминантной функции* для  $l$  классов

$$g_i(\mathbf{Z}) = \bar{\mathbf{Z}}_i^T \mathbf{Z} - \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{Z}}_i\|^2 = \mathbf{W}_i \mathbf{Z} - \Theta_i = \max, i = 1, 2, \dots, l,$$

где  $\mathbf{W}_i = \bar{\mathbf{Z}}_i^T = [\bar{z}_{i1}, \dots, \bar{z}_{id}]^T$ ,  $\|\bar{\mathbf{Z}}_i\| = \sqrt{\sum_{k=1}^d |\bar{z}_{ik}|^2}$ ,  $\Theta_i = \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{Z}}_i\|^2$

Отсюда следует, что процедуре распознавания предшествует *обучение* классификатора - вычисление *по опытным данным* весов  $\mathbf{W}_i$  и порогов  $\Theta_i$  классификатора (составление “словаря” образов распознаваемых объектов):

$$\begin{array}{l} \begin{array}{c} \text{признаки} \\ \longrightarrow \\ \mathbf{W}_1 = \bar{\mathbf{Z}}_1 = [\bar{z}_{11}, \bar{z}_{12}, \dots, \bar{z}_{1d}] = [w_{11}, w_{12}, \dots, w_{1d}]; \quad \Theta_1 = \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{Z}}_1\|^2 \\ \mathbf{W}_2 = \bar{\mathbf{Z}}_2 = [\bar{z}_{21}, \bar{z}_{22}, \dots, \bar{z}_{2d}] = [w_{21}, w_{22}, \dots, w_{2d}]; \quad \Theta_2 = \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{Z}}_2\|^2 \\ \dots \\ \mathbf{W}_l = \bar{\mathbf{Z}}_l = [\bar{z}_{l1}, \bar{z}_{l2}, \dots, \bar{z}_{ld}] = [w_{l1}, w_{l2}, \dots, w_{ld}]; \quad \Theta_l = \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{Z}}_l\|^2. \end{array} \\ \begin{array}{c} \downarrow \\ \text{классы} \end{array} \end{array}$$

Классификатор по входным данным  $\mathbf{Z} = [z_1, \dots, z_d]$  вычисляет  $l$  *дискриминантных функций*  $g_i(\mathbf{Z})$ ,  $i = 1, \dots, l$  и причисляет образ  $\mathbf{Z}$  к  $i_0$ -му классу, для которого  $g_{i_0}(\mathbf{Z}) = \max$ :

$$\mathbf{Z} = [z_1, \dots, z_d] \Rightarrow \begin{cases} g_1(\mathbf{Z}) = w_{11}z_1 + w_{12}z_2 + \dots + w_{1d}z_d - \Theta_1 \\ g_2(\mathbf{Z}) = w_{21}z_1 + w_{22}z_2 + \dots + w_{2d}z_d - \Theta_2 \\ \dots \\ g_i(\mathbf{Z}) = w_{i1}z_1 + w_{i2}z_2 + \dots + w_{id}z_d - \Theta_i \\ \dots \\ g_l(\mathbf{Z}) = w_{l1}z_1 + w_{l2}z_2 + \dots + w_{ld}z_d - \Theta_l \end{cases} \Rightarrow g_{i_0}(\mathbf{Z}) = \max \rightarrow \mathbf{Z} \in C_{i_0}$$

На рис. 3.11. показана структура распознавания  $d$ -мерных образов.

*Дискретизация* совместно с квантованием и кодированием обеспечивает цифровую обработку сегментов входных реализаций  $[x(t)]_m$ ,  $m=0, 1, \dots, M$  отражающих распознаваемые процессы.

*Ортогональное преобразование* выявляет наиболее характерное отображение распознаваемых образов (например, в частотной области). Обычно размерность  $\{x(n)\}$  и  $\{X(k)\}$  одинакова ( $N$ ).

*Блок понижения размерности* предназначен для выбора наиболее информативных признаков ( $d < N$ ) и упрощения реализации устройства.

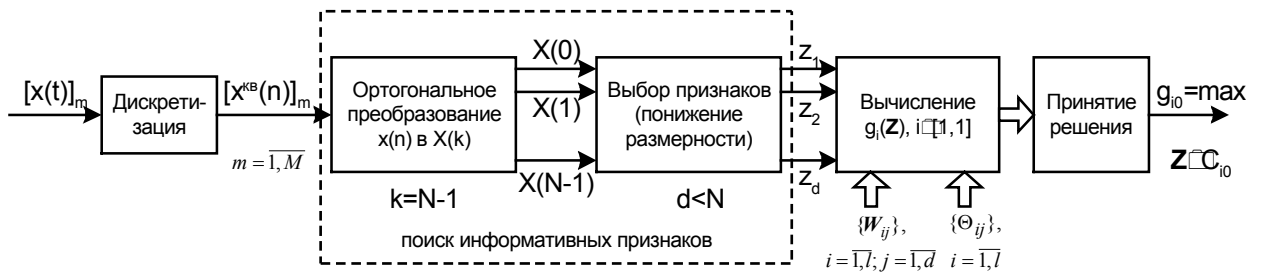


Рис. 3.11. Структура системы распознавания образов

Вычисление дискриминантных функций  $g_i(\mathbf{Z})$ ,  $i = \overline{1, l}$ ;  $l$  - число классов распознаваемых образов, на основе признаков неизвестного образа  $\mathbf{Z}$  и опытных данных  $\{W_{ij}\}$ ,  $Q_i$  и принятие решения  $\mathbf{Z} \in C_{i0}$  при  $g_{i0}(\mathbf{Z}) = \max$  (находится на основе сравнения  $g_i(\mathbf{Z})$  с порогом  $\Theta_i = 0,5 \|\mathbf{Z}_i\|^2$ ,  $i = \overline{1, l}$ ) проводится в соответствующих блоках.

### Классификация двумерных образов

Этот случай является весьма распространенным в радиолокации и радионавигации. В частности, используется для классификации стохастических (нерегулярных) отражений радиоволн от объектов с распределенной структурой (подстилающей поверхности суши и моря, метеообразований, стай птиц и насекомых). Известно, что двумерные спектральные характеристики таких отражений весьма информативны и пригодны для надежного распознавания.

Примеры спектральных характеристик радиолокационных отражений в сантиметровом диапазоне показаны на рис. 3.12.

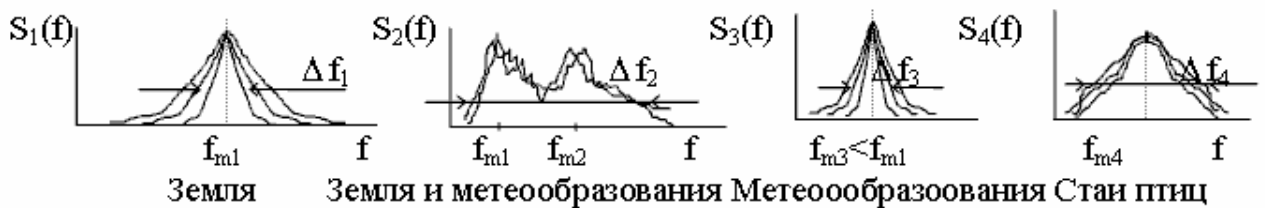


Рис. 3.12. Спектральные образы отражений от объектов с распределенной структурой

Исследования показывают, что доплеровские смещения частот относительно несущей, вызванные движением микрокомпонентов объектов, находятся в пределах 0-320 Гц (0 - земля, спокойное море; 320 - метеообразования, птицы, насекомые) с положением максимума спектров на частотах  $f_m = 0-160$  Гц.

Двумерный вектор образов отражений  $\mathbf{Z} = [z_1 = \Delta f, z_2 = f_m]$  содержит в качестве признаков ширину полосы  $\Delta f = z_1$  и положение максимума  $f_m = z_2$ , т.е.  $d=2$ . Распознавание ведется в пределах 3 - 5 классов ( $l=3 - 5$ ).

Следует заметить, что биоэлектрические сигналы (БЭС) (ЭКГ, ЭЭГ, РЭГ), характеризующие состояние живых организмов, в том числе и человека, имеют аналогичную природу – низкочастотны и узкополосны.

Тогда, согласно теории распознавания, система классификации двумерных образов (рис. 3.13.) включает в себя АЦП непрерывных сигналов, цифровой спектральный анализатор (ЦСА) - устройство ортогонального преобразования, вычислитель двумерных признаков (ВДП)  $\Delta f$  и  $f_m$ , цифровой фильтр (ЦФ) вычисления дискриминантных функций  $g_i(z)$ ,  $i=1,1$ ;  $\mathbf{Z}=[\Delta f, f_m]$  и устройство поиска  $g_{i0}(z)=\max$ , т.е. устройство принятия решения о принадлежности неизвестного образа к определенному классу  $C_{i0}(\mathbf{Z} \in C_{i0})$ . Классификатор вычисляет систему дискриминантных функций:

$$g_1(\mathbf{Z})=W_{1\Delta f}Z_1+W_{1f_m}Z_2-\Theta_1,$$

$$g_2(\mathbf{Z})=W_{2\Delta f}Z_2+W_{2f_m}Z_2-\Theta_2,$$

$$g_3(\mathbf{Z})=W_{3\Delta f}Z_3+W_{3f_m}Z_3-\Theta_3$$

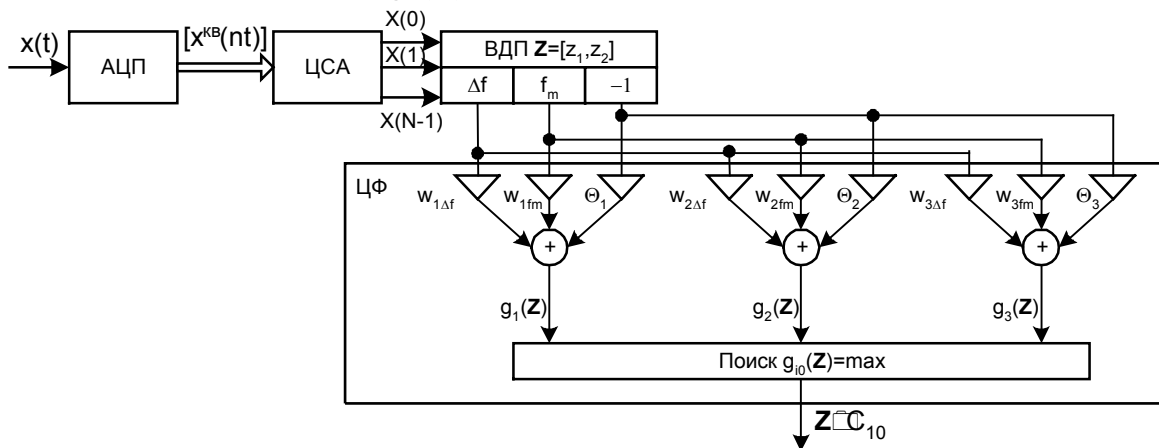


Рис. 3.13. Классификатор двумерных образов

Численная иллюстрация (в относительных единицах):

Обучающие множества:

$\mathbf{Z}$	$C_1$		$\mathbf{Z}$	$C_2$		$\mathbf{Z}$	$C_3$	
	$z_1$	$z_2$		$z_1$	$z_2$		$z_1$	$z_2$
$\mathbf{Z}_{11}$	0	3	$\mathbf{Z}_{21}$	5	5	$\mathbf{Z}_{31}$	6	-1
$\mathbf{Z}_{12}$	-1	3	$\mathbf{Z}_{22}$	6	5	$\mathbf{Z}_{32}$	7	0
$\mathbf{Z}_{13}$	-2	3	$\mathbf{Z}_{23}$	6	6	$\mathbf{Z}_{33}$	8	1
$\mathbf{Z}_{14}$	-3	3	$\mathbf{Z}_{24}$	6	7	$\mathbf{Z}_{34}$	9	1
$\mathbf{Z}_{15}$	-4	5	$\mathbf{Z}_{25}$	7	5	$\mathbf{Z}_{35}$	10	1

Отсюда:  $\mathbf{W}_1 = \overline{\mathbf{Z}}_1 = \begin{vmatrix} -2 \\ 3 \end{vmatrix}$ ,  $\mathbf{W}_2 = \overline{\mathbf{Z}}_2 = \begin{vmatrix} 6 \\ 5.6 \end{vmatrix}$ ,  $\mathbf{W}_3 = \overline{\mathbf{Z}}_3 = \begin{vmatrix} 8 \\ 0.4 \end{vmatrix}$

$$\|\overline{\mathbf{Z}}_1\|^2 = (-2)^2 + 3^2 = 13, \|\overline{\mathbf{Z}}_2\|^2 = 6^2 + 5.6^2 = 67.6, \|\overline{\mathbf{Z}}_3\|^2 = 8^2 + 0.4^2 = 65.6$$

Дискриминантные функции:

$$g_1(\mathbf{Z}) = -2z_1 + 3z_2 - 6.5$$

$$g_2(\mathbf{Z}) = 6z_1 + 5.6z_2 - 33.68$$

$$g_3(\mathbf{Z}) = 8z_1 + 0.4z_2 - 32.08$$

Образ  $\mathbf{Z}[4,7] \in C_2$ , так как  $g_2(4,7) = \max$  и  $\|\mathbf{Z} - \overline{\mathbf{Z}}_2\| = \min$ .

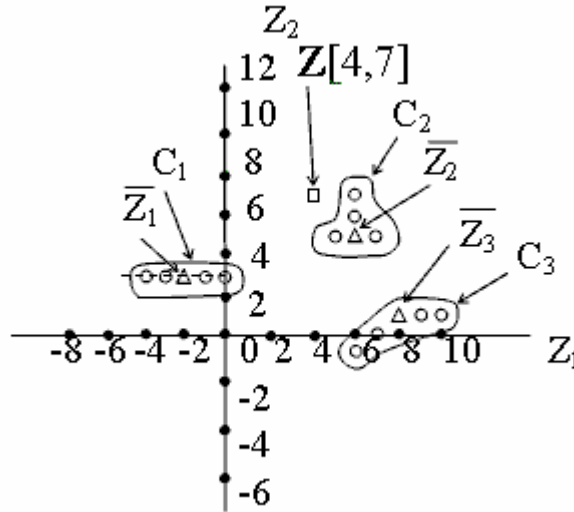


Рис. 3.14. Пример классификации двумерных образов

### 3.5. Нелинейная (гомоморфная) обработка многолучевых сигналов [18-20, 23, 26, 27, 31]

#### Природа и описание многолучевого сигнала

$$\text{Многолучевой сигнал } x(t) = S(t) + \sum_{i=1}^M c_i(t) = S(t) + \sum_{i=1}^M p_i S(t - t_i).$$

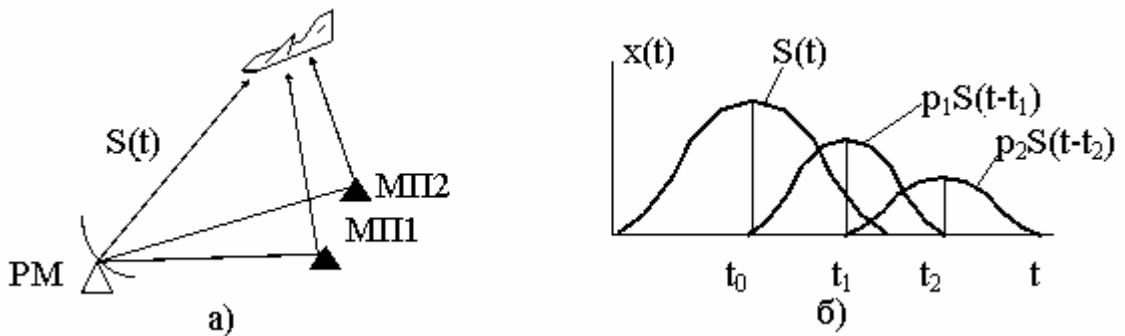


Рис. 3.15. Многолучевой канал РНС (а) и сигнал с отражениями (б)

Аддитивная смесь сигнала  $S(t)$  с его задержанными копиями  $p_i S(t-t_i)$ ,  $p_i$  — коэффициент отражения сигнала радиомаяка (PM) от  $i$ -го местного предмета  $МП_i$ , возникает при распространении сигнала радиопередатчика (например радиомаяка систем навигации) по разным путям из-за отражений на трассе

распространения от каких-либо объектов-местных предметов (МП) (в радионавигации, связи на УКВ и т.п.).

Зеркальные отражения вызывает радиоканал с импульсным откликом (ИО)

$$h(t) = \delta(t) + p_1\delta(t - t_1) + p_2\delta(t - t_2) + \dots + p_M\delta(t - t_M) = \sum_{i=0}^M p_i\delta(t - t_i), p_0=1, t_0=0$$

С учетом фильтрующего свойства  $\delta$ - функции:  $\int_{-\infty}^{\infty} f(x)\delta(x - x_0)dx = f(x_0)$  можно считать, что многолучевой сигнал  $x(t) = S(t) \otimes h(t)$  является сверткой основного сигнала  $S(t)$  и импульсного отклика  $h(t)$  канала распространения.

При *цифровой обработке* в дискретном времени  $n=t/T=0,1,2,\dots$

$$\overset{\text{ЦОС}}{x(t)} \rightarrow x(n) = S(n) + \sum_{i=1}^M p_i S(n - n_i) = S(n) \otimes h(n),$$

$$\overset{\text{ЦОС}}{h(t)} \rightarrow h(n) = \delta(n) + p_1\delta(n - n_1) + p_2\delta(n - n_2) + \dots + p_M\delta(n - n_M) = \sum_{i=0}^M p_i\delta(n - n_i)$$

$$p_0=1, n_0=0$$

Частотная характеристика многолучевого канала находится по спектру ДПФ:

$$H(j\omega) \xrightarrow{\text{ЦОС}} H(k) = F_{+1}\{h(n)\} = 1 + p_1 e^{-j\frac{2\pi}{N}n_1 k} + p_2 e^{-j\frac{2\pi}{N}n_2 k} + \dots + p_M e^{-j\frac{2\pi}{N}n_M k} =$$

$$= \sum_{i=0}^M p_i e^{-j\frac{2\pi}{N}n_i k}, k = \frac{\omega}{\Delta\omega} = 0,1,2,\dots - \text{дискретная частота}$$

Следует заметить, что рассмотренные модели не учитывают влияния шумов, что правомерно для ряда приложений ЦОС.

### **Разделение сигнала и отражений нелинейной (гомоморфной) фильтрацией**

Последовательность процедур гомоморфной обработки

$$x(n) = S(n) \otimes h(n) \xrightarrow{F_{+1}} X(k) = S(k) \cdot H(k) \xrightarrow{\log} \ln |X(k)| = \ln |S(k)| + \ln |H(k)| \rightarrow$$

$$\xrightarrow{F_{-1}} \hat{x}(m) = \hat{S}(m) + \hat{h}(m), \text{ порождает К Е П С Т Р } \hat{x}(m) - \text{некоторое}$$

отображение многолучевого сигнала в новом дискретном времени

$$m = \frac{t'}{T} = 0,1,2,\dots$$

Соответственно кепстры основного сигнала и импульсного отклика канала

$$\hat{S}(m) = F_{-1} \{ \ln |S(k)| \} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} [\ln |S(k)|] W_N^{-mk},$$

$$\hat{h}(m) = F_{-1} \{ \ln |H(k)| \} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} [\ln |H(k)|] W_N^{-mk}.$$

**Пример:** Сигнал двухлучевой с одним ( $M=1$ ) “несильным” ( $p < 1$ ) отражением.

$$x(t) = S(t) + p_1 S(t - t_1) \xrightarrow{\text{ЦОС}} x(n) = S(n) + p_1 S(n - n_1) = S(n) \otimes h(n)$$

$$h(t) = \delta(t) + p_1 \delta(t - t_1) \xrightarrow{\text{ЦОС}} h(n) = \delta(n) + p_1 \delta(n - n_1)$$

$$H(\omega) = 1 + p_1 e^{-j\omega t_1} \xrightarrow{\text{ЦОС}} H(k) = 1 + p_1 e^{-j\frac{2\pi}{N} n_1 k}$$

$$\ln H(k) = \ln(1 + p_1 e^{-j\frac{2\pi}{N} n_1 k}) \approx p_1 e^{-j\frac{2\pi}{N} n_1 k} - \frac{1}{2} p_1^2 e^{-j\frac{2\pi}{N} 2n_1 k} + \frac{1}{3} p_1^3 e^{-j\frac{2\pi}{N} 3n_1 k} - \dots$$

Кепстр видеосмеси  $x(n) = S(n) + p_1 S(n - n_1) = S(n) \otimes h(n)$  со спектром

$$X(k) = S(k) \cdot H(k) = S(k) (1 + p_1 e^{-j\frac{2\pi}{N} n_1 k}) \text{ определяется как}$$

$$\hat{x}(m) = F_{-1} [\ln |X(k)|] = F_{-1} [\ln |S(k)| + \ln |H(k)|] = \hat{S}(m) + F_{-1} [\ln |H(k)|] \approx \hat{S}(m) + p_1 \delta(m - n_1) - \frac{1}{2} p_1^2 \delta(m - 2n_1) + \frac{1}{3} p_1^3 \delta(m - 3n_1) - \dots$$

Видно (рис.3.16.), что кепстр двухлучевого сигнала содержит кепстр основного сигнала  $\hat{S}(m)$  (определяется формой  $S(n)$ ) и  $\delta$ -образные “пики” в точках дискретного времени  $m=n_1, 2n_1, 3n_1$  и т.д., соответствующие кепстру отражения (или кепстру импульсного отклика двухлучевого канала  $\hat{h}(m)$ ).

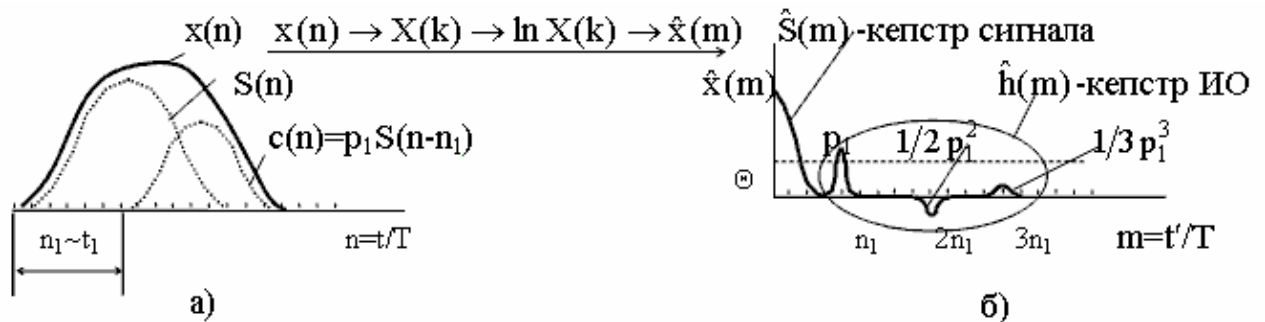


Рис. 3.16. Временной (а) и кепстральный (б) образы двухлучевого сигнала

### Структура и возможности гомоморфной обработки

Согласно выше рассмотренным соотношениям, структура гомоморфной обработки имеет вид, представленный на рис. 3.17.

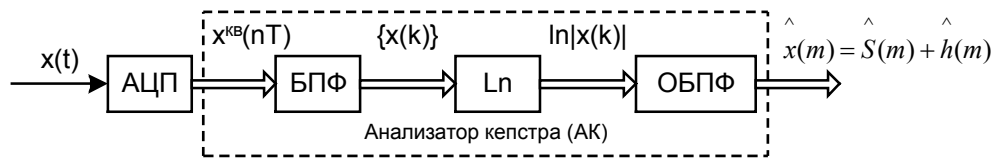


Рис. 3.17. Система анализа кепстров

Задачи, решаемые на основе анализа кепстра (рис. 3.18):

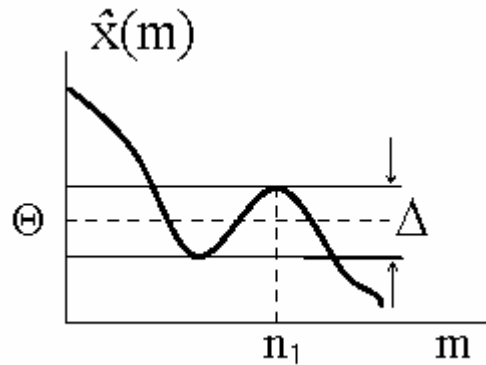


Рис. 3.18.

1. Обнаружение отражения в смеси (по критерию – более одного пересечения порога  $\Theta$  функцией кепстра  $\hat{x}(m)$ ).
2. Разрешение сигнала и отражения (по глубине провала  $\Delta$ )
3. Оценка параметров отражения (уровня  $\rho$  и задержки  $t_3 \sim \pi_1$ )
4. Компенсация отражения по схеме:

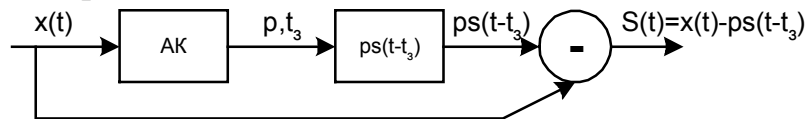


Рис. 3.19

**Достоинства гомоморфной обработки:**

1. Инвариантность к форме сигнала (с точки зрения задачи разрешения).
2. Цифровая реализация (в частности на ЭВМ программным методом).

**Недостатки:**

1. Сильная зависимость кепстра от шумов.
2. Реализация на видеочастотах.

**3.6. Восстановление дискретизованных сигналов [31]**

Качество и достоверность восстановленной по дискретизованному сигналу информации связано с величиной шага дискретизации  $T$ . Недостаточная величина  $T$  приводит к необратимым потерями информации, а дискретизация с избыточной частотой  $f=1/T$  бесполезна и технически неоправданна. Приведенный рисунок (рис. 3.20.) иллюстрирует принцип

восстановления функции  $\varphi_{\text{ц}}(t)$  изменения угловой координаты самолета по данным, полученным на выходе обзорной РЛС с периодом  $T_{\text{обз}} = 2\pi/\Omega_{\text{обз}}$ .

В общем случае процедура восстановления сигнала связана с прохождением выборок  $\{x(nT)\}$  через некий аналоговый интерполирующий (восстанавливающий) фильтр и образованием на выходе сигнала  $\hat{x}(t)$ , близкого к  $x(t)$ .

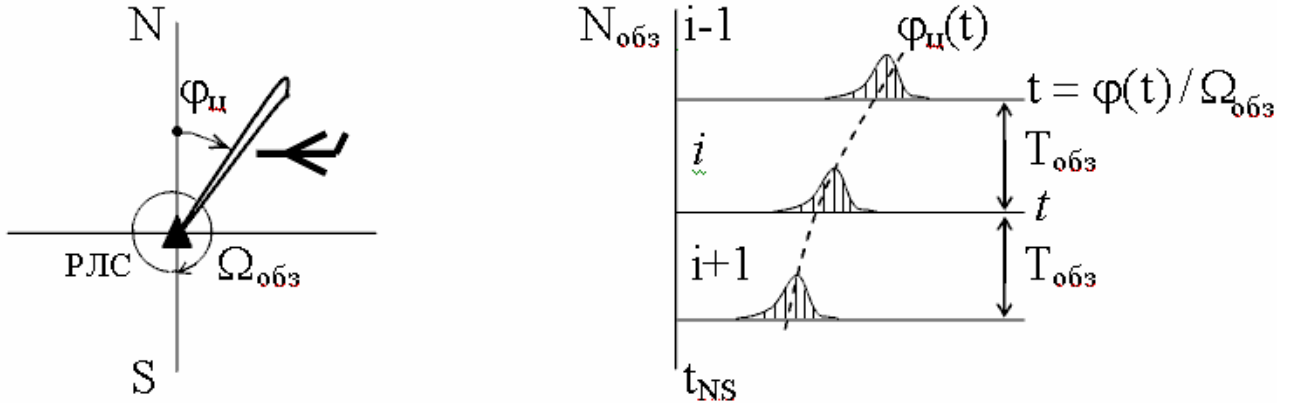
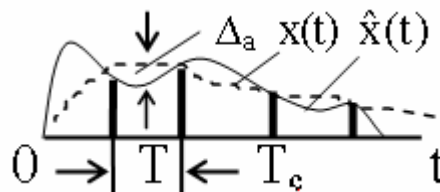


Рис. 3.20

Степень близости  $x(t)$  и  $\hat{x}(t)$  оценивается ошибкой аппроксимации  $\Delta_a$ , определяемой

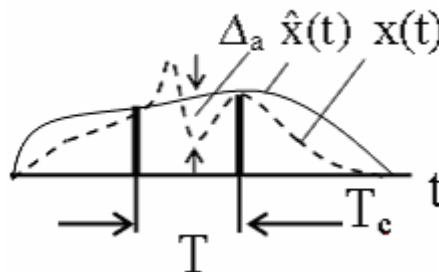
- при равномерной сходимости как

$$\Delta_a = |x(t) - \hat{x}(t)|, t \in [0, T_c]$$



- при среднеквадратической сходимости как

$$E[\Delta_a^2] = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} (x(t) - \hat{x}(t))^2 dt, t \in [0, T_c]$$



Равномерная сходимость требует близости  $\hat{x}(t)$  и  $x(t)$  в любой точке интервала анализа  $[0, T_c]$ , среднеквадратическая (сходимость в среднем) - на всем интервале  $[0, T_c]$ , в то время как в отдельных точках может быть сильное отличие  $\hat{x}(t)$  от  $x(t)$ .



**Восстановление сигналов с помощью фильтра низких частот (ФНЧ)**

Известно, что реакция идеального ФНЧ с граничной частотой  $F_m$  на задержанные  $\delta$ -импульсы описывается функциями Котельникова

$$\delta(t - nT) \xrightarrow{\text{ФНЧ}} \varphi_n(t - nT) = \frac{\sin \Omega_m(t - nT)}{\Omega_m(t - nT)} = \text{sinc}[2\pi F_m(t - nT)]$$

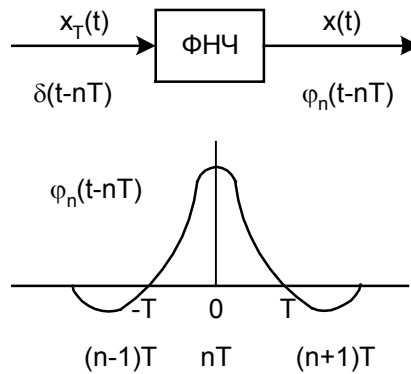


Рис.3.21

При подаче на вход дискретизованного сигнала

$$x_T(t) = T \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)\delta(t - nT) = \{x(nT)\}$$

на выходе ФНЧ возникает сигнал оценки  $\hat{x}(t)$ , причем

$$\hat{x}(t) \rightarrow x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)\varphi_n(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)\text{sinc}[2\pi F_m(t - nT)]$$

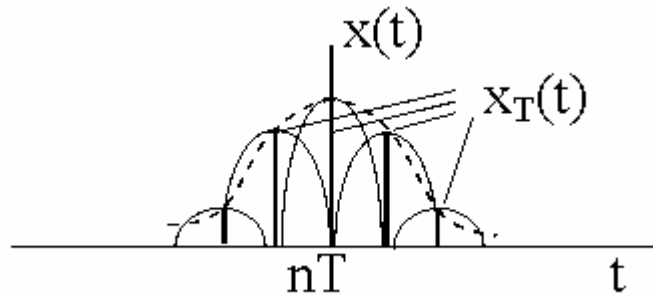


Рис. 3.22

В точках  $t = nT$   $\hat{x}(t) = x_T(t) = x(t)$  (точное значение), в паузах – возникает ошибка аппроксимации  $\Delta_a$ . Если спектр сигнала  $x(t)$  ограничен частотой  $F_m$ , безошибочное восстановление функциями Котельникова ( $\hat{x}(t) = x(t)$ ) достигается при шаге дискретизации  $T \leq \frac{1}{2}F_m$ . В противном случае эффект наложения спектров препятствует корректному восстановлению сигнала. На практике длительность сигнала ограничена величиной  $T_c$ , то есть база дискретизованного сигнала  $N \geq T_c/T = T_c 2F_m$ . Значит, аппроксимирующий

ряд ограничен и оценка непрерывного сигнала  $\hat{x}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT) \varphi_n(t - nT)$  является приближением к  $x(t)$  в *равномерном* или *среднеквадратическом* смысле. В точках дискретизации  $\hat{x}(t) = x(t)$  и ошибка восстановления отсутствует.

Практически ограничение сигнала по времени определяется интервалом анализа, по частоте – полосой устройства обработки.

В настоящее время для восстановления сигналов данным способом используют другие базисы ортогональных функций (Уолша, Хаара, и т.д.).

**Восстановление сигналов интерполирующими операторами**

ДП пропускается через интерполирующий фильтр (ИФ), реализующий кусочно-постоянную (КПА) или кусочно-линейную (КЛА) аппроксимации.

*Кусочно-постоянная* аппроксимация реализуется интерполирующим фильтром нулевого порядка. Оператор интерполяции  $x_{ио}(t) = x(nT)$ ,  $nT < t < (n+1)T$ , импульсная характеристика фильтра  $h_{иФ0}(t) = 1, 0 < t < T$ .

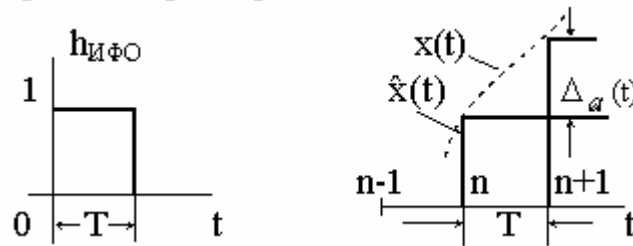


Рис. 3.23

Шаг дискретизации  $T$  при заданной ошибке аппроксимации  $\Delta_{а доп}$  ограничен максимальной скоростью сигнала  $|x(t)|_{max}$  :

$$T < \Delta_{а доп} / |\dot{x}(t)|_{max}$$

КПА наиболее проста в технической реализации (с помощью ЦАП), но не обеспечивает достаточную точность при восстановлении сигналов, содержащих производные высоких порядков.

*Кусочно-линейная* аппроксимация реализуется фильтром-интерполятором (экстраполятором) 1 порядка.



Рис. 3.24

Интерполяция в точке  $nT$ :

$$x_{инт}(t) = x[(n-1)T] + \frac{t-nT}{T} \{x(nT) - x[(n-1)T]\}, (n-1)T \leq t \leq nT$$

Экстраполяция в точке  $(n+1)T$ :

$$x_{эп}(t) = x(nT) + \frac{t-nT}{T} \{x(nT) - x[(n-1)T]\}, nT \leq t \leq (n+1)T$$

В случае КЛА максимальная ошибка восстановления определяется второй производной сигнала  $\Delta_{a\max} = \{|\ddot{x}(t)|_{\max} T^2\} / 8$ , откуда следует выбор шага дискретизации  $T \leq \sqrt{8\Delta_{a\max} / |\ddot{x}(t)|_{\max}}$ .

В общем случае ошибку интерполяции  $\Delta_{ин}(t)$  - (нестационарный случайный процесс с усредненной КФ  $R_{\Delta_{ин}}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T R_{\Delta_{ин}}(t, \tau) dt$ ) можно рассматривать как выходной сигнал схемы:

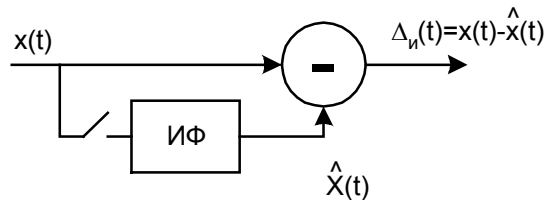


Рис. 3.25

### **Дискретизация и восстановление случайных процессов**

Как известно, *ограниченные во времени* реализации случайных процессов  $x(t), t \in T_p$  обладают неограниченным спектром ( $F_m \rightarrow \infty$ ). Поэтому, правило теоремы Котельникова для выбора шага дискретизации *не подходит* ( $T \rightarrow 0$ ). Не годится использование КПА и КЛА, так как неизвестны производные случайного процесса  $x_T(t)$ . В то же время ограниченность интервала корреляции  $\tau_k$  случайного процесса создает возможность выбора шага дискретизации по правилу  $T < 2\tau_k$ . В этом случае *база сигнала*  $x_T(t)$   $N \geq T_p / T = T_p / 2\tau_k$  равна числу *некоррелированных* элементов шума.

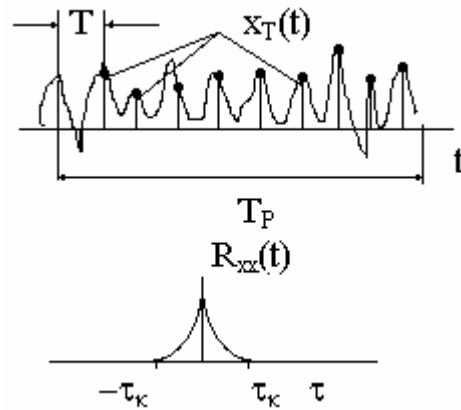


Рис. 3.26

При восстановлении дискретизованного случайного процесса используют оператор интерполяции

$$x_u(t) = \begin{cases} R_{xx}(\tau), & -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{в остальных случаях} \end{cases}$$

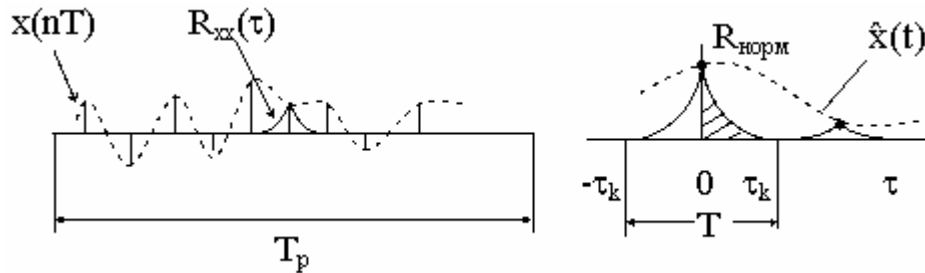


Рис. 3.27

где  $R_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_t x_{t+\tau} w(x_t, x_{t+\tau}) dx_t dx_{t+\tau} = \lim_{T_p \rightarrow \infty} \frac{1}{T_p} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) x(t + \tau) dt$ .

При этом дисперсия ошибки восстановления  $\Delta x$  по критерию СКО равна

$$D_{\Delta x} = \sigma_{\Delta x}^2 = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} |x(t) - x_u(t)|^2 dt, \text{ причем}$$

$$(D_{\Delta x})_{\min} = (\sigma_{\Delta x}^2)_{\min} = 1 - \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} R_{\text{норм}}(\tau) dt$$

В приближённых расчетах

$$R_{\text{норм}}(\tau) = \frac{R_{xx}(\tau)}{R_{xx}(0)} = 1 - \frac{\tau}{\tau_k} \text{ и } (D_{\Delta x})_{\min} = (6 \frac{\tau_k}{T} - 1) / 12 \left( \frac{\tau_k}{T} \right)^2$$

Выбор длительности импульсов дискретизации  $t_{ид}$ . Идеальные импульсы дискретизации имеют нулевую длительность ( $t_{ид,ид} \rightarrow 0$ ) и равномерный и бесконечный по частоте спектр  $S_{ид,ид}(f)$ . Выбор длительности реальных

импульсов должен гарантировать *равномерность спектра* в пределах полосы обработки (например, полосы ФНЧ), то есть  $F_m = \frac{1}{2T} \ll \frac{1}{t_{ид}}$  или  $t_{ид} \ll \frac{1}{F_m}$ . При этом импульс дискретизации условно считается  $\delta$ -импульсом.

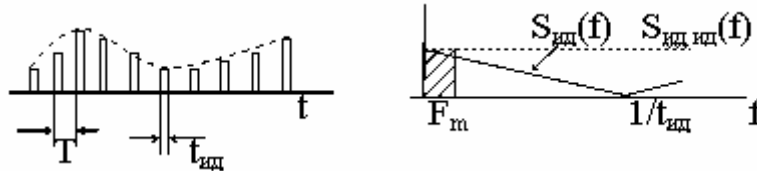


Рис. 3.28

### 3.7. Бортовая вычислительная аппаратура ЛА

#### 3.7.1. История создания бортовой цифровой вычислительной аппаратуры

Цифровые вычислительные средства в составе бортового оборудования самолетов появились на рубеже 60-х годов и за относительно короткий срок практически полностью заменили используемые ранее аналоговые вычислители, поскольку обеспечили более высокую точность решения задач, обладали большей универсальностью применения и широкими логическими возможностями.



Рис. 3.29. Внешний вид типового КФМ

Эти качества бортовой цифровой вычислительной машины (БЦВМ) позволяют использовать ее практически во всех подсистемах бортового оборудования самолета, обеспечивают устойчивость БЦВМ к усложнению алгоритмов и позволяют применять более сложные, а значит, и более совершенные законы управления самолетом и его подсистемами. Они позволили осуществить информационное взаимодействие между отдельными (ранее непосредственно не связанными) подсистемами бортового оборудования и образовать единый комплекс бортового оборудования (КБО), что в конечном счете повысило эффективность выполнения полетного задания и безопасность полета.

Использование БЦВМ потребовало определенной унификации радиоэлектронного оборудования самолета, в результате которой сократились сроки и снизились затраты на разработку и последующую модернизацию КБО и затраты на его эксплуатацию.

Для эффективного применения средств цифровой вычислительной техники в составе бортового оборудования самолетов необходимо было решить следующие проблемы:

- разработать БЦВМ, максимально удовлетворяющие по всем параметрам требованиям конкретного применения;
- создать системы обмена информацией, обеспечивающие как сопряжение БЦВМ с бортовой аппаратурой (датчиками и исполнительными органами), так и взаимодействие машин между собой в составе бортовой вычислительной системы;
- разработать программное обеспечение (ПО), включающее средства создания и отладки программ и средства, обеспечивающие вычислительный процесс и функционирование машины.

Необходимость решения двух первых проблем была очевидна изначально, а вот создание ПО казалось делом второстепенным. Поэтому на ранних стадиях развития цифровой авионики основное внимание уделялось разработке БЦВМ и средств ее сопряжения с бортовой аппаратурой. Проблема создания ПО обострялась по мере усложнения структуры машины, расширения круга решаемых задач, появления и развития бортовых вычислительных систем, и в настоящее время затраты на разработку ПО превышают затраты на создание аппаратных средств.

Разработка средств цифровой вычислительной техники для бортового оборудования самолетов началась в СССР во второй половине 50-х годов. В это время подавляющее большинство НИИ и приборостроительных КБ Минавиапрома начали разработку макетов различного рода цифровых вычислительных устройств (ЦВУ), бортового оборудования самолетов, а затем и ракет. К началу 60-х годов были созданы бортовые ЦВУ специализированного и универсального типов, большинство из которых практически не были востребованы. Исключение составила БЦВМ "Пламя-ВТ" (НПО "Вега"), которую можно рассматривать как прототип машин серии "Орбита".

К середине 60-х годов определились три предприятия – ОКБ "Электроавтоматика", С.-Петербург, НИИ "Аргон", Москва, и ХК "Ленинец" (С.-Петербург), на три последующих десятилетия ставшие основными разработчиками БЦВМ авиационного применения. Позднее разработку БЦВМ проводили и другие предприятия, такие, как МИЭА (Москва), МНИИ "Агат" (Жуковский), ОКБ "Авиаавтоматика" (Курск), 3-й МПЗ МНПК "Авионика" (Москва) и др. В начале 90-х годов в число разработчиков БЦВМ вошло Раменское приборостроительное КБ (РПКБ), НИИСИ РАН, ОАО "Русская авионика" (Жуковский). Основным разработчиком БЦВМ для ракет, используемых в качестве авиационного вооружения, стал НИИ

приборостроения (Москва), который за этот период разработал серию бортовых вычислительных устройств (БЦВУ-201, БЦВУ-301, БЦВУ-305-10, БЦВУ-305-12, БЦВУ-350, БЦВУ-400) и серию встраиваемых БЦВМ ("Заря-30", "Заря-32", "Заря-32М", "Заря-35", "Заря-37М", "Заря-38" и "Заря-32МК"), а также автономные БЦВМ "Заря-40" и "Заря-41".

С появлением серийно выпускаемых микропроцессоров (МП) разработка различных БЦВМ пошла широким фронтом. В это время были созданы: БЦВМ серии "Интеграция", Ц-175, Ц-176 (ХК "Ленинец", БЦВМ "Молния" и "Молния-Д" (МНПК "Авионика"), БЦВМ "Алиса" (МНИИ "Агат"), БЦВМ МПО (ОКБ "Авиаавтоматика"), БЦВМ "Сигма" (НПЦ "Синис") и ряд других. Однако большинство этих разработок не получило практического применения. В 90-х годах создаются БЦВМ на основе процессоров i80386 и i80486, в числе которых можно отметить семейство БЦВМ-386/486 (АО РПКБ), БЦВМ МВК (ОАО "Русская авионика") и БЦВМ МБ-5 (АО НТЦ "Модуль").

Уже в начале 70-х годов БЦВМ используются практически во всех подсистемах КБО. Эти подсистемы создавались на предприятиях различных министерств. Например, радиоэлектронные комплексы разрабатывались Минрадиопромом и оснащались БЦВМ, созданными в НИИ "Аргон", навигационно-пилотажные комплексы и системы индикации разрабатывались Минавиапромом и оснащались БЦВМ, созданными в ЛНПОЭА. На борту самолетов использовались БЦВМ с различной архитектурой, что серьезно затрудняло отработку аппаратуры и программного обеспечения КБО, увеличивало сроки создания комплексов, повышало затраты на их разработку и эксплуатацию.

На основе анализа, проведенного в конце 70-х – начале 80-х годов была разработана программа создания семейств унифицированных СБЭВМ для использования на подвижных объектах всех классов. Эта программа была утверждена в 1984 г. решением Государственной Комиссии. В соответствии с ней в ЛНПОЭА были начаты работы по созданию унифицированных СБЭВМ – СБ3541 и СБ3542 с архитектурой типа "Электроника-32", а в НИИ "Аргон" – СБ5140 с архитектурой "ПОИСК". К сожалению, эта программа не была выполнена. Были разработаны лишь отдельные машины (и то со значительным отставанием по срокам) – СБ3541 на базе МПК1839, СБ5140 и СБ5580 на основе БМК 1537ХМ2. Опыт работ по созданию СБЭВМ был учтен, а сама идея межвидовой унификации получила логическое завершение в разработках ЭВМ семейства "Багет" (головной разработчик НИИСИ РАН), в состав которого входят также и машины авиационного применения "Багет-53", "Багет-52", "Багет-63" и "Багет-62"

Одновременно с машинами общего назначения велись работы по созданию специализированных процессоров для обработки сигналов. В ХК "Ленинец" был создан первый промышленный программируемый процессор

сигналов Ц200 и разрабатывается новый процессор Ц300. НИИСИ РАН (КБ "Корунд-М") представил свой образец сигнального процессора "Багет-55-02" (Ц400), который выполняет операции "бабочка" со скоростью 40 млн. оп./с. В настоящее время разрабатывается более совершенный процессор Ц600.

На протяжении трех десятилетий БЦВМ качественно изменялись. Их быстродействие увеличилось более чем на три порядка и достигло десятков миллионов операций в секунду, а емкость запоминающих устройств достигает 8–16 Мб. Одновременно уменьшились вес и энергопотребление. Это обусловлено совершенствованием элементной базы, архитектуры и структурной организации машин.

Если в начале для построения БЦВМ использовались дискретные компоненты, то по мере развития элементной базы они заменялись интегральными схемами (ИС), затем схемами со средней и большой интеграцией (СИС и БИС) и наконец микропроцессорными комплектами БИС (МПК БИС).



Рис. 3.30. Внешний вид ЦВМ 10-15.

Замена дискретных компонентов большими интегральными схемами позволила повысить быстродействие машины более чем на два порядка при одновременном снижении на порядок и более энергопотребления и веса. Совершенствование микропроцессоров в 80-х и начале 90-х годов позволило поднять еще как минимум на порядок быстродействие БЦВМ, также улучшились внутренние и внешние интерфейсы вычислительных машин.

В первых БЦВМ использовались неунифицированные шины, обеспечивающие взаимодействие между блоками машины и преобразователи "код – аналог" и "аналог – код" для связи с абонентами. По мере развития структуры БЦВМ в качестве внутреннего интерфейса сначала использовался интерфейс "общая шина", а затем и системная шина VME, которая уже является открытым интерфейсом. Аналоговый внешний интерфейс дополняется радиальными каналами для передачи последовательных кодов с пропускной способностью 48 кбит/с, затем в состав внешнего интерфейса вводятся мультиплексные каналы с пропускной способностью 1 Мбит/с. В дальнейшем, по мере совершенствования структуры, в составе внешнего интерфейса можно использовать каналы по 20 Мбит/с, сетевые интерфейсы типа AS4074 (HSDB), а в перспективе и интерфейс типа SCI (в варианте для систем реального времени – 1394) с пропускной способностью 1 Гбит/с и 1 Гб/с.



Проанализировав этапы развития элементной базы, архитектуры, структуры БЦВМ, ее ПО, можно сформулировать основные признаки, характеризующие поколения бортовых цифровых вычислительных машин.

Для БЦВМ *первого поколения* были характерны относительно низкий информационно-вычислительный потенциал и довольно примитивная (с современной точки зрения) структура, реализуемая с применением дискретных компонентов. Структуру этих БЦВМ составляли арифметическое устройство (АУ), оперативное и постоянное запоминающие устройства (ОЗУ и ПЗУ), устройство управления (УУ) и вторичный источник питания (ВИП). Память машин была одноуровневой. Закрытая архитектура этих машин строилась на основе функциональных блоков, которые разрабатывались специально для каждого конкретного случая. Любая модернизация требовала дополнительной разработки соответствующих функциональных блоков с нужными характеристиками. Программирование производилось в машинных кодах, а для отработки программ использовались интерпретирующие системы и пульта контроля и индикации.

К типовым представителям БЦВМ *первого поколения* относятся созданные в ЛНПОЭА ЦВМ-263 и ЦВМ-264, которые выпускались серийно с 1964 г. Машины имеют быстродействие 62 тыс. оп./с (для операций регистр – регистр) и 31 тыс. оп./с (для операций регистр – память), ОЗУ емкостью 256 16-разрядных слов и ПЗУ емкостью 8Кх16 бит. Нарботка на отказ – 200 ч, масса – 330 кг, потребляемая мощность – 2000 Вт.

В структуре БЦВМ *второго поколения* начинают использоваться элементы конвейеризации, обеспечивающие совмещение в выполнении операций, процессоры, содержащие более совершенные сумматоры и специальные устройства для выполнения операций умножения, деления и вычисления элементарных функций. Структура машин реализуется на интегральных схемах, но остается детерминированной и трудно модернизируемой, то есть, по существу, закрытой. Для написания программ начинают использоваться языки уровня ассемблера, а для их отработки – специальные отладочные комплексы, объединяющие БЦВМ с инструментальной вычислительной машиной.

Взаимодействие с абонентами БЦВМ первого и второго поколений производилось через устройство сопряжения (УС), которое содержало необходимый набор преобразователей "аналог – цифра" и "цифра – аналог", так как бортовая аппаратура имела в основном аналоговый интерфейс.

Это устройство конструктивно выполнялось или в виде автономного блока, взаимодействующего с машиной по цифровому каналу, или интегрировалось с БЦВМ, образуя устройство ввода-вывода. Уже для БЦВМ первого поколения была сделана попытка унификации введением нормали 847АТ, которая регламентировала параметры аналоговых каналов. Для обмена

последовательными кодами и разовыми командами в бортовых машинах второго поколения вводятся каналы ARINC-429.



Рис. 3.31. Внешний вид базового комплекса ЦВМ «Орбита-20».

Ко второму поколению условно можно отнести БЦВМ семейств "Орбита-10" и "Орбита-20", созданные в ЛНПОЭА, а также БЦВМ "Аргон-15" разработки НИИ "Аргон" (НИЦЭВТ).

Серийный выпуск БЦВМ семейства "Орбита-10" начат в 1970 г. В составе семейства – более десяти модификаций, имеющих одинаковое быстродействие и различающихся составом УВВ и емкостью памяти.

БЦВМ семейства "Орбита-10" – 16-разрядные, их быстродействие в формате R-S и R-R равно 62,5 и 125 тыс. оп./с. В базовой модели используется ОЗУ емкостью 1024 слова, ПЗУ емкостью 16К слов и ЭЗУ емкостью 256 слов. Нарботка на отказ, вес и энергопотребление зависят от конфигурации машины и находятся в пределах 250–500 ч., 90–60 кг и 1500–500 Вт соответственно.

Программирование БЦВМ семейства осуществлялось на уровне машинных кодов, делались попытки создания языка программирования уровня ассемблера. Для отладки ПО ГосНИИАС предложил комплекс отработки программ (КОП) в составе бортовой машины, инструментальной ЭВМ и аппаратуры, обеспечивающей их сопряжения.

Серийное производство БЦВМ семейства "Орбита-20" (ЛНПОЭА), объединяющего более 50 различных модификаций, начато в 1974 г. Поньше БЦВМ этого семейства остаются самыми массовыми вычислительными машинами авиационного применения.

Все машины семейства имеют одинаковое быстродействие, равное 200 тыс. оп./с (операции сложения) и 100 тыс. оп./с (операции умножения). Базовая модель включает ОЗУ емкостью 512 слов и ПЗУ емкостью 16К слов. Масса машины 8.5 – 76кг, время непрерывной работы 6 – 25ч.

Бортовая цифровая вычислительная машина "Аргон-15", разработана в начале 70-х годов. Она поставлялась пользователям как вычислительное устройство, состоящее из центрального процессора (ЦП) с быстродействием 200 тыс. оп./с (операции сложения), ОЗУ емкостью 2К слов, ПЗУ емкостью 32К слов (четыре блока по 8К слов) и энергонезависимого ЗУ (ДЗУС). Средства сопряжения машины с бортовой аппаратурой создавал разработчик соответствующей подсистемы.

К середине 80-х годов было разработано четыре модификации машины: "Аргон-15", "Аргон-15А", "Аргон-15К" и "Аргон-15-М". БЦВМ "Аргон-15" (ОЗУ – 1К, ПЗУ – 24К слов) имеет массу 35 кг и наработку на отказ 500 ч.

Быстродействие машины "Аргон-15К" – 500 тысяч, а "Аргон-15-М" – 800 тысяч коротких операций в секунду. БЦВМ "Аргон-15-М" при общей емкости памяти 86К слов (ОЗУ – 5К, ПЗУ – 80К и ДЗУС – 1К слов) имеет наработку на отказ 5000 ч и весит 16,6 кг.

В БЦВМ *третьего поколения* использованы иерархическая память, включающая сверхоперативную память (РОН – регистры общего назначения), многоуровневая система прерывания, каналы прямого доступа к памяти, а также механизмы защиты информации от несанкционированного доступа. В структуре бортовых машин третьего поколения начинают применяться средства поддержки мультипроцессорирования. Структура этих БЦВМ имеет в основном магистрально-модульную организацию и допускает изменение характеристик машины в достаточно широких пределах путем использования необходимого количества соответствующих (унифицированных) модулей, т. е. приобретает некоторую открытость. Для построения унифицированных модулей применяются схемы со средним и высоким уровнями интеграции, в том числе и микропроцессорные комплекты больших интегральных схем. В составе внешнего интерфейса для обмена информацией, наряду с преобразователями "аналог–цифра" и "цифра–аналог", используются разовые команды и последовательные коды (ГОСТ 18977-79) и мультиплексные каналы, выполненные в соответствии с ГОСТ 26765.52–87.

К *третьему поколению* БЦВМ можно условно отнести машины семейств ЦВМ 80-30ХХХ (ЛНПОЭА), ЦВМ 80-40ХХХ (ЛНПОЭА), "Заря-30" (НИИП), "Заря-40" (НИИП), БЦВМ Ц-100, Ц101, Ц102 и Ц104 (НИИ "Аргон") БЦВМ А-30, А-40 и А-50 (НИИ "Аргон") и СБМВ-1, СБМВ-2 (МНПК "Авионика").



Рис. 3.32. Внешний вид ЦВМ80-307ХХ

Серийное производство бортовых ЭВМ семейства ЦВМ 80-30ХХХ начато в 1986 г. Быстродействие машин составляет 600 и 300 тыс. оп./с (сложение регистр – регистр и регистр – память) и 100 тыс. оп./с (умножение).

В составе семейства представлены четыре модификации: 80-302ХХ, 80-303ХХ, 80-307ХХ и 80-308ХХ. Они имеют одинаковое быстродействие, но различаются емкостью памяти, составом УВВ и физическими характеристиками. Минимальную емкость памяти (ОЗУ – 4К, ПЗУ – 12К и ЭЗУ – 1К слов) имеет 80-303ХХ, максимальную (ОЗУ – 24К, ПЗУ – 72К и ЭЗУ – 1К слов) – 80-307ХХ. Особенностью 80-307ХХ является трехпроцессорная

структура, особенностью 80-308XX – наличие мультиплексного (ГОСТ 26765.52–87) канала обмена. Для отладки ПО предлагается рабочее место программиста РМП-80.

Серийное производство машин семейства ЦВМ 80-40XXX начато в 1987 г. Машины имеют одинаковое быстродействие, равное 800 и 500 тыс. оп./с (регистр – регистр и регистр – память соответственно). Емкость памяти изменяется в пределах: для ОЗУ – от 10К до 24К слов; для ПЗУ – от 48К до 224К слов; для ЭЗУ – от 16К до 224К слов. Разработаны две однопроцессорные и четыре двухпроцессорные конфигурации БЦВМ, различающиеся емкостью памяти и составом интерфейса. Для отладки ПО предлагается рабочее место программиста РМП-85.

БЦВМ на основе архитектуры "ПОИСК" (проблемно-ориентируемая с изменяемой системой команд) разработаны в НИИ "Аргон". Первая БЦВМ ряда Ц100 была передана в серийное производство в 1983 г. В начале 80-х годов созданы машины Ц101 и Ц102, а в 1986 г. завершена машина Ц104.

Потенциальное эффективное быстродействие Ц100 составляет 180 тыс. оп./с, Ц101, Ц102 и Ц104 – порядка 400 тыс. оп./с. Емкость ОЗУ в Ц101 и Ц102 составляет 16К\*18 бит, ПЗУ – 64К\*16 бит (128К\*16 бит), ЭЗУ 256\*16 бит. БЦВМ Ц104 имеет ОЗУ емкостью 8К\*18 бит, ПЗУ – 64К\*16 бит и ЭЗУ – 256\*16 бит. Масса машин Ц101 и Ц102 23 кг, энергопотребление – 300 Вт, а Ц104 – 21 кг и 200 Вт соответственно. Вместе с машиной пользователю предлагается система автоматизации программирования, отладки и документирования, которая содержит: конфигуратор для настройки транслятора на состав операторов изделия, транслятор с языка символического кодирования операторов и загрузчик. Подсистема автоматизации отладки позволяет проводить автономную и статическую комплексную отладку в среде ОС ЕС в интерактивном режиме. Разработка БЦВМ с архитектурой ЕС ЭВМ была начата в НИИ "Аргон" в середине 70-х годов. Эта архитектура использовалась в БЦВМ А-30, А-40 и А-50.

Быстродействие БЦВМ А-30 порядка 625 тыс. оп./с (регистр – регистр), емкость ОЗУ – 32 Кб, ПЗУ – 256 Кб, ДЗУС – 1 Кб. Масса машины составляет 150 кг, энергопотребление – 800 Вт.

БЦВМ А-50 полностью совместима с ЕС ЭВМ, ее быстродействие – 2 млн. оп./с (регистр – регистр). Емкость ОЗУ увеличена до 16 Мб, используются накопители на магнитной ленте и на магнитных цилиндрах, приспособленные для жестких условий эксплуатации. Для создания ПО используются рабочие места, выполненные на базе ЕС ЭВМ.

Разработка БЦВМ СБМВ-1 и СБМВ-2 (МНПК "Авионика") начата в середине 80-х годов. К 1993 г. было выпущено несколько сот этих машин. В режиме фиксированной запятой ее быстродействие составляет 1000 тыс. оп./с и

50 тыс. оп./с (операции сложения и умножения). Операции с плавающей запятой со скоростью 80 тыс. оп./с. Энергопотребление не превышает 10 Вт.

*Четвертое поколение* БЦВМ характеризуется открытой архитектурой. Машины этого поколения могут иметь интегрированную структуру, в состав которой наряду с процессорами общего назначения могут входить и специализированные процессоры. Использование открытых унифицированных интерфейсов позволяет провести глубокую унификацию, охватывающую все компоненты машины – аппаратные модули, конструктивное исполнение и программное обеспечение.

К *четвертому поколению* можно условно отнести БЦВМ 90-50XXX, семейство БЦВМ-386/486 и БЦВМ "Багет-53". Разработка семейства БЦВМ-386/486 начата в АО РПКБ в 90-х годах.

Процессор БЦВМ-386 построен на базе МПК i386DX (тактовая частота 20 МГц) и обеспечивает в режиме плавающей запятой на коротких операциях быстродействие от 0,77 до 2,86 млн. оп./с. В составе процессорного модуля предусмотрено ОЗУ емкостью 512 Кб, ПЗУ емкостью 512 Кб, флэш-память емкостью 1 Мб и ОЗУ полетных заданий емкостью 64 Кб. Модули внешнего интерфейса обеспечивают обмен в соответствии с ГОСТ 26765.52–87 и ГОСТ 18977–79. Нарботка на отказ БЦВМ-386-1 в указанной конфигурации – 10 000 часов, масса – 9 кг, энергопотребление – 100 Вт.

Базовая модель БЦВМ-486 (БЦВМ-486-1) содержит в структуре модуль ЦП, который построен на основе процессора i80486 DX2, работающий на тактовой частоте 50 МГц и обеспечивающий в режиме фиксированной запятой при выполнении операций сложения регистр – регистр, регистр – память и умножения (32\*32) быстродействие 50, 15 и 2 млн. оп./с соответственно. В составе модуля используются ОЗУ и ЭЗУ емкостью по 2 Мб. Нарботка на отказ этой машины 10 000 ч, масса 13 кг, энергопотребление – 120 Вт.

Основные черты *пятого поколения* БЦВМ еще окончательно не определены. Однако обязательным качеством этих машин следует считать наличие в структуре унифицированных внутренних и внешних (последовательных) интерфейсов, модулей интеллектуальных процессоров, способных к адаптации и обучению, а также "дружелюбного", интеллектуального интерфейса и развитых операционных систем и инструментальных средств поддержки разработки программ на всех этапах их жизненного цикла.

### **3.7.2. Бортовой вычислительный комплекс**

При решении задач управления БЭВМ по линиям связи и передачи данных получает от экипажа и различных датчиков необходимую информацию и производит вычисления в дискретной (цифровая электронная вычислительная

машина ЦЭВМ) или в аналоговой (аналоговая ЭВМ) форме. В качестве БЭВМ применяются также гибридные (аналого-цифровые) ЭВМ. Результаты решения задачи в виде управляющих сигналов и команд передаются в различные устройства объекта для управления или отображаются на экранах в удобной для восприятия экипажем форме. Характерной особенностью работы БЭВМ является обработка поступающей информации и выдача управляющих сигналов и команд в реальном масштабе времени, что расширяет диапазон требований к производительности (быстродействию) БЭВМ. Они наиболее высоки к БЭВМ, выполняющих функции обработки сигналов и изображений в радиолокационных, оптических и гидроакустических системах. Требуемая производительность этих БЭВМ  $10^8 \approx 10^{10}$ , а в автономных боевых роботах  $10^{10} \approx 10^{11}$  операций в 1 с и более.

Установка БЭВМ на подвижных объектах обуславливает жёсткие требования к массогабаритным характеристикам, энергопотреблению, надёжности функционирования при ударных и вибрационных нагрузках и др. Для создания БЭВМ используются большие и сверхбольшие интегральные микросхемы, содержащие десятки и сотни тыс. элементов на одном полупроводниковом кристалле. БЭВМ с производительностью  $(5 \approx 10) \times 10^6$  операций в секунду может быть создана на нескольких полупроводниковых кристаллах (и даже на одном). Чтобы достигнуть производительности 10 операций в секунду и выше, используются многомашинные (многопроцессорные) вычислительные комплексы, в которых наряду с традиционной структурой БЦЭВМ находят широкое применение специализированные вычислительные средства, приспособленные для решения конкретных типов задач (например, для обработки радиолокационных изображений). В БЭВМ, как правило, используются постоянные запоминающие устройства для записи программ решения задач, которые обычно составляются заранее.

### **3.7.3. Прицельно-навигационная система**

#### ***Задачи прицельно-навигационной системы***

Под прицельно-навигационной системой (ПНС) понимают функционально связанные бортовые устройства пилотируемого летательного аппарата, предназначенные для автоматизированного решения боевых и навигационных задач.

ПНС обеспечивает выполнение таких боевых задач, как бомбометание, пуск управляемых и неуправляемых ракет, стрельба из пушек, дополнительное маневрирование, предшествующее атаке цели и т.д. С помощью ПНС производится прицеливание, состоящее в выведении ЛА в зону применения средств поражения и в определении момента сбрасывания бомб, пуска ракет

или открытия огня из пушек. К навигационным задачам относятся выведение ЛА в заданный район, посадка, а также обеспечение безопасности маловысотного полёта. В процессе решения боевых и навигационных задач с помощью ПНС осуществляется управление полётом ЛА. Автоматизация решения перечисленных задач достигается применением бортовых цифровых вычислительных машин и средств управления полётом ЛА, его вооружением и оборудованием, действующим без участия человека. Однако некоторые функции возлагаются на экипаж.

### ***Подсистемы ПНС***

ПНС состоит из следующих взаимодействующих подсистем: информационной, вычислительной, отображения информации, связи и управления, контроля. *Информационная* подсистема выдаёт данные о положении, параметрах движения и других характеристиках собственного ЛА, цели и используемых средствах поражения. Эта информация вырабатывается в полёте с помощью бортовых датчиков или поступает извне. Информационная подсистема включает высотомеры, измерители скорости, датчики курса и вертикали, углов крена, тангажа, атаки и скольжения, угловых скоростей; инерциальные системы, выдающие данные о составляющих ускорения и путевой скорости ЛА, его местоположении, курсе, углах тангажа и крена; неавтономные навигационные средства, обеспечивающие определение места ЛА с использованием наземных маяков. Для получения данных о положении цели используются визирные средства и дальномеры. Визирные средства разделяют на оптические, оптико-электронные и радиолокационные. Оптические средства позволяют вести наблюдение в пределах видимой области спектра. По конструкции они делятся на коллиматорные и телескопические. Оптико-электронные средства обеспечивают наблюдение также в инфракрасной области спектра. Радиолокационные визирные средства позволяют вести наблюдение в области сантиметровых и миллиметровых радиоволн, предназначены для обнаружения радиолокационно-контрастных и радиоизлучающих объектов. Радиолокационные визирные средства бывают активными (радиолокаторы) и пассивными (радиопеленгаторы).

*Вычислительная* подсистема автоматически преобразует и перерабатывает получаемую информацию в целях выдачи данных, необходимых для управления полётом и прицеливания.

Подсистема отображения информации предоставляет экипажу сведения, необходимые для прицеливания, навигации и пилотирования, полученные на борту и обработанные с помощью ЭВМ. В её состав входят индикаторы различного типа: стрелочные (например, указатель высоты), цифровые (например, индикатор географических координат, оставшегося пути и других величин), с применением символики (например, командно-пилотажный прибор,

дающий информацию об углах тангажа и крена, а также команды для пилотирования) и др. Навигационно-пилотажная и прицельная информация может комплексироваться с помощью специальных индикаторов, позволяющих наблюдать за внешней обстановкой и одновременно за символами, изображающими параметры полета и команды для пилотирования (например, коллиматорный визир, на который наряду с прицельной выводится навигационно-пилотажная информация).

Подсистема *связи и управления* обеспечивает взаимодействие всех устройств ПНС, а также управление полетом ЛА, его оборудованием и вооружением. К ней относятся также исполнительное устройство для управления полётом в автоматическом режиме и выработки директорных сигналов, используемых лётчиками при пилотировании в полуавтоматическом режиме.

Подсистема *контроля* предназначена для проверки правильности функционирования аппаратуры ПНС. В неё входят средства контроля как в полёте, так и на земле.

ПНС в своём развитии прошли несколько этапов. Первоначально прицельные и навигационные устройства работали независимо друг от друга. Однако рост числа решаемых задач привёл к увеличению массы и габаритов аппаратуры, повышению потребляемой мощности. Затем появились системы с некоторыми функциональными связями, в которых для решения разных задач использовались общие датчики информации. В дальнейшем для обработки информации стали применяться центральные бортовые ЭВМ. Опыт показал, что такая *централизованная* система не обладает высокой живучестью и надёжностью, т.е. выход из строя ЭВМ полностью выводит её из строя. Появились ПНС, построенные по *децентрализованной* схеме. Они состояли из автономных подсистем, имеющих свои специализированные ЭВМ, способные в аварийной ситуации выполнять основные функции друг друга. Недостатки таких систем: увеличенная масса и габариты, большая мощность энергопитания. Большинство современных ПНС построено по так называемой гибридной схеме, сочетающей достоинства как централизованной, так и децентрализованной системы. Такая система состоит из автономных подсистем и центрального органа координации. ЭВМ центрального органа берёт на себя функции ЭВМ подсистем в случае выхода их из строя. Подобные ПНС обладают высокой живучестью и надёжностью при относительно малых массе и габаритах.

### **3.8. Задания для самоподготовки**

1. Указать место цифровой обработки сигналов в РНС.
2. Объяснить проблему дискретизации сигналов на высокой частоте и указать пути ее решения.



3. Объяснить сущность квадратурной обработки сигналов.
4. Структура цифрового радиоприемного устройства.
5. Объяснить сущность задачи распознавания образов.
6. Критериальная основа и алгоритм распознавания образов.
7. Структура цифрового устройства распознавания образов.
8. Распознавание двумерных образов.
9. Пояснить сущность гомоморфной обработки многолучевых сигналов.
10. Привести пример анализа двулучевого сигнала и структуру устройства обнаружения отражения, разрешения с сигналом и компенсации помехи.
11. Принципы восстановления дискретизованных сигналов и критериальная основа.
12. Восстановление сигналов с помощью ФНЧ.
13. Восстановление сигналов интерполирующими полиномами.
14. Объяснить задачи и состав вычислительной аппаратуры РНС.

## **Заключение**

В учебном пособии, рассчитанном на студентов и магистрантов радиотехнических специальностей университета, рассмотрены вопросы повышения помехоустойчивости перспективных радиосистем навигации и посадки самолетов в условиях воздействия априорно неопределенных и нестационарных помех шумового и сигналоподобного характера, вызванных многопутевым распространением сигнала по трассе «радиомаяк – борт летательного аппарата». Показана информационная общность радионавигационных систем, позволившая с единых позиций обосновать метод цифровой функционально-адаптивной обработки (ФАДО) информации в бортовых подсистемах. Предложено процедурное наполнение системы функциональной адаптации, критериальная основа и пример программно-аппаратной реализации на стандартных микропроцессорных комплектах. Показаны перспективы развития ФАДО на основе тенденций изменения современных электронных средств.

Материал пособия может быть полезен аспирантам и инженерам при выполнении работ по теории и практике современных радиосистем, цифровой обработки сигналов и т.п.

Наличие дидактического материала в пособии позволяет использовать его при самостоятельном (заочном) изучении курса.

## **Библиографический список**

### *Основной*

1. Авиационная радионавигация: Справочник/ А.А. Сосновский, И.А. Хаймович, Э.А. Лутин, И.Б. Максимов; Под ред. А.А. Сосновского. – М.: Транспорт, 1990. – 246 с.
2. Радиотехнические системы: Учебник для вузов/ Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др.; Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высш. Шк. – 1990. – 496 с.
3. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник. – М.: Радиотехника, 2003. – 104 с.
4. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.
5. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. – М.: Радио и связь, 1985. – 344 с.
6. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
7. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах/ В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др.; Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Сов. Радио, 1975.
8. Брафф Р., Шайвли К.А., Зельцер М. Достоверность и надежность радионавигационных систем// ТИИЭР. – 1983. - т.71. – №10. – с. 125-135.
9. Бернюков А.К. Дискретная и цифровая обработка информации. Введение в теорию и некоторые приложения: Учеб. пособие для вузов. – Владимир: ВЛГУ, 2002. – 160 с.
10. Обработка сигналов в радиосистемах ближней навигации./ Г.А. Пахолков. Г.Е. Збрицкая и др.; Под ред. Г.А. Пахолкова. – М.: Радио и связь, 1992. – 256 с.
11. Архипов Е.А., Гущин Ю.Е., Егоров В.А. Некоторые особенности описания время-импульсных систем навигации и посадки самолетов (ВИРС НП). – М. – 1988. - №9с. – Деп. в ЦНТИ ГА СССР 04.02.1988. - №615 ГА.
12. Никитин А.И. О построении электронной модели микроволновой системы посадки самолетов/ Радиотехника, 1979. – т.36 - №6.
13. В.И. Тихонов. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
14. Методы обработки сигналов в условиях априорной неопределенности./ В.А. Богданович, В.Н. Бондаренко, Ю.В. Коломенский, Ю.Д. Ульяницкий. – Л.: ЛЭТИ, 1980. – 99 с.
15. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: пер. с англ. – М.: Радио и связь. – 1989. – 440 с.

16. Бернюков А.К. Микропроцессорная функционально-адаптивная обработка сигналов систем радионавигации в бортовой подсистеме./ Радиотехника. – 1988. - №7. – с. 78-83.
17. Ширман Я.Д., Манжос В.В. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
18. Архипов Е.А., Бернюков А.К. Разрешение как метод обнаружения мешающих переотражений/ Вопросы радиоэлектроники. – сер.ОТ.-1986, вып. 6. – с. 81-87.
19. Архипов Е.А., Бернюков А.К., Гуцин Ю.Е., Егоров В.А. Обнаружение отражений во многолучевом канале время-импульсных радиосистем навигации и посадки самолетов методом фазовых оценок./ Вопросы радиоэлектроники. – сер.ОВР, 1991, вып. 15. – с 17 -27.

*Дополнительный*

20. Архипов Е.А., Бернюков А.К. Использование гомоморфной фильтрации для разделения сигналов и переотражений в международной системе посадки/ Вопросы радиоэлектроники. – сер.ОТ. – 1981, вып. 25. – с. 77-84.
21. Бернюков А.К. Распознавание помех при радионавигации и посадке самолетов/ Радиоэлектроника. – 1986. – т.29 - №7. – с. 54-59.
22. Бернюков А.К. Исакевич В.В. Дискриминантный анализ в задачах распознавания помех радионавигационными системами./ Сб. науч. тр. Проектирование трактов обработки радиолокационных и радионавигационных сигналов./М.: МАИ, 1988. – с. 81 -85.
23. Архипов Е.А. Бернюков А.К. Гомоморфная фильтрация для разрешения радионавигационных сигналов и переотражений/ Радиотехника. – 1986. - №11 – с. 83-85.
24. Бортовые радиоустройства посадки самолетов./ И.А. Хаймович., П.А. Иванов, Ю.Е. Устроев и др. М.: Машиностроение, 1980. – 328 с.
25. Архипов Е.А., Бернюков А.К., Гуцин Ю.Е., Егоров В.А., Обнаружение отражений во многолучевом канале время-импульсных радиосистем навигации и посадки самолетов фазовым методом/ Вопросы радиоэлектроники. – сер.ОВР. – 1991. – с. 17-27.
26. Бернюков А.К., Галкин А.П. Обоснование цифровых структур радиотехнических систем: Уч. Пособие. – Владимир: ВПИ, 1985. – 80 с.
27. Бернюков А.К. Функционально-адаптивная обработка информации в бортовых устройствах радиосистем навигации и посадки самолетов/ Электронное моделирование. – 1991. - №2. – с. 8-13.
28. Бернюков А.К., Луценко А.Д. Проектирование и исследование обнаружителя отражений во многолучевом канале РСБН.//

- Проектирование и технология радиоэлектронных средств. – Всероссийский научно-технический журнал. - №2, 2002. – с. 11-18.
29. Бернюков А.К., Егоров В.А. Моделирование на ЭВМ радионавигационного приемника с ранговым обнаружителем./ Методы и устройства обработки сигналов в радиотехнических системах: Межвуз. сб. – Рязань: РРТИ. – 1990. – с. 55-60.
30. Бернюков А.К. Никитин А.И. Цифровые устройства: Учеб. пособие для вузов. – ВЛГУ, 2000. – 176 с.
31. Бернюков А.К., Гущин Ю.Е., Никитин О.Р., Оценка погрешности измерения величины искривления равносигнальной линии радиомаяков.// Повышение эффективности и надежности радиоэлектронных систем. Межвуз. сб. – Л.:ЛЭТИ, 1974. вып.2. – с. 28-33
32. Бернюков А.К. Реализационные основы микропроцессорной функционально-адаптивной обработки многолучевых сигналов время-импульсных радиосистем навигации и посадки самолетов// Проектирование и технология электронных средств. - №1, 2001. – с.6–9.
33. Вопросы перспективной радиолокации/ Коллективная монография. Под ред. А.В. Соколова. – М.: Радиотехника, 2003. – 512 с.
34. <http://www.extech.ru/srcrus/catalog/17/tech/4.html>
35. <http://www.ifc-leasing.com/204100avio.html>
36. Авиационная техника на международных авиасалонах в 1997 году. Обзор под ред. Е.А. Федосова. ГосНИИАС, 1998г.
37. Мир авионики (С. - Петербург), 1998, №№1 – 4.
38. НИИ «Аргон». Вехи полувекового пути. Москва, 1998.
39. «Багет» - семейство ЭВМ для специализированных применений. КБ КОРУНД-М. Рекламные материалы.